

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
جامعة بولس صيد

# فيزياء الالكترونيات

تأليف

الدكتور صباحي سعيد الراوي

مدرس

هندسة السيطرة والنظم

الجامعة التكنولوجية

الصفحة	الموضوع	الفصل
١١	المقدمة	المقدمة
١٣	مفاهيم اولية في الكهربائية والالكترونيات	الفصل الاول :
١٣	المقدمة	1-1
١٣	الالكترونيات	1-2
١٥	الدائرة الكهربائية	1-3
١٨	عناصر الدائرة	1-4
٢٥	قوانين الدائرة الكهربائية	1-5
٣٠	مصدر تيار ثابت	1-6
٣١	مصدر فولتية ثابت	1-7
٣٢	تحليل الدوائر الكهربائية	1-8
٤٠	متسلسلة فورير	1-9
٤٣	افصى نقل للقدرة	1-10
٤٧	وحدة الكسب ( الديسيل )	1-11
٤٩	ثابت الزمن	1-12
٥٣	دائرة التفاضل والتكامل	1-13
٥٦	الارضي والشاصي	1-14
٥٨	اسئلة ومسائل	
٦٥	الانبعاث الالكتروني	الفصل الثاني :
٦٥	المقدمة	2-1
٦٧	الانبعاث الالكتروني	2-2
٦٨	الانبعاث الكهروضوئي	2-3
٧١	الانبعاث الثانوي	2-4
٧٣	الانبعاث الايوني الحراري للالكترونيات	2-5
٧٤	الباعث الايوني الحراري	2-6
٧٥	الانبعاث المجالي	2-7
٧٧	اسئلة ومسائل	
٧٩	الصمامات المفرغة	الفصل الثالث :
٧٩	المقدمة	3-1

الصفحة	الموضوع	الفصل
٧٩	الصمام الثنائي المفرع	3-2
٨٣	كيفية عمل الصمام الثنائي المفرع	3-3
٨٤	مميزات الصمام الثنائي المفرع	3-4
٨٨	ثوابت الصمام	3-5
٩١	الصمام الثلاثي	3-6
٩٣	خواص الصمام الثلاثي	3-7
١٠٢	ثوابت الصمام الثلاثي	3-8
	استعمالات الصمام الثلاثي	3-9
١٠٩	طرق انحياز الصمام الثلاثي	3-10
١١١	الدائرة العملية لمكبر الصمام الثلاثي	3-11
١١٣	الصمام الرباعي	3-12
١١٧	مميزات الصمام الرباعي	3-13
١١٨	ثوابت الصمام الرباعي	3-14
١٢٠	الصمام الخماسي	3-15
١٢٢	مميزات الصمام الخماسي	3-16
	اسئلة ومسائل	
١٢٩	الفصل الرابع : فيزياء اشباه الموصلات	
١٢٩	المقدمة	4-1
١٣٠	النماذج الذرية الكلاسيكية	4-2
١٣٢	انموذج بور	4-3
١٣٧	انموذج الميكانيك الموجي	4-4
١٤٢	حزم الطاقة للبلورات	4-5
١٤٥	الموصلات والعوازل واشباه الموصلات	4-6
١٤٩	اشباه الموصلات النقية	4-7
١٥٥	اشباه الموصلات الشائبة	4-8
١٦٠	سريان التيار في اشباه الموصلات الشائبة	4-9
١٦٣	اسئلة ومسائل	
١٦٥	الفصل الخامس : الثنائي البلوري	
١٦٥	المقدمة	5-1

الصفحة		
١٦٦	...	ثنائي الوصلة PN 5-2
١٦٩	...	وصلة الـ PN في حالة الاستقرار 5-3
١٧٢	...	مخطط الطاقة لوصلة الـ PN 5-4
١٧٤	...	حساب الجهد الحاجز ... 5-5
١٧٥	...	وصلة الـ PN تحت تأثير جهد انحياز خارجي 5-6
١٨٤	...	الدائرة المكافئة للثنائي البلوري ... 5-7
١٨٨	...	تحليل دائرة الثنائي : خط الحمل 5-8
١٩١	...	ثنائي زينر ... 5-9
١٩٤	...	الثنائي النفقي 5-10
١٩٧	...	اسئلة ومسائل

## ٢٠١ الفصل السادس : استعمالات الثنائيات البلورية

٢٠١	...	المقدمة 6-1
٢٠٢	...	التقويم 6-2
٢١١	...	عامل التموج 6-3
٢١٢	...	دوائر الترشيح 6-4
٢١٩	...	دائرة الازلام 6-5
٢٢١	...	دائرة مضاعف الجهد 6-6
٢٢٣	...	دائرة القطع ( التقليم ) 6-7
٢٢٦	...	الثنائيات البلورية كعناصر لدوائر المنطق 6-8
٢٢٨	...	تنظيم الجهد 6-9
٢٣٤	...	اسئلة ومسائل

## ٢٣٧ الفصل السابع : الترانزستور

٢٣٧	...	المقدمة 7-1
٢٣٨	...	الخصائص الاساسية للترانزستور 7-2
٢٤٤	...	طرق ربط الترانزستور 7-3
٢٦٤	...	مناطق عمل الترانزستور 7-4
٢٦٧	...	دائرة ترانزستور بسيطة 7-5
٢٧١	...	اسئلة ومسائل

الصفحة	الموضوع
٢٧٥	الفصل الثامن : دوائر انحياز الترانزستور والاستقرارية الحرارية ... ..
٢٧٥	8-1 المقدمة ... ..
٢٧٧	8-2 انحياز الترانزستور ... ..
٢٨٢	8-3 استقرارية نقطة التشغيل ( العمل ) ... ..
٢٨٦	8-4 دوائر الانحياز ... ..
٣٠٠	8-5 دوائر انحياز الترانزستور نوع PNP ... ..
٣٠١	8-6 طبقة التعويض ... ..
٣٠٨	اسئلة ومسائل ... ..
٣١١	الفصل التاسع : تحليل دوائر الترانزستور
٣١١	9-1 المقدمة ... ..
٣١٢	9-2 دائرة عملية لمكبر ترانزستور ... ..
٣١٦	9-3 الدوائر المكافئة المستمرة والمتناوية ... ..
٣١٩	9-4 التحليل البياني ... ..
٣٣٥	9-5 نموذج الاشارة الصغيرة للترانزستور ( القاعدة المشتركة ) ... ..
٣٤٣	9-6 الثوابت الهجينة ... ..
٣٥٢	9-7 الدائرة المكافئة - T ... ..
٣٥٨	اسئلة ومسائل ... ..
٣٦٣	الفصل العاشر : مكبرات الاشارة الصغيرة
٣٦٣	10-1 المقدمة ... ..
٣٦٤	10-2 المكبرات الاساسية ... ..
٣٨٧	10-3 مقارنة بين المكبرات الاساسية للترانزستور ... ..
٣٩٠	اسئلة ومسائل ... ..
٣٩٣	الفصل الحادي عشر : ترانزستور تأثير المجال
٣٩٣	11-1 المقدمة ... ..
٣٩٤	11-2 ترانزستور المجال الوصلي ... ..
٣٩٩	11-3 مبدأ عمل ترانزستور المجال الوصلي ... ..
٤٠٢	11-4 منحنيات الخواص لترانزستور المجال الوصلي ... ..
٤٠٥	11-5 ثوابت ترانزستور تأثير المجال ... ..

الصفحة	الموضوع	الفصل
	ترانزستور تأثير المجال ذو الاوكسيد المعدني	6-11
٤٠٧	( MOSFET )	
٤١٦	مكبرات الـ FET	7-11
٤١٨	طرق انجياز ترانزستور FET	8-11
٤٢٤	اسئلة ومساائل	
٤٢٥	الفصل الثاني عشر : مكبرات متعددة المراحل	
٤٢٥	المقدمة	1-12
٤٢٥	اقتران مقاومة - متسعة	2-12
٤٣١	الاقتران المباشر	3-12
٤٣٥	مكبرات اخرى	4-12
٤٥٨	اسئلة ومساائل	
٤٦١	الفصل الثالث عشر : مكبرات القدرة	
٤٦١	المقدمة	1-13
٤٦٣	مصطلحات مهمة	2-13
٤٧٢	اصناف مكبرات القدرة ( شروط العمل )	3-13
٤٩٣	مكبر السحب والدفع	4-13
٤٩٨	مرحلة السوق	5-13
٥٠٠	اسئلة ومساائل	
٥٠٣	الفصل الرابع عشر : التغذية الخلفية	
٥٠٣	المقدمة	1-14
٥٠٤	المعادلة الاساسية للتغذية الخلفية	2-14
٥٠٦	التغذية الخلفية الموجبة	3-14
٥٠٨	التغذية الخلفية السالبة	4-14
٥١٦	انواع التغذية الخلفية السالبة	5-14
٥٢٥	اسئلة ومساائل	
٥٢٧	الفصل الخامس عشر : المكبر التشغيلي	
٥٢٧	المقدمة	1-15
٥٢٨	المكبر التشغيلي المثالي	2-15
٥٣٠	المكبر التشغيلي العاكس	3-15
٥٣٤	المكبر التشغيلي غير العاكس	4-15

الصفحة	الموضوع	الفصل
٥٣٧	استعمالات المكبر التشغيلي	15-5
٥٥٠	اسئلة ومسائل	
٥٥٣	المذبذبات الجيبية	الفصل السادس عشر :
٥٥٣	المقدمة	16-1
٥٥٤	انواع التذبذب الجيبي	16-2
٥٥٥	شرطي التذبذب	16-3
٥٥٧	مذبذبات مقاومة - متسعة	16-4
٥٦٨	مذبذبات ملف - متسعة	16-5
٥٨٠	اسئلة ومسائل	
٥٨٣	متعددة الاهتزازات	الفصل السابع عشر :
٥٨٣	المقدمة	17-1
٥٨٥	متعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرارية	17-2
٥٨٧	متعدد الاهتزازات احادي الاستقرارية	17-3
٥٩٢	متعدد الاهتزازات اللا مستقر	17-4
٥٩٧	قادح . شميث	17-5
٦٠٤	اسئلة ومسائل	
٦٠٧	الدوائر المتكاملة	الفصل الثامن عشر :
٦٠٧	المقدمة	18-1
٦٠٨	انواع الدوائر المتكاملة	18-2
٦٢٤	عزل العناصر عن بعضها في الدوائر المتكاملة	18-3
٦٢٥	دوائر MOS المتكاملة	18-4
٦٢٧	الدوائر المتكاملة المختلطة	18-5
٦٢٨	امثلة متنوعة	18-6
٦٣٣	الدوائر الرقمية	الفصل التاسع عشر :
٦٣٣	المقدمة	19-1
٦٣٤	الاعداد الثنائية	19-2
٦٣٦	التحويل من العشري الى الثنائي	19-3
٦٣٨	الحساب الثنائي	19-4
٦٤١	البوابات المنطقية الاساسية	19-5

الصفحة		
٦٥٠	... ..	الجبر البولي 19-6
٦٥٧	... ..	دائرة او الحصرية 19-7
٦٥٩	... ..	دوائر الاضافة الثنائية 79-8
٦٦٣-٦٢٣	... ..	اسئلة ومسائل
٦٦٥	... ..	معجم المصطلحات العلمية الواردة في الكتاب
٦٨١	... ..	المصادر



## مقدمة

بسم الله الرحمن الرحيم

وبه نستعين وصلى الله على سيدنا محمد وسلم

يمثل هذا الكتاب محاولة للتغلب على الصعوبات التي يواجهها السادة المحاضرون وكذلك الطلبة في موضوع الالكترونيات فقد قمنا بتدريس هذا الموضوع لفترة من الزمن في قسم الفيزياء - كلية التربية في جامعة الموصل فوجدنا ان هناك صعوبة بالغة في العثور على الكتاب الملائم لتغطية كافة الموضوعات المقررة مما دفعنا الى تأليف هذا الكتاب .

ولقد راعينا في تأليفه ان يكون واضحاً وشاملاً فوضعنا ماتيسر لنا من تجربة في هذا المجال ونحن لاندعي الكمال لان الكمال لله وحده - سبحانه - وسوف نكون في غاية السرور لتلقي اي مقترح حول تعديل او تبديل اي فصل او بند كما اننا مستعدون لتقبل أي نقد بناء يخدم هذا الكتاب .

واخيراً لا بد لي من ان اقدم شكري الى عمادة كلية التربية والى قسم الفيزياء في كلية التربية - جامعة الموصل - على اتاحة هذه الفرصة لي لتأليف هذا الكتاب كما اشكر كلاً من الدكتور سامي عبدالموجود - قسم الكهرباء في كلية الهندسة - والدكتور عبدالرضا علي على تفضلهما بتقييم هذا الكتاب علمياً ولغوياً . كذلك اشكر السيد ارشاك عيسى على تجشمه عناء رسم الاشكال الواردة في الكتاب .

والله سبحانه أسأل : الهداية والتوفيق

المؤلف

د . صبحي سعيد الراوي

١٩٨٧/١/٤

# الفصل الأول

## مفاهيم أولية في الكهرباء والالكترونيات

### Preliminary Concepts In Electricity and Electronics

#### 1-1 مقدمة Introduction :

أولئك ان المواضيع التي يمكن ان تدرج تحت عنوان هذا الفصل من الكثرة الى الحد الذي يمكن ان يعطي معظم صفحات هذا الكتاب ، ذلك ان التقدم الكبير والسريع الذي حظي به علم الالكترونيات Electronics لم يكن ليحدث ابدا لولا انفتاحه على العديد من ميادين العلوم الاخرى ، فكان ان شكل هذا الانفتاح وضوحا جعله يصبح اكثرها أهمية في مجال العلوم الهندسية .

وعلى الرغم من سعة مفردات هذا الموضوع الا اننا سنقصر اهتمامنا في هذا الفصل على الموضوعات التي لها علاقة مباشرة بمواد الفصول اللاحقة ، وذلك لخلق الخلفية العلمية المناسبة ولاعطاء فكرة عامة عن طبيعتها .

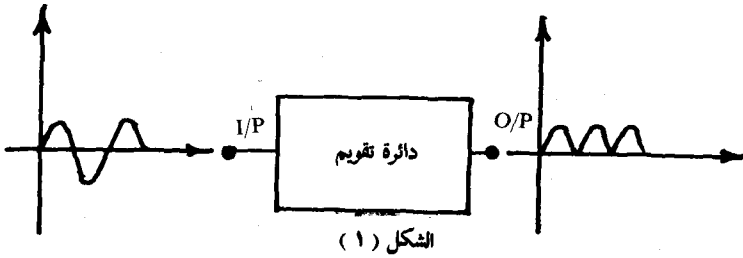
#### 1-2 الالكترونيات Electronic

يعني علم الالكترونيات بدراسة سريان الالكترونيات في الاجهزة المفرغة وأجهزة انصاف الموصلات وتكمن أهمية الالكترونيات في مقدرة الاجهزة الالكترونية على القيام بالوظائف الاتية :

1- التقويم rectification :-

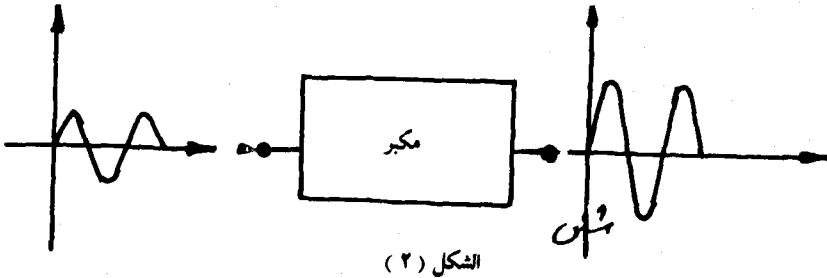
يعرف التقويم بأنه عملية تحويل التيار المتناوب direct current (d - c) الى تيار مستمر (a - c) alterenating current . وتسمى الدوائر الالكترونية التي تقوم

بتحويل القدرة المتناوبة الى قدرة مستمرة وبكفاءة عالية - انظر الشكل (1) - بدوائر التقويم



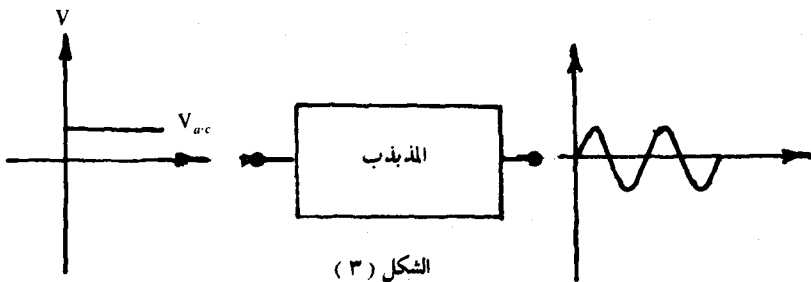
ب- التكمير amplification :-

تعرف عملية التكمير بانها عملية تقوية الاشارات الكهربائية الضعيفة ، وتدعى الدوائر الالكترونية التي تقوم بعملية التكمير بالمكبرات amplifiers - انظر الشكل (2)



ج- التوليد generation :-

تعرف عملية التوليد بأنها عملية تحويل القدرة المستمرة الى قدرة متناوبة وبأى تردد ، وتدعى الدوائر والاجهزة الالكترونية التي تقوم بعملية توليد الاشارات - انظر الشكل (3) بالمذبذبات oscillators



#### د- السيطرة control :-

تستخدم الاجهزة الالكترونية بوفرة في القيام بعملية السيطرة الذاتية automatic control على عمل كثير من الاجهزة ، فالسيطرة الذاتية على عمل غسالة ، تحريكها او إيقافها لفترة معينة او لطول الوقت وكذلك تنظيم درجة الحرارة في الثلاجة مثلا او في غيرها من الاجهزة لم يكن ليتم الا من خلال الأجهزة الالكترونية .

#### هـ- تحويل الطاقة الضوئية الى طاقة كهربائية :-

تدعى عملية تحويل الضوء الى تيار كهربائي بالظاهرة الكهروضوئية photoelectric effect ، انظر الفصل القادم . ونجد لهذه الظاهرة تطبيقات كثيرة في اجهزة تحويل الطاقة الشمسية والحاسبات الالكترونية واجهزة التسجيل الصوتية والصور المتحركة .. الخ .

#### و- تحويل الطاقة الكهربائية الى طاقة ضوئية :-

تستطيع الاجهزة الالكترونية تحويل الطاقة الكهربائية الى طاقة ضوئية ذات قيمة عالية كما هو الحال في التلفزيون والرادار .. الخ .

### 3-1 الدائرة الكهربائية

تعرف الدائرة الكهربائية بأنها ربط لأدوات كهربائية بسيطة فيها على الاقل مسار مغلق واحد يمكن ان يمر فيه تيار .

#### 1-3-1 التيار The current :-

يعد التيار (i) مقياساً للسرعة التي تتحرك بها شحنة كهربائية (q) عبر نقطة رصد معينة في اتجاه معين\* ويعبر عن ذلك رياضياً بـ

$$i = \frac{dq}{dt} \quad \dots (1)$$

وعلى هذا الأساس يمكن اعتبار التيار بأنه المعدل الزمني لتغير الشحنة الكهربائية ويقاس بالكولوم / ثانية او بوحدة خاصة تدعى بالأمبير ويرمز لها بـ A أو بأجزاء الأمبير : الملي أمبير mA والمايكرو أمبير  $\mu A$  أو مضاعفات الأمبير .

يعامل التيار عادة على انه كمية متجه .

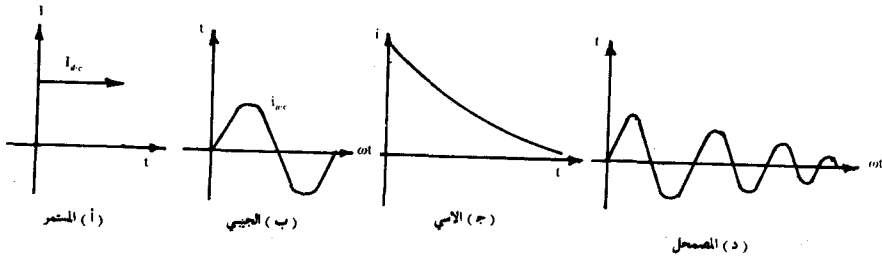
يكون التيار على عدة أنواع وبين الشكل ( 4 ) بعضاً من أنواع التيارات ويدعى التيار ذو القيمة الثابتة في الشكل ( 4 أ ) بالتيار المباشر أو المستمر direct current أو باختصار d.c . أما إذا تغير التيار بشكل جيبي كما في الشكل ( 4 ب ) فإنه يدعى بالتيار المتناوب alternating current أو باختصار d.c وهذا النوع من التيار يجهز للدور كإضافة . كذلك بين الشكل ( 4 ج ) تياراً ذا دالة أسية exponential function الشكل ( 4 د ) وتياراً ذا دالة جيبيّة متضائلة sinusoidal damped function الشكل ( 4 د )

### 2-3-1 فرق الجهد voltage difference

نفرض ان تياراً يتجه الى الطرف A في الشكل ( 5 ) - خلال الدائرة ثم يخرج من الطرف B . دعنا نفرض أيضاً ان مرور هذه الشحنة خلال عناصر الدائرة يستوجب تبديد بعض الطاقة . من ذلك يمكننا القول أن هناك جهداً كهربائياً electrical voltage أو فرق جهد difference voltage بين الطرفين ، لذا فإن الجهد عبر زوج من الأطراف هو مقياس للشغل اللازم لتحريك شحنة خلال طرفي العنصر وسنعرّف الجهد عبر العنصر على انه الشغل اللازم ( w ) لحركة شحنة موجبة قيمتها كولوم واحد ، من أحد الطرفين خلال العنصر الى الطرف الآخر ويعبر عن ذلك رياضياً :

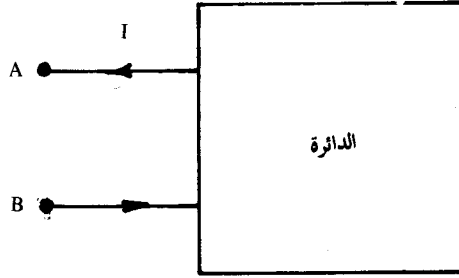
$$v = \frac{dW}{dq} \quad \dots (2)$$

وان وحدة الجهد هي الفولت Volt والتي هي جول / الكولوم ويرمز لها عادة بـ V .



الشكل ( 4 ) بعض أنواع التيار

على اية حال ، ان الطاقة التي تصرف لدفع التيار خلال العنصر يجب أن تظهر في محل آخر وفق قانون حفظ الطاقة ، وعليه فإنه سيتم تصنيف عناصر الدائرة المختلفة على اساس من قدرة هذه العناصر على تخزين الشحنة بشكل يمكن استرجاعها أو أنها ستقوم بتحويلها باتجاه واحد : الى حرارة او طاقة صوتية او غيرها .... الخ .



شكل ( ٥ )

### 3 - 3 - 1 القدرة The power

إذا بددت طاقة مقدارها جول واحد في نقل شحنة مقدارها كولوم واحد خلال اداة ما ( عنصر كهربائي ) فإن سرعة تبديد الطاقة في نقل جول واحد في الثانية خلال هذا العنصر ، هي واط واحد . تعدُّ الوحدة الأخيرة ( الواط ) مقياساً للقدرة التي يرمز لها عادة بـ  $P$  . وعليه فإن القدرة تكون متناسبة مع عدد الكولومات المنتقلة بالثانية ( التيار ) وكذلك مع الطاقة اللازمة لنقل وحدة الشحنة ( الجهد ) خلال العنصر . أي أن

$$P = \frac{dv}{dt} = \frac{dw}{dq} \cdot \frac{dq}{dt} \quad \dots (3)$$

وعند التعويض عن  $\frac{dq}{dt}$  بـ  $i$  من المعادلة (1) وعن  $\frac{dw}{dq}$  بـ  $v$  من المعادلة (2) في المعادلة (3) نحصل على

$$P = iv \quad \dots (4)$$

بالنسبة للوحدات فإن الطرف الأيمن من المعادلة (4) هو حاصل ضرب جول لكل كولوم وكولوم لكل ثانية والذي ينتج الوحدة المتوقعة جولاً لكل ثانية أو واط

يمكننا الآن ان نعرف عنصر الدائرة بدقة أكثر باستخدام الفولتية والتيار ذلك ان كل عناصر الدائرة التي سنتعرض لها هنا يمكن تصنيفها وفق علاقة التيار الذي يمر في العنصر مع الجهد عبر ذلك العنصر. على اية حال ، سنقوم هنا بدراسة بعض من خصائص العناصر الخطية الثلاثة وهي :-

## أ - المقاومة The resistor

تعرف الخاصية التي تمتلكها المواد والتي تسبب اعاققة أو معاكسة سريان التيار فيها عند تسليط فرق جهد عليها بالمقاومة الكهربائية electrical resistance لهذه المواد . وتختلف المواد في مقدار اعاققتها للتيار فتكون مقاومة المطاط - الذي هو عازل - أكبر بكثير من مقاومة النحاس الذي يعد موصلاً ، بينما تقع مقاومة السيلكون ( شبه موصل ) بينهما - أكبر من مقاومة النحاس وأصغر من مقاومة المطاط .

تعتمد قيمة المقاومة لعنصر على شكله الهندسي ( الطول ومساحة المقطع العرضي ) وكذلك على خاصية المقاومة resistivity لذلك العنصر . تعتمد هذه الأخيرة على التركيب الذري للعنصر وعلى درجة حرارته وكثافة الشحنات الحاملة للتيار الجاهزة للحركة تحت تأثير مجال قوة ( فرق جهد على سبيل المثال ) وهي خاصية ذاتية وبالتالي فان المقاومة تكون مساوية لـ

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad \dots (5)$$

حيث يمثل  $l$  طول العنصر و  $A$  مساحة مقطعه العرضي و  $\rho$  مقاومة المادة المصنوع منها العنصر .

تكون نسبة الفولتية الى التيار المار في المقاومة ثابتة نوعاً ما وفي حدود معينة للتيار أو الفولتية أو القدرة ولهذا فانه يمكن اعتبار المقاوم من العناصر الخطية . كذلك يعتبر المقاوم عنصراً فعالاً لا يعطي قدرة أو يخزن طاقة ولكنه يمتص الطاقة وتكون الطاقة الممتصة مساوية لـ

$$P = iv = i^2R = \frac{v^2}{R} \quad \dots (6)$$

وان هذه القدرة الممتصة من قبل المقاوم تظهر بشكل فيزيائي كحرارة ومن ثم فانها قدرة موجبة .

يمكن استخدام المقاومة أساساً لتعريف اصطلاحين مستخدمين بكثرة في الدوائر الكهربائية وهما :

دائرة قصر short circuit ودائرة مفتوحة open circuit . تعرف دائرة القصر كمقاومة مقدارها صفر من الاومات وتكون الفولتية عبر دائرة القصر صفراً هي الأخرى ، بالرغم من أن التيار المار فيها يمكن ان يأخذ اي قيمة كانت وبطريقة مشابهة تعرف الدائرة المفتوحة بانها الدائرة التي تصل مقاومتها الى ما لانهاية ويكون التيار فيها مساويا للصفر مهما كانت قيمة الفولتية المسلطة عبر طرفيها .

قبل أن ننهي الكلام على المقاومات لا بد لنا من التعرض وباختصار شديد لبعض النقاط ذات العلاقة ومنها :-

1- تصنع المقاومات عادة بثلاثة طرق وتصنف على هذا الاساس وكذلك على اساس من الطريقة التي يتم بها ربط هذه المقاومات في الدوائر . هذه المقاومات هي :- المركبة\* composition والاعشوية الرقيقة thin-film والمقاومة السلكية المصنوعة من الاسلاك الملفوفة على بعضها wond - wire ولكل نوع حسناته ومساوئه ومجال استعماله (ويمكن الرجوع لمن اراد الاستزادة الى الكثير من المصادر المتوافرة في هذا المجال) الا ان الشائع استعمالاً والمتداول منها ، هو النوع الاول (المركب) .

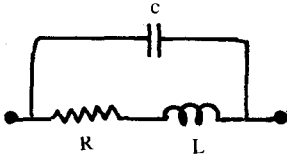
2- تستعمل المقاومة اما بوصفها عنصراً ثابت القيمة - انظر الشكل ( ١٦ ) - او متغير القيمة وتكون على نوعين : اما ذات طرفين وعندئذ تدعى بالمقاومة المتغيرة rheostate -

\* تسمى بالمركبة لانها تصنع عادة من خلط مسحوق الكاربون مع عجينة من السيراميك بنسب معينة .

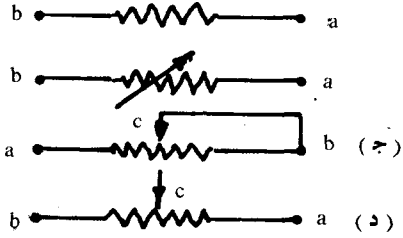


الشكل ( 6 ب ) - واما ذات ثلاثة اطراف وعندئذ تستخدم لتحديد التيار - الشكل ( 6 ج ) - اولتجزئة ( تقسيم ) الجهد - الشكل ( 6 د ) .

3- تتغير قيمة المقاومة مع تغير درجة الحرارة ( تزداد قيمتها بزيادة درجة الحرارة ) وكذلك مع تردد الجهد المسلط عبر طرفيها بالرغم من بقاء قيمة هذا الجهد ثابتا . ذلك لان لكل مقاومة محاثة ومنتسعة - انظر الشكل ( 7 ) - تكون قيمتهما صغيرة لحسن الحظ ، بحيث يمكن أهمل تأثيرهما عند الترددات التي تقل عن 1 MHz ولكن تأثيرهما يظهر عند الترددات العالية ولذا فان المقاوم لا يعمل عندها ، عمل مقاوم صرف ( pure resistor )



الشكل ( ٧ ) الدائرة المكافئة للمقاومة .



الشكل ( ٦ ) استعمالات المقاومة .

4- تقاس المقاومة بوحدة الاوم او الكيلواوم او الميكا اوم وتوجد بقيم معينة وليست لهذه القيم أية دلالة .

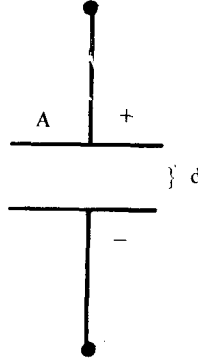
ب- المتسعة The capacitor :-

تتكون المتسعة أساسا ، من سطحين موصلين يمكن تخزين الشحنة عليهما يفصل بينهما مادة عازلة - انظر الشكل ( 8 ) والذي يمثل بحد ذاته الرمز العام الكهربائي للمتسعة . هذا الرمز يشير بدقة الى حقيقة ان المتسعة دائرة مفتوحة بالنسبة للتيار المستمر وان الفولتية المستمرة عبر المتسعة تتطلب تياراً مقداره صفر يمر خلالها .

تعطى سعة (c) capacitance مثل هذه المتسعة ذات الصفيحتين : المتوازيتين ب

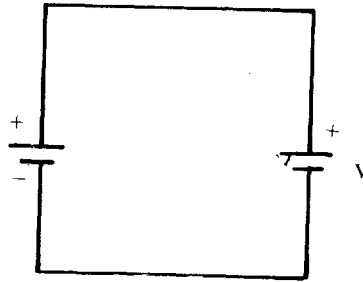
$$c = \epsilon \frac{A}{d} \quad \dots (7)$$

حيث يمثل A مساحة الصفيحتين d المسافة بينهما و،  $\epsilon$  ثابت العازل بينهما وبالتالي فان



الشكل ( ٨ ) الرمز المتداول للمتسعة .

قيمة السعة لأي متسعة تعتمد على الشكل الهندسي لها وتزداد بزيادة مساحة الصفحتين وتقليل المسافة بينهما بالنسبة للوسط العازل الواحد . تقاس C بالفاراد Farad او باجزاء الفراد : الملي الفراد mF والمايكروفراد  $\mu F$  والبيكوفراد pF . ان ربط المتسعة الى مصدر جهد ثابت - الشكل ( ٩ ) - سيؤدي الى ظهور شحنة موجبة على الصفحة اليسرى وشحنة سالبة على الصفحة اليمنى منها واذا ما قطعت هذه المتسعة عن الجهد فان الشحنة سوف تبقى على الصفحتين طبقا لما ذكرناه عن قدرة المتسعة على تخزين الشحنات .



الشكل ( ٩ )

على اية حال . طالما ان الفولتية المسلطة ثابتة القيمة فان الشحنة سوف تبقى على المتسعة وان التيار الذي يسري في دائرة المتسعة يكون مساوياً للصفر . دعنا الان نفرض ان الفولتية تتغير مع الزمن . سلاحظ في هذه الحالة . ان التيار سوف يبدأ بالسريان وان قيمته سوف تتناسب مع معدل تغير الفولتية . اي بتعبير رياضي أن :-

$$i \propto \frac{dv}{dt} \quad \dots (8)$$

أو أن

$$i = c \frac{dv}{dt} \quad \dots (9)$$

وبلاحظ ان ثابت التناسب هو السعة  $c$  المذكورة اعلاه والتي يمكن تعريفها من المعادلة اعلاه وعلى اساس ان  $i = \frac{dq}{dt}$  وبالتالي فان المعادلة تصبح :

$$\frac{dq}{dt} = c \frac{dv}{dt} \quad \dots (10)$$

وبأخذ التكامل للطرفين نجد أن :

$$q = cv \quad \dots (11)$$

مرة اخرى نجد ان  $c$  كمية ثابتة وان الشحنة المتولدة على المتسعة تتناسب طرديا مع قيمة الجهد المسلط عبرها وبالتالي فان التيار يتناسب مع معدل تغير الجهد ، وعليه فان المتسعة تعد عنصراً خطياً . كذلك تعامل المتسعة على انها عنصر غير فعال وان القدرة الممتصة تعطى بحاصل ضرب التيار والفرق الجهدية

$$P = vi = vc \frac{dv}{dt} \quad \dots (12)$$

او ان الطاقة المخزونة تكون مساوية لـ

$$U = \int pdt = \frac{1}{2} cv^2 \quad \dots (13)$$

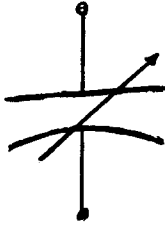
ويتم تخزين الطاقة التي تتقبلها المتسعة في المجال الكهربائي حول المتسعة ويعبر عنها بتكامل القدرة في الفترة الزمنية المرغوبة . وهكذا فان بإمكان المتسعة استلام القدرة واعادتها الى عنصر خارجي ولكن مع بعض الفقدان . كذلك فان هذه الطاقة المخزونة تكون محدودة وعليه فان المتسعة لا تستطيع تجهيز طاقة غير محدودة ومن هنا فانها تعد عنصراً غير فعال .

لا بد لنا مرة اخرى من ذكر بعض النقاط المهمة التي تخص المتسعة ، منها :-

1- تتكون المتسعة العادية من صفيحتين رقيقتين معزولتين عن بعضهما بواسطة طبقة رقيقة من عازل الورق او المايكا وتتراوح قيم هذه المتسعات من  $0.001 \mu F$  الى  $1 \mu F$  ويمكن استخدامها مع جهود عالية تصل قيمها الى بضع مئات من الفولتات .  
من جهة اخرى هناك انواع اخرى من المتسعات منها السيراميكية والمتسعات ذات الاغشية البلاستيكية ويمتاز هذان النوعان من المتسعات بانها تتحمل مدى واسعا من الجهود يتراوح بين 3000 الى 6000 فولت كما ان قيمها تكون كبيرة نوعا ما لكبر ثابت العازل المستعمل وكذلك لقلّة سمك الطبقة العازلة بين لوحيهما .

هناك ايضا المتسعات الالكتروليتية التي تكون سعتها كبيرة جدا بالمقارنة مع حجمها كذلك تمتاز بانها تسمح للتيار بالمرور فقط ، باتجاه واحد ولهذا السبب نجد ان هذه المتسعات تختلف عن غيرها في كونها ذات طرفين : احدهما موجب والاخر سالب ويجب ملاحظة ذلك عند ربطها في الدوائر ولا تصلح للعمل عند الترددات العالية .

2- تكون المتسعة اما ثابتة القيمة او متغيره ويبين الشكل ( 10 ) الرمز الكهربائي للمتسعة المتغيرة .



الشكل ( ١٠ )

ج- الملف The inductot

هذا هو العنصر الثالث والاخير من العناصر غير الفعالة ويبين الشكل ( ١١ ) الرمز الكهربائي للملف وهو عبارة عن سلك جيد التوصيل للكهربائية ملفوف على نفسه مرات عديدة وتكون اللفات متجاورة عادة ، ومعزولة عن بعضها بعضا وتلف على قلب واحد .



الشكل ( ١١ ) الرمز المتداول للملف .

عند ربط الملف الى مصدر للجهد المستمر فان تيارا مستمرا سوف ينشأ في الملف سرعان ما يصل الى قيمة ثابتة تعتمد على القوة الدافعة الكهربائية للمصدر وعلى مقاومة السلك الذي صنع منه الملف . لقد بين العالم الدانمركي اورستد في عام ١٨٠٠ ان الموصل الناقل للتيار ينتج مجالاً مغناطيسياً وان هذا المجال المغناطيسي يرتبط بصورة خطية مع التيار المولد له ( قانون أمبير ) .

من جهة أخرى ، فان ربط الملف الى مصدر للجهد المتناوب سوف يؤدي الى مرور تيار متناوب في الملف محدثا بذلك مجالا مغناطيسيا متغيراً . لقد بين مايكل فوراى والمخترع الامريكى هنري ان هذا المجال المغناطيسي المتغير سوف يؤدي الى احداث فولتية محتثة في الملف تتناسب مع معدل تغير المجال المغناطيسي او بكلمة أخرى مع معدل تغير التيار في الملف . أي أن

$$v = - L \frac{di}{dt} \quad \dots (14)$$

حيث ان  $v$  تمثل الفولتية المحتثة في الملف ويدعى الثابت  $L$  بالمحاثة inductanca وهو مقدار ثابت يعتمد في قيمته على شكل الملف وطوله وقطره وعدد لفاته . ان ظهور الاشارة السالبة في المعادلة اعلاه يشير الى ان الفولتية المحتثة تكون باتجاه بحيث تعاكس التغير في التيار المولد لها ( قانون لنز) وتقاس المحاثة بوحدته الهنري وتبين المعادلة ( ١٤ ) بان الهنري هو فقط اصطلاح مختصر للفولت ثانية لكل أمبير .

ان المحاثة تتناسب تقريبا مع مربع عدد اللفات الكاملة من الموصل ، المؤلفة له وقد وجد ان المحاثة او الملف الذي له شكل حلزوني طويل ذو وفجات صغيرة له محاثة هي  $(\mu N^2 A / l)$  حيث  $A$  مساحة المقطع العرضي و  $l$  الطول المحوري للحلزون و  $N$  عدد اللفات الكاملة للسلك و  $\mu$  ( ميو ) ثابت المادة التي داخل الحلزون والذي يدعى بالانفاذية permeability وتبلغ انفاذية الهواء  $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H / m}$  .

وجدنا من المعادلة ( ١٤ ) ان الفولتية عبر المحاثة تتناسب مع المعدل الزمني لتغير التيار خلاله وتبين بصورة خاصة بأنه ليس هناك فولتية عبر المحث الناقل لتيار ثابت بغض النظر عن قيمة هذا التيار وعليه يمكن اعتبار الملف كدائرة قصر للتيار المستمر وحقبة أخرى توضحها هذه المعادلة ان التغير الفجائي او المتقطع في التيار يجب ان يصاحبه جهد لانهايتي في المحث ولاجل تجنب الفولتية اللانهائية فان تيار المحث يجب ألا يسمح له بالقفز بشكل آني من قيمة الى أخرى واذا جرت محاولة لفتح دائرة محث حقيقي يسري فيه تيار محدود فان شرارة تظهر عبر نهايتي المفتاح وتبندد الطاقة المخزونة في تأين الهواء في ممر الشرارة ويفيد ذلك في منظومة بدء الاحتراق في السيارة حيث ان التيار في ملف القدح يقطع بموزع الشرارة وتظهر شرارة عبر شمعات القدح .

هذا وقد جرت العادة على تصنيف الانواع المختلفة للملفات على ضوء استخداماتها

ومن هذه الانواع ملفات التسوية المستعملة في دوائر الترشيح للتيارات المتحركة ومنها ايضا ملفات الترددات المسموعة . ولايفوتنا هنا ان نذكر ان تأثير الوسط داخل الملف على قيمة محاطة الملف . ان محاطة الملف تتناسب مع النفاذية المغناطيسية للوسط وعليه فان قيمة هذه المحاطة يمكن زيادتها بدرجة كبيرة باستخدام قلب core الملف من المواد الفيرومغناطيسية .

## 5-1 قوانين الدائرة الكهربائية :

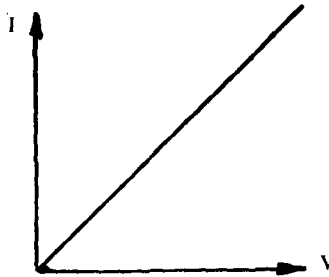
يعتمد تحليل الدوائر الالكترونية على ثلاثة قوانين هي :- قانون أوم وقانونا كيرشوف للفولتية والتيار وتصلح هذه القوانين في حالتها عمل هذه الدوائر مع التيار المستمر والمتناوب وتحكم في اية لحظة قيمة كل من الفولتية والتيار وما يحدث فيهما من تغير عند أي جزء من اجزاء الدائرة وان أي تحليل لا يؤخذ بالاعتبار هذه القوانين الثلاثة يعد غير صحيح .

أ - قانون أوم Ohm's law :-

ينص قانون أوم على ان فرق الجهد ( V ) المسلط بين طرفي موصل يتناسب مع التيار ( I ) المار خلاله . أي أن

$$V = IR \quad \dots (15)$$

حيث تمثل المقاومة R ثابت التناسب وعند رسم المعادلة اعلاه على المحاور I , V ينتج خط مستقيم يمر خلال نقطة الاصل والمعادلة بذلك خطية - الشكل ( ١٢ ) .



الشكل ( ١٢ ) العلاقة بين التيار والفولتية .

وكما ينطبق قانون أوم على عنصر مقاوم منفرد فانه كذلك ينطبق على مجموعة من العناصر في جزء من الدائرة وكذلك على الدائرة بأكملها . من جهة أخرى في الدوائر التي

يتغير فيها التيار ، فان مقدار الاعاقة للتيار المتناوب تدعى بالممانعة impedance وان الدائرة عندئذ يمكن ان تتكون من ملفات ومتسعات فضلاً عن مقاومة ويرمز للممانعة بالحرف Z وتكون وحداتها الاوم (Ω) وعليه فانه يمكن استبدال R في المعادلة (١٥) بـ Z بشرط ان تشمل التيارات والفولتيات على العلاقة الطورية التي ترافق عادة دوائر التيار المتناوب .

ب- فانونا كيرشوف Kirchoof's laws :-

نستطيع ان ندرس علاقات التيار والجهد لشبكات بسيطة متكونة من ربط عنصرين او اكثر في دائرة بسيطة باستخدام قانون أوم . اما اذا احتوت الدائرة الكهربية على عدد من الكميات المجهولة فيلزمنا عندئذ ، لتحديد سلوك هذه الدائرة ، استخدام قانوني كيرشوف للتيار والفولتية فضلاً عن قانون أوم .

ينص قانون التيار لكيرشوف « على ان المجموع الجبري لجميع التيارات الداخلة الى عقدة \* يساوي صفراً » والتعبير الرياضي المختصر لقانون كيرشوف هو

$$\sum i_n = 0 \quad \dots (15)$$

وهو تعبير مختصر - انظر الشكل (١٣) - عن

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 + \dots i_n = 0 \quad \dots (16)$$

أي ان المجموع الجبري لجميع التيارات التي تغادر العقدة ، يساوي صفراً او ان المجموع الجبري لجميع التيارات التي تدخل العقدة يجب ان يساوي المجموع الجبري لجميع التيارات التي تغادر العقدة وان هذه الصيغ الثلاث تؤدي الى المعادلات المتطابقة الثلاث المكتوبة في ادناه للعقدة الموضحة في الشكل (١٣)

$$i_A + i_B - i_C - i_D = 0 \quad \dots (17)$$

او ان

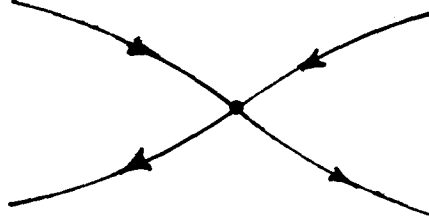
$$i_C + i_D - i_A - i_B = 0 \quad \dots (18)$$

أو أن

$$i_A + i_B = i_C + i_D \quad \dots (19)$$

العقدة هي نقطة يشترك فيها عنصران أو أكثر

من جهة اخرى يشير قانون الفولتية لكيرشوف على أن « المجموع الجبري للجهود حول ممر مغلق في دائرة يساوي صفراً » وهذا القانون مشتق بالحقيقة من مبادئ الكهرومغناطيسية وهو يكافئ قولنا « ان الطاقة المصروفة لتحريك وحدة الشحنات الموجبة حول أي ممر مغلق ، تساوي صفراً » والتعبير الرياضي المختصر لقانون كيرشوف هو



شكل (١٣) عقدة التيار

$$\Sigma V_n = 0 \quad \dots (20)$$

وهو تعبير مختصر لـ

$$v_1 + v_2 + v_3 + \dots v_n = 0 \quad \dots (21)$$

وللتوضيح فان المجموع الجبري لجميع الجهود في دائرة مغلقة باتجاه عقرب الساعة او على العكس من عقرب الساعة ، يساوي صفراً أو ان مجموع الفولتية الصاعدة في ممر مغلق يساوي مجموع الفولتية الهابطة . ويقصد بالفولتية الصاعدة الزيادة في فرق الجهد من - الى + ، بين نقطتين منفصلتين على طول الممر المغلق . اما الهبوط في الفولتية فيشير الى النقصان في فرق الجهد من + الى - ، بين نقطتين منفصلتين ايضا . ففي الشكل ( ١٤ ) لدينا أن

$$V_3 + V_1 - V_2 - V_4 = 0 \quad \dots (22)$$

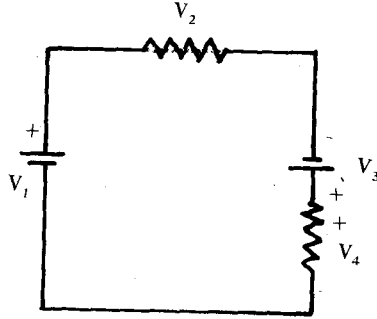
أو أن

$$V_2 + V_4 - V_3 - V_1 = 0 \quad \dots (23)$$

أو أن

$$V_1 + V_3 = V_2 + V_4 \quad \dots (24)$$





الشكل ( ١٤ )

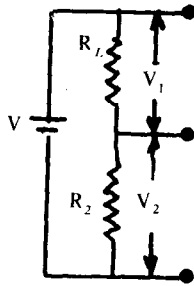
ج- تقسيم الجهد والتيار voltage and current division :-

يستخدم قانون تقسيم الجهد لحساب الجهد عبر أحد مقاومتين او أكثر مربوطتين على التوالي بدلالة الجهد الكلي عبر المقاومتين . ففي الشكل ( ١٥ ) نجد أن

$$V_2 = iR_2 = \frac{VR_2}{R_1 + R_2} \quad \dots (25)$$

كذلك فان

$$V_1 = iR_1 = \frac{VR_1}{R_1 + R_2} \quad \dots (26)$$

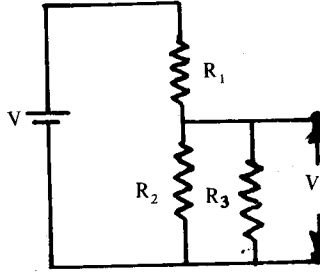


الشكل ( ١٥ )

يلاحظ ان المعادلتين (25) , (26) هما بالحقيقة قانون أوم الا انه بدلا من تطبيق هذا القانون بشكل مباشر- باستخراج المقاومة المكافئة والتيار المار في الدائرة ثم ضرب هذا

التيار بالمقاومة المراد إيجاد الفولتية عبرها - وجدنا ان الفولتية التي تظهر عبر أي من المقاومات المتواليه هي الفولتية الكلية المسلطة مضروبة بنسبة تلك المقاومة إلى مجموع المقاومات . ويمكن تطبيق كل من تقسيم الجهد ودمج المقاومات على دوائر أكثر تعقيداً ففي الشكل ( ١٦ ) يمكن استخراج  $V_0$  من خلال دمج  $R_2, R_3$  على التوازي ثم مع  $R_1$  على التوالي بحيث ان

$$V_0 = \frac{V (R_2 \parallel R_3)}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \quad \dots (27)$$



الشكل ( ١٦ )

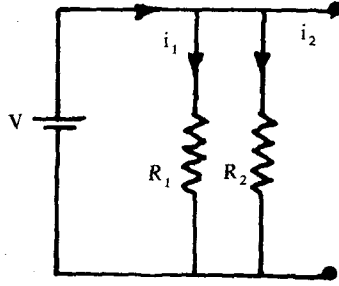
من جهة أخرى يستخدم قانون تقسيم التيار لحساب التيار المار في احد مقاومتين أو أكثر من المقاومات المتوازية بدلالة التيار الكلي المار في الدائرة . ففي الشكل ( ١٧ ) نجد أن

$$i_1 = i \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots (28)$$

و-

$$i_2 = i \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \dots (29)$$

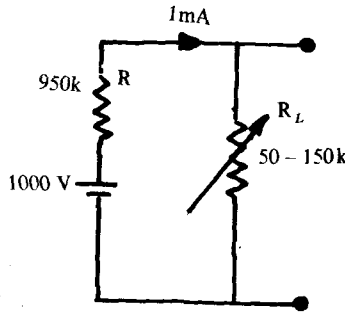
أي أن التيار الذي يمر في أي مقاومة من المقاومات المتوازية يساوي التيار الكلي مضروباً بنسبة المقاومة المقابلة إلى مجموع المقاومات .. وأخيراً نذكر انه بالنسبة لدائرة على التوالي فإن أعلى هبوط جهد يكون عبر أكبر مقاومة وبالنسبة لدائرة على التوازي يكون أعلى تيار في أصغر مقاومة .



الشكل ( ١٧ )

### 1 - 6 مصدر تيار ثابت : Constant Current Source

يعرف مصدر الفولتية الذي يمتلك ممانعة داخلية عالية جدا مقارنة مع ممانعة الحمل المربوط اليه خارجيا بمصدر تيار ثابت ، حيث ان التيار يبقى ثابتا تقريبا في مقاومة الحمل على الرغم من تغير قيمة هذه الاخيرة . يبين الشكل ( ١٨ ) مصدر تيار ثابت ونلاحظ في هذا الشكل وجود مصدر مستمر للجهد بقيمة ١٠٠٠ فولت ومقاومة داخلية ٩٥٠ كيلوأوم .



الشكل ( ١٨ ) مصدر تيار ثابت .

الان اذا ماربطت مقاومة حمل قدرها 50 kΩ ثم غيرت الى 150 kΩ فان جهد الخرج سوف تتغير بنسبة ١ الى ٣ اما التيار المار في الدائرة فسوف يتغير من 1.05 mA الى 0.95 mA أي يبقى ثابتا عند 1mA تقريبا .

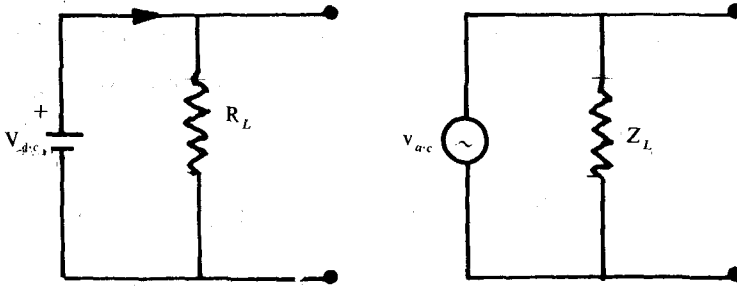
على اية حال ، تعتبر الدائرة اعلاه ابسط انواع دوائر مصادر التيار الثابت ويعتبر

الترانزستور مصدر تيار ثابت نموذجي عند تشغيله في المنطقة الفعالة حيث ان تيار الجمع للترانزستور في هذه المنطقة - كما سنرى لاحقاً - لا يعتمد على جهد المجمع .

## 7 - 1 مصدر فولتية ثابت Constant Voltage Source

أي جهاز قادر على توليد جهد اخراج بصورة دائمية يمكن تسميته بمصدر فولتية voltage source . هناك ، على اية حال ، نوعان من مصادر الفولتية : مصدر الفولتية المستمرة direct voltage source ومصدر الفولتية المتناوبة alternating voltage source

لعل من أهم مميزات مصدر الفولتية المستمرة انه يحافظ على قطبية الجهد الخارج ويكون نفس قطبية المصدر . فاذا ما ربطت مقاومة حمل  $R_L$  عبر هذا المصدر الشكل ( ١٩ أ ) ، فان التيار سوف يسري باتجاه واحد : اي من الطرف الموجب باتجاه الطرف السالب . هذا النوع من التيار يدعى بالتيار المستمر direct current او اختصاراً ( d.c ) لانه يسري باتجاه واحد فقط وكذلك هي الفولتية المستمرة الناتجة .



( أ )

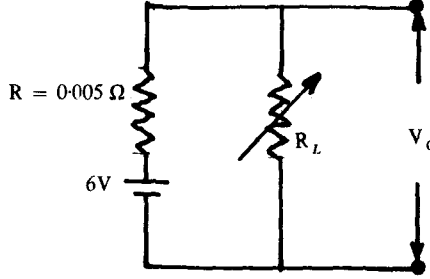
شكل ( ١٩ )

( ب )

من جهة اخرى فان مصدر الفولتية المتناوبة يعمل بصورة دورية على عكس قطبية الجهد الخارج واذا ما ربطت ممانعة حمل  $Z_L$  عبر هذا المصدر - انظر الشكل ( ١٩ ب ) - فان التيار المار في  $Z_L$  سوف يعكس اتجاهه دورياً ولهذا يدعى بالتيار المتناوب alternating current او اختصاراً بـ ( a.c ) .

من المرغوب فيه دائما ، الحصول على مصدر فولتية ثابت يعرف بانه مصدر الفولتية الذي يمتلك ممانعة داخلية صغيرة جداً مقارنة مع مقاومة الحمل الخارجية المربوطة اليه

بحيث ان الفولتية الخارجة تبقى ثابتة تقريبا حتى في حالة تغير تيار الحمل الناتج من تغير مقاومة الحمل . ففي الشكل ( ٢٠ ) نلاحظ وجود مصدر فولتية مستمرة بقيمة 6V ومقاومة داخلية 0.005 أوم .



الشكل ( ٢٠ ) مصدر فولتية ثابت .

الان اذا ماربطت مقاومة حمل  $R_L$  متغيرة ثم غيرت قيمتها بحيث ان قيمة التيار المار تتغير من 1 الى 10 أمبير فان الهبوط على المقاومة الداخلية سوف يتغير من 0.005 الى 0.05 فولت وبالتالي فان الفولتية الخارجة ستتغير من 6 فولت الى 5.95 فولت . ومن هنا يمكن عد هذا المصدر مصدر فولتية ثابتاً نموذجياً .

## 8 - تحليل الدوائر الكهربائية : Electric Circuit Analysis

وأنا كيف ان استخدام القوانين الثلاثة للدوائر الكهربائية ( قانون اوم وقانونا كيرشوف ) يمكننا من حساب الهبوط في الفولتية عبر عناصر هذه الدائرة وكذلك ايجاد التيارات المارة في هذه العناصر كما ذكرنا ايضا ان هذه القوانين تصلح في دوائر التيار المتناوب مما يمكننا من ايجاد فرق الطور بين مختلف الفولتيات والتيارات والكيفية التي يؤثر بها التردد - مثلا - على عمل هذه الدوائر وغير ذلك من المتغيرات الأخرى .

ومع ان استخدام هذه القوانين يكون مباشرا وسهلا الا اننا وجدنا ان استخدام قانوني مجزء الفولتية والتيار يوفران لنا طريقاً أسهل على الرغم من ان هذين القانونين مشتقان اصلا من قانون أوم .

مما تقدم وللحاجة الى ايجاد التيار المار في عنصر معين فقط اوحساب الفولتية عبر ذلك العنصر فانه من المستحسن في هذه الحالة البحث عن طريق أقصر لتوفير الكثير من الوقت والجهد . لتسهيل عملية تحليل مثل هذه الدوائر غالبا مايلجأ الى الاستعانة بنظريات الدوائر الكهربائية ومنها :-

أ- نظرية التراكب superposition theorem :-

تصلح نظرية التراكب بشكل خاص ، لتحليل الدوائر الكهربائية التي تحتوي على نوعين من المصادر الـ (a.c) والـ (d.c) أو على نوعين من مصادر الـ a.c ولكن بترددات مختلفة وتنص على « ان التيار المار- مثلا - في أي فرع من فروع الدائرة والنتائج عن تأثير عدد من مصادر الفولتية مجتمعة يساوي المجموع الجبري للتيارات المارة في ذلك الفرع من الدائرة والنتيجة عن وجود هذه المصادر كل على انفراد » .

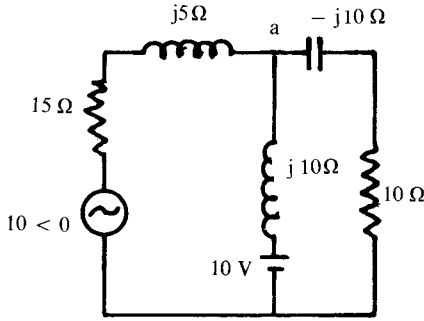
يبين الشكل ( ٢١ أ ) دائرة تحتوي على مصدر (a.c) ومصدر (d.c) للفولتية والمطلوب حساب الفولتية عبر النقطتين ( b,a ) .

لحساب الجهد المستمر  $V_{ab}$  نقصر مصدر الجهد المتناوب وحيث ان ممانعة الملف تساوي صفراً بالنسبة لتيار الـ d.c وممانعة المتسعة تساوي مالانهاية لذا فان الدائرة سوف تصبح كما في الشكل ( ٢١ ب ) وتكون  $v_{ab}$  مساوية لـ 10V .

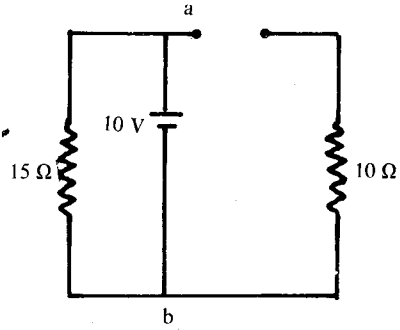
من جهة أخرى لحساب  $V_{ab}$  المتناوبة سنقوم بقصر المصدر المستمر هذه المرة وبذلك تتحول الدائرة الى الشكل ( ٢١ ج ) . يلزم لاستخراج  $V_{ab}$  حساب التيار المار في الملف ( $10\Omega$ ) ويتم ذلك من خلال حساب التيار الكلي (i) عن طريق حساب الممانعة المكافئة الكلية للدائرة أولاً ثم حساب  $i_1$  . يترك للطالب حل السؤال

ب- نظريتا ثفنن ونورتن Thevenin's and Norton's Theory

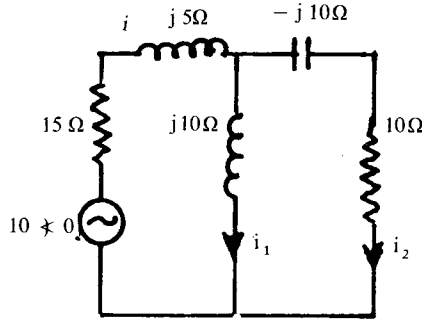
الى جانب قاعدة التراكب هناك ايضا نظريتان اخريان تبسطان التحليل لدوائر خطية كثيرة ، تدعى اولهما بنظرية ثفنن نسبة الى العالم ايم ايل ثيفنن ( M. L. Thevenin ) . تستخدم هذه النظرية لحساب التيار والجهد والقدرة المجهزة الى مقاوم حمل منفرد من دائرة ربما تتكون من اي عدد من المصادر والمقاومات اوربما تستخدم في ايجاد الاستجابة



(أ)



(ب)



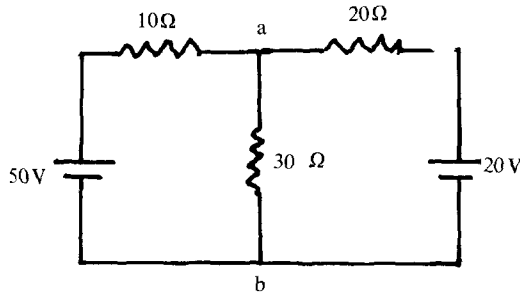
(ج)

الشكل (٢١)

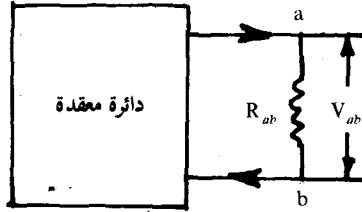
لقيم مختلفة من الحمل المقاوم وتسمح هذه النظرية عند استخدامها لايجاد فرق الجهد  $(V_{ab})$  حول الطرف  $(ab)$  في الشكل (٢٢) الذي هو جزء من دائرة معقدة ، باستبدال هذه الدائرة المعقدة - عدا الحمل بين  $(ab)$  - بأخرى مكافئة تحتوي على مصدر فولتية واحد  $V_{Th}$  يمثل جهد الطرف المفتوح  $(ab)$  ، على التوالي مع مقاومة مكافئة لجميع المقاومات المربوطة بين  $(b, a)$  فضلاً عن مقاومة الطرف المفتوح .

كمثال اولى دعنا نأخذ الدائرة المبينة في الشكل (٢٣) ونحسب الجهد  $V_{ab}$  باستخدام نظرية ثفنن في هذه الحالة ويقصد الايضاح ، سنضع الحل على شكل خطوات

هي :



الشكل ( ٢٢ )



الشكل ( ٢٣ )

1- حساب  $V_{Th}$  :- ترفع المقاومة ( $30\Omega$ ) ثم تحسب فولتية الطرف المفتوح (ab) انظر الشكل ( ٢٤ أ ) . اي الفولتية  $V_{Th}$  .

على فرض ان التيار يسري بالاتجاه المبين في الشكل ( ٢٤ أ ) فانه يصبح لدينا أن

$$50 - 20 = i ( 10 + 20 )$$

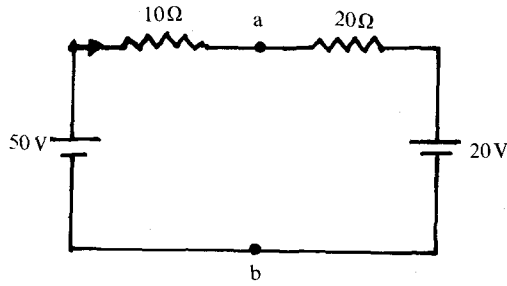
اوان

$$i = \frac{30}{30} = 1 \text{ Amp}$$

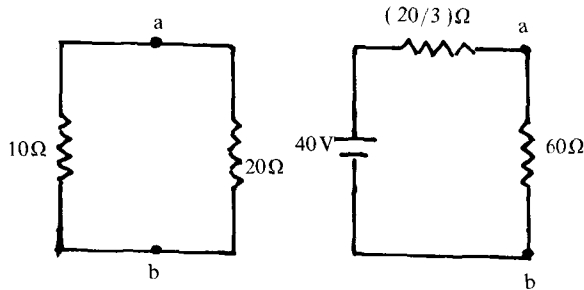
وبهذا فان

$$V_{Th} = 50 - i \times 10 = 50 - 1 \times 10 = 40V$$





(أ)



(ب)

(ج)

الشكل (٢٤)

اوان

$$V_{Th} = 20 - (-1) \times 20 = 40 \text{ V}$$

(2) حساب  $R_{Th}$  :- في هذه الحالة يتم قصر مصادر الفولتية (50 V) و(20 V) - انظر الشكل (٢٤ ب) - وبذلك فان

$$R_{Th} = 10 \parallel 20 = \frac{10 \times 20}{10 + 20} = \frac{20}{3} \Omega$$

3 نرسم الدائرة المكافئة التي تحتوي على  $V_{Th}$  و  $R_{Th}$  ومقاومة الطرف المفتوح - الشكل (٢٤ ج) - ثم نحسب الجهد  $V_{ab}$  حيث ان

$$V_{ab} = \frac{V_{Th} R_L}{R_{Th} + R_L} = \frac{40 \times 60}{6.66 + 60} = 36 \text{ V}$$

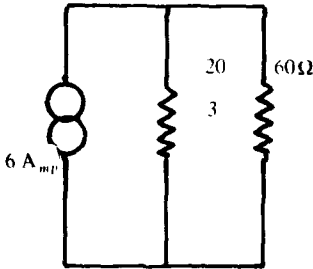
من جهة أخرى فان نظرية نورتن لها شبه كبير بنظرية ثيفننن ويمكن ان تعد ملازمة لها وتنسب الى أي . ايل . نورتن ( E. L. Norton ) العالم في شركة بيل للتلفونات وتنص هذه النظرية باختصار على « ان أي دائرة تحتوي على مصدر فولتية مربوط على التوالي مع مقاومته الداخلية أو أي مقاومة أخرى يمكن استبدالها بدائرة مكافئة تحتوي على مصدر تيار مربوط على التوازي مع المقاومة المرافقة » ويسمى التيار المار في الدائرة المكافئة بتيار قصر الدائرة ويرمز له بـ  $I_{sc}$  وذلك لان حسابه يتم بعد قصر جميع المقاومات الاخرى ما عدا المقاومة المربوطة مع مصدر الفولتية .

كمثال على ذلك دعنا نأخذ الدائرة في الشكل ( ٢٤ ج ) . في هذه الدائرة يكون تيار قصر الدائرة  $I_{sc}$  مساوياً لـ

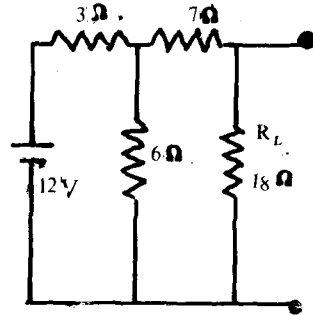
$$i_{sc} = \frac{V_{Th}}{R_{Th}} = \frac{40 \times 3}{20} = 6 \text{ Amp}$$

وبهذا فان دائرة نورتن المكافئة بين a , b تكون كما في الشكل ( ٢٥ ) . في هذه الدائرة لدينا ان

$$I_{60} = \frac{6 \times 20 / 3}{\frac{200}{3}} = \frac{6}{10} \text{ Amp}$$



الشكل ( ٢٥ )



الشكل ( ٢٦ )

أوان

$$V_{ab} = \frac{6}{10} \times 60 = 36 \text{ V}$$

وهي نفس النتيجة التي حصلنا عليها في السابق

مثال (3) :-

في الدائرة الشكل (٢٦) احسب  $V_L$

الحل :-

يمكن ايجاد  $V_L$  بطريقتين .

$$V_{Th} = \frac{6 \times 12}{6 + 3} = 8 \text{ V}$$

وتكون  $R_{Th}$  مساوية لـ

$$R_{Th} = 3 \parallel 6 + 7 = 9 \Omega$$

وعليه فان

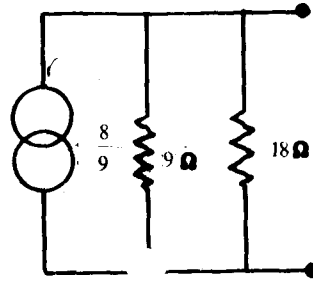
$$V_{L'} = \frac{8 \times 18}{27} = \frac{16}{3} \text{ V}$$

نظرية نورتن : نجد الدائرة المكافئة الشكل (٢٧) . لدينا ان

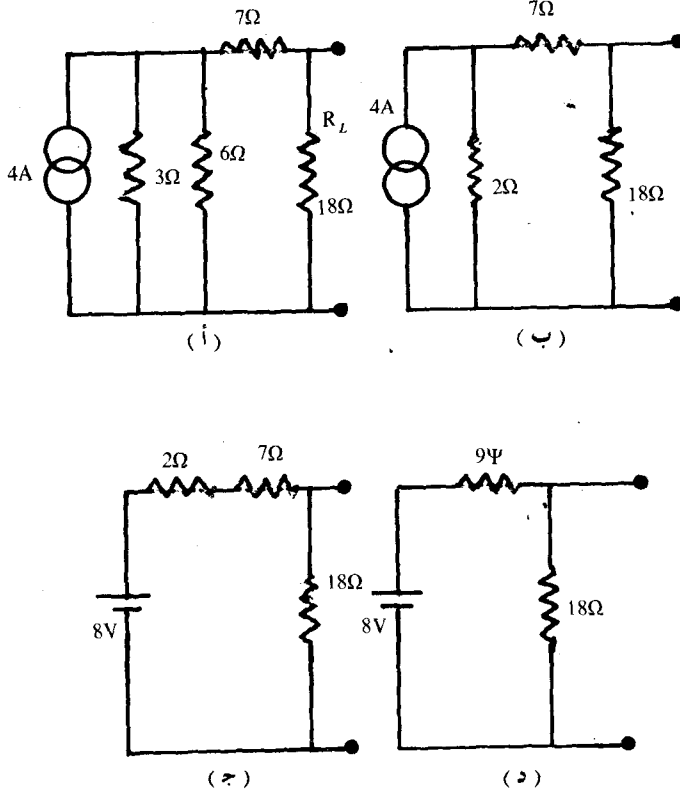
$$I_{sc} = \frac{8}{9}$$

$$I_{19} = \frac{8}{9} \times \frac{9}{27} = \frac{9}{27}$$

$$V_L = \frac{8 \times 18}{27} = \frac{16}{3} \text{ V}$$



شكل (٢٧)



الشكل ( ٢٨ )

طريقة اخرى للحل :-

يستبدل الجهد ( 12 V ) مع المقاومة ( 3Ω ) في الشكل ( ٢٨ ) ، بمصدر تيار ( 4 A ) ومقاومة ( 3Ω ) على التوازي - انظر الشكل ( ٢٨ أ ) - .

المقاومة المكافئة لكل من 6 , 3 اوم - المبروطتين على التوازي - هي اوم - الشكل ( ٢٨ ب ) . نستعيز عن مصدر التيار ( 4A ) والمقاومة 2 اوم بمصدر جهد 8 فولت ومقاومة على التوالي 2 اوم وبذلك تصبح الدائرة كما في الشكل ( ٢٨ ج ) او ( ٢٨ د )

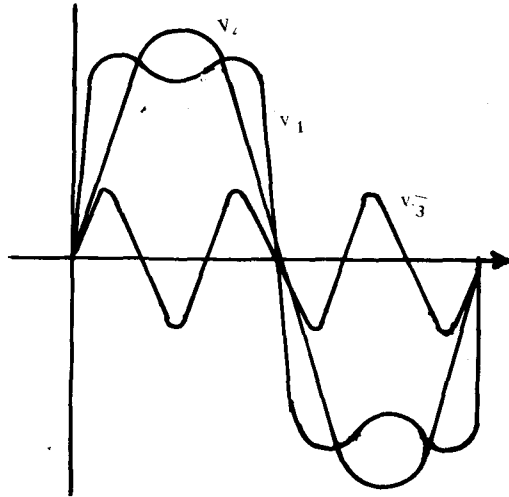
ومن مقسم الجهد نجد

$$V_L = \frac{8 \times 18}{27} = \frac{16}{3} \text{ v}$$

يكون واضحاً بأن أحد الاستعمالات الرئيسة لنظريات ثفنن ونورتن هو استبدال الجزء الكبير من الشبكة ( وغالباً ما يكون الجزء المعقد أو غير المفيد ) بمكافئ بسيط وان الدائرة البسيطة الجديدة تمكننا من اجراء حسابات سريعة للجهد والتيار والقدرة والتي باستطاعة الدائرة الاصلية ان تجهزها للحمل . كذلك تساعدنا لاختيار احسن قيمة لمقاومة الحمل . ففي مكبر الترانزستور ، على سبيل المثال ، يمكننا مكافئ ثفنن ونورتن من حساب القدرة القصوى الممكن اخذها من المكبر وكذلك ايجاد الحمل المطلوب لتحقيق اقصى تحويل للقدرة او للحصول على اقصى جهد عملي او تكبير للتيار .

### متسلسلة فوريير : Fourier Series

على الرغم من ان معظم الاشارات المتناوبة دورية periodic الا انها ليست بالضرورة ذات شكل جيبي sinusoidal وبهذا فانها تكون اكثر تعقيداً من الموجات الجيبية البسيطة مع هذه الاشارات المعقدة ، على اية حال ، يمكن تمثيلها بمجموعة من الموجات الجيبية ذات السعات والترددات المختلفة . فعلى سبيل المثال الموجة  $v$  ، في الشكل ( ٢٩ ) ، هي حاصل جمع الموجتين الجيبيتين  $v_1$  ،  $v_3$  على الرغم من ان تردد الموجة  $v_3$  هو ٣ اضعاف تردد كل من  $v_1$  ،  $v$  وان الموجة الناتجة هي اعقد من كلا المركبتين  $v_3$  ،  $v_1$  .



الشكل ( ٢٩ ) الموجة  $v$  مع مركباتها الاولى والثالثة .

مما تقدم يتضح لنا ان بالامكان ، على سبيل المثال ، التعرف على استجابة اي دائرة لأية موجة ، مهما كان شكلها ، اذا ما كان معروفا لدينا استجابة هذه الدائرة او هذه الدوائر للموجة الجيبية ومن هنا يتبين لنا أهمية التعرف على طريقة تحليل الموجات المعقدة الى مركباتها الجيبية .

تزدنا متسلسلة فوريير بأداة كفورة جداً للقيام بهذا العمل وتشير الى ان اي موجة ( فولتية او تيار ) دورية مهما كان شكلها يمكن تمثيلها بمتسلسلة لانهاية من الموجات الجيبية ( sin ) فقط او الجيب تمامية ( cos ) فقط او كلاهما معا وتكون على الصيغة التالية

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots a_n \cos n\omega t + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + b_3 \sin 3\omega t + \dots b_n \sin n\omega t \dots (30)$$

حيث ان  $a_n$  يمكن ان يكون اي رقم صحيح واما  $a_0$  فهراثيت ويمثل مركبة الـ  $D.C$  الموجودة في الاشارة ( sin ) . اما  $a_1$  و  $a_2$  . . الخ و  $b_1$  و  $b_2$  . . الخ فهي ثوابت يعتمد قيمتها على  $n$  و  $f(t)$  وان عملية حساب هذه الثوابت تدعى تحليل فوريير . يمثل  $\omega_0$  التردد الاساس للاشار ( t )

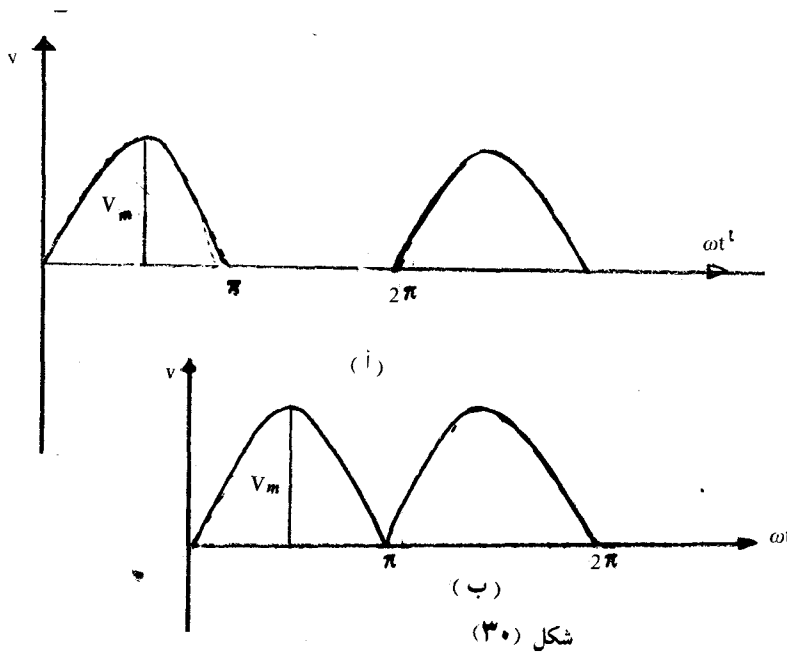
لنأخذ الان ، على سبيل المثال ، الموجتين في الشكل ( ٣٠ أ و ب ) ونجد لهما متسلسلة فوريير بقصد التوضيح ولغرض التعرف على فائدة أخرى لمتسلسلة فوريير تكون متسلسلة فوريير للموجة في الشكل ( ٣٠ أ ) كالآتي :

$$f_1(t) = V_m \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{1}{\pi} \sum_{n=even}^{\infty} \left( \frac{\cos n\omega t + 1}{n^2 + 1} \cos n\omega t \right) \right\} \dots (31)$$

او ان

$$v_1 = 0.318 V_m + 0.5 V_m \sin \omega t - 0.212 V_m \cos 2\omega t + \dots (32)$$

وبالطريقة نفسها نجد ان متسلسلة فوريير للموجة في الشكل ( ٣٠ ب ) هي



$$v_2 = V_m \left\{ \frac{2}{\pi} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=even}^{\infty} \left( \frac{\cos n\omega t + 1}{n^2 - 1} \cos n\omega t \right) \right\} \dots (33)$$

وعلى وفق ما مر يتضح ان معدل القيمة ( اي مركبة الـ D.c ) للموجة الاولى والثانية هما وعلى التوالي :

$$V_{d.c} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m \dots (34)$$

و

$$V_{d.c} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.636 V_m \dots (35)$$

اما القيمة الفعالة لهذه الموجة فيمكن ايجادها من حساب الجذر التربيعي لمجموع مربعات الثوابت  $a_0, a_1, a_n, b_n$  اي ان

$$v_{eff} = \left\{ a_0^2 + \frac{a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_n^2 + b_1^2 + b_2^2 + \dots + b_n^2}{2} \right\}^{\frac{1}{2}} \dots (36)$$

وتكون القيمة الفعالة للموجة في الشكل ( ٣٠ ب ) مساوية تقريبا لـ

$$v_{eff} = \left\{ (0.636 V_m)^2 + \frac{(0.424 V_m)^2 + (0.085 V_m)^2}{2} \right\}^{\frac{1}{2}} = 0.706 V_m \quad \dots (37)$$

لابد ان الطالب قد ادرك الان الفائدة الثانية من استخدام متسلسلة فوريير في تحليل الموجات ومن الجدير بالذكر ان المعادلة (30) لاتصلح فقط للموجتين في الشكل (30) وانما لجميع الاشارات الدورية من غير استثناء . ان هدفنا هنا ليس برهنة النظرية وليس تحليلها وانما ، فقط ، التعرف عليها وان طريقة استخراج الثوابت متوفرة في المراجع ويمكن الرجوع اليها للاستزادة .

كذلك يلاحظ انه تم الاقتصار في المعادلات ( 32 الى 37 ) ، على بعض الحدود من المتسلسلة وذلك لانهما الاكثر أهمية من بين الحدود الاخرى . اما في حالة توخي الدقة فيفترض ان تتضمن المتسلسلة على جميع الحدود هذا وقد تم حساب كل من  $a_n$  و  $b_n$  الطريقة الآتية :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos n\omega t \, d(\omega t) \quad n = 0,1,2,3 \quad \dots (38)$$

و

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin n\omega t \, (d\omega t) \quad n = 1,2,3, \quad \dots (39)$$

## 10 - أقصى نقل للقذرة : Maximam Power Tranfer

في كثير من الدوائر الالكترونية مثال ذلك الراديو او المكبرات السمعية ، يكون من المرغوب فيه حقا نقل أقصى قدرة ممكنة من المصدر الى دائرة الحمل وذلك بقصد الحصول على أعلى كفاءة يمكن ان تعمل معها هذه الدوائر .

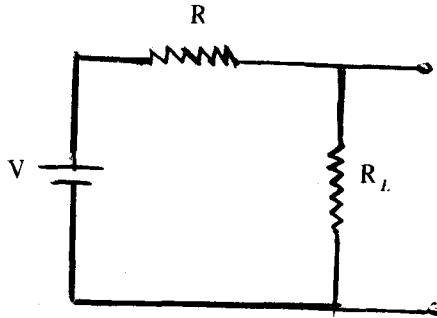
من هنا فانه يصبح من المفيد التعرف على الشروط او الشرط الذي يتم معه الانتقال الاقصى للقذرة . افرض الان ان  $R, V$  في الشكل ( ٣١ ) يمثلان فولتية ومقاومة ثيفنين المكافئة لدائرة ما وقد ربطت اليهما مقاومة الحمل  $R_L$  . طبقا لقانون جول فان القذرة في مقاومة الحمل تكون مساوية لـ



$$P = I^2 R_L = \left( \frac{V}{R + R_L} \right)^2 R_L \quad \dots (40)$$

أوان

$$P = \frac{v^2 / R_L^2}{(1 + R / R_L)^2} \quad \dots (41)$$



شكل (٣١)

يتضح من المعادلة (41) اعلاه ، ان القدرة في الحمل تكون صفراً اذا كانت هذه المقاومة تساوي صفراً وكذلك تساوي صفراً اذا كانت  $R_L$  كبيرة جداً . عليه فلا بد من وجود قيمة معينة لـ  $R_L$  تكون القدرة فيها أقصى ما يمكن . لايجاد هذه القيمة لـ  $R_L$  او ذلك الشرط الذي يتم معه اقصى نقل للقدرة سنقوم بمفاضلة المعادلة (1) بالنسبة لـ ( $R_L$ ) ثم نعوض عن نتيجة هذا التفاضل بصفر أي أن :

$$\frac{dp}{dR_L} = V^2 \left\{ \frac{(R_L + R)^2 - 2R_L(R_L + R)}{(R_L + R)^4} \right\} = 0 \quad \dots (42)$$

وحيث ان  $V^2 \neq 0$  صفر لذا فان

$$(R_L + R)^2 - 2R_L(R_L + R) = 0 \quad \dots (43)$$

أي ان

$$(R_L + R)(R_L + R - 2R_L) = 0 \quad \dots (44)$$

أو أن

$$(R_L + R)(R_L - R) = 0$$

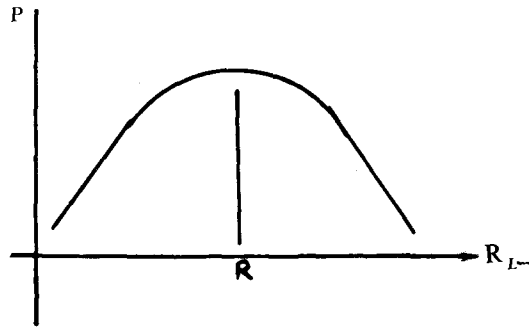
وحيث ان  $R_L + R \neq 0$  صفر لذا فان

$$R_L - R = 0 \quad \dots (45)$$

اي ان

$$R_L = R \quad \dots (46)$$

تشير المعادلة (46) اعلاه ، الى ان اقصى نقل للقدرة يتم عندما تكون مقاومة الحمل مساوية للمقاومة الداخلية للمصدر . تحت هذا الشرط يقال ان مقاومة الحمل هي في حالة توافق matching مع مقاومة المصدر ويبين الشكل ( ٣٢ ) القدرة المبذولة من المصدر إلى الحمل كدالة لمقاومة الحمل .



الشكل ( ٣٢ ) القدرة في الحمل كدالة لمقاومة الحمل .

من الجدير بالذكر انه في حالة كون  $R_L$  مساوية لـ  $R$  فان اقصى كفاءة نقل للقدره تكون مساوية لـ 50% .  
أي أن

$$\frac{P_0}{P_{in}} = \frac{I^2 R_L}{I^2 (R_L + R)} = \frac{R_L}{2R_L} = \frac{1}{2} \quad \dots (47)$$

حيث ان النصف الآخر من القدره المبذولة يتم ضياعه في المقاومة الداخلية  $R$ .

من جهة أخرى فان اقصى نقل للقدره يتم في دوائر الـ a.c ، عندما تكون ممانعتا الحمل والمصدر متساويتين في المقدار. كذلك ان تمثل كل منهما ، المرافق conjugates للاخرى ( المرافق للممانعة هو ممانعة اخرى يكون له المقدار نفسه ولكن بزوايه طور معاكسة ويعبر عن ذلك رياضيا بـ  $(R + jx)$  للممانعة وبـ  $(R - jx)$  للمرافقة ) .

هذا ويتم البرهنة على ان  $R_L = R$  و  $X_L = X$  في حالة كون  $Z_L = R_L + jX_L$  او أن  $Z_L = R_L + jX_L$  ، بالطريقة نفسها اعلاه وكذلك من معرفة ان

$$i = \frac{v}{\sqrt{(R + R_L)^2 + (x + x_L)^2}} \Delta\theta \quad \dots (48)$$

حيث أن

$$\tan \theta = \frac{x + x_L}{R + R_L} \quad \dots (49)$$

وكذلك فان

$$P_L = i^2 R_L = \frac{v^2 R_L}{(R + R_L)^2 + (x + x_L)^2} \quad \dots (50)$$

## 11 - 1 وحدة الكسب (الديسيل) : The Decibel

يعرف الكسب في التيار أو الجهد أو القدرة بأنه النسبة بين الكمية الخارجة إلى الكمية الداخلة . فمثلا يعرف كسب القدرة  $A_p$  بأنه النسبة بين القدرة الخارجة  $P_o$  إلى القدرة الداخلة  $P_i$  أي أن

$$A_p = \frac{P_o}{P_{in}} \quad \dots (51)$$

يلاحظ من المعادلة أعلاه أن الكسب في القدرة أو غيره ، يكون مجرد من الوحدات إلا أنه في الوقت الحاضر تستعمل وحدة خاصة للتعبير عن الكسب تدعى بالديسيل .

إن الوحدة الديسيل أخذت طريقها في الاستعمال نتيجة للحاجة إلى طريقة دقيقة لقياس ومقارنة القدرة المرافقة للاصوات المسموعة . إن استجابة الأذن على أية حال ، لشدة الاصوات تكون لوغارتمية : أي إن الأذن البشرية تتلقى الصوت الثاني مضاعفا في الشدة ، بالنسبة للاول إذا كانت قدرة الثاني أكبر من قدرة الصوت الثاني ، بعشر مرات .

يطلق على النسبة بين لوغارتيم قدرتين بوحدة تدعى بالبيبل bel - تكريما لمخترع الهاتف الكسندر كراهام بيل Alexander Graham Bell . وحيث إن البيبل يمثل نسبة قدرة عالية لذا فقد استعير عنها بوحدة أخرى مساوية لـ  $\frac{1}{10}$  منها تدعى بالديسيل decibel أو اختصارا بـ dB وعليه فإن

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_o}{P_{in}} \right) \quad \dots (52)$$

فاذا كانت  $P_o = 200$  واط و  $P_i = 2$  واط فإن الكسب في القدرة يكون مساويا لـ 100 أو 20 dB .

والى جانب ما ذكر أعلاه فإن الكسب في الفولتية وكذلك الكسب في التيار يمكن التعبير عنهما بالـ dB أيضا بشرط أن الفولتية الخارجة والداخلة يظهران عبر مقاومتين

متساويتين وكذلك التيار الداخل والخارج يمران في مقاومتين متساويتين . عندئذ يكون لدينا

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 10 \log_{10} \left( \frac{P_0}{P_{in}} \right) = 10 \log_{10} \frac{V_0^2/R}{V_{in}^2/R} \\ &= 20 \log_{10} \left( \frac{V_2}{V_1} \right) \quad \dots (53) \end{aligned}$$

كذلك فان

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{I_0^2 R}{I_{in}^2 R} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{I_{0p}}{I_{in}} \right) \quad \dots (54)$$

فائدة أخرى نجنبها من تمثيل الكسب بالـ dB وهي انه في المكبرات المتعددة المراحل يكون الكسب الكلي لثلاث مراحل - مثلاً - مساوياً لحاصل ضرب الكسب للمرحلة الاولى  $A_1$  والثانية  $A_2$  والثالثة  $A_3$  . أي ان

$$A = A_1 A_2 A_3$$

بينما يعبر عن ذلك بالـ dB بجمع كسب المراحل الثلاث المستخرجة بالـ 3

مثال (4) :

مكبر جهد ذو ثلاث مراحل فاذا كان كسب المرحلة الاولى 100 والثانية 200 والثالثة 400 . فابعد الكسب الكلي لهذا المكبر بالـ dB .

الحل :

الكسب للمرحلة الاولى بالـ dB

$$\begin{aligned} A_1 &= 20 \log_{10} 100 \\ &= 40 \text{ dB} \end{aligned}$$

الكسب للمرحلة الثانية بال dB

$$\begin{aligned} A_2 &= 20 \log 200 \\ &= 46 \text{ dB} \end{aligned}$$

الكسب للمرحلة الثالثة بال dB

$$\begin{aligned} A_3 &= 20 \log 400 \\ &= 52 \text{ dB} \end{aligned}$$

لذا فإن الكسب الكلي بال dB

$$A = 40 + 46 + 52 = 138 \text{ dB}$$

طريقة أخرى .  
الكسب الكلي للمكبر يساوي

$$\begin{aligned} A &= 100 \times 200 \times 400 \\ &= 8000000 \end{aligned}$$

الكسب الكلي بال dB

$$\begin{aligned} &= 20 \log (8 \times 10^6) \\ &= 20 \log 8 + 20 \times 6 \log 10 \\ A &= 18 + 120 = 138 \text{ dB} \end{aligned}$$

## 12 - 1 ثابت الزمن Time Constant

في الشكل ( ٣٣ ) اذا سلطنا الجهد الثابت ،  $V$  ، عند غلق المفتاح ، على شبكة الـ RC المتوالية فان هذا الجهد سيكون مساويا للجهد الهابط على  $R$  والمتولد حول  $C$  .  
أي أن

$$V = V_R + V_C \quad \dots (56)$$

او ان

$$V = IR + \frac{Q}{C} \quad \dots (57)$$

وعند تفاضل المعادلة اعلاه نحصل على :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{dI}{dt} R + \frac{1}{c} \frac{dQ}{dt} \quad \dots (58)$$

وعند التعويض عن  $\frac{dV}{dt} = 0$  ، على فرض ان  $V$  كمية ثابتة ، وعن  $\frac{dQ}{dt} = I$  في المعادلة اعلاه نحصل على

$$0 = \frac{dI}{dt} R + \frac{1}{c} I \quad \dots (59)$$

اوان

$$\frac{dI}{dt} = - \frac{I}{Rc} \quad \dots (60)$$

اوان

$$\frac{dI}{I} = - \frac{dt}{Rc} \quad \dots (61)$$

وعند تكامل الطرفين نحصل على

$$\int \frac{dI}{I} = - \int \frac{dt}{Rc} \quad \dots (62)$$

$$\ln I = - \frac{t}{Rc} + A \quad \dots (63)$$

$$I = e^A e^{-t/Rc} = B e^{-t/Rc} \quad \dots (64)$$

حيث ان  $A$  يمثل ثابت التكامل وكذلك  $B$  هو ثابت يتم استخراجه من معرفة خصائص المتسعة . حيث ان المتسعة تعد دائرة قصر بالنسبة للفولتية المسلطة عند  $(t = 0)$  . أي ان التيار المار في دائرة الـ  $Rc$  عند  $(t = 0)$  يكون مساويا لـ  $\frac{V}{R}$  .

عند التعويض عن  $t$  بصفر في المعادلة (64) اعلاه وعن  $I$  بـ  $\frac{V}{R}$  نحصل على

$$\frac{V}{R} = Be^0 = B \quad \dots (65)$$

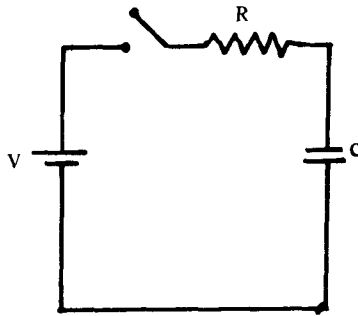
وعند التعويض عن قيمة  $B$  هذه في المعادلة (64) نحصل على

$$I = \frac{V}{R} e^{-t/Rc} \quad \dots (66)$$

يلاحظ من المعادلة (66) ان التيار يتناقص بصورة اسية مع الزمن - انظر الشكل (٣٤) -  
وعندما يكون  $t$  مساويا لـ  $Rc$  فان التيار  $I$  يصل الى  $\frac{1}{e}$  من قيمته الكلية : أي  $\left(\frac{I_0}{e}\right)$ . يدعى  $Rc$  بثابت الزمن لدائرة الـ  $Rc$  وعليه فانه يعرف بانه الزمن  
اللازم لوصول التيار المار في الدائرة الى  $\frac{1}{e}$  من قيمته الاصلية عند الزمن صفر (زمن فتح  
الدائرة) .

من جهة أخرى يمكن تعريف ثابت الزمن ايضا بدلالة الفولتية النامية على المتسعة  
وبالطريقة الآتية : لدينا أن

$$V_c = \frac{1}{c} \int i dt \quad \dots (67)$$



الشكل (٣٣)

$$V_c = \frac{1}{c} \int_0^t \frac{V}{R} e^{-t/Rc} dt \quad \dots (68)$$

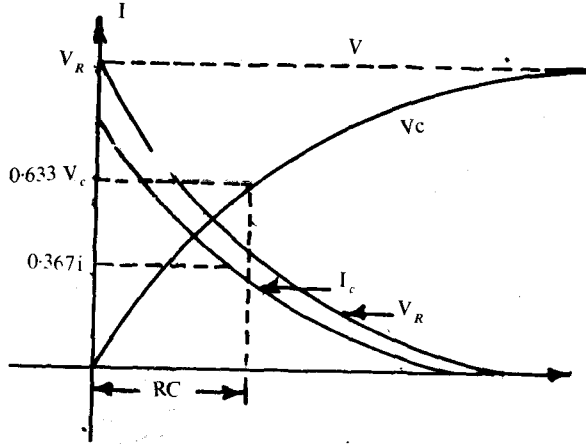


$$V_c = \frac{V}{Rc} \left\{ - \frac{Rc}{R} e^{-t/Rc} \right\}_0^t \quad \dots (69)$$

اوان

$$V_c = \{ - Ve^{-t/Rc} + A \} \quad (70)$$

حيث يمثل  $A$  مرة اخرى ثابت التكامل ويتم استخراجها من معرفة ان المتسعة تصبح دائرة مفتوحة بالنسبة للتيار عند الزمن  $t \gg Rc$ . في هذه الحالة يكون التيار المار في الدائرة مساويا للصفر وتصبح  $V_c$  مساوية لـ  $V$ . عند التعويض عن ذلك في المعادلة اعلاه نحصل على



الشكل ( ٣٤ ) تغير كل من فولتية المتسعة  $V_c$  وفولتية المقاومة  $V_R$  مع الزمن .

$$V = \{ - Ve^{-\infty} + A \} \quad \dots (71)$$

اوان

$$V = A \quad \dots (72)$$

وعند التعويض عن قيمة  $A$  هذه في المعادلة اعلاه نحصل على

$$V_c = V \{ 1 - e^{-t/Rc} \} \quad \dots (73)$$

اما عند التعويض عن  $t$  بـ  $Rc$  في المعادلة اعلاه ، فاننا نحصل على

$$V_c = V \left\{ 1 - \frac{1}{e} \right\} \quad \dots (74)$$

او ان

$$V_c = 0.633 V \quad \dots (75)$$

وعليه فانه يصبح من الممكن ان نعرف ثابت الزمن بأنه « الزمن اللازم لنمو فولتية المتسعة الى ٠.٦٣٣ من قيمته عند الزمن مالا نهاية » انظر الشكل ( ٣٤ ) .

بقي ان نذكر اخيراً ان ثابت الزمن لا يقتصر على دوائر الـ  $Rc$  فقط وانما يشمل ايضا دوائر الـ  $RL$  ويمكن بالطريقة نفسها التبدليل على ان ثابت الزمن لدائرة الـ  $RL$  هو  $\frac{L}{R}$

### 13 - 1 دائرتا التفاضل والتكامل The Differentiation and Integration Circuits

يقصد بدائرة التفاضل بأنها الدائرة التي تكون فيها الفولتية الخارجة متناسبة مع مشتقة الفولتية الداخلة بشرط ان يكون تغير الموجة الداخلة بطيئاً بحيث ان زمن الموجة يكون كبيراً مقارنة بثابت زمن الدائرة .

من جهة أخرى تعد دائرة التكامل هي الدائرة التي تكون فيها الفولتية الخارجة متناسبة مع تكامل الموجة الداخلة بشرط ان يكون تغير الموجة سريعاً بحيث ان زمن الموجة الداخلة يكون أقل بكثير من ثابت زمن الدائرة .

دعنا الان نأخذ الدائرة في الشكل ( ٣٥ ) التي تكون فيها الفولتية الداخلة  $v_{in} = v_{in}(t)$  دالة للزمن والفولتية الخارجة  $v_R = v_0$  . لدينا من المعادلة ( 56 ) أن

$$v_{in} = v_c + v_{R+} \quad \dots (76)$$

وعند التفاضل نحصل على

$$\frac{dv_{1n}}{dt} = \frac{dv_c}{dt} + \frac{dv_R}{dt} \quad \dots (77)$$

لدينا أن

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{q}{c} \right) = \frac{i}{c} = \frac{iR}{RC} = \frac{v_0}{\tau} \quad \dots (78)$$

وحيث أننا فرضنا أن تغير  $v_{1n}$  هو بطيء لذا فإن  $\frac{dv_0}{dt}$  سيكون أصغر بكثير من  $\frac{v_0}{\tau}$  بحيث يمكن أهمله . لذا فإن

$$v_0 = \tau \frac{dv_{1n}}{dt} \quad \dots (79)$$

تشير المعادلة (79) اعلاه ، الى ان الفولتية الخارجة تتناسب مع مشتقة الموجة الداخلة بشرط ان يكون تغير هذه الاخيرة بطيئاً وعليه فان الدائرة في الشكل ( 35 أ ) تعرف بدائرة التفاضل . ولعل اهم ما يعيننا من هذه الدائرة هو الكيفية التي تستجيب بها هذه الدائرة للفولتية المربعة - انظر الشكل ( 35 ب ) .

دعنا الان نعود الى دائرة الـ RC ولكن بالصيغة المبينة في الشكل ( 36 أ ) . في هذه الدائرة نجد مرة أخرى ان

$$v_{1n} = v_R + v_C$$

لدينا ان  $v_R = iR$  وان  $i = c \frac{dv_0}{dt}$  لذا فان  $v_R$  تصبح مساوية لـ

$$v_R = RC \frac{dv_0}{dt} \quad \dots (80)$$

وعند التعويض عن  $v_R$  هذه في معادلة الدائرة الاصلية نحصل على

$$v_0 + RC \frac{dv_0}{dt} = v_{1n} \quad \dots (81)$$

أو أن

$$\frac{v_0}{\tau} + \frac{dv_0}{dt} = \frac{v_{in}}{\tau} \quad \dots (82)$$

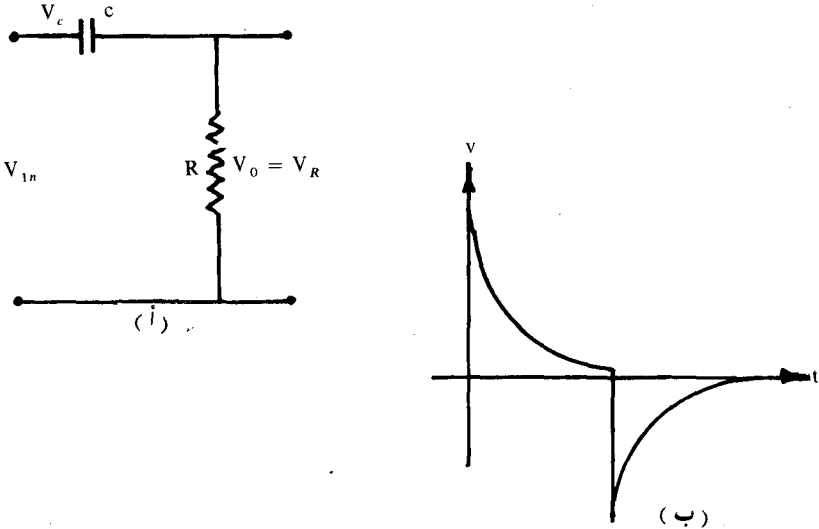
وحيث ان تغير الموجة الداخلة هو سريع لذا فان  $\frac{dv_0}{dt}$  يكون اكبر بكثير من  $\frac{v_0}{\tau}$  وعليه فان المعادلة 82 تختصر الى

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{v_i}{\tau} \quad \dots (83)$$

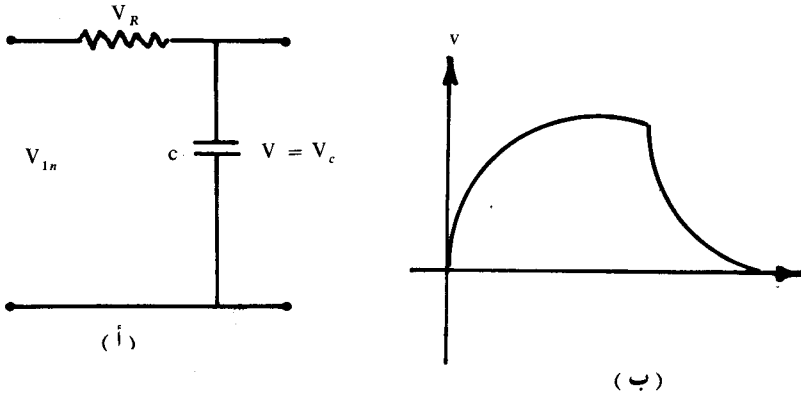
او أن

$$v_0 = \frac{1}{\tau} \int v_i dt \quad \dots (84)$$

أي بمعنى ان الفولتية الخارجة تكون متناسبة مع تكامل الموجة الداخلة بشرط ان تغير هذه الموجة يكون سريعاً . مرة أخرى تكون استجابة هذه الدائرة لفولتية المربعة كما في الشكل ( ٣٦ ب ) .



الشكل ( ٣٥ ) دائرة التفاضل .



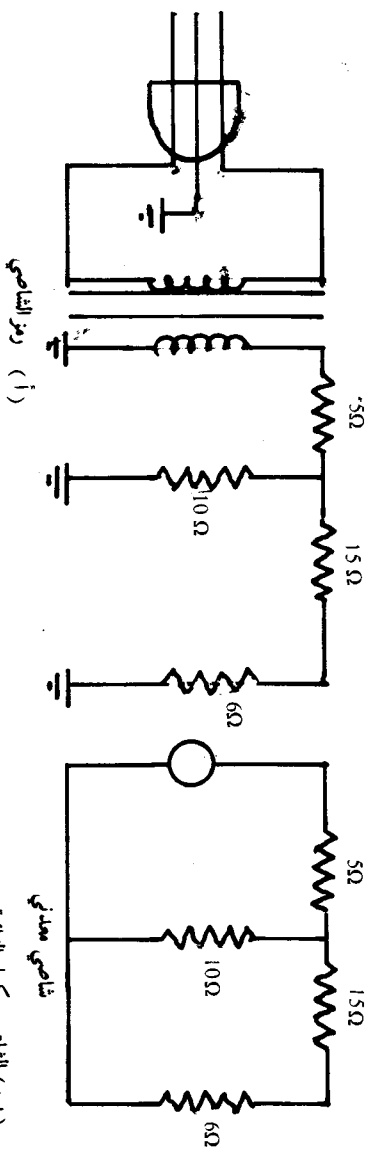
الشكل ( ٣٦ ) دائرة التكامل .

## 14 - 1 الارضي والشاصي Ground and Chassis

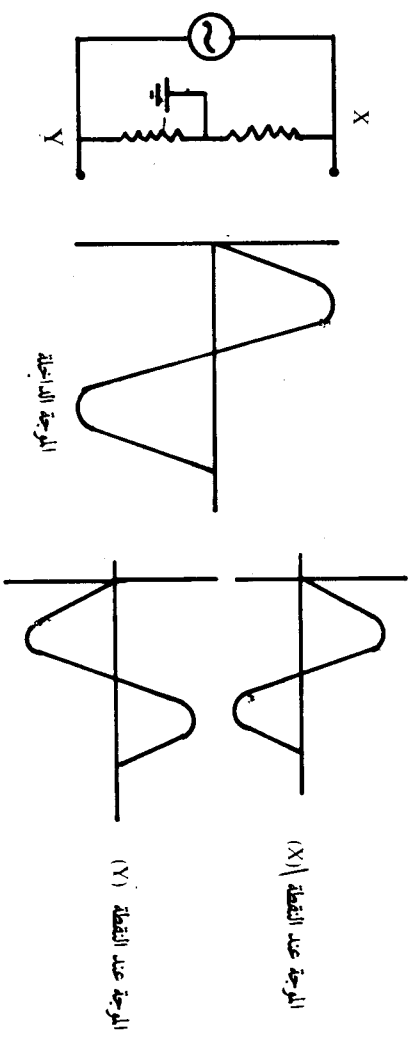
في مقبس القدرة للاجهزة الكهربائية ، عادة مانجد طرفاً ثالثاً - انظر الشكل ( 37 ) . وعند ربط المقبس مع تاسيسات التيار المتناوب يؤرض ( grounded ) هذا الطرف الثالث ( يوضع في تماس مع الارض ) وبالتالي فان جسم الجهاز ( القاعدة المعدنية ) يوضع في تماس مع الارض ، اي يكون للجهاز ارضية ( ground )

من جهة ثانية فان ربط الجهاز الى مصدر القدرة من غير تارض الطرف الثالث ، من مقبس القدرة ، سيجعل من القاعدة المعدنية للجهاز ممراً موصلاً للتيار شأنها شأن اي سلك موصل - انظر الشكل ( 37 ) . في هذه الحالة يطلق على قاعدة الجهاز المعدنية بالشاصي ( chassis ) وبعد الشاصي كله في التطبيقات العملية نقطة متساوية الجهد ( equipotential point )

على اية حال يعد وجود الشاصي في الاجهزة الالكترونية مفيداً في بعض التطبيقات فعلى سبيل المثال ، في الدائرة - الشكل ( 38 ) يمكن الحصول على موجتين متعاكستين في الطور ومتساويتين في المقدار ( عدا أن حجم أي من الموجتين عند النقطة X او Y تساوي نصف حجم الموجة الداخلة ) عند عدم ربط الطرف الثالث من مقبس القدرة الخاص بالجهاز الى الارضية .



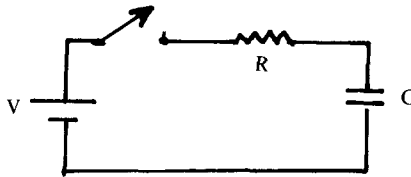
الشكل ( ٣٧ ) مقبس القدرة يورضي التمامي



الشكل ( ٣٨ ) مصدر فولتية ذي نقطة وسطية.

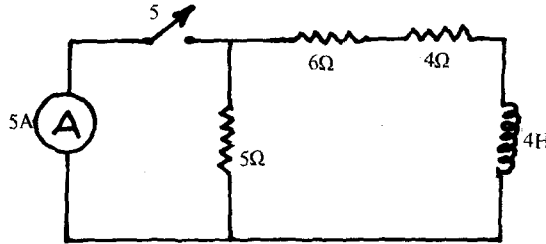
## اسئلة ومسائل

- (1) مامدى ارتباط علم الالكترونيات بالعلوم الاخرى . وضح ذلك ثم بين اي العلوم اكثر التصاقا بهذا العلم ؟
- (2) عرف علم الالكترونيات ثم بين ما دوره في الحياة العامة . اضرب امثلة على ذلك
- (3) عرف المصطلحات الاتية : التقويم ، والتكبير ، والتوليد ، والتذبذب .
- (4) ما التيار المتناوب وما القيمة الفعالة للتيار ؟
- (5) ما التيار المستمر وما معدل القيمة للتيار ؟
- (6) ما الفرق بين القوة الدافعة الكهربائية وفرق الجهد ؟
- (7) عرف القدرة وأكتب معادلتها العامة ثم ارسم القدرة المتناوبة في كل من  
أ دائرة مقاوم ب - دائرة سعوية ج - دائرة حثية
- (8) بين ما الفرق بين المقاومة والمقاومة .
- (9) ما المقصود بدائرة قصر ودائرة مفتوحة ؟
- (10) اذكر اهم الاسباب الكامنة وراء امتلاك المواد خاصية المقاومة للتيار ثم بين طبقا لذلك لماذا تزداد مقاومة المواد الفلزية مع ارتفاع درجة الحرارة ؟
- (11) ارسم الدائرة المكافئة للمقاومة عند الترددات :-  
أ - 10 KHZ ب - 1MHZ ج - 100 MHZ
- (12) ما المتسعة ؟ وما العوامل التي تؤثر على سعة المتسعة ؟ اشرح من وجهة النظر الذرية كيف يعمل الوسط العازل على زيادة سعة المتسعة
- (13) دلل بطريقتين على الاقل على ان المتسعة تعد دائرة مفتوحة بالنسبة للتيار المستمر
- (14) ما المقصود بالعنصر الفعال والعنصر غير الفعال ؟ هل تعد المتسعة عنصراً فعالاً ؟ ولماذا ؟
- (15) ما المقصود بالعنصر الخطي ؟ وضح ذلك
- (16) عدد أهم أنواع المتسعات ومجالات استعمالها .
- (17) في الدائرة ادناه اذا تم غلق المفتاح عند الزمن  $t = 0$  فما هوشكل الفولتية والتيار . اشرح ذلك معتمدا على خصائص المتسعة .



- (18) عرف الرادة الحثية وشرح سبب وجودها .  
 (19) اذكر نص قانوني كيرشوف  
 (20) ما المقصود بمصدر تيار ثابت ؟ اذكر أهم خصائصه .  
 (21) ما المقصود بمصدر فولتية ثابتة ؟ اذكر أهم خصائصه .  
 (22) اذكر شرط الانتقال الاقصى للقدرة في حالة دوائر ال d.c وال a.c . ثم برهن على صحة ما تقول .  
 (24) ما المقصود بعملية تحليل الدوائر الكهربائية  
 (25) اذكر نص كل من : أ - نظرية التركيب ب - نظرية ثفنن ج - نظرية نورتن  
 (26) ربطت فولتية مقدارها 20 V الى مقاومة  $5 \Omega$  كما هي (أ) القدرة المستهلكة في المقاومة ب ( كم يجب ان تصبح المقاومة لرفع القدرة الى الضعف .  
 (27) اذا كان التيار (i) يساوي  $i = 0.8 \cos 200 \pi t$  فاحسب (أ) القيمة القصوى والدنيا للتيار (ب) مقدار الشحنة التي تدخل دائرة ما بسبب مرور هذا التيار بين  $t = 2.5 \text{ ms}$  و  $t = 7.5 \text{ ms}$

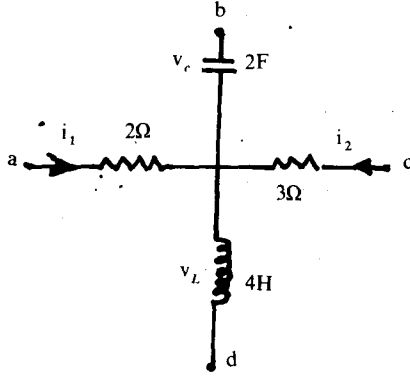
- (28) اذا كان التيار الذي يسري في المحث هو  $i = 5 \sin 10t \text{ A}$  وكان  $L = z \text{ H}$  ما اول لحظة زمنية بعد  $t = 0$  حينما تكون القدرة الداخلة للمحث (أ)  $+100 \text{ W}$  (ب)  $-100 \text{ W}$   
 (29) الفولتية عبر محث ذي  $0.1 \text{ H}$  تساوي التيار خلاله على امتداد الزمن . فاذا كان  $i = 1 \text{ A}$  عند  $t = 0$  . اوجد  $i(t)$   
 (30) في الدائرة ادناه اذا تم غلق المفتاح (s) في اللحظة  $t = 0$  . احسب قيمته التيار في المقاومة  $6 \Omega$  بعد مرور 10 ثوان



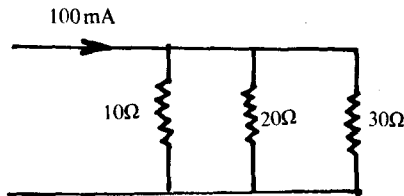
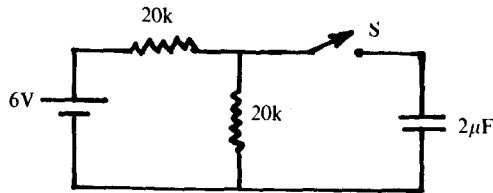
- (31) متسعة كانت مشحونة بمبدئيًا بـ 40 V ثم فرغت خلال دائرة بثابت زمن مقداره 2ms فاوجد (أ) معدل تغير فولتية المتسعة في لحظة بدء التفريغ (ب) المعدل بعد



32) مرور 1 ms من ذلك (ج) الطاقة المخزونة المتبقية بعد 3 ms من بدء التفرغ ؟  
 في الشكل ادناه اذا كان  $i_1 = 5A$  ,  $i_2 = 10 \cos t A$  و  $v_c = 5 \sin t V$  جد

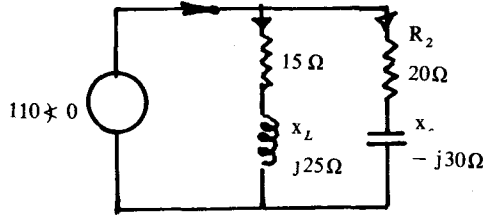


(أ)  $i_L$  و  $v_L$  (ب)  $V_{cd}$ ,  $V_{ab}$ ,  $V_{ac}$   
 33) اذا كانت فولتية المتسعة الابتدائية  $V_c = 5V$  فما هو  $V(t)$  بعد غلق المفتاح

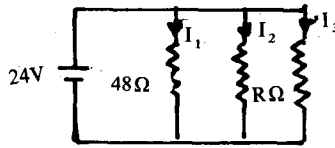


34) ما قيمة التيار المار في  $R_1$  في الدائرة ادناه .  
 35) معادلة تيار ذي موجة جيبية  $i = 0.02 \sin (377t + 1s^\circ)$  . فارسم شكل الموجة ثم اوجد (أ) القيمة  $i_{r.m.s}$  لهذا التيار (ب) معدل القيمة للتيار (ج) القيمة اللحظية للتيار (د) تردد التيار عندما تكون  $t = 1ms$

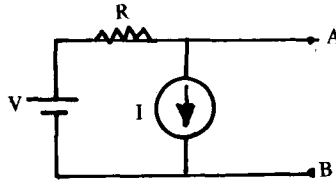
(36) في الدائرة المبينة ادناه هل يتقدم التيار ام يتأخر عن جهد المولد جده  $i_1, i_2$  او



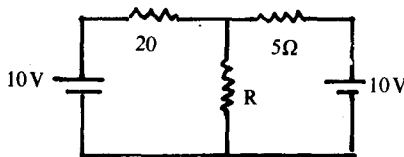
(37) في الدائرة ادناه احسب كل من  $I_1, I_2, I_3$  و



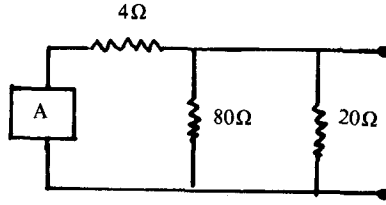
(38) اوجد مكافئ ثقتن للدائرة المبينة ادناه



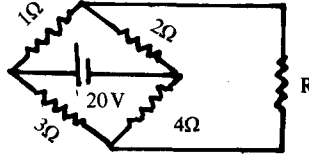
(39) اوجد قيمة R التي تستلم اكبر قدرة في الدائرة ادناه ثم احسب قيمة هذه القدرة



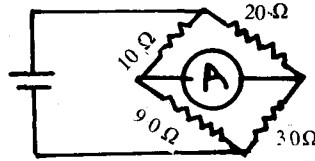
(40) اوجد مكافئ ثقتن ونورتن للدائرة المبينة ادناه اذا كان العنصر A (أ) مصدر تيار 5A (ب) فولتية 50 موجبة



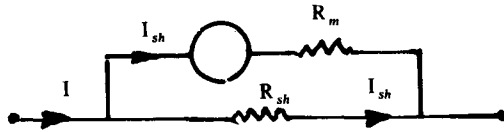
(41) اوجد اقصى قدرة يمكن ان تجهز الى المقاوم R في الدائرة ادناه



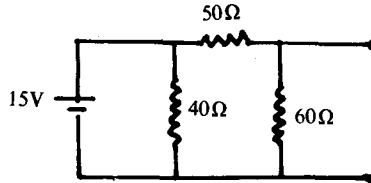
(42) في الدائرة ادناه اذا كانت مقاومة الاميتر  $9\Omega$  فاحسب  $V_{ab}$



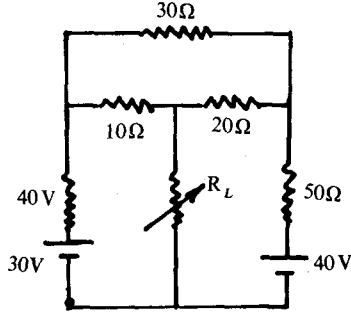
(43) جد المعادلة لايجاد مقاومة التوازي بدلالة  $I, R_m, I_m$  في الدائرة ادناه .



(44) جد مكافئ نورتن للدائرة المبينة في الشكل ادناه



(45) ماقيمة المقاومة  $R_L$  حتى تستقبل اقصى كمية من القدرة . ماقيمة هذه القدرة



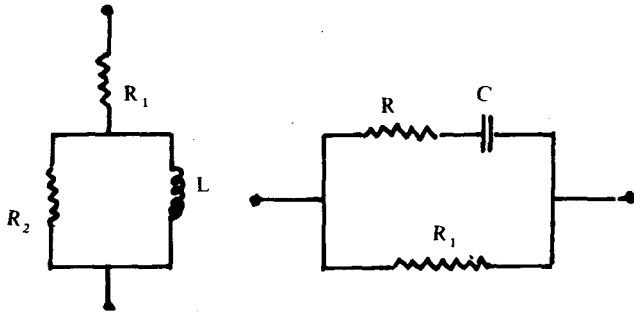
(46) اشرح مع ضرب الامثلة فائدة متسلسلة فورير

(47) برهن على ان القيمة الفعالة المعطاة بوساطة متسلسلة فورير هي

$$v_{eff} = \sqrt{v_0^2 + v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \dots}$$

حيث تمثل  $v_0$  . تمثل مركبة الـ  $v_3, v_2, v_1, d.c$  اهم القيمة الفعالة لكل من المركبة الاساس والمركبة التوافقية الثانية ... الخ .

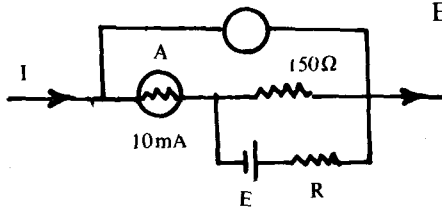
(48) لماذا هو مفيد ثابت الزمن ؟ احسب ثابت الزمن لكل من الدائرتين الاتيتين



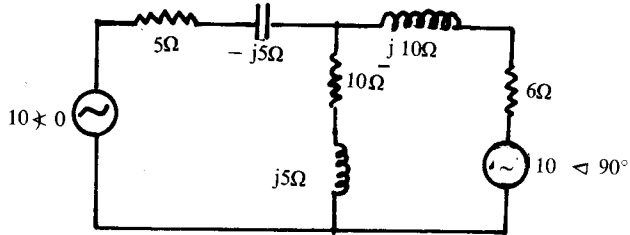
(49) في الدائرة ادناه اذا كانت قراءة الفولتمتر تساوي صفرا فاحسب

( أ ) قيمة I ب ) قية واتجاه التيار المار في المقاومة  $150\Omega$  ج ) قيمة R اذا كانت

$$E = 2V$$



50) استخدم مكافئ ثقتن ونورتن لايجاد قيمة التيار المار في المقاومة  $5\Omega$  في الدائرة الآتية :



51) اشرح بالتفصيل ( من غير معادلات ) عمل كل من دائرتي التفاضل والتكامل على فرض ان الموجة الداخلة هي موجة مربعة .  
 52) ما الفرق بين الارضي والشاصي .

# الفصل الثاني

## الانبعاث الالكتروني

### Electronic Emission

#### 1-2 المقدمة

وفقاً للنظرية الحديثة في التوصيل الالكتروني ، التي كان اول من ابتدعها سمرفيلد - فان لألكترونات التوصيل مدى واسعاً من قيم الطاقة داخل المعدن وبين الشكل (1) مخططاً لكيفية توزيع الطاقة على الكترونات التوصيل وهو يعتمد على نظرية احصائية توصل اليها فيرمي Fermi وديراك Dirac ويمثل المحور الشاقولي في الشكل (1) عدد الكترونات التوصيل الموجودة ضمن مدى معين من الطاقة بينما يمثل المحور الافقي طاقة هذه الالكترونات كذلك تتنبأ هذه النظرية بوجود حد أعلى محدد لطاقة الكترونات التوصيل عند درجة حرارة  $0K$  تسمى طاقة فيرمي ( $E_F$ ) ويمكن حسابها من المعادلة :

$$E_F = \frac{h^2}{8m} \left( \frac{3n}{\pi} \right)^{\frac{2}{3}} \dots (1)$$

حيث يمثل  $m$  كتلة الالكترون و  $n$  عدد الكترونات التوصيل الحرة في وحدة الحجم .

وعلى وفق مامر عند النظر الى الشكل (1) يمكن تفسيره بالآتي :

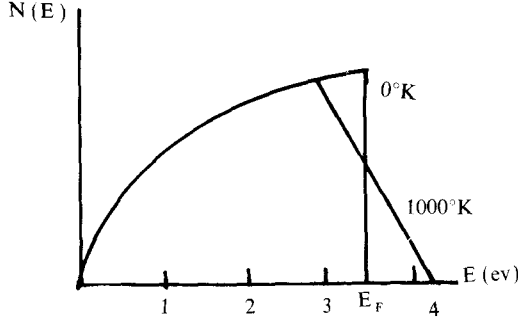
1- يمثل هذا الشكل مخططاً لطاقة الالكترونات عند سطح الموصل في درجة حرارة

$0 K$  وفي درجة حرارة ( $1000 K$ ) .

2- عند درجة حرارة الصفر المطلق يمكن لطاقة الالكترونات في الموصل ان تأخذ اية

قيمة تتراوح بين الصفر و  $E_F$  ولاتتعداها ولكل موصل منها طاقة  $E_F$  الخاصة

به .



الشكل ( ١ ) منحني توزيع الطاقة للإلكترونات التوصيل الحرة .

في درجة الحرارة ( 1000°K ) يمكن اعتبار توزيع الطاقة على الإلكترونات الموجودة في الموصل مساوياً تقريباً لتوزيعها في درجة الصفر المطلق ولكن بسبب من زيادة طاقتها الحرارية فإن الطاقة القصوى لهذه الإلكترونات يمكن أن تكون أكبر من  $E_F$  - انظر المنحني عند ( 1000°K ) من الشكل .

يتضح لنا مما تقدم ان الإلكترونات تتوزع في مستويات للطاقة وانه عند رفع درجة حرارة المعدن فان هذه الإلكترونات تهيج - وبخاصة تلك الإلكترونات التي تكون طاقتها مساوية لطاقة فيرمي  $E_F$  - فترتفع الى مستويات ذات طاقات اعلى وبالتالي فانه يصبح من المناسب القول بأن الإلكترونات ذات الطاقات الواطنة ( اقل من  $E_F$  ) تكون مرتبطة الى نويات ذراتها وبذلك تمثل الإلكترونات التي تتوزع في المستويات القريبة من النواة . من جهة أخرى تمثل الإلكترونات ذات الطاقة المساوية لطاقة فيرمي ، الإلكترونات التكافؤية .

على اية حال ، عند درجة الحرارة الاعتيادية ( درجة حرارة الغرفة 300K ) فان الطاقة الحرارية في الموصل ستكون قادرة على اكساب الكترونات التكافؤ الطاقة الكافية لكسر ارتباطها بالذرات ومن ثم تصبح هذه الإلكترونات قادرة على التحرك ولكن بصورة عشوائية ، وتعرف عندئذ بالإلكترونات الحرة free electrons ، واذا ما سلط مجال كهربائي على الموصل فان هذه الإلكترونات الحرة سوف تتحرك في الموصل محدثة بذلك تياراً كهربائياً .

تعتمد معظم الاجهزة الالكترونية المفرغة في عملها على حركة الالكترونات في الفراغ evacuated space ولهذا السبب فانه يلزم التعرف على طرق انبعاث هذه الالكترونات من سطوح المعادن . الا انه مطلوب منا قبل هذا ، التعرف على اهمية هذه العملية والشروط الواجب توافرها لحصول عملية الانبعاث هذه .

## 2-2 الانبعاث الالكتروني Electronic Emission

تعرف عملية تحرر الالكترونات من سطوح المواد عند اكسابها الطاقة اللازمة بالانبعاث الالكتروني هذا وان المواد المستخدمة لهذا الغرض عادة ماتكون المعادن وذلك لامتلاكها العدد الكافي من الالكترونات الحرة .

على أية حال ، هذه الالكترونات هي حرة في الانتقال من ذرة الى أخرى داخل المعدن ولكنها غير قادرة على ترك سطوح هذه المعادن وذلك لان هذه الالكترونات تكون معرضة الى قوة جذب من قبل القوى التي تقع تحتها مما تعمل على سحبها ثانية الى داخل المعدن . اي بعبارة أخرى ، يعمل سطح المعدن على منع الالكترونات من مغادرة السطح مكونا ما يسمى بالسطح الحاجز surface barrier

الان اذا ما اكتسب الالكترون طاقة معينة من مصدر خارجي بحيث تكفي للتغلب على السطح الحاجز فان الالكترون يصبح عندئذ قادراً على عبور سطح المعدن وتدعى الطاقة الاضافية حينذاك بدالة الشغل لذلك المعدن ويرمز لها بـ  $\phi$  .

لنفرض الان ان فوتونا طاقته hf سقط على سطح المعدن وسبب انبعاث الكترون وأن الشكل ( 2 ) يمثل مخططا لطاقة الالكترونات اقرب سطح الموصل بحيث ان  $E_s$  تمثل الطاقة اللازمة لتحرير الالكترون من اوطأ مستوى للطاقة  $E_i$  ، والتي يمكن ان تأخذ قيما تتراوح بين الصفر و  $E_F$  . عندئذ فان الطاقة الحركية  $E_k$  لهذا الالكترون المنبعث ستكون مساوية لـ

$$E_k = hf - (E_s - E_i) \quad \dots (2)$$

وعندما تكون  $E_i$  مساوية لـ  $E_F$  فان الالكترونات سوف تنبعث بطاقة حركية قصوى مقدارها  $E_{k(max)}$  اي ان

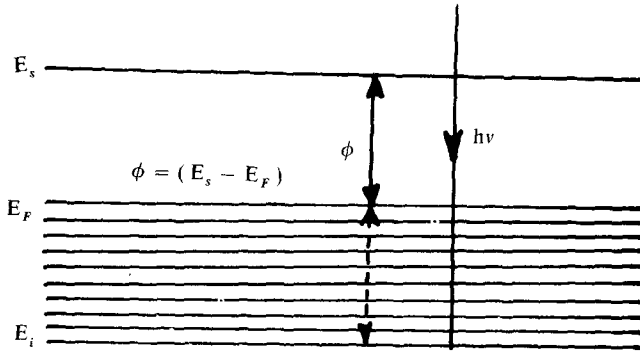


$$E_{k(max)} = hf - (E_s - E_f) \quad \dots (3)$$

ومن هنا يتبين لنا ان دالة الشغل  $\phi$  تكون مساوية لـ

$$\phi = E_s - E_f \quad \dots (4)$$

هذا وتبلغ قيمة  $\phi$  بضعة الكترون فولت لمعظم الموصلات وهي تساوي دالة الشغل للانبعاث الحراري لتلك المعادن وتعتمد على طبيعة المعدن وعلى نسبة الشوائب فيه وعلى حالة سطوحها . ومن الجدير بالذكر ان المعادن ذات دالة الشغل الواطئة تكون مرغوبة لانها لا تحتاج الا الى مقدار قليل من الطاقة لبعث الالكترونات .



الشكل (٢) مستويات الطاقة في الموصلات .

### 2-3 الانبعاث الكهروضوئي : Photoelectric Effect

ان انبعاث الالكترونات من سطوح المعادن عند سقوط الضوء عليها يدعى بالانبعاث الكهروضوئي . انظر الشكل (3) . ان اول من اكتشف هذه الظاهرة هو العالم الالماني هرتز ( ١٨٨٧ ) الذي لاحظ أن حدوث الشرارة الكهربائية بين كرتين مشحونتين يكون أيسر وأسهل عند أضاءة الفجوة بين الكرتين بالضوء فوق البنفسجي .

منذ ذلك الحين اجريت سلسلة من التجارب أوضحت ان الالكترونات تنبعث من سطوح المعادن عند سقوط الضوء عليها بتردد عال نسبيا ( يصح هذا على جميع المعادن ماعدا تلك المعادن القلوية التي تحتاج الى ضوء في المنطقة فوق البنفسجية ) . والحقيقة هي

ان وجود الظاهرة الكهروضوئية ليس مدهشا ، اذ ان الضوء يحمل طاقة وان جزءاً من الطاقة الممتصة من قبل المعدن يمكن ان تتركز بطريقة ما في الالكترونات .

ان احدى الصفات التي حيرت مكتشفيها هي ان توزيع طاقة الالكترونات المنبعثة ( أي الالكترونات الضوئية ) لا يعتمد على شدة الضوء ، اذ ان حزمة ضوء قوية تولد عدداً اكبر من الالكترونات الضوئية مما تولده حزمة ضوء ضعيفة بنفس التردد ، الا ان معدل طاقة الالكترونات المنبعثة هو واحد في كلتا الحالتين . كذلك لوحظ عدم وجود فاصل زمني بين سقوط الضوء على سطح المعدن وانبعاث الالكترونات الضوئية .

هذه النتائج لم يكن بالامكان تفسيرها على اساس النظرية الكهرومغناطيسية للضوء الا ان اينشتاين Einstein استطاع عام ١٩٠٢ تفسير الظاهرة الكهروضوئية اعتماداً على مفهوم الكم او الفوتون الذي استخدمه بلانك عام ١٩٠٠ . وكان تفسير اينشتاين هو ان طاقة الفوتون ( hf ) تعطى باجمعها الى أحد الالكترونات المعدن . فاذا كانت الطاقة اللازمة لتحرير الكترون واحد من سطح المعدن هي W ، فان الطاقة الحركية للالكترون المنبعث من السطح تكون ( راجع المعادلة (2) ) مساوية لـ

$$\frac{1}{2} mv^2 = hf - w \quad \dots (5)$$

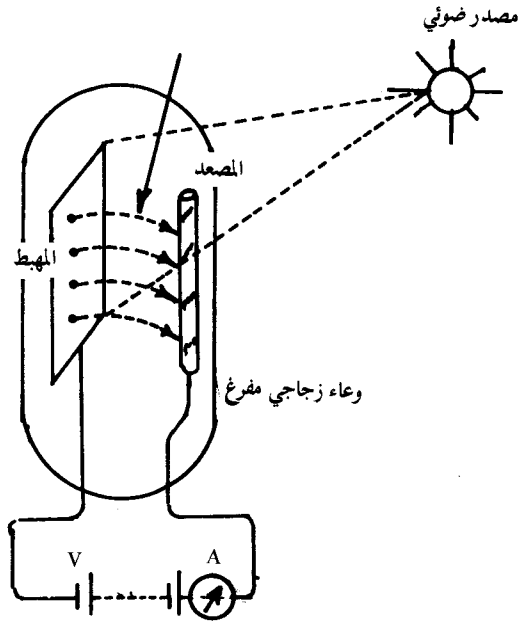
علما بان الالكترونات لا تحتاج جميعها الى نفس الطاقة W لكي تترك سطح المعدن ، فاذا كانت  $W_F$  ( وتساوي  $\phi$  ) تمثل اقل طاقة يحتاجها الالكترون لكي يتحرر من المعدن فان أدنى حد لتردد الضوء ، الذي لا يتم دونه انبعاث الالكترونات ، يكون مساوياً لـ

$$f_{th} = \frac{W_F}{h} \quad \dots (6)$$

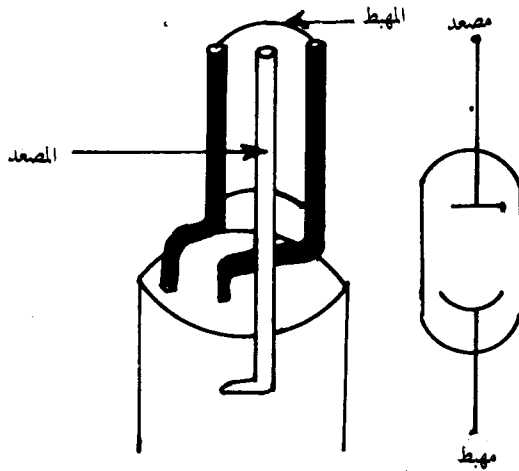
حيث يدعى  $f_{th}$  بتردد العتبة threshold frequency

تستخدم ظاهرة الانبعاث الكهروضوئي في عمل الصمامات الضوئية ، وتركب الصمام الضوئي كما في الشكل ( 4 ) ، من مهبط ذي مساحة كبيرة وعلى هيئة نصف اسطوانة مغطاة بمادة حساسة للضوء مثل اوكسيد السيزيوم او الثريوم ، اما المصعد فعبارة عن انبوب رفيع موضوع في نفس مستوى المهبط ، ولكنه مثبت بالطريقة التي يسمح بها

بسقوط ابركومية من الضوء على المهبط . يحتوي كل من المهبط والمصعد غلافاً زجاجياً مفرغاً من الهواء - انظر الشكل ( 4 ) .



الشكل ( ٣ ) الانبعاث الكهروضوئي .



الشكل ( ٤ ) الصمام الضوئي .

## 2-4 الانبعاث الثانوي : Secondary Emission

يقصد بالانبعاث الثانوي انبعاث الالكترونات من سطوح المعادن بعد قصفها بالكترونات سريعة او بأجسام أخرى ذات طاقات عالية نسبياً . فعندما تصطدم الالكترونات ذات السرعة العالية ، بسطوح المعادن فإنها تنقل بعض او كل طاقتها الى الكترونات ذلك المعدن ولا يختلف الأمر هنا عما هو عليه في الظاهرة الكهروضوئية . فاذا كانت الطاقة المنقولة كافية ومساوية لدالة الشغل للمعدن أو أكبر فان الالكترونات سوف تهرب من سطوح هذه المعادن . هذا النوع من انبعاث الالكترونات يدعى بالانبعاث الثانوي للالكترونات ذلك لانه كان يسبب القصف الالكتروني . تدعى الالكترونات القاصفة عادة بالالكترونات الاولية اما الناتجة فتدعى بالالكترونات الثانوية .

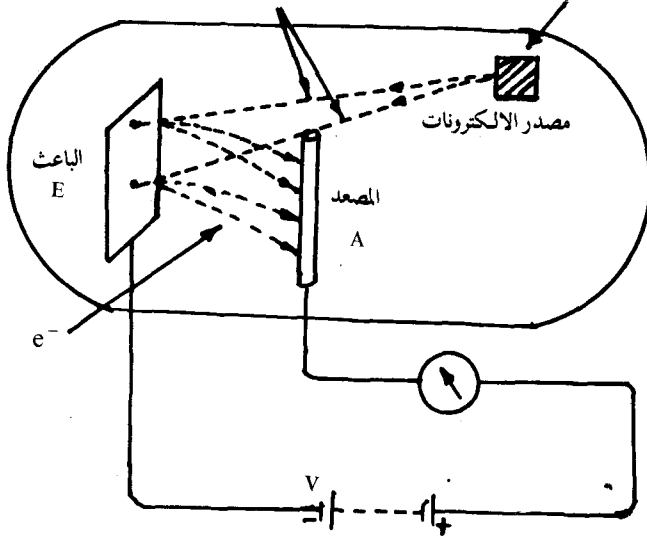
ان شدة الالكترونات الثانوية المنبعثة تعتمد عادة على مادة السطح الباعث و طاقة الجسيمات القاصفة .

ان الاساس الذي يعمل بموجبه الانبعاث الالكتروني يوضحه الشكل ( 5 ) ، حيث نلاحظ وعاءً زجاجياً مفرغاً من الهواء يحوي السطح الباعث E والمصدر A وكذلك مصدر الالكترونات الاولية S . يكون جهد المصدر موجبا بالنسبة الى السطح الباعث ويتم ذلك عن طريق ربط المصدر بالقطب الموجب من مصدر الجهد الخارجي . عندما تصطدم الالكترونات الاولية بالسطح الباعث E فإنها تقوم باطلاق الالكترونات الثانوية التي يجتد بها المصدر مسببة بذلك سريان التيار في دائرة المصدر . يمكن قياس هذا التيار بواسطة ربط كالفانوميتر حساس G في هذه الدائرة - انظر الشكل ( 5 ) .

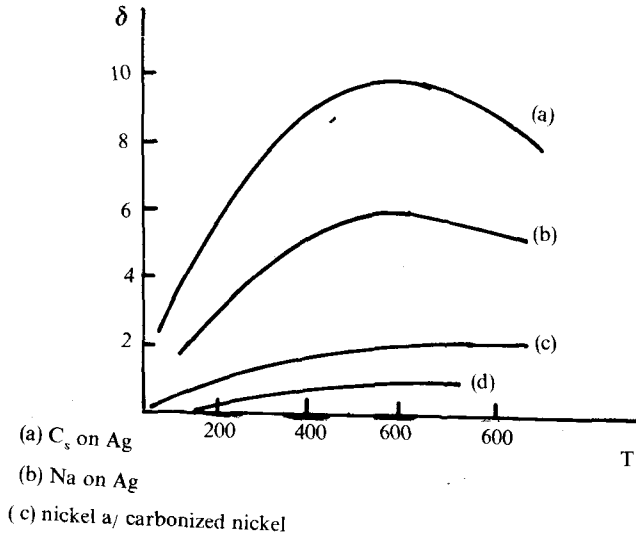
على الرغم من ان وجود ظاهرة الانبعاث الثانوي للالكترونات غير مرغوب فيه في العديد من الاجهزة الالكترونية ، كما سنرى لاحقا ان هذه الظاهرة تحدث كثيراً من استعمالات الصمام الرباعي - الا ان هذه الظاهرة تعد في بعض الاحيان اساس عمل بعضها الآخر مثال ذلك انابيب مضاعفة الالكترونات او انبوبة الاشعة المهبطية في جهاز راسم الذبذبات .

على اية حال تعرف النسبة بين معدل عدد الالكترونات الثانوية المنبعثة الى عدد الالكترونات الاولية ، التي تضرب السطح في وحدة الزمن بمعامل الانبعاث الثانوي ويرمز لها ب  $\delta$  . في بعض السطوح تأخذ  $\delta$  قيمة عالية وتصل الى حد 10 - انظر الشكل

( 6 ) الذي يوضح هذه النسبة لبعض المعادن ويلاحظ عليه ان أعلى قيمة لـ  $\delta$  تصل عندما تكون طاقة الإلكترون الأولية في حدود 400 - 600 إلكترون فولت حيث ان الإلكترونات تكون قادرة ، عند هذه الطاقة ، على اختراق المواد الى عمق 100 قطر ذري .



الشكل ( ٥ ) الانبعاث الثانوي .



الشكل ( ٦ )

## 2.5 الانبعاث الايوني الحراري للالكترونات Thermionic Emission

كان معروفا منذ زمن طويل بأن وجود جسم حار جداً يزيد من قابلية التوصيل الكهربائي للهواء الحار المجاور. وفي نهاية القرن التاسع عشر اكتشف بأن سبب هذه الظاهرة هو انبعاث الالكترونات من هذا الجسم الحار. ان ظاهرة الانبعاث الحراري للالكترونات هي أساس عمل أجهزة كثيرة كالصمام الثنائي المفرغ والثلاثي المفرغ وانبوية الأشعة المهبطية في التلفزيون وغيرها .... ان الالكترونات المنبعثة تكتسب طاقتها من الطاقة الحرارية لجسيمات المعدن ولكن علينا ان نتوقع بأن الالكترونات يجب ان تمتلك طاقة اعلى من قيمة دنيا لكي تهرب من سطح المعدن. ان هذه القيمة الدنيا للطاقة قد تم قياسها لعدد من المعادن ووجد ان قيمتها قريبة دائماً من دالة الشغل للمعدن الباعث. وبهذا فان عدد الالكترونات المنبعثة خلال عملية الانبعاث الحراري تعتمد على نوعية المادة التي صنع منها الباعث وكذلك على درجة حرارته.

على العموم فان عدد الالكترونات تزداد بزيادة درجة حرارة الباعث. وللحصول على كفاءة عالية في بعث الالكترونات فانه يكون من الضروري استخدام مادة ذات درجة انصهار عالية او استخدام مواد تبعث عدداً كبيراً من الالكترونات عند درجات حرارية واطنة نسبياً.

على اية حال، ان شدة الالكترونات المنبعثة تزداد كثيراً عند رفع درجة حرارة الباعث وان كثافة التيار الناتج تكون بالصيغة الآتية:

$$J = AT^2 e^{-b/T} \quad \text{amp / m}^2 \quad \dots (7)$$

تعرف المعادلة اعلاه بمعادلة ريشارد - دشمان حيث ان

$J =$  كثافة التيار المنبعث

$T =$  درجة حرارة الباعث المطلقة

$A =$  ثابت يعتمد على نوع الباعث ويقاس بـ  $\text{amp / m}^2 / \text{k}^{\circ 2}$

$b =$  ثابت الباعث  $= \frac{\phi e}{k}$

حيث تمثل  $e$  شحنة الالكترون ( $1.602 \times 10^{-19} \text{ col}$ ) و  $k$  ثابت بولتزمان ( $1.38 \times 10^{-23} \text{ J / K}^{\circ}$ )

$$b = \frac{\phi \times 1.602 \times 10^{-19}}{1.38 \times 10^{-23}} = 11\,600 \phi \text{ k}^{\circ} \quad \dots (8)$$

وبالتعويض عن قيمة b في المعادلة (7) نحصل على

$$J = AT^2 e^{-11600\phi/T} \quad \dots (9)$$

واضح من المعادلة اعلاه ان كثافة التيار ( او الانبعاث الالكتروني ) يتأثر بتغير درجة الحرارة . فبمضاعفة درجة حرارة الباعث فان شدة الالكترونات سوف تزيد بـ  $10^7$  مرة ، فعلى سبيل المثال ، يكون الانبعاث من التنكستن النقي حوالي  $10^{-6}$  أمبير/سم<sup>2</sup> عند درجة حرارة  $2300^\circ$  م ولكن عند رفع درجة حرارته الى  $2900^\circ$  م فان التيار يصبح 100 أمبير / سم<sup>2</sup> .

## 6 - 2 الباعث الايوني الحراري : Thermionic Emitter

تعرف المادة التي تبعث الألكترونات بالباعث او المهبط ويسخن المهبط عادة ، عند الاستعمال ، في محيط مفرغ ذلك لأن تسخينه في الهواء الى الدرجة المطلوبة سيؤدي الى احتراقه نظراً لوجود الاوكسجين في الهواء .

هناك عدد من الخواص المهمة التي يجب ان تتوفر في الباعث وهي :

- أ - دالة شغل واطئة : وذلك لأنه سوف يحتاج الى طاقة قليلة لبعث الألكترونات .
- ب- درجة انصهار عالية : بما ان انبعاث الالكترونات لا يحدث الا في درجات الحرارة العالية  $< 1500^\circ$  م لذا فانه يفضل استخدام المعادن ذات درجة حرارة الانصهار العالية ولهذا السبب لا يستعمل النحاس لكون درجة انصهاره  $810^\circ$  م على الرغم من ان دالة الشغل لهذا المعدن هي صغيرة .
- ج- قوة تحمل عالية وذلك لغرض تحمل الصدمات والاهتزازات والصدمات أثناء العمل ، فمن المعروف انه لا يمكن بأي حال تفريغ الأجهزة المفرغة تفريغاً تاماً ذلك لأن سطوح البواعث ، لهذه الأجهزة ، تحتوي غازات ممتصة يمكنها الانفصال في أثناء التشغيل . ان اصطدام الألكترونات المنبعثة سوف يؤين هذه الغازات وبالتالي فان الأيونات المتبقية سوف تتجه الى الباعث لتتصدم به وعليه فانها سوف تؤدي أخيراً ، ومع مرور الزمن ، الى اضعاف الباعث .

يعد عنصر التنكستن من أحسن العناصر في بعث الألكترونات حرارياً وذلك لعلو

درجة حرارة انصهاره ومثانته الكهربائية مما جعله شائع الاستعمال في الصمامات والأجهزة ذات القدرات والجهود العالية التي تزيد عن 500 فولت .

نوع الباعث	$\phi$ (ev)	حرارة التشغيل (K)	درجة الانصهار	فولتية العمل (V)
التنكستن	4.52	2500°	3650°	5000
التنكستن المطعم	2.63	1873		500 – 5000
التنكستن المطلي	1.1	1073		1000

• يطلى عادة بأوكسيد الباريوم او الستريوم .

ومع ان درجة انصهار التنكستن هي  $3643^{\circ}\text{k}$  ، الا ان درجة الحرارة التي يمكن استعمالها لاستخدامات الانبعاث الحراري هي  $2500^{\circ}\text{k}$  تقريباً وعندها يكون معدل عمر فتيلة التنكستن تحت التسخين حوالي 2000 ساعة ويقصر عمرها بصورة ملحوظة اذا ازدادت درجة الحرارة عن  $2600^{\circ}\text{K}$  .

من الأفضل عدم استخدام عنصر التنكستن النقي كباعث للالكترونات في الصمامات التي لا تتطلب جهداً عالياً وذلك لقلة كفاءة الانبعاث التي تعرف بمقدار التيار المنبعث لكل واط من القدرة المسخنة ، ذلك ان تطعيم التنكستن بمادة الثوديوم ينتج باعثاً جيداً ذا دالة شغل واطئة وكفاءة عالية كما ان هناك نوعاً ثالثاً من البواعث يعرف الباعث المطلي بالأوكسيد\* ويمتاز بكفاءته العالية وعمره الطويل ويكثر استعماله في الصمامات التجارية ، كصمامات أجهزة الاستقبال ( الراديو ) مثلا ، والجدول ادناه ، يبين أهم خواص هذه البواعث الثلاثة :

## 7 - 2 الانبعاث المجالي : The Field Emission

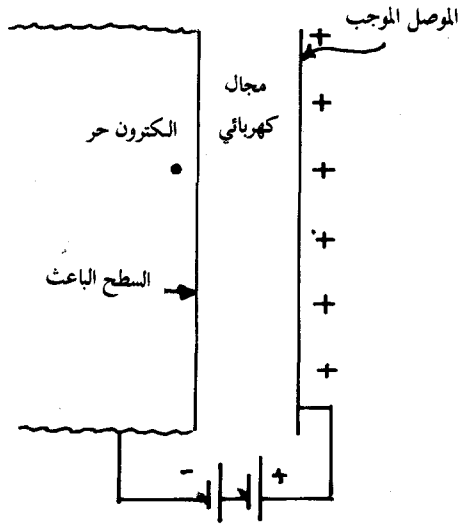
ان عملية انبعاث الألكترونات عند وجود مجال كهربائي قوي بالقرب من سطوح المعادن يعرف بالانبعاث المجالي .

عند وضع سطح معدن قريب من سطح موصل آخر ذي جهد عال موجب بالنسبة لسطح المعدن ، فان المجال الكهربائي المتولد بسبب وجود الجهد سوف يسلط قوة جذب على الألكترونات الحرة في المعدن قدرها  $(qE)$  ، حيث ان  $q$  تمثل



شحنة الألكترون و E. شدة المجال الكهربائي . فاذا ماكانت القوة كبيرة الى الحد الذي تتغلب فيه على القوة الماسكة للالكترتون من قبل سطح المعدن فان هذه الألكترونات الحرة سوف تغادر سطح المعدن - انظر الشكل (7) . وحيث ان شحنة الألكترون قليلة لذا فان مجالاً كهربائياً قوياً جداً يجب تسليطه لاعطاء الألكترونات الطاقة اللازمة للهروب ويكون في حدود  $10^6$  فولت / سم .

ان انبعاث الألكترونات بواسطة تأثير المجال الكهربائي يمكن الحصول عليه عند درجات حرارية اوطأ بكثير مما يلزم في الانبعاث الحراري ، لهذا فانه يسمى في بعض الأحيان بانبعاث الباعث البارد او الانبعاث الألكتروني الذاتي .



الشكل (7) انبعاث المجال .

## اسئلة ومسائل

- (1) ماهو الانبعاث الألكتروني ؟ وما هي الشروط اللازم توافرها قبل أن يتمكن
- (2) الألكترون من الهروب من سطح المعدن ؟
- (3) اشرح معنى المصطلحات الآتية : دالة الشغل والحاجز السطحي .
- (4) عدد ثم اشرح باختصار طرق الانبعاث الألكتروني
- (5) قارن بين الباعث ذي التسخين المباشر والباعث ذي التسخين غير المباشر من جميع الوجوه ؟
- لماذا لا يظهر الانبعاث الألكتروني عند درجة حرارة الغرفة ؟ ولماذا هو ضروري رفع درجة الحرارة لحدوث الانبعاث ؟
- (6) لماذا هو ضروري ان يكون التسخين لحدوث الانبعاث الألكتروني ، في الفراغ ؟
- (7) علل ما يأتي
  - أ - يتم تسخين باعث التنكستن والتنكستن المطعم ، مباشرة .
  - ب- الباعث المطلي بالأكاسيد لا يستخدم عند فولتية اكثر من 1000 V
- (8) اضيء سطح تنكستن بضوء زئبقي ذي طول موجه ( 254 nm ) وكانت فولتية المصعد اللازمة لمنع وصول التيار الى المصعد هي ( 0.55 v ) اوجد
  - أ) أقصى سرعة تستطيع الألكترونات اكتسابها .
  - ب) دالة شغل المهبط
  - ج) اقصى طول موجي يمكن استعماله لتوليد الانبعاث الضوئي .
- (9) اذا علمت ان تيار التشيع في فتيلة تنكستن طولها ( 2.54 cm ) وقطرها هو 0.25 mm اوجد درجة الحرارة المعمول بها
- (10) باعث من التنكستن يعمل عند درجة حرارة 2400k . ماهو مقدار التغير في قيمة دالة الشغل بالالكترون فولت الذي يسبب نقصان قدره 20% من تيار الانبعاث ؟
- (11) باعثان لهما نفس القطر ويعملان عند درجة 2400k . ماهي النسبة بين تيار الاول الى تيار الثاني اذا علمت ان دالة الشغل للمعدن الثاني تساوي 0.6 من قيمة دالة الشغل للباعث الاول وان الثابت A واحد لكليهما .
- (12) فتيلة من التنكستن بطول 5 و قطر 0.01 سم . اذا كانت درجة العمل الحرارية هي 2500k جد كثافة تيار الانبعاث  $K^{-2}$   $b = 4.517A = 10.2 \times 10^4 A/m^2$
- (13) احسب دالة الشغل لمعدن معين اذا كان تيار المنبعث منه في درجة 1050 k . يساوي 95 mA وفي درجة حرارة 1150 k يصبح التيار 275 mA .

# الفصل الثالث

## الصمامات المفرغة

### Vacume Tubes

#### 1-3 المقدمة :

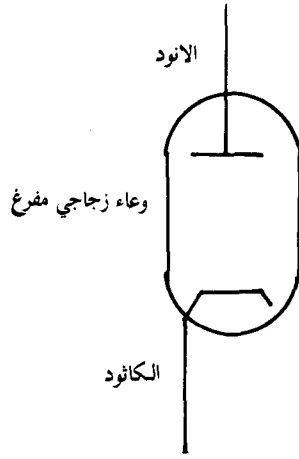
على الرغم من ان استعمال الصمامات المفرغة لم يعد شائع الاستعمال هذه الايام ، الا في الحالات الخاصة التي تتطلب قدرة عالية كأجهزة الارسال مثلا ، وذلك لكبير حجمه وزيادة تكاليف صناعته وكذلك لاحتياجه الى مصدر للتسخين ومايعنيه ذلك من الاستهلاك الكبير للقدرة الا انه مما لايقبل الشك ان اختراع الصمامات الالكترونية المفرغة كان فاتحة عصر الالكترونيات وتطوره السريع .

ان استخدامات الصمامات المفرغة كان على نحو كبير فقد وجدت هذه الاجهزة استعمالا واسعا في الراديو والهاتف وأجهزة العرض السمعية والتلفزيون والرادار والحاسبات الالكترونية وغيرها . وبهذا فان معرفة تركيب هذه الاجهزة وطبيعة عملها ستكون مقدمة طيبة لفهم تركيب وعمل كل من الثنائي البلوري والترانزستور .

#### 2-3 الصمام الثنائي المفرغ : Vacume Diode

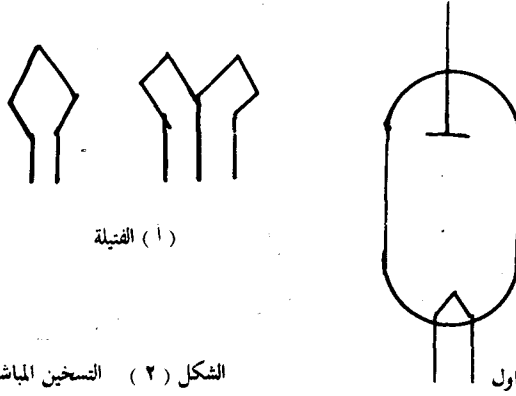
يتكون الصمام الثنائي المفرغ - كما يدل على ذلك اسمه - من قطبين معدنيين هما : المهبط او الكاثود cathode والمصعد او الانود anode يحتويهما وعاء زجاجي مفرغ تفريغا محكما - انظر الشكل ( 1 ) .

يقوم المهبط . عند تسخينه . بدور القطب الباعث للالكترونات في الصمام الثنائي المفرغ وتتم عملية تسخينه كهربائيا بطريقتين :



الشكل ( ١ ) الرمز المتداول للصمام الثنائي .

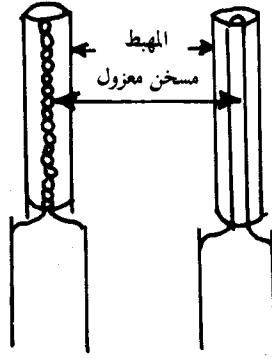
أ - طريقة التسخين المباشر :- في هذا النوع من التسخين يكون المهبط عبارة عن سلك معدني مطلي بأحد الأكاسيد ويدعى حينئذ بالفتيلة filament ويتم تسخينه من خلال ربطه مباشرة الى مصدر القدرة - انظر الشكل ( 2 ) .



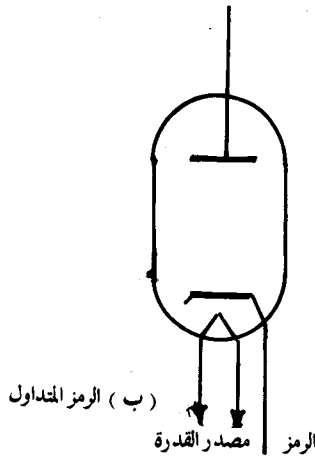
الشكل ( ٢ ) التسخين المباشر .

تمتاز طريقة التسخين المباشر بكفاءة عالية في تحويل القدرة الحرارية الى انبعاث الكتروني لذا فإنها تستخدم عادة في صمامات القدرة التي تحتاج الى كميات كبيرة من الاشعاع وكذلك في الصمامات الصغيرة التي تشغل من البطاريات حيث الكفاءة وسرعة التشغيل هما العاملان الاكثر أهمية . من جهة أخرى فان من مساوئ التسخين المباشر هو صعوبة التسخين المباشر بواسطة التيار المتناوب اذ يسبب تشويها في تيار المصعد يدعى بالطنين ( hum ) .

ب - طريقة التسخين غير المباشر :- يتم في هذا النوع من التسخين ، امرار التيار خلال فتيلة ( المسخن ) يحيط بها المهبط الذي يكون في هذه الحالة عبارة عن صفيحة معدنية مطلية باوكسيد الباريوم او السترنتيوم - انظر الشكل ( 3 ) . يلاحظ في هذا الشكل عدم وجود اتصال كهربائي بين المسخن ( الفتيلة ) والمهبط . لذا فان تسخين المهبط يتم بطريقة غير مباشرة عن طريق تسخين الفتيلة . وهو بذلك يمتاز عن المهبط ذي التسخين المباشر ، ذلك أن فصل المهبط عن دائرة التسخين سوف يسمح بربط هذا المهبط الى اي جهد آخر . كذلك يمتاز هذا المهبط بكبر حجمه وبالتالي فانه يحتاج الى زمن معين لتسخينه وكذلك لتبريده وسوف لا يحدث في هذه الحالة ، طنين بسبب التغير في الفولتية .



( أ ) المسخن مع المهبط



( ب ) الرمز المتداول

الرمز مصدر القدرة

الشكل ( ٣ ) التسخين غير المباشر .

على اية حال ، فان مهباط التسخين المباشر المصنوعة من التنكستن النقي قلما تستخدم في الوقت الراهن ، لانها تعطي انبعاثا الكترونيا قليلاً في حين تتطلب درجة حرارة عالية جداً حوالي  $2500k^{\circ}$  . اما المهباط المنشطة فتتميز بقدرة عالية على الانبعاث ، اذ توجد في معدنها الاساس شوائب من مواد تقلل من دالة شغلها وبالتالي فانها تعمل ، وكما اسلفنا ، بدرجات حرارة تسخين اقل بكثير . كذلك انتشر استخدام المهباط الاكاسيدية وهي تصنع عادة من النيكل او التنكستن وتغطي بطبقة من اكاسيد المعادن القلوية او القلوية الارضية وتعمل عند درجة حرارة تبلغ  $1000k^{\circ}$  .

لكي يكون عمر المهبط طويلاً فانه يلزم تفريغ الصمام من الهواء الى أقصى درجة ممكنة من التفريغ . فاذا لم يكن التفريغ جيداً فان الهواء المتبقي يساعد على تأكسد مادة المهبط فيجعلها هشة سهلة الكسر . كذلك فان التفريغ الجيد هو ضروري حتى لاتعيق جزيئات الغاز الحركة الحرة للالكترونات ، ولكي يتحقق هذا الشرط لا بد ان يكون التفريغ في حدود  $10^{-6}$  مم زئبق وأقل ، ذلك ان الالكترونات المنبعثة سوف تصطدم اثناء انتقالها من المهبط الى المصعد ، بجزيئات الغاز المتبقية وتحولها الى ايونات موجبة ، وهذه الاخيرة تصل الى المهبط . وبهذا يعيق التأين العمل العادي للصمام ، وبالتالي لا يعد الصمام الذي يبقى فيه هواء صماماً جيداً

على اية حال ، يصعب الحصول على تفريغ عال وذلك لان سطوح المهباط تحتوي غازات ممتصة يمكنها الانفصال في اثناء تشغيل الصمام فتسوء نوعية التفريغ . ويتم الضخ الأولي بوساطة مضخات دورانية ، وباستخدامها يمكن الحصول على خلخلة حتى  $10^{-2}$  مم زئبق . ثم يستمر الضخ بوساطة مضخات عالية التفريغ ، من شروط عملها وجود تخلخل اولي ، فضلاً عن وضع الصمام ( المراد تفريغه ) في مجال مغناطيسي متناوب يولد بالحث تيارات دائرية في المهبط . فتسخن هذه التيارات المعدن ، وبذلك تفصل الغازات الممتصة وتضخ بالمضخة .

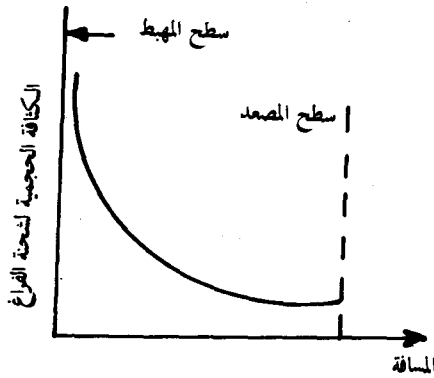
ولتحسين نوعية التفريغ توضع في الصمام قطعة من المغنسيوم او الباريوم وتسمى بالمستأصلة او الماصة . وعند تسخين الصمام بتيار الحث تتبخر المستأصلة ثم تتكثف بعد انتهاء التسخين مغطية زجاج الصمام بطبقة كالمراة ( في حالة المغنسيوم ) او طبقة من اللون الاسود المائل الى البني ( في حالة الباريوم ) وتمتص هذه الطبقة المتكونة من دقائق المادة الماصة بقايا الهواء والغاز الذي يمكن ان يخرج من المهباط في اثناء التشغيل .

من جهة أخرى ، يكون المصعد عبارة عن اسطوانة مجوفة مصنوعة من النيكل او من الصلب المغطى بالنيكل وتعمل على تجميع الالكترونات المنبعثة من المهبط ، حيث يقوم المجال الناشئ في الفراغ بين المصعد والمهبط بتعجيل الالكترونات المنبعثة اذا كان جهد المصعد موجبا بالنسبة للمهبط وتتحرك الالكترونات الخارجة من المصعد ، تحت تأثير المجال ، متجهة نحو المصعد .

وأخيراً لا بد لنا من أن نذكر ان اول من صنع الصمام الثنائي المفرغ هو الفيزيائي الانكليزي السيرج . أ . فيليمنج ( J. A. Fleming ( 1849 – 1945 ) ودعى حينذاك بصمام فيليمنج . الا ان هذا الصمام لم يكن حساسا ولم يجد الكثير من الاستعمال ومنذ ذلك الحين ادخلت عليه تحسينات عديدة .

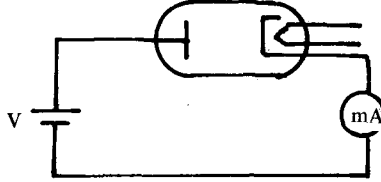
### 3-3 كيفية عمل الصمام الثنائي المفرغ :

عند تسخين المهبط بواسطة امرار التيار فيه فانه يقوم بعث عدد كبير من الالكترونات مؤدية الى شحن الفراغ ، بين المهبط والمصعد ، بشحنة سالبة تعرف بشحنة الفراغ ( Space charge ) او السحابة الالكترونية وتكون كثافتها اكبر ما يمكن بالقرب من سطح المهبط - انظر ( 4 ) - محدثة بذلك مجالا كهربائيا يعمل على ارجاع الالكترونات الى هذا المهبط ثانية . فاذا لم يسلط جهد كهربائي موجب على المصعد ، فانه يحدث حالة من التوازن الحركي بين الالكترونات المنبعثة والمرتدة ، اي ان عدد الالكترونات المنبعثة ، بسبب التسخين يصبح مساويا لعدد الالكترونات المرتدة بسبب من المجال الكهربائي .



الشكل ( 4 ) تغير كثافة شحنة الفراغ الحجمية مع المسافة .

لنفرض الان ان فولتية خارجية متغيرة سلطت بين المصعد والمهبط كما هو مبين في الدائرة - الشكل ( 5 ) . عند جعل جهد المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط فان بعض الالكترونات من شحنة الفراغ سوف تنجذب الى المصعد مسببة سريان تيار في دائرة الصمام يدعى بتيار المصعد ويرمز له بـ  $I_a$  . عند زيادة جهد المصعد فان تيار المصعد يزداد هو الآخر



الشكل ( 5 )

حيث ان الكترونات اكثر من شحنة الفراغ سوف تنجذب نحو المصعد . اما في حالة كون جهد المصعد سالبا فان الالكترونات المنبعثة سوف تتردد عائدا الى المهبط وبذلك ينقطع سريان التيار في دائرة الصمام .

على ضوء ماتقدم يمكن القول بالآتي :

- أ- يسري التيار في دائرة الصمام الثنائي المفرغ عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط ويتوقف سريان التيار عندما يكون المصعد سالبا بالنسبة الى المهبط .
- ب- تسري الالكترونات في الصمام الثنائي المفرغ من المهبط الى المصعد ولا يحدث العكس أبداً .

#### 3-4 مميزات الصمام الثنائي المفرغ :-

ان أهم خاصية للصمام الثنائي المفرغ هو خاصية المصعد التي تبين العلاقة بين فولتية المصعد وتيار المصعد عند درجة حرارة معينة ، وكثيرا ما تسمى بمنحنى التيار- جهد (  $I - V$  ) للصمام الثنائي المفرغ .

عندما يعمل الصمام الثنائي في نظام شحنة الفراغ ( اي عندما يتكون تيار المصعد من الالكترونات القادمة من شحنة الفراغ بسبب من جهد المصعد الموجب ) فان تيار المصعد يرتبط مع جهد المصعد ، عندئذ ، بعلاقة غير خطية وتصاغ هذه العلاقة على اساس الحسابات النظرية ، بواسطة قانون أسس الثلاثة انصاف .



$$i_a = KV_a^{\frac{3}{2}} \quad \dots (1)$$

حيث ان k ثابت تعتمد قيمته على المساحة السطحية للمصعد (S) وعلى المسافة بين المصعد والمهبط (d) بحيث ان

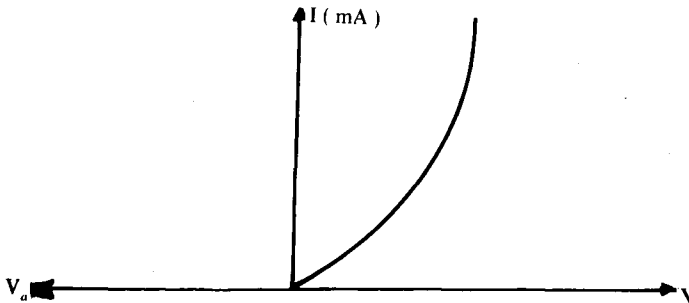
$$k = 2.33 \times 10^{-6} \frac{S}{d^2}$$

اي ان

$$i_a = 2.33 \times 10^{-6} \frac{S}{d^2} V_a^{\frac{3}{2}} \quad \dots (2)$$

وكما نرى فان التيار  $i$  لا يتناسب طردياً مع  $V_a$  ، كما هو الحال في قانون أوم ، وانما يتناسب مع الجهد مرفوعاً الى الـ  $\left(\frac{3}{2}\right)$  . فاذا تضاعف جهد المصعد مثلاً ، فان التيار سوف يزداد بـ 2.8 مرة بدلاً من مرتين وهكذا يتزايد تيار المصعد بصورة اسرع من جهد المصعد .

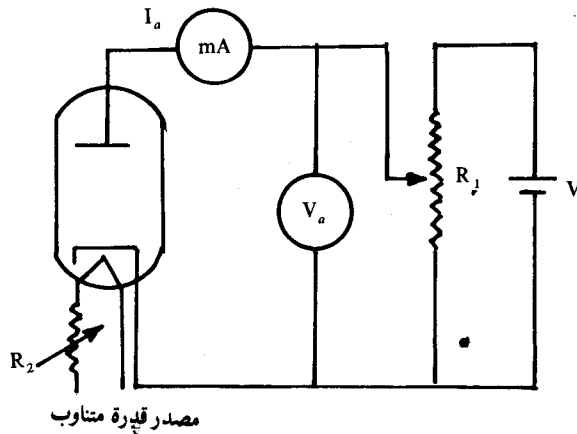
ان السبب الكامن وراء عدم خطية خواص الصمام الثنائي - الشكل (6) يعود الى ان المصعد يمتص قسماً من الالكترونات شحنة الفراغ الموجودة قرب المهبط ومن ثم فانه يلغى جزئياً الجهد الناتج من شحنة الفراغ هذه وبذلك تتجه الى المصعد بعض الالكترونات التي كانت قبلاً تعود الى المهبط وينتج عن ذلك ارتفاع زائد لتيار المصعد .



الشكل (6) منحنى الخواص (I - V) للصمام الثنائي .

كذلك نلاحظ ، من المعادلة (2) ، ان التيار يتناسب عكسيا مع مربع المسافة الموجودة بين المصعد والمهبط ويؤدي نقصان اوزيادة المسافة الى تغير كبير في قيمة تيار المصعد .

لدراسة هذه الخواص عمليا تربط الدائرة المبينة في الشكل (7) ، التي يلاحظ فيها امكانية تغير جهد المصعد عن طريق مجزء الجهد وكذلك امكانية تغير درجة حرارة المهبط من خلال تحديد التيار بوساطة المقاومة  $R_2$  .

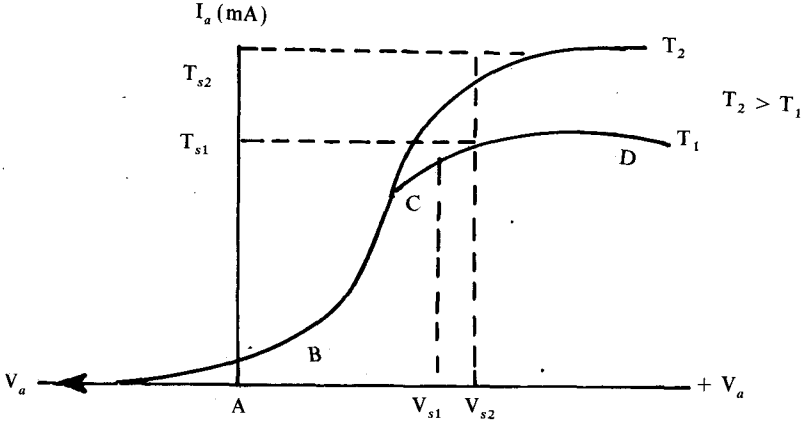


الشكل (7) الدائرة العملية لدراسة منحنيات الخواص للصبام الثنائي

في هذه الدائرة يتم تثبيت درجة حرار المهبط عند قيمة معينة  $T_1$  ، يغير جهد المصعد  $V_a$  ابتداء من الصفر ، بوساطة مجزء الجهد  $R_1$  ، ثم تسجل قيمة تيار المصعد لكل تغير في  $V_a$  . بعدها يرسم المنحنى  $(I-V)$  بحيث يكون  $V_a$  على المحور السيني و  $I_a$  على المحور الصادي ليعطي منحنى الخواص للصبام عند الدرجة الحرارية  $T_1$  - لاحظ الشكل (8) . وباتباع نفس الطريقة اعلاه يمكن رسم منحنى آخر عند الدرجة الحرارية  $T_1$  . على اية حال ، يلاحظ على هذا المنحنى ما يأتي :

أ- وجود جزء غير كبير - الجزء AO - من المنحنى في منطقة القيم السالبة لجهد المصعد . اي وجود تيار عند  $V_a$  صفر هذا ويختلف بعد النقطة A عن نقطة الاصل من صمام لآخر وتحرك النقطة A الى اليسار مع ازدياد التسخين بسبب ازدياد السرعة الابتدائية

للإلكترونات . يعد الجزء ( AB ) من المنحنى أكثر الأجزاء انحناءً - لاحظ الشكل -  
 فولا يتبع قانون الثلاثة انصاف .



الشكل ( ٨ ) منحنى الخواص (  $I - V$  ) عند درجات الحرارة  $T_1, T_2$

ب- الجزء ( BC ) : يشابه هذا الجزء من المنحنى الجزء المقابل له في المنحنى -  
 الشكل ٦ - وعليه فان الصمام يعمل في منطقة شحنة الفراغ ( Spacecharge ) . اي  
 ان قيمة التيار تتحدد بوساطة  $V$  ويزداد بزيادته وهو يتبع بذلك قانون الانصاف الثلاثة .  
 كذلك نلاحظ تطابق المنحنيات في هذه المنطقة على الرغم من اختلاف درجة حرارة  
 المهبط ، مما يدل على عدم اعتماد تيار المصعد على درجة الحرارة في هذه المنطقة .

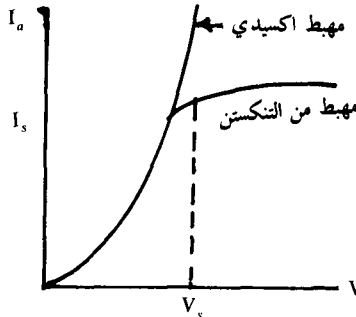
ج- الجزء CD : عند زيادة جهد المصعد الى الحد الذي يلغى فيه جهد شحنة  
 الفراغ كلياً - أي احتفاء هذه الشحنة - فان جميع الإلكترونات المنبعثة من المهبط تصل  
 المصعد وبهذا يصل التيار الى أعلى قيمة له ولا يزداد بعدها مع زيادة الفولتية وعندئذ يدعى  
 تيار المصعد بتيار الأشباع saturation current ويرمز له بـ  $I_s$  . يتبع تيار المصعد  
 عند ذلك معادلة ريشاردسون - ديشمان

$$J_s = AT^2 e^{-b/T} \quad \dots (3)$$

انظر المعادلة (7) من الفصل السابق .

د- عند زيادة درجة حرارة المهبط من  $T_1$  الى  $T_2$  فان معدل الانبعاث سوف يزداد وبذلك فان نقطة التشبع سوف ترتفع وكذلك جهد التشبع - انظر الشكل ( 8 )

بقي ان نذكر أخيراً انه في حالة المهابط المغطاة بالأوكسيد فان تيار المصعد لا يظهر فيه تيار تشبع مهما زاد جهد المصعد ، بل يستمر في الزيادة مع زيادة جهد الانود - انظر الشكل ٩ - والسبب في ذلك يعود الى ان مقاومة الطبقة الاكسيدية كبيرة وبذلك يكون التسخين الاضافي الناجم عن تيار الانود كبيراً وبذلك يزداد انبعاث المهبط تبعاً لذلك وبالتالي فللحصول على تيار التشبع لابد من زيادة جهد المصعد وعندها يزداد تيار المصعد الى حد ما ويزداد التسخين ثانية ويصبح الانبعاث اكبر مما كان وهكذا



الشكل ( ٩ ) منحنى الخواص ( I - V ) لنوعين من المهابط .

### 5 - 3 ثوابت الصمام : Diode Parameters

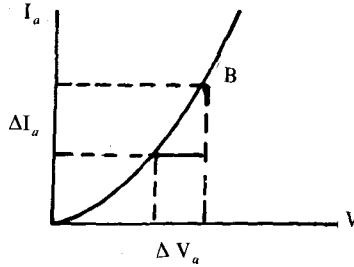
ويقصد بها تلك المقادير التي توضح خصائص الصمام الثنائي وامكانيات استخدامه وهي تعبر باختصار ( رياضياً ) عن العلاقة بين كميتين متغيرتين خاصيتين بالصمام الثنائي وتحت ظروف خاصة . وعلى الرغم من تسميتها « بالثوابت » الا انها بالحقيقة ليست مقادير ثابتة الا في اوضاع معينة . وسنحاول التعرف على بعض من هذه الثوابت للصمام الثنائي المفرغ ومنها :

أ- التوصلية التبادلية mutual conductance - وهي توضح كيفية التي يتغير فيها تيار المصعد عند تغير جهد المصعد . ويرتد لها ب ( S ) ، اي ان :

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta v_a} \dots (4)$$

وتكون وحدات التوصلية التبادلية بالملي امبير لكل فولت ( mA / V ) أو الامبير لكل فولت ( A / V ) . ولا بد من الاشارة الى ان التوصلية التبادلية تتحدد كنسبة تغير التيار الى تغير الجهد ، ولهذا فانها تمثل التوصلية بالنسبة الى التيار المتناوب - انظر المعادلة اعلاه .

لتعيين التوصيلية التبادلية من منحني الصمام الثنائي - الشكل ( 10 ) - يؤخذ تغير جهد المصعد  $\Delta V_a$  في الجزء المحدد AB والتغير المقابل له والحاصل في تيار المصعد  $\Delta I_a$  . ثم نجد التوصيلية التبادلية من قسمة الثاني على الاول .



الشكل ( ١٠ ) طريقة استخراج التوصيلية التبادلية للصمام الثنائي من منحني الخواص ( I - V )

تتراوح قيمة التوصيلية التبادلية ، للصمامات المفرغة ، ما بين ( 1 الى 50 ) ملي امبير فولت ، ففي الصمامات الضعيفة القدرة لاتزيد هذه التوصيلية عن عدة ملي أمبير لكل فولت بينما تكون أكبر من ذلك في الصمامات الثنائية القوية . على اية حال ، تعتمد التوصيلية التبادلية على الشكل الهندسي للصمام ، فكلما زاد السطح العامل للمصعد وقلت المسافة بين المهبط والمصعد كلما ازدادت التوصيلية التبادلية . كذلك تزداد التوصيلية التبادلية مع زيادة جهد المصعد ومع زيادة تسخين الكاثود .

ب- مقاومة الصمام الثنائي المفرغ :- لاشك ان وجود شحنة الفراغ السالبة بين المصعد والمهبط وكذلك تغير قيمة التيار مع تغير جهد المصعد يشير الى وجود مقاومة داخلية للصمام الثنائي المفرغ . هذه المقاومة ، على اية حال ، ليست واحدة للتيار المستمر والتيار المتناوب وعليه فان هناك نوعين من المقاومات - كما هو الحال في الانابيب المفرغة الاخرى - وهما :

1- مقاومة المصعد للتيار المستمر R :- يمكن حساب قيمة هذه المقاومة من ايجاد النسبة بين اقصى فولتية مستمرة يمكن تسليطها على الصمام الى قيمة التيار الناتج - انظر الشكل ( ١١ ) - حيث ان

$$R_a = \frac{OA}{OB}$$

ويجب ملاحظة ان  $R_a$  ليست ثابتة القيمة ذلك لان المنحنى  $V$  و  $I_a$  ليس خطيا وان ( $R_a$ ) عند النقطة  $x$  تختلف عما هي عليه عند النقطة  $y$

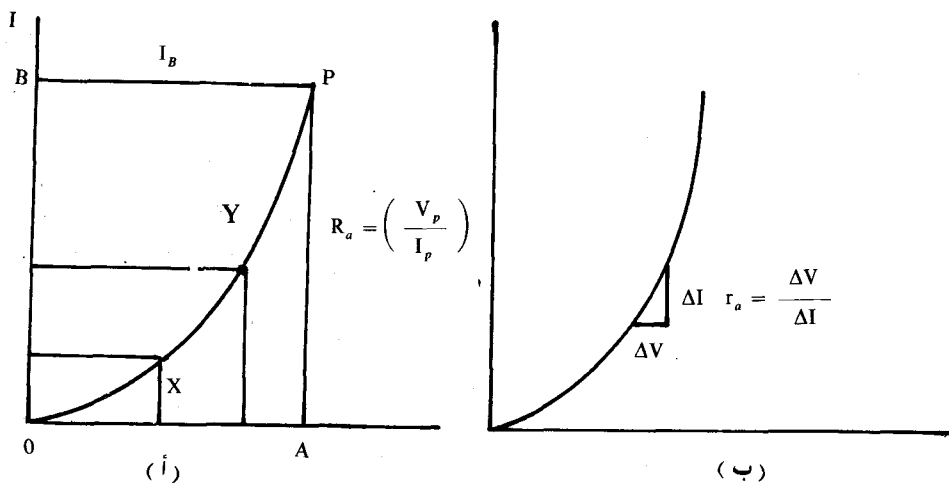
2 - مقاومة المصعد المتناوبة  $r_a$  وتمثل النسبة بين التغير في جهد المصعد ، في منطقة صغيرة من المنحنى ، الى التغير الناتج في تيار المصعد - انظر الشكل ( ١١ ب ) . اي ان

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta i_a} \quad \dots (5)$$

ومن الجد يرب بالذكر ان المقاومة  $r_a$  تكون مساوية لمقلوب التوصيلية التبادلية وتراوح قيمة  $r_a$  ما بين عشرات الى مئات الاومات وقيمة  $r_a$  الاصغر تقابل الصمام الاقوى الذي يتميز بموصلية تبادلية اكبر. كذلك لا بد ان نذكر ان  $R_a$  تكون اكبر بعض الشيء من  $r_a$  ويمكن الحصول على

$$R_a = \frac{3}{2} r_a \quad \dots (6)$$

من قانون الثلاثة انصاف .



الشكل ( ١١ ) حساب كل من  $R_a$  (مقاومة المصعد المستمرة) و  $r_a$  (مقاومة المصعد المتناوبة) من منحنى الخواص ( I - V )

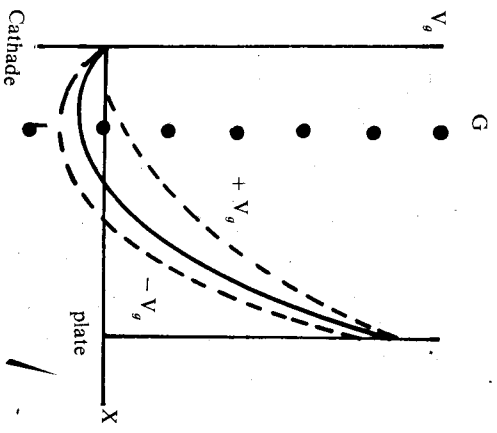
كان لي دي فورست ( 1873 - 1961 ) من اوائل العاملين في حقل هندسة الراديو - قد قام باجراء العديد من التجارب بهدف تحسين نظامه اللاسلكي لاستقبال الموجات باستخدام الصمام الثنائي المفرغ ، ان هذا العالم الامريكي قد قام اثناء محاولاته للحصول على وسيلة يمكن بواسطتها التحكم في تأثير شحنة الفراغ للوصول الى امكانية السيطرة على كمية الالكترونات التي تصل المصعد ، بتغليف الصمام بالقصدير كما انه ادخل صفيحة ثانية الى الصمام الى جانب المصعد الا ان اعماله لم تتكامل بالنجاح حتى سنة 1906 حين وجد ان ادخال سلك متعرج - انظر الشكل ( ١٢ ) - بين الفتيلة والمصعد يعطي أفضل النتائج .

منذ ذلك الحين ادخلت على هذا الجهاز الجديد العديد من التحسينات وقد اطلق عليه أسم الثلاثي ( Triode ) وذلك لاحتوائه على ثلاثة أقطاب وهي : - المصعد والمهبط والشبكة ، ويرمز للصمام الثلاثي عادة بالشكل ( ١٣ ) .

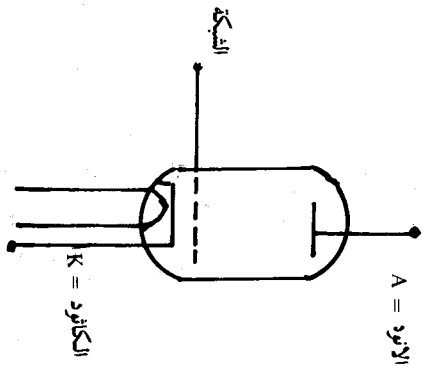
يعمل المهبط والمصعد في الصمام الثلاثي ، بنفس الطريقة التي يعملان بها فسي الصمام الثنائي ، ففي منطقة شحنة الفراغ يتكون - كما رأينا - الحاجز الجهدي بالقرب من المهبط . وكما في الصمام الثنائي - يعتمد مقدار تيار المهبط على ارتفاع هذا الحاجز - الشكل ( ١٤ ) .

اما تأثير الشبكة في الصمام الثلاثي فيشبه تأثير المصعد في الصمام الثنائي ، فاذا تغير جهد الشبكة تتغير شدة المجال الناتج عن جهد الشبكة ولذلك يتغير ارتفاع الحاجز الجهدي الموجود بالقرب من المهبط وبدا تتغير كمية الالكترونات التي تجتاز هذا الحاجز اي يتغير مقدار تيار المصعد . او بعبارة اخرى : عندما يتغير جهد الشبكة في الاتجاه الموجب ، ينخفض ارتفاع الحاجز الجهدي وتجتاز كمية اكبر من الالكترونات المنبعثة وتقل الكمية التي تعود الى المهبط وينمو التيار المصعدي . اما عندما يتغير جهد الشبكة في الاتجاه السالب فان ارتفاع الحاجز الجهدي بالقرب من المهبط يزداد وعندئذ تستطيع كمية اقل من الالكترونات ان تجتازه ويزداد عدد الالكترونات العائدة الى المهبط فيقل تيار المصعد .

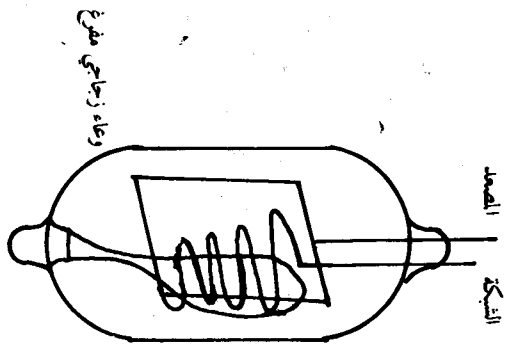
ان اضعاف تأثير الانود نتيجة ادخال الشبكة ، مهم جدا ، لانه هو الذي يجعل تكبير الذبذبات الكهربائية بواسطة الصمام الثلاثي ممكناً ، واحياناً يظن بعضهم خطأ



الشكل ( ١٤ ) تأثير جهد الأود مع أسافة



الشكل ( ١٣ ) الزمر المتداول للمصمام الثلاثي



الشكل ( ١٢ ) صمام دي فورست وعاء زجاجي مفرغ



انه طالما يدور الحديث عن التكبير ، فان ادخال الشبكة لا بد وان يزيد من قيمة تيار المصعد ولكن الذي يحدث في الواقع ، هو اضعاف تأثير الانود وبالتالي حصول نقص في قيمة تيار المصعد . ويجب ان نفهم بوضوح ، اننا بوساطة الصمام الثلاثي لانحصل على تيار مستمر اكبر بل نضخم الاشارات الكهربائية .

واذا ما استبدلنا الصمام الثنائي بالثلاثي فأننا سوف نحصل على تيار مستمر اكبر واذا ما استبدلنا هذا الاخير بمقاومة فسيكون التيار اكبر ولكن لن نحصل على التكبير الا بوساطة الثلاثي الشيء المهم هنا ، خاصة هو ان الشبكة تؤثر على تيار المصعد اكثر مما يؤثر جهد المصعد ، فاذا ما سلطنا على الشبكة جهدا معيناً ، فان المجال الكهربائي الناتج عن ذلك ، يصل مباشرة الى المهبط نظراً لعدم وجود اي عائق في طريق المجال بين الشبكة والمهبط ، وكلما كانت الشبكة اقرب الى المهبط زادت شدة المجال وازداد تأثيره على الحاجز الجهدى الموجود بالقرب من المهبط وهكذا تتحكم الشبكة في الوضع اذ تؤثر على الدفق الالكترونى تأثيراً قوياً وبما ان جزءاً قليلاً من مجال المصعد يخترقها فان تأثير المصعد يصبح ضعيفاً جداً .

وهكذا فان تسليط جهد سالب غير كبير نسبياً على الشبكة يمكن ان يؤدي الى تقليل قيمة  $I_a$  الى درجة كبيرة ، بل الى قطعه نهائياً . وعند ما يكون جهد الشبكة موجباً ، فانها تخلق مجالاً معجلاً يضاف الى المجال الواصل من المصعد . يقوم المجال الناتج بخفض ارتفاع الحاجز الجهدى القريب من المهبط فيزداد عدد الالكترونات التي تتجازه وهكذا فان جهد الشبكة الموجب يزيد تيار المصعد . الا انه لا مناص من ان يجذب جزء من الالكترونات الى الشبكة فيظهر في دائرتها تيار شبكي .

مما تقدم يتبين لنا ان وظيفة الشبكة هي السيطرة على سريان الالكترونات كما هي وظيفة جهد المصعد حيث ان .

$$I_a = A (\mu V_g + V_a)^{\frac{3}{2}} \dots (7)$$

وحيث ان الشبكة اقرب الى المهبط من المصعد لذا فان تأثيرها اكبر . وفي الاحوال العادية يكون تأثير  $V_a$  معاكساً لتأثير  $V_g$  حيث ان هذا الاخير يكون سالباً عادة .

### 3-7 خواص الصمام الثلاثي :-

يرتبط تيار المصعد  $I_a$  مع جهد المصعد  $V_a$  وجهد الشبكة بعلاقة رياضية يمكن تمثيلها بيانياً ، ويعبر عن هذه العلاقة الرياضية بالصيغة :

$$I_b = f(V_a, V_g) \quad \dots (8)$$

. يلاحظ في اعلاه ان هذه العلاقة ذات ثلاثة ابعاد ، حيث انه من الصعوبة تصوير علاقة بين ثلاثة مقادير على ورقة رسم ، اذ لابد من نظام احداثيات في الفراغ ، ولهذا السبب ولغرض تسهيل فهم هذه العلاقة يلجأ الى تحويلها الى مجموعة من المنحنيات تمثل اعتماد احد هذه المتغيرات على الاخر مع تثبيت المتغير الثالث لكل منحني . وتعرف مجموعة المنحنيات هذه بمنحنيات الخواص للصمام الثلاثي Triode characteristics

على اية حال ، تكون خواص الصمام الثلاثي على نوعين :

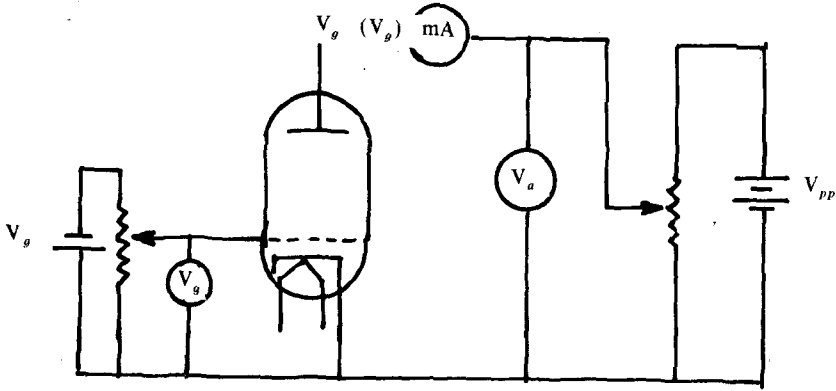
أ- الخواص الساكنة static characteristics : وهي تمثل العلاقة بين المتغيرات الثلاثة للصمام ، المذكوره اعلاه ، في الحالة التي لا تكون هناك مقاومة حمل مبروطة الى دائرة المصعد وكذلك عدم وجود اشارة دخول متناوية . تحت هذه الشروط يكون جهد الشبكة ثابتاً وغير معتمد على تيار المصعد . تدعى هذه المنحنيات تحت هذه الشروط بمنحنيات الخواص الساكنة للصمام

ب- الخواص الحركية dynamic characteristics : - عند تسليط اشارة متناوية على دائرة الشبكة وادخال مقاومة حمل في دائرة المصعد فان التغير في تيار المصعد ، الناتج عن تسليط الاشارة على الشبكة ، سوف يؤدي الى تغير في قيمة جهد الهبوط على مقاومة الحمل ومن ثم تتغير قيمة الجهد المسط على المصعد ، تدعى المنحنيات التي يحصل عليها تحت هذه الشروط بمنحنيات الخواص الحركية للصمام .

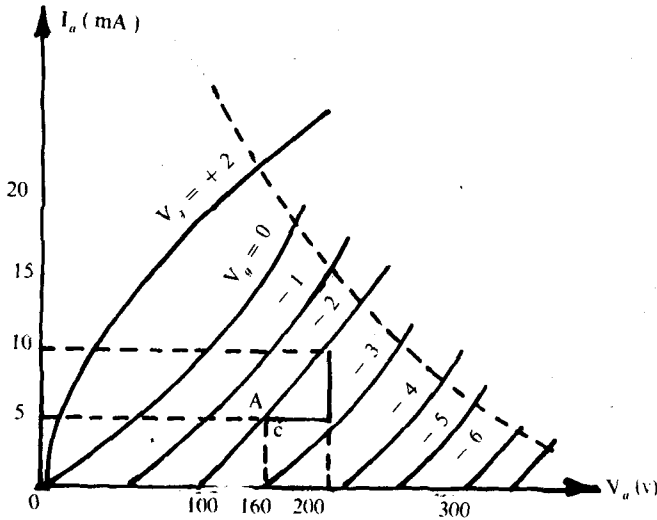
سنحاول هنا التعرف على الخواص الساكنة ، وكيفية الحصول عليها واستعمالاتها بشكل مباشر للحصول على الخواص الاخرى : الخواص الحركية ، وكذلك لحساب ثوابت الصمام الثلاثي .

1-7-3 منحنيات الخواص الساكنة : - ذكرنا توا ان هناك ثلاثة متغيرات الا ان ، مجموعة المنحنيات تمثل اعتماد احد هذه المتغيرات على الاخر مع تثبيت المتغير الثالث وعلى هذا الاساس يكون لدينا ثلاثة انواع من المنحنيات وهي : -

أ- منحنيات الخواص للمصعد. anode characteristics. وهي تمثل العلاقة بين  $V_a$  و  $I_a$  عند ثبوت  $V_g$  ويتم الحصول على مجموعة المنحنيات هذه عن طريق ربط الصمام الثلاثي الى الدائرة المبينة في الشكل (١٥). حيث يوضع  $V_g$  ، في كل مرة ، عند قيمة ثابتة ويتم قياس  $I_a$  لكل تغير في  $V_a$  حتى يتم الحصول على مجموعة المنحنيات في الشكل (١٦)



الشكل ( ١٥ ) الدائرة العملية لدراسة منحنيات الخواص للصمام الثلاثي



الشكل ( ١٦ ) منحنيات الخواص للصمام الثلاثي

- ويمكن ملاحظة النقاط الآتية على هذه المنحنيات
- 1- عند  $V_g$  صفري يكون منحنى الصمام الثلاثي مشابهاً لمنحنى الصمام الثنائي .
  - 2- تأخذ هذه الخواص شكل المنحنى في الجزء الأسفل منها وتكون خطية نوعاً ما في الجزء الأعلى منها .
  - 3- يلاحظ ان المسافات بين هذه المنحنيات تكون متساوية تقريباً طالما ان الفرق بين فولتية الشبكة لهذه المنحنيات متساوية هي الأخرى .
  - 4- يلاحظ أيضاً عدم مرور تيار المصعد عند  $V_g$  اقل من الصفر الا عند قيمة معينة لفولتية المصعد وتزداد هذه القيمة لـ  $V_g$  كلما كانت  $V_a$  أكثر سالبة .
  - 5- يدعى المنحنى المتقطع بمنحنى القدره وهو يمثل أقصى قيمة لـ  $I_a$  مسموح بهما ويعمل معها الصمام من غير ان يتعرض الى التلف .
  - 6- بالامكان استخدام منحنيات المصعد هذه للحصول على كافة المعلومات الضرورية الخاصة بالصمام الثلاثي ، ففي النقطة A مثلاً - لدينا ان

$$\begin{aligned} V_a &= 160 \\ V_g &= -2V \\ I_a &= 5 \text{ mA} \end{aligned}$$

وبالتالي فان مقاومة المصعد المستمرة ( $R_a$ ) تكون مساوية لـ

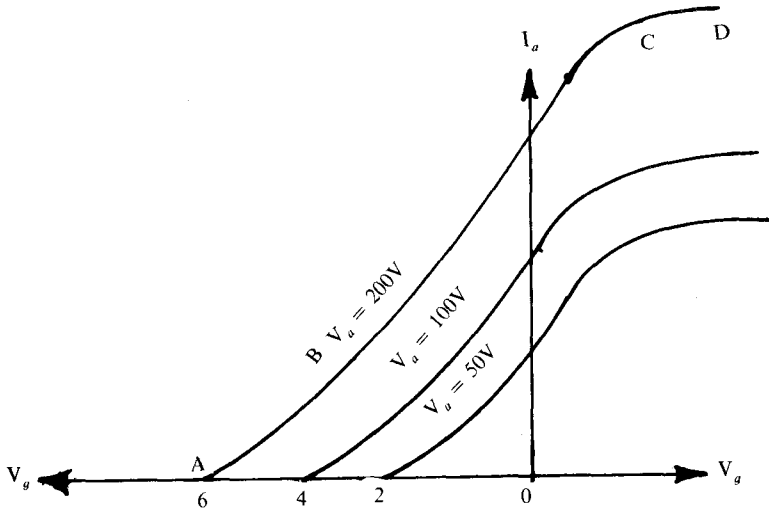
$$R_a = \frac{V_a}{I_a} = \frac{160}{5 \text{ mA}} = 32 \text{ k}\Omega$$

وكذلك فان القدرة المتبددة في دائرة المصعد تكون مساوية لـ

$$\begin{aligned} P &= I_a^2 R_a = (5 \times 10^{-3})^2 (32 \times 10^3) = 25 \times 32 \times 10^{-3} \\ &= 0.8 \text{ Watt} . \end{aligned}$$

وكذلك الثوابت الأخرى التي سنأتي على ذكرها لاحقاً .

ب- منحنيات الخواص التبادلية mutual characteristics - وتمثل العلاقة بين  $V_g$  ،  $I_a$  عند ثبوت  $V_a$  ويتم الحصول عليها من ربط الدائرة في الشكل (١٥) ، حيث يتم تثبيت  $V_a$  عند قيمة معينة ، في كل مرة ، وتقاس  $I_a$  كدالة لـ  $V_g$  حتى يتم الحصول على مجموعة المنحنيات في الشكل (١٧) .



الشكل ( ١٧ ) منحنيات الخواص التبادلية .

عند النظر الى هذه المنحنيات يمكن ملاحظة ما يأتي :

1- انقطاع مرور تيار المصعد عندما يكون جهد الشبكة سالبا بالنسبة الى المهبط ، حيث يلاحظ انقطاع التيار عند حوالي  $V_g = 2$  فولت و  $V_a = 50$  فولت ، وكلما كان جهد المصعد اعلى كلما ازداد جهد الشبكة السالب الذي يغلق الصمام . تسمى هذه المنطقة بمنطقة القطع cut off region ويسمى جهد الشبكة السالب واللازم لاجداث هذا لقطع بجهد القطع او انحياز القطع cut off bias .

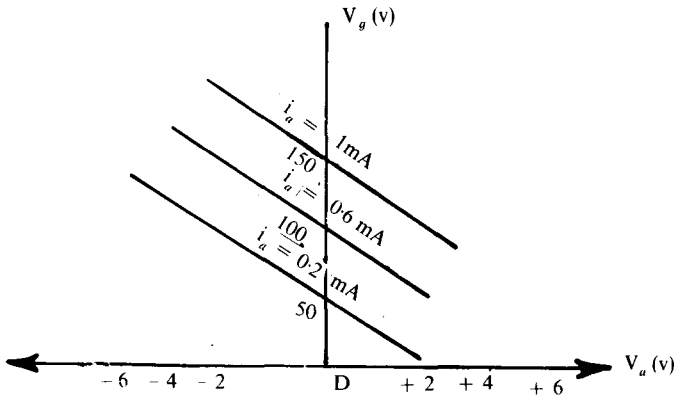
2- عند قيمة معينة لـ  $V_a$  يبدأ تيار المصعد بالزيادة كلما ازداد جهد الشبكة ، ويلاحظ ان العلاقة تأخذ في البداية شكلاً منحنياً ( الجزء AB ) الا انها تتحول الى خطية ( الجزء BC ) مع ازدياد جهد الشبكة .

3- يظهر المنحنى خاصية التشبع ( الجزء CD ) عندما يصبح جهد الشبكة موجبا بالنسبة للمهبط ولايزداد تيار المصعد . بعدها ، مهما زاد جهد الشبكة الموجب .

ومن الجدير بالذكر . انه عادة ماتحتوي استمارة البيانات على مجموعة واحدة من

هذه المميزات حيث أنها كافية للحسابات العملية . تظهر المميزات او الخواص التبادلية تأثير تحكم الشبكة بوضوح ومن هنا تكون الحسابات ايسر وادق وبالتالي فان هذه المميزات كثيرا ما تستخدم عند دراسة الصمامات الثلاثية .

ج- خواص التيار الثابت constant current characteristics :-  
 وتمثل العلاقة بين  $V_g$  ,  $V_a$  عند ثبوت التيار  $I_a$  ويتم الحصول عليها من ربط الدائرة في الشكل ( ١٥ ) ايضا ، حيث يتم تغير  $V_g$  ومن ثم قياس مقدار التغير في  $V_a$  .  
 اللازم للحصول على القيمة السابقة للتيار نفسه - انظر الشكل ( ١٨ ) - وتعد هذه الخواص ذات أهمية كبيرة من الناحية العملية .



الشكل ( ١٨ ) منحنيات الخواص للتيار الثابت .

### 3-7-2 منحنيات الخواص الحركية dynamic characteristics

كما ذكرنا سابقا ، فان هذه المنحنيات تمثل العلاقة البيانية بين  $V_a$  ,  $I_a$  وكذلك عند ادخال مقاومة الحمل الى دائرة المصعد - الشكل ( ١٩ ) وكذلك عند وجود اشارة في دائرة الشبكة . الا أننا سنرجىء الكلام . عن هذه الاخيرة . الى حين التعرض لموضوع استعمالات الصمام الثلاثي .

- وكما هي الحال في منحنيات الخواص الساكنة فان منحنيات الخواص الحركية تكون هي الاخرى على نوعين وهي :

أ- خواص المصعد الحركية anode dynamic characteristics - عند ادخال مقاومة الحمل  $R_L$  الى دائرة المصعد ، فان العلاقة بين  $I_a, V_a$  ستكون على الصيغة الآتية :

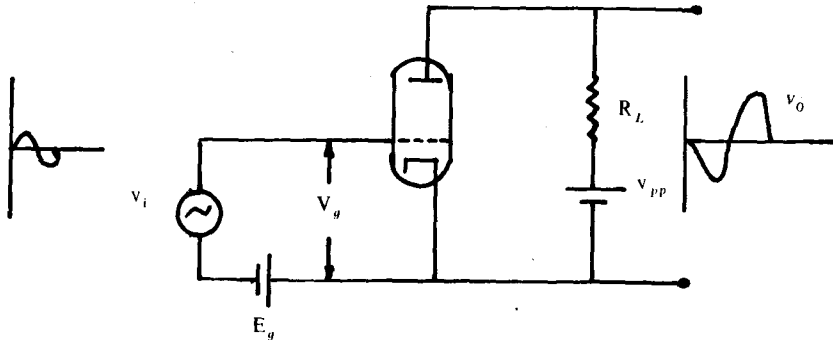
$$V_a = V_{LP} - I_a R_L \quad \dots (9)$$

$$I_a = - \frac{1}{R_L} V_a + \frac{V_{LP}}{R_L} \quad \dots (10)$$

وحيث ان  $R_L, V_{LP}$  في المعادلة (10) هما ثابتا القيمة وعند مقارنة هذه المعادلة مع معادلة الخط المستقيم ذات الصيغة :

$$y = mx + b \quad \dots (11)$$

يتضح لدينا ان المعادلة (10) تمثل هي الاخرى معادلة خط مستقيم يمكن رسمه وعلى منحنيات الخواص الساكنة - انظر الشكل ( ٢٠ ) - بحيث ان  $I_a$  في المعادلة (10) تكافى  $y$  في المعادلة (11) وان  $m \equiv - \frac{1}{R_L}$  وكذلك فان  $V_a$  تكافى  $x$ .



الشكل ( ١٩ ) دائرة مكبر الصمام الثلاثي .

على اية حال ، يتم رسم هذا الخط المستقيم الذي يدعى بخط الحمل المستمر  
d.c load - line من خلال تعين نقطتين :

النقطة الاولى : وتقع على المحور الصادي وتمثل أقصى تيار يمكن ان يمر في دائرة  
المصدر . او بعبارة أخرى عندما تكون  $V_a = 0$  صفراً ويكون  $I_a$  - انظر المعادلة (11) -  
مساوياً لـ

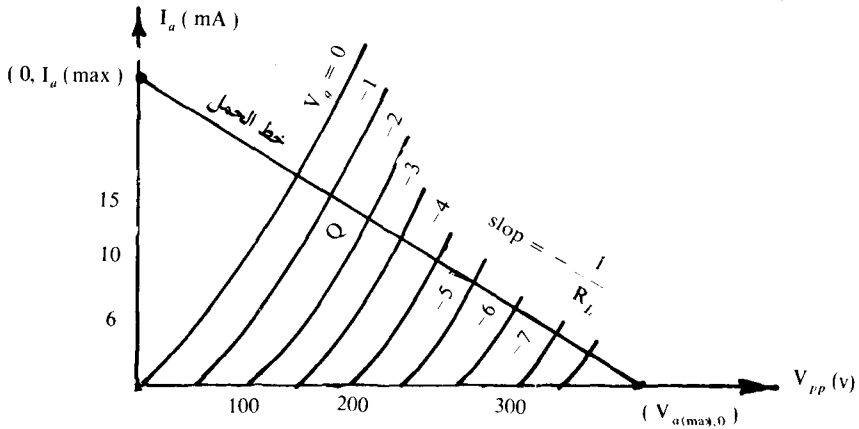
$$I_{a(max)} = \frac{V_{LP}}{R_L} \quad \dots (12)$$

وبالتالي تكون النقطة الاولى هي  $(0, \frac{V_{LP}}{R_L})$

النقطة الثانية : وتقع على المحور السيني وتمثل أقصى فولتية مصدر يمكن تسليطه ،  
في الدائرة المعنية ، على المصدر . او بعبارة اخرى عندما يكون  $I_a = 0$  صفراً ويكون  $V_a$  -  
مساوياً لـ

$$V_{a(max)} = V_{LP} \quad \dots (13)$$

وعليه تكون النقطة الثانية هي  $(V_{LP}, 0)$  - انظر الشكل ( 20 )

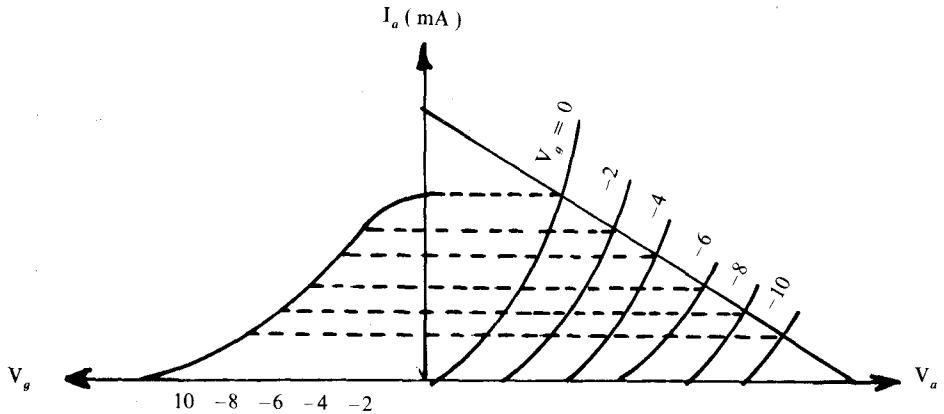


الشكل ( ٢٠ ) خط الحمل لدائرة مكبر الصمام الثلاثي .



عند رسم خط الحمل ، على منحنيات الخواص الساكنة ، نكون قد حصلنا فعلاً على الخواص الحركية للصمام الثلاثي ، حيث ان هذا الخط يمثل كافة نقاط العمل للصمام الثلاثي فعلى سبيل المثال ، اذا ما اريد معرفة تيار المصعد او جهد المصعد عندما يكون  $V_g = -2$  فولت ، عندها فان نقطة تقاطع خط الحمل مع  $V_g = -2$  فولت ( النقطة مساوية لـ  $-2$  فولت ) ستعطي قيمة كل من  $I_a$  و  $V_a$  وكذلك يمكن ايجاد كل  $V_a$  و  $I_a$  عند النقاط الاخرى وهذا مانسعى اليه حقا من دراسة الخواص الساكنة والحركية للصمام الثلاثي . ذلك اننا نستطيع من خلال هذه الخواص الكشف عن سلوك دائرة الصمام الثلاثي بالنسبة للاشارات الداخلة . وهذا ماسوف نفعله عند دراسة دائرة مكبر الصمام الثلاثي .

ب- الخواص التبادلية الحركية dynamic mutual characteristics :-  
 وتمثل العلاقة بين التغير في تيار المصعد المتناوب ( $i_a$ ) الناتج عن التغير في جهد الشبكة المتناوب ( $v_g$ ) . وحيث ان هذه العلاقة بين  $V_a$  و  $I_a$  ، غير خطية - انظر الشكل (١٧) - لذا فانه لا يمكن رسم خط حمل آخروانما يتم التعرف على هذه العلاقة ، من خلال رسم خط الحمل على الخواص الساكنة ومن ثم اسقاط نقاط تقاطع هذه المنحنيات مع خط الحمل على المنحنى ( $V_g - I_a$ ) انظر الشكل (٢١) .



الشكل (٢١) منحنيات الخواص

### 8 - 3 ثوابت الصمام الثلاثي Triode Parameters

تلعب ثوابت الصمام الثلاثي وقيمها دوراً فعالاً في تحديد خصائص الصمام الثلاثي وامكانية استخدامه لهذا الغرض اذ ذلك . فعندما يكون الطلب هو مكبراً للاشارة فان العامل الاكثر اهمية هو معامل التكبير ( $\mu$ ) . لذا يلزم استخدام صمام ثلاثي بمعامل تكبير عال ومقاومة وتوصيلية واطنتين . وبذلك يمكن الحصول على كسب عال في حجم الاشارة أو ان النسبة بين الاشارة الخارجة والاشارة الداخلة تكون كبيرة . اما اذا كان مكبر القدرة هو المطلوب فان الغاية عندئذ هو اعطاء أقصى قدرة الى الحمل وعليه فان  $r_a$  يجب ان تكون واطئة مع تيار مصعد عال او بعبارة أخرى ان توصيلية عالية نسبياً تكون هي المتوقعة .

وعلى وفق ما مررتين لنا بوضوح ان هذه المعاملات الديناميكية الثلاث تحدد خصائص وامكانيات استخدام الصمام الثلاثي لهذا الغرض اذ ذلك وبالتالي فإنها تعد مقياساً لمدى فعالية تأثير التغيرات الحاصلة في جهد الشبكة  $V_g$  او جهد المصعد  $V_a$  على تيار المصعد وهذه المعاملات ( الثوابت ) ، وكما ذكرنا اعلاه ، هي :

أ- التوصيلية التبادلية : - وتعرف بأنها النسبة بين التغير في تيار المصعد الى التغير في جهد الشبكة الذي يسببه عند ثبوت جهد المصعد وتكتب رياضياً :

$$g_m = \frac{\Delta i_a}{\Delta V_g} \quad \dots (14)$$

وتعد التوصيلية التبادلية للصمام الثلاثي ، مقياساً لمدى فاعلية الشبكة في السيطرة على تيار المصعد . وتقاس بوحدات ملي امبير لكل فولت  $\left( \frac{\text{mA}}{\text{V}} \right)$  ويمكن القول ان مقدار التوصيلية التبادلية يحدد بكم من الملي امبيرات يتغير تيار المصعد ، عندما يتغير جهد الشبكة بمقدار 1 فولت ، اذا ظل جهد المصعد ثابتاً .

ويختلف مفهوم التوصيلية التبادلية في الصمام الثلاثي عما هو عليه في الصمام الثنائي . فالتوصيلية التبادلية ، بالنسبة لهذا الأخير ، تحمل معنى الموصلية الداخلية بالنسبة الى التيار المتناوب وهي عبارة عن مقلوب المقاومة الداخلية . أما التوصيلية التبادلية بالنسبة الى الصمام الثلاثي فهي ليست المقاومة الداخلية بين الشبكة والمهبط ، ذلك ان التغير في جهد الشبكة يعود الى دائرة الشبكة بينما يعود التغير في تيار المصعد الى دائرة المصعد . ومع ان جهد الشبكة يؤثر في تيار المصعد الا ان هذا التيار لا ينتج من جهد

الشبكة بل من جهد المصدر وعليه فان حساب التوصلية ، على أنها مقلوب مقاومة ، يجب ان يتم في دائرة واحدة .

تتراوح التوصلية التبادلية في الصمامات الحديثة بين 1 الى 50 مللي امبير فولت وكلما كانت التوصليه التبادلية اكبر كلما كان الصمام أفضل وذلك لانه كلما كانت التوصلية التبادلية اكبر كان تحكّم الشبكة في تيار الانود اقوى ، وتعتمد قيمتها على تصميم المصدر وعلى نظام تشغيل الصمام وتزداد بازدياد سطح المصدر العامل وصغر المسافة بين الشبكة والمصدر .

ب- مقاومة الصمام الثلاثي : - ونعني بها المقاومة الداخلية بين المصدر والمهبط وتعرف بانها النسبة بين معدل التغير في جهد المصدر الى معدل التغير في تيار المصدر عند ثبوت جهد الشبكة ، ذلك انه عند ثبات  $V_g$  عند قيمة معينة فان التغير في جهد المصدر سوف يؤدي الى التغير في تيار المصدر والنسبة بين التغيرين يسمى بالمقاومة .

وكما هو الحال في الصمام الثنائي المفرغ فان هناك نوعين من المقاومات : مقاومة التيار المتناوب ( $r_a$ ) ومقاومة التيار المستمر ( $R_a$ ) حيث ان

$$r_a = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a} \quad \dots (15)$$

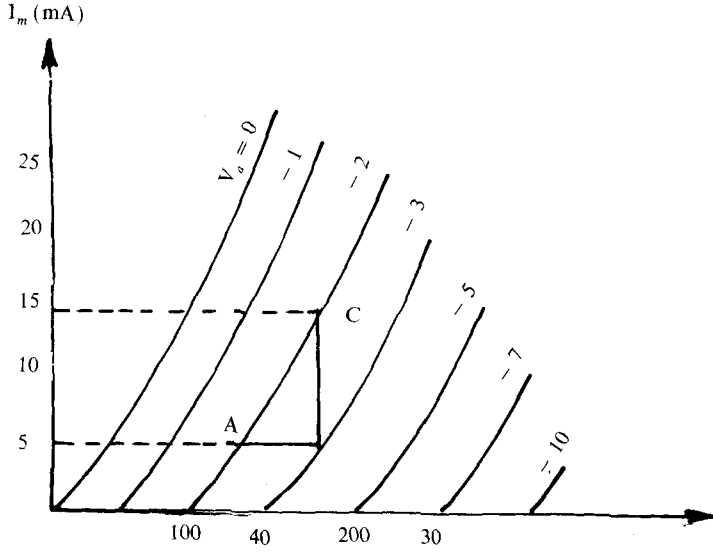
$$R_a = \frac{V_a}{I_a} \quad \dots (16)$$

تتراوح قيمة المقاومة الداخلية للصمام الثلاثي بين 0.5 الى 100 kΩ وفي اغلب الاحيان تكون حوالي عدة كيلوغرامات ، ويلاحظ ، من الشكل (20) ان

$$R_a = \frac{140}{5 \text{ mA}} = 28 \text{ k}\Omega$$

اما عند النقطة A فان

$$r_a = \frac{200 - 140}{(15 - 5) \text{ mA}} = 6 \text{ k}\Omega$$



الشكل (٢٢) استخراج  $R_a, r_a$  للضمام الثلاثي من منحنيات الخواص .

ج- عامل التكبير  $\mu$  : - يعرف عامل التكبير للضمام الثلاثي المفرغ بأنه النسبة بين التغير في فولتية الشبكة اللازم لاستعادة نفس قيمة تيار المصعد التي كان عليها قبل تغير فولتية المصعد ، اي ان

$$\mu = - \frac{\Delta v_a}{\Delta v_g} \quad \dots (17)$$

ويجب ملاحظة اننا لانأخذ النسبة بين اي مقدارين اختياريين لـ  $\Delta v_a, \Delta v_g$  بل بين المقدارين اللذين يؤديان الى تغير واحد في تيار المصعد . وحيث ان تأثير جهد الشبكة ، على قيمة تيار المصعد اكبر بكثير من تأثير جهد المصعد ، لذا فان معامل التكبير هو قيمة مجردة توضح كم من المرات يكون تأثير جهد الشبكة على تيار المصعد اقوى من تأثير جهد المصعد . فاذا كان  $\mu = 10$  فهذا يعني ان الشبكة تؤثر اقوى مما يؤثر المصعد بعشر مرات .

هذا ويمكن حساب قيمة  $\mu$  من الشكل (١٩) - حيث ان

$$\mu = \frac{200 - 140}{-3 - (-2)} = - \frac{60}{1} = -60$$

توضح هذه المعادلة ، انه للاحتفاظ بالتيار ثابتا ، لابد من تغير جهد المصعد وجهد الشبكة في اتجاهين مختلفين بحيث يجب ان يكون  $\Delta v_a$  اكبر من  $\Delta v_g$  ب  $\mu$  مرة . وهكذا فان الاشارة العالية في المعادلة اعلاه - تشير الى حدوث فرق طور قدره  $180^\circ$  بين  $v_g, v_a$  حيث تزداد  $v_a$  كلما قلت  $v_g$  .

تتراوح قيمة  $\mu$  للصمامات الثلاثية بين 10 الى 100 ويعتمد معامل التكبير اساساً على كثافة الشبكة ، فكلما كانت الشبكة اكنف كلما كان حجبا للمهبط عن المصعد بدرجة اكبر ويؤثر وضع الشبكة بين المصعد والمحيط بدرجة اقل .

### 9-3 استعمالات الصمام الثلاثي

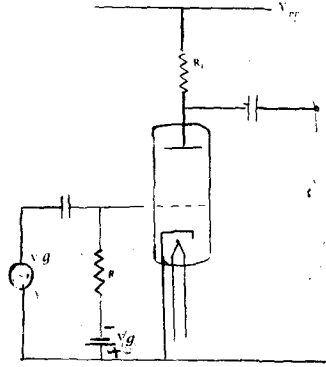
لاشك ان اختراع الصمام الثلاثي كان فاتحة عهد جديد في علم الالكترونات ، فدوائر ، كالتكبير والتذبذب والسيطرة ، لم تكن لتوجد لولم يكن الصمام الثلاثي موجوداً . ومع هذا فان الاستعمال الرئيسي ، للصمام الثلاثي ، يبقى هو التكبير amplification . ويقصد بالتكبير ، كما ذكرنا سابقاً ، العمل على تقوية اشارات الجهد الداخلة الى دائرة مكبر الصمام الثلاثي واخراجها بشكل مكبر .

أ- دائرة مكبر الصمام الثلاثي :- ولقد وجدنا ان لجهد الشبكة تأثيراً على تيار المصعد اكبر بكثير مما لجهد المصعد نفسه وعليه فان تسليط جهد متناوب صغير على الشبكة سوف يؤدي الى احداث تغير متناوب وكبير في تيار المصعد . الان اذا ما ربطت مقاومة حمل  $R_L$  على التوالي في دائرة المصعد - انظر الشكل (٢٣) - فان مرور هذا التيار المتناوب للمصعد في هذه المقاومة ، سوف يؤدي الى احداث هبوط في الجهد عبرها ويكون مساوياً لـ  $i_a R_L$  . من هنا يمكن القول ان تغيراً صغيراً في جهد الشبكة ( اشارة جهد ) يؤدي الى احداث تغير كبير في تيار المصعد ومن ثم ظهور اشارة جهد كبير عبر مقاومة الحمل او بعبارة اخرى ان اشارة الجهد في دائرة الشبكة ظهرت مكبره في دائرة المصعد .

يلاحظ في الشكل (٢٣) ، وجود مصدر للجهد المستمر السالب ( $E_g$ ) الى جانب

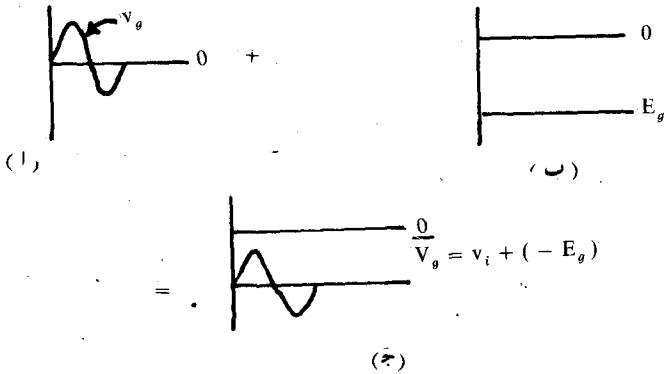
الاشارة المتناوبة

ذكرت هذه الكلمة (الجهد) بصورة متعمدة للتدليل على ان الصمام الثلاثي هو مكبر للقولنية فقط دون التيار .

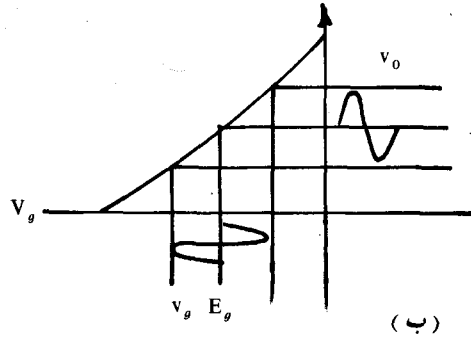
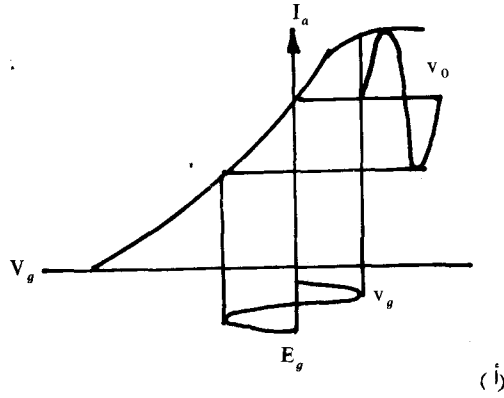


الشكل ٢٣

( $V_g$ ) . ان وجود مثل هذا الجهد السالب هو ضروري ، اذا كان المطلوب هو الحصول على نسخة مكبرة من الاشارة الداخلة - اي استخدام مكبر من نوع A الذي سيأتي شرحه لاحقاً - . ذلك لانه يشترط ان يكون جهد الشبكة ( $V_g$ ) - انظر الشكل (٢٤) - سالبا على الدوام . وحيث ان الاشارة الداخلة ( $V_g$ ) هي جيبية ، اي انها تحتوي على نصف موجب واخر سالب ، لذا فانه يتوجب والحالة هذه ان تكون قيمة ( $E_g$ ) السالبة اكبر من اعلى قيمة موجبة (جهد الذروة) تصلها  $V_g$  - لاحظ الشكل (٢٤ ج) . ان عدم وجود ( $E_g$ ) يعني ان جهد الشبكة سوف يتبع الاشارة الداخلة في تغيرها وبالتالي فان تيار المصعد سوف يصل ، في حالة كون ( $V_g$ ) موجبة ، الى حالة الاشباع مما يؤدي الى حدوث تشوه (قطع) في الموجه الخارجة - انظر الشكل (٢٥ أ) وقارن بينه وبين الشكل (٢٥ ب) .



الشكل (٢٤) : - الموجه الداخلة + جهد الشبكة



الشكل (٢٥) : - الطريقة البيانية لتوضيح عمل مكبر الصمام الثلاثي

ومما تجدر ملاحظته في الشكل (٢٥) ، النقاط الآتية :

أ - ان الشكل (٢٥) قد تم رسمه بالاستعانة بالخواص الحركية للصمام الثلاثي ( خط الحمل والخواص التبادلية ) على الرغم من عدم ظهور خط الحمل بشكل مباشر

2- في حالة عدم تسليط جهد على الشبكة فان تيارا مستمرا ( $I_a$ ) سوف يسري في دائرة المصعد بسبب من وجود  $E_g$  . على اية حال ، عند تسليط الاشارة فان تيارا متناوبا ( $i_a$ ) سوف يسري هو الاخر في دائرة المصعد وعليه فان تيار المصعد الكلي ( $i_a$ ) يتكون من مركبتين : المركبة المستمرة ( $I_a$ ) والمركبة المتناوبة ( $i_a$ ) بحيث ان

$$i_a = i_a + I_a \quad \dots (18)$$

وكذلك هو الحال بالنسبة لجهد المصدر ، يكون لدينا

$$v_a = V_a + v_a \quad \dots (19)$$

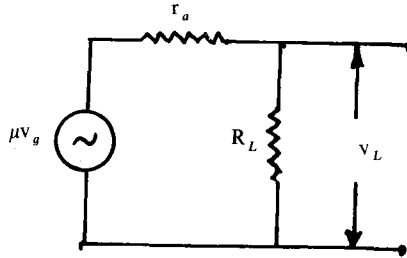
3- ان هناك فرقا في الطور مقداره  $180^\circ$  بين الموجة الخارجة والداخلة وهذا ما يفسر ظهور الاشارة السالبة في المعادلة (17) وكذلك يحقق المعادلة (9) بصورتها

$$v_a = V_{pp} - i_a R_L \quad \dots (20)$$

ب- الكسب في الجهد ومقاومة الحمل  $R_L$  : - تمثل الدائرة في الشكل (٢٦) دائرة مكافئة لدائرة التكمير للصمام الثلاثي . تحتوي هذه الدائرة على مولد للجهد المتغير  $\mu V_g$  . ان جهد الاخراج  $v_L$  ، عبر  $R_L$  ، يمكن كتابته باستخدام قانون مجزيء الجهد ،

$$v_L = \frac{\mu V_g}{r_a + R_L} R_L \quad \dots (21)$$

حيث تمثل  $r_a$  مقاومة الصمام الثلاثي



الشكل (٢٦) : - الدائرة المكافئة لمكبّر الصمام الثلاثي

وحيث ان الكسب في الجهد  $A_v$  هو النسبة بين جهد الاخراج وجهد الادخال ، لذا فان الكسب ، بعد التعويض في المعادلة (٢١) يكون مساويا لـ

$$A_v = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L} \quad \dots (22)$$

تشير المعادلة (22) الى ان كفاءة الصمام الثلاثي تزداد كلما كانت  $R_L$  اكبر من مقاومة الصمام  $r_a$  . ولكن الزيادة في قيمة  $R_L$  يرافقها بطبيعة الحال ، نقصان في قيمة تيار المصدر بسبب النقصان في فرق الجهد بين المصدر والمهبط والذي قد يجعل



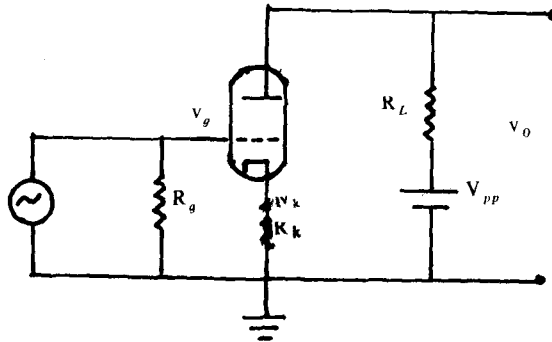
الصمام عاجزا عن تكبير الاشارات الداخلة - الكبيرة منها على الاخص - من غير تشويه  
لذا فان  $R_L$  تعتمد على حجم جهد الادخال وحجم الكسب المطلوب . ومهما يكن من  
امر فان قيمة  $R_L$  غالبا ما تكون اكبر او مساوية لعشرة امثال  $r_a$  .

### 10 - 3 طرق انحياز الصمام الثلاثي : Biasing of Triode

رأينا فيما مضى انه يلزم توفر مصدرين للجهد المستمر لتشغيل مكبر الصمام الثلاثي ،  
هما مصدر الجهد العالي  $V_{pp}$  ومصدر التغذية الخارجة للشبكة  $E_g$  - انظر الشكل  
(٢١) . وحيث ان استعمال مصدرين للجهد لا يعد اقتصاديا وغير مرغوب فيه من الناحية  
العملية ، لذا يصبح من الضروري البحث عن طريقة ما لاختزال مصادر الجهد الى اقل  
ما يمكن - مصدر واحد مثلا .

ان تحقيق ذلك يمكن ان يتم عن طريق التغذية الخلفية وذلك من خلال .

أ- انحياز المهبط cathode bias - وهو اكثر الطرق شيوعاً في مكبرات الصمام  
الثلاثي يتم في هذه الطريقة ، ربط المقاومة  $R_k$  على التوالي مع المهبط - انظر الشكل  
(٢٧) .



الشكل (٢٧) : - مكبر الصمام الثلاثي مع  $R_k$  ( انحياز المهبط )

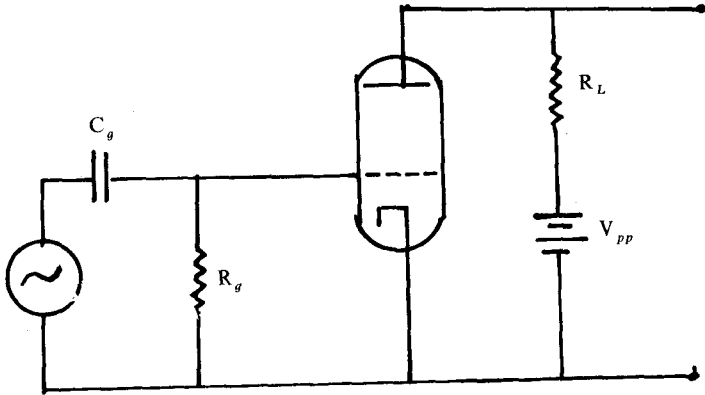
ان مرور تيار المصعد في المقاومة  $R_k$  سوف يؤدي الى احداث هبوط في الجهد عبر  
هذه المقاومة وحيث ان جهد الشبكة هو صفر لذا فان الجهد الاخير سيكون سالبا بالنسبة  
الى جهد المهبط وهكذا تتحقق التغذية الذاتية .

على الرغم من ان ادخال المقاومة  $R_k$  قد الغى ضرورة استخدام مصدر التغذية الخارجي الا ان وجود مثل هذه المقاومة مع دائرة مكبر الصمام الثلاثي سوف يعمل على تقليل حجم التكبير لهذه الدائرة وعلى النحو الاتي : - على فرض ان الاشارة الداخلة هي متناوبة عليه فان تيار المصعد سوف يزداد ويقل ، كما ذكرنا سابقاً ، تبعاً لزيادة ونقصان هذه الاشارة . وحيث ان هذا التيار يمر في  $R_k$  ، كما رأينا توا - لذا فان الجهد  $(v_k)$  المتناوب سوف يزداد ويقل كذلك تبعاً له . وبما ان اشارة الادخال ، كما يراها الصمام ، هي جهد الشبكة - المهبط  $(v_{gk})$  التي هي حاصل طرح جهد المهبط من جهد الشبكة  $(v_{gk} = v_g - v_k)$  ، فان هذا الجهد سوف يكون اصغر من جهد الاشارة الداخلة  $v_g$  وأن الاشارة الخارجة  $v_g$  سوف تساوي  $\mu v_{gk}$  بدلا من  $\mu v_g$  فقط وبالتالي تكون اصغر حيث ان  $\mu$  مقدارا ثابتا وان  $v_g$  اكبر من  $v_{gk}$

ان النقصان الكبير في حجم الجهد الخارج من جراء ادخال المقاومة  $R_k$  لايفرض علينا الاستغناء عن هذه المقاومة والعودة الى استخدام مصدر التغذية الخارجي وانما يدفعا الى ايجاد طريقة اخرى تقلل من قيمة  $v_k$  وذلك عن طريق ايجاد ممر اخر للتيار المتناوب غير  $R_k$  ، في دائرة المهبط . يتم هذا عن طريق ربط متسعة  $C_k$  عبر المقاومة  $R_k$  . ان وجود هذه المتسعة سوف يعمل على الحفاظ على قيمة الجهد المستمر  $v_k$  ولكن في الوقت نفسه يكون ممرا سهلا في الجهد المتناوب  $v_k$  الى الارض . هذا وقد وجد عمليا ان القيمة المناسبة ل  $x_{ck}$  بدلالة  $R_k$  هي  $R_k = 10x_{ck}$  حيث ان  $\frac{1}{\omega C} = X_c$  وان  $2\pi f = \omega$  وعلى فرض ان  $f = 50$  هرتز .

ب- انحياز التشرّب للشبكة grid leak bias - يتم الحصول على هذا النوع من الانحياز عن طريق ربط المتسعة  $C_g$  والمقاومة ، العالية القيمة ،  $R_g$  الى دائرة الشبكة - انظر الشكل (٢٨) .

تعرف المقاومة  $R_g$  بمقاومة التشرّب للشبكة وذلك لان تياراً شبيكياً صغيراً سوف يسري خلالها للحصول على الانحياز المطلوب للشبكة ، عند تسليط اشارة الدخول وعلى النحو الآتي : - على فرض ان اشارة الدخول هي موجة جيبيية لذا فان جهد الشبكة سيكون هو الاخر متناوباً . أو بعبارة أخرى سيكون مرة موجبا بالنسبة الى المهبط ومرة سالبا . خلال النصف الموجب من اشارة الدخول - انظر الشكل (٢٨) - تقوم المتسعة بسحب جزء من الالكترونات المنبعثة من المهبط ، لتعادل الشحنة الموجبة المتولدة على صفحتها الاخرى . ان ظهور هذه الشحنة السالبة على صفحة المتسعة ، من جهة الشبكة ، سوف يجعل من



الشكل (٢٨) : - مكبر الصمام مع  $C_g$  ( انحياز التسرب للشبكة )

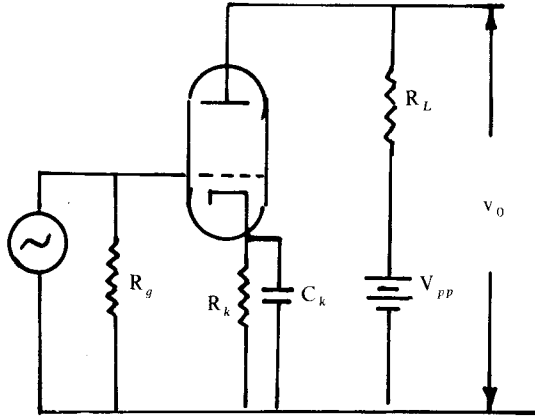
جهد الشبكة سالبا بالنسبة للمهبط . من جهة أخرى وخلال النصف السالب من اشارة الدخول يتوقف سريان الالكترونات وبالتالي فان الالكترونات التي تجمعت على صفحة المتسعة - خلال النصف الموجب من الموجة - سوف تضطر الى المرور خلال  $R_g$  - وصولاً الى المهبط ، لتحدث هبوطاً سالبا في الجهد عبر  $R_g$  وهكذا يبقى جهد الشبكة سالباً ، بالنسبة الى جهد المهبط في كلا الحالتين وبهذه الطريقة يتم الحصول على جهد الانحياز المطلوب .

### 11 - 3 الدائرة العملية لمكبر الصمام الثلاثي :

مما تقدم يتبين لنا ان الحصول على دائرة عملية لمكبر الصمام الثلاثي يمكن أن يتم عن طريق استبدال الدائرة في الشكل ( ٢٢ ) بالدائرة ( ٢٩ ) . حيث يلاحظ في هذه الدائرة وجود كل من  $R_k$  و  $C_k$  وكذلك  $R_g$  .

على الرغم من ان ادخال  $R_g$  - مثلاً - في الغي ضرورة استخدام مصدر التغذية الخارجي  $E_g$  وكذلك هو ادخال  $C_k$  قد زاد من الكسب في الجهد الا ان هذه الدائرة تبقى محدودة الاستعمال وذلك للأسباب الآتية :-

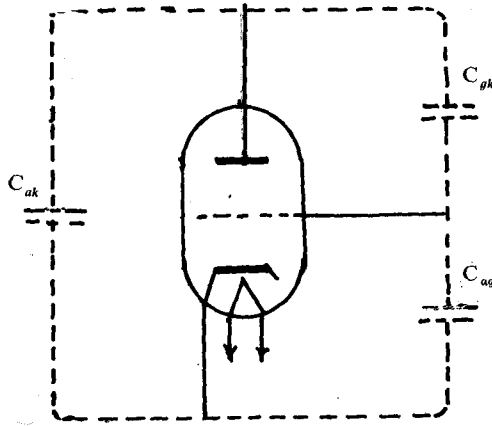
أ- صغر عامل التكبير ( $\mu$ ) حيث ان ( $\mu$ ) لا يمكن ان يتجاوز 100 في أحسن الحالات .



الشكل (٢٩) : - مكبر الصمام الثلاثي مع  $C_k$  (متسعة امرار)

ب- وجود المتسعات الداخلية الزائفة : interelectrod stray capacitances :

بين مكونات الصمام الثلاثي - انظر الشكل (٣٠) . على الرغم من ان قيمة هذه المتسعات صغيرة جداً في حدود 2 الى 12 بيكوفراد وان تأثيرها عند الترددات، الواطئة لذلك يكون مهملًا، الا ان هذه المتسعات تكون عند الترددات العالية ، ذات أثر سلبي كبير على قيمة التحصيل في الجهد . فعلى سبيل المثال تقوم المتسعة بين المصعد والشبكة ( $C_{ag}$ ) عند الترددات العالية بالسماح لجزء من الموجة الخارجة - نظراً لان الرادة السعوية لهذه المتسعة ستكون صغيرة نوعاً ما عند الترددات العالية ، بالعودة الى دائرة الشبكة . وحيث ان فرق الطور بين الاشارة الداخلة والخارجة هو  $180^\circ$  لذا فان تداخل هاتين الموجتين سيؤدي الى اضعاف الموجة الداخلة ومن ثم الى اضعاف حجم الموجة الخارجة وبالتالي التقليل من قيمة التكبير للصمام الثلاثي تبعا للعلاقة ( $v_0 = \mu v_{in}$ ) . كذلك هو الحال بالنسبة للمتسعتين  $C_{ak}$  و  $C_{gk}$  ، اللتين تغدان ممراً سهلاً لمرور الموجتين الخارجة والداخلة وعلى التوالي ، الى الارض ومن ثم فان النتيجة النهائية لعمل تلك المتسعات هو التقليل من حجم التكبير وبالتالي تحديد مجال استعمال الصمام الثلاثي .

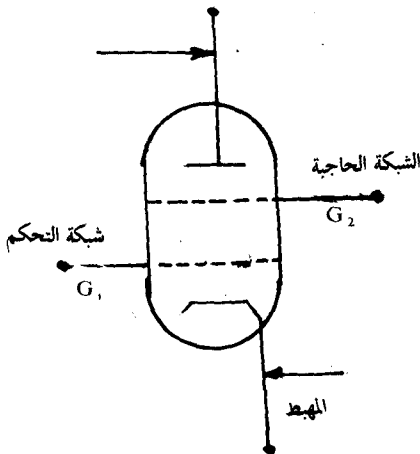


الشكل (٣٠) : - السعات الزائفة المرافقة للصمام الثلاثي

### 12 - 3 الصمام الرباعي

رأينا فيما تقدم انه على الرغم من مقدرة الصمام الثلاثي على التكبير الا ان وجود المتسعات الثلاث - الآنفه الذكر - يعمل على الحد من قيمة هذا التكبير على نحو ملحوظ على الاخص عند الترددات العالية .

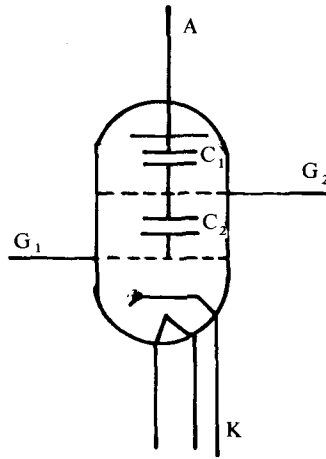
وعلى وفق ذلك ، فان وجود هذه المتسعات يعد أمراً غير مرغوب فيه في دوائر الصمام الثلاثي . وحيث ان ازالة هذه المتسعات يعد أمراً غير ممكن الا ان التقليل من تأثيرها يتم عادة ، عن طريق اضافة شبكة ثانية تدعى بالشبكة الحاجية screen grid بين شبكة التحكم والمصعد . وبهذا يتولد لدينا صمام باربعة اقطاب يدعى بالرباعي tetrode - انظر الشكل ( ٣١ ) .



الشكل (٣١) : - الرمز المتداول للصمام الرباعي

3-12-3 وظيفة الشبكة الحاجية :- ذكرنا توأ ، ان الهدف الاساس من ادخال الشبكة الحاجية هو لحجب المصعد عن شبكة السيطرة وبالتالي التقليل من قيمة سعة المتسعة بين المصعد وشبكة السيطرة بالدرجة الاساس .

ان هذا الاختزال في قيمة السعة لـ  $C_{ag}$  يمكن فهمه من النظر الى الشكل ( ٣٢ ) . حيث نلاحظ ان ادخال الشبكة الحاجية أدى الى استبدال المتسعة المذكورة اعلاه بمتسعتين هما  $C_1$  - بين المصعد والشبكة الحاجية و  $C_2$  - بين الشبكة الحاجية وشبكة السيطرة .



الشكل (٣٢) :- تقليل سعة المتسعة  $C_{ag}$  بادخال الشبكة الحاجية

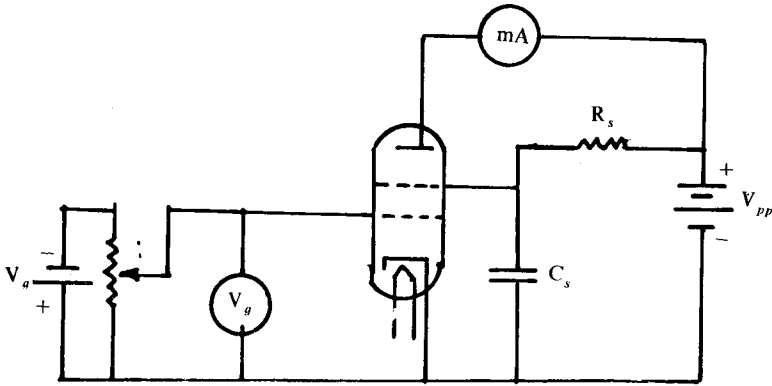
وحيث ان هاتين المتسعتين مربوطتان على التوالي لذا فان قيمة المتسعة المكافئة لهاتين المتسعتين - ستكون اقل بكثير من قيمة المتسعة  $C_{ag}$  . هذا وقد وجد ان قيمة المتسعة بين المصعد وشبكة السيطرة يمكن ان تختزل - عند ادخال الشبكة الحاجية - الى حوالي 0.01 بيكوفراد . ان هذا الاختزال في قيمة  $C_{ag}$  كفيل بالغاء كافة صنوف التغذية الخلفية من المصعد الى الشبكة .

كذلك تقوم هذه الشبكة بحجب المهبط وشبكة التحكم عن تأثير المصعد . حيث انها تعيق مرور الجزء الاكبر من خطوط القوى للمجال الكهربائي للمصعد . ونتيجة لتأثير الحجب هذا فان تحكم جهد المصعد في تيار المصعد سوف يصبح اضعف بمئات المرات

من تأثير شبكة التحكم وبالتالي يمكن ان يبلغ معامل التكبير في الصمام الرباعي عدة مئات من المرات .

3-12-2 طريقة ربط الصمام الرباعي :- يبين الشكل (١٣٣) الطريقة التي يتم فيها ربط الصمام الرباعي في الدوائر الكهربائية ، ويلاحظ في هذه الدائرة ما يأتي :-

أ- كما هو الحال في ربط الصمام الثلاثي يتم ربط شبكة السيطرة الى جهد سالب والمصعد الى جهد - عال نسبيا - وموجب بالنسبة الى المهبط .



الشكل (١٣٣) :- ربط الصمام الرباعي في الدوائر الالكترونية

ب- تم ربط الشبكة الحاجية الى جهد المصعد ولكن من خلال المقاومة  $R_s$  وذلك لجعل جهدها أقل نوعا ما من جهد المصعد . ان مرور التيار خلال دائرة الشبكة الحاجية سوف يعمل على احداث هبوط في الجهد عبر هذه المقاومة وعليه فان جهد الشبكة الحاجية سيكون مساويا لـ  $(V_{pp} - i_s R_s)$  . هذا ويمكن حساب  $R_s$  من معرفة  $V_{pp}$  و  $I_s$  وكذلك جهد الشبكة اللازم حيث ان

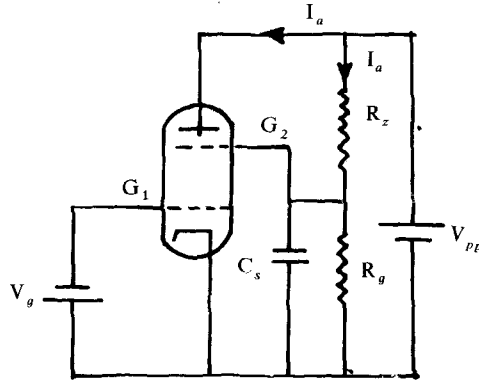
$$R_s = \frac{V_{pp} - V_s}{i_s} \quad \dots (23)$$

على الرغم من ان هذه الطريقة توفر الجهد اللازم لشبكة الحجب الا انها لاتخلو من بعض العيوب ويتلخص عيب هذه الطريقة في ان الجهد  $V_s$  يتغير بتغير نظام تشغيل الصمام .

وفعلا اذا تغير جهد التسخين او جهد المصعد او جهد شبكة السيطرة سيتغير  $I_s$  وبالتالي يتغير هبوط الجهد على  $R_s$  ومن ثم يتغير جهد شبكة الحجب .

على اية حال ، يمكن الحصول على استقرار أعلى لجهد الشبكة الحاجبة باستخدام مقسم الجهد المتكون من المقاومتين  $R_1$  و  $R_2$  الموصلتين على التوالي - الشكل (٣٤ ب). ففي هاتين المقاومتين - التي تزيد قيمتهما عن عدة عشرات الكيلو اومات - يمر باستمرار

تيار قدره  $\left( I_D = \frac{V_{PP}}{R_1 + R_2} \right)$  ويكون الجهد الحاجب والناجم عن مرور هذا التيار مساويا لـ  $I_D R_1$  .



الشكل (٣٣ ب) في دائرة الصمام الرباعي  $R_2, R_1$

على الرغم من ان الدائرة ذات الجزء للجهد - الشكل ٣٤ - غير اقتصادية لكون التيار  $I_D$  ضاراً وغير نافع - الا انها تكفل استقراراً عالياً لجهد الشبكة الحاجبة ذلك لان التيار  $I_D$  لا يعتمد على نظام تشغيل معين للصمام وكلما كان التيار  $I_D$  اكبر بالمقارنة مع  $I_s$  كان الجهد  $V_s$  أكثر استقراراً .

ج- تم ربط المتسعة  $C_s$  بين الشبكة الحاجبة والارضية . ان وظيفة هذه المتسعة هو للحفاظ على قيمة الجهد المستمر للشبكة الحاجبة ( $V_s$ ) ثابتا ( لا تستطيع مركبة التيار المستمر من المرور خلال هذه المتسعة بينما تكون متصلة بالارض في الوقت نفسه بالنسبة



لمركبة التيار المتناوب والناجح - كما ذكرنا - عن تسليط جهد الشبكة المتناوب الذي يؤدي بدوره الى احداث تغير في التيار المار من المهبط الى المصعد). وعليه فان وجود المتسعة  $C_s$  سوف يعمل على امرار كل التموج الحاصل في  $V_s$  الى الارضية وبذلك تحجب التغذية الخلفية الى حد كبير. يتم حساب قيمة  $C_s$  من المعادلة

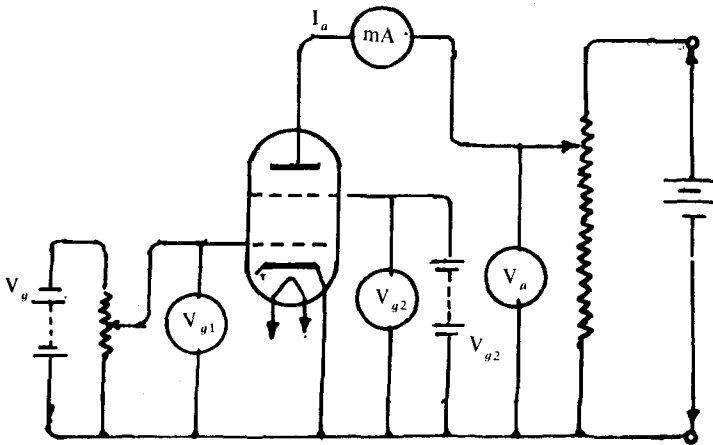
$$10 \times c_s = R_s \quad \dots (24)$$

$$C_s = \frac{5}{\pi f R_s} \quad \dots (25)$$

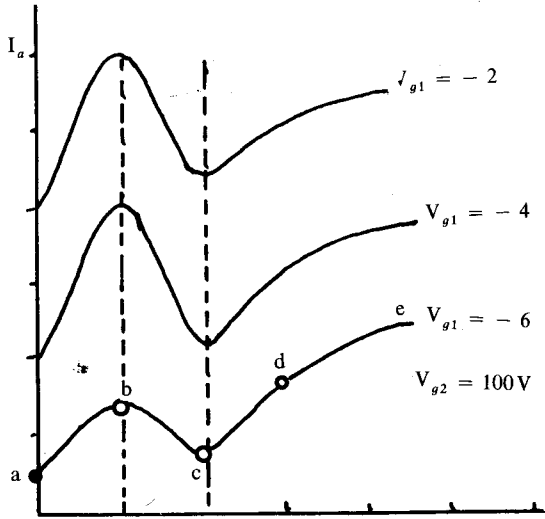
حيث يمثل  $f$  اقل تردد للموجة الداخلة  $v_g$ .

### 3-13 مميزات الصمام الرباعي :

بالامكان الحصول على مجموعة المنحنيات المسماة بمنحنيات خواص المصعد للصمام الرباعي من خلال دراسة التغير في  $I_a$  مع الجهد  $V_a$  عند تثبيت جهد الشبكة  $V_g$  عند قيمة معينة لكل منحني وكذلك عند وضع جهد الشبكة الحاجبة  $V_s$  عند قيمة معينة تكون ثابتة لجميع الحالات وبين الشكل ( ٣٤ ) دائرة الصمام الرباعي المناسبة لدراسة مميزاته والحصول على منحنيات الخواص المبينة في النكل ( ٣٥ ).



الشكل ( ٣٤ ) - الدائرة العملية لدراسة منحنيات الخواص للصمام الرباعي



الشكل (٣٥) - منحنيات الخواص للصمام الرباعي

أ - على الرغم من أن  $V_a$  أقل من  $V_s$  في البداية على الأقل - فإن تيار المصعد يستمر في الزيادة مع زيادة الجهد  $V_a$  - الجزء  $ab$  من المنحنى . ذلك لأن معظم الإلكترونات تستطيع النفاذ خلال كل من  $G_2$  و  $G_1$  وصولاً إلى المصعد .

ب - مع زيادة  $V_a$  يبدأ تيار المصعد بالنقصان بدلاً من الزيادة - الجزء  $bc$  - ومولداً انبعاثاً في منحنى الخواص ويمكن أرجاع هذا النقصان في تيار المصعد إلى ظاهرة الانبعاث الثانوي للإلكترونات secondary emission . ذلك أن اصطدام الإلكترونات ذات السرعة العالية بالمصعد سوف يؤدي إلى انبعاث إلكترونات أخرى من سطح المصعد . وعلى الرغم من أن هذا يحدث أيضاً في الصمام الثلاثي إلا أن هذه الإلكترونات الثانوية لا تسبب أي اضطراب في تيار المصعد ذلك لأن جهد الشبكة السالب - في هذا الصمام يعمل على أرجاع هذه الإلكترونات إلى المصعد . أما في الصمام الرباعي فإن الشبكة الحاجبة ذات الجهد الموجب تجذب هذه الإلكترونات فتسبب سريان تيار معاكس لتيار المصعد وذلك في حالة كون جهد المصعد أقل من جهد الشبكة الحاجبة وبذلك فإن تيار المصعد يقل بدلاً من أن يزيد

ج - يعود التيار مرة أخرى إلى الزيادة عند زيادة جهد المصعد - انظر الجزء  $cd$  - ذلك أن زيادة هذا الجهد إلى القيمة التي يكون معها أكبر من جهد الشبكة الحاجبة ،

سوف تمكنه من تسليط قوة جذب على الالكترونات الثانوية اكبر مما يديه جهد الشبكة الحاجة وبذلك يتوقف سريان التيار المعاكس وتزداد لذلك قيمة تيار المصعد .

د- عند الاستمرار في زيادة  $V_a$  فان  $I_a$  يستمر في الزيادة ولكن بصورة اقل مما هي عليه في السابق الى ان يثبت عند قيمة معينة لا يتعداها على الرغم من الاستمرار في زيادة  $V_a$  . ذلك لان  $V_a$  يصل الى القيمة التي يصبح معها قادرا على جذب جميع الالكترونات المنبعثة من المهبط وحيث ان عدد هذه الالكترونات هو محدود لذا فان التيار سوف يثبت عند هذه القيمة ولا يتعداها - الجزء de .

### 14 - 3 ثوابت الصمام الرباعي

لا تختلف ثوابت الصمام الرباعي من حيث المعنى عن مثيلاتها في الصمام الثلاثي ، الا ان هناك بطبيعة الحال اختلافاً في قيمتها وستعرض لهذه الثوابت على التعاقب .

أ- مقاومة المصعد المتغيرة ( $r_a$ ) : - بسبب من الحجب الذي تحدثه الشبكة الحاجة ، لذا فان تأثير جهد المصعد سيكون اقل مما هو عليه في الصمام الثلاثي على تيار المصعد . وبذلك فان  $\left( \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a} \right)$  سيكون اكبر مما هو عليه في الصمام الثلاثي وتراوح قيمة  $r_a$  للصمام الرباعي ما بين 70 الى 100 كيلو أوم .

ب- عامل التكبير ( $\mu$ ) : ذكرنا توباً ان تأثير  $V_a$  على  $I_a$  أصبح اقل مما هو عليه في الصمام الثلاثي بعد ادخال الشبكة الحاجة و عليه فان هذا يعطي موقعاً أفضل لشبكة السيطرة للتحكم بالتيار و عليه فان  $\left( \frac{\Delta v_a}{\Delta v_g} \right)$  يكون اكبر للرباعي كما هو للثلاثي هذا وان قيمة ( $\mu$ ) تكون في حدود (500) مقارنة بتلك التي للصمام الثلاثي (100) .

ج- التوصيلية التبادلية ( $g_m$ ) : - لدينا من المعادلة (14) وان :

$$g_m = \frac{\Delta i_a}{\Delta v_g} \quad \dots (14)$$

او ان

$$g_m = \frac{\Delta i_a}{\Delta v_a} \cdot \frac{\Delta v_a}{\Delta v_g} \quad \dots (26)$$

لدينا ان  $r_a = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a}$  وكذلك  $\mu = \frac{\Delta v_a}{\Delta v_g}$  وعليه فان المعادلة (26) تصبح بالصورة

$$g_m = \frac{\mu}{r_a} \quad \dots (27)$$

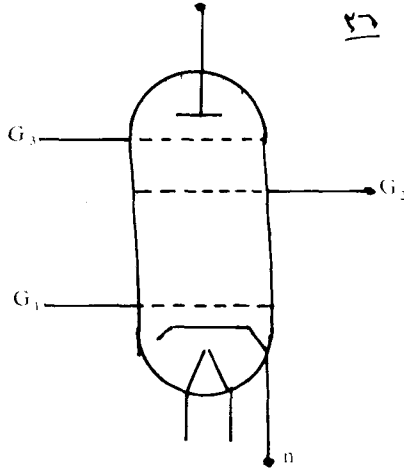
وبما ان  $\mu$  و  $r_a$  كبيران لذا فان قيمة  $g_m$  سوف لا تتغير كثيراً عما هي عليه في الصمام الثلاثي . وفي الحقيقة تكون اقل بقليل في الصمام الرباعي مما هي عليه في الصمام الثلاثي وتكون في حدود 1 الى 1.5 ملي مهو .

### 15 - 3 الصمام الخماسي The Pentode

على الرغم من ان ادخال الشبكة الحاجية في الصمام الرباعي قد عمل على زيادة الحواجز بين المصعد وشبكة السيطرة مما ادى الى التقليل من قيمة سعة المصعد - الشبكة ، الا ان امتلاك الصمام الرباعي لمقاومة سالبة ، بسبب من النقصان الحاصل في تيار المصعد نتيجة لحدوث ظاهرة الانبعاث الثانوي ، يحد من كثرة استعماله الا في بعض الاغراض العملية الخاصة ومنها البث الراديوي .

على أية حال لالغاء تأثير ظاهرة الانبعاث الثانوي غير المرغوب فيها في الصمام الرباعي يتم ادخال شبكة ثالثة الى هذا الصمام بين المصعد والشبكة الحاجية تدعى بالشبكة المخمدة ( suppressor grid ) وهذا يعطي صماماً بخمسة اقطاب يدعى بالخماسي ( pentode ) - انظر الشكل (36) . ومن الجدير بالذكر ان هذه الشبكة تكون عادة غير كثيفة لذا فهي لا تضعف تأثير المصعد بنفس القوة التي تضعفه بها شبكة الحجب . وبهذا فان الصمام الخماسي يحتوي على مهبط ومصعد وثلاث شبكات : تدعى القريبة منها المهبط بشبكة السيطرة  $G_1$  والتي تليها بالشبكة الحاجية  $G_2$  اما الثالثة فتسمى بالشبكة المخمدة  $G_3$  وتربط هذه الاخيرة الى المهبط وتعمل على :

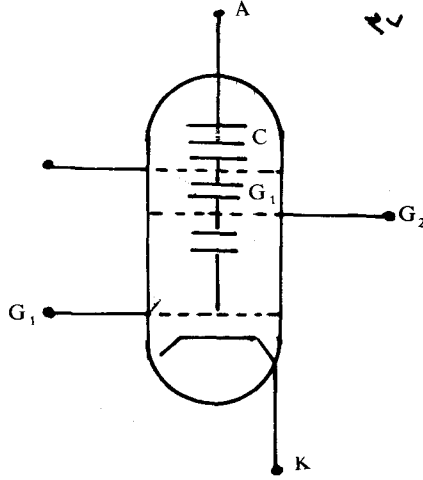
أ - ازالة تأثير ظاهرة الانبعاث الثانوي للالكترونات على عمل الصمام الخماسي ذلك لان ربطها الى المهبط سيجعل من جهدها سالبا بالنسبة الى المصعد وبذلك فأن الالكترونات الثانوية المتولدة عند المصعد سوف لن تصل الى الشبكة الحاجية وانما تعود ، ثانية الى المصعد من جراء التنافر بينها وبين الشبكة الحانقة وعليه فان ظاهرة الانبعاث الثانوي ، سوف تزول وان الانبعاث الحادث في منحنيات الصمام الرباعي سوف يختفي .



الشكل (٣٦) : - الرمز المتداول للصمام الخماسي

ب - زيادة عامل التكبير . وذلك لأن ادخال الشبكة الخائقة في الصمام الخماسي سوف يقلل من تأثير جهد المصعد على تيار المصعد بحيث ان هذا الاخير لا يتغير كثيرا عند زيادة جهد المصعد كما هو عليه الحال في الصمام الثلاثي ومن ذلك نستنتج ان مقاومة المصعد ( $r_m$ ) تكون عالية جدا في الصمامات الخماسية وتتراوح بين 0.1 و 2 ميكاوم . كذلك فان هذا الادخال سوف يعطي شبكة السيطرة موقعا افضل للتحكم بمرور تيار المصعد مما يعني زيادة عامل التكبير . هذا وتتراوح قيمة عامل التكبير ( $\mu$ ) في الصمامات الخماسية بين 100 الى 10000 . اما قيمة معامل التوصيل  $\mu_{m3}$  فانها مشابهة لتلك التي في الصمام الثلاثي . اذ تتراوح في الصمامات الخماسية بين 1 الى 50 ملي أمبير لكل فولت .

ج - تقليل سعة المصعد - الشبكة ( $C_{m3}$ ) . وذلك عن طريق خلق متسعة اضافية تكون على التوالي مع  $C_1$  و  $C_2$  - الشكل (٣٧) - ان هذا النقصان الكبير في قيمة ( $C_{m3}$ ) سوف يعمل على الغاء ظاهرة التغذية الخلفية . وبهذا فان الصمام الخماسي يستخدم كمكبر للاشارات ذات الترددات العالية جدا ( وكذلك الترددات السمعية ) حيث يتعذر استعمال الصمام الثلاثي من الناحية العملية عند مثل هذه الترددات .



الشكل (٣٧) : - المتسعات في الصمام الخماسي

### 16-3 مميزات الصمام الخماسي :

يبين الشكل (٣٨) دائرة نموذجية تم فيها ربط الصمام الخماسي ، ويلاحظ في هذه الدائرة ما يأتي :-

أ- تم ربط الشبكة المخمدة الى المهبط وبذلك اصبح جهدها مساويا لجهد المهبط وسالبا بالنسبة الى جهد المصعد .

ب- تم الحصول على جهد الشبكة الحاجية من المصدر  $V_{pp}$  بدلا من استخدام مصدر آخر . ويمكن ربط الشبكة هذه الى  $V_{pp}$  مباشرة اذا كان المطلوب ان جهد التشغيل لهذه الشبكة مساويا لـ  $V_{pp}$  ، اوربطها خلال  $R_s$  اذا كان جهد التشغيل المطلوب هو اقل من  $V_{pp}$  . هذا ويمكن حساب  $R_s$  بالطريقة الآتية :

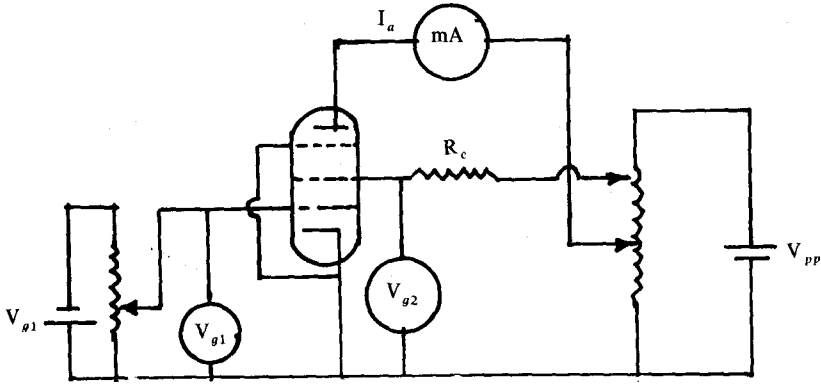
أفرض ان  $V_{pp} = 250$  فولت وان جهد التشغيل المطلوب للشبكة الحاجز ، هو 100 فولت لذا فان مقدار الهبوط في الجهد حول  $R$  يكون مساوية لـ 150 فولت ، عليه فان  $R_s = \frac{150}{4} = 37.5$  ، فاذا كان  $V_g = 4$  - فولت وكان تيار الحجب مساويا

تيار الحجب

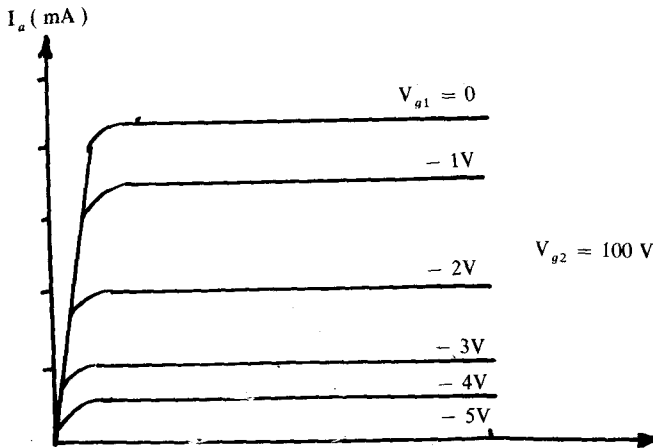
لـ 1.5 ملي امبير فان  $R_s$  تكون مساوية لـ 100 كيلو أوم .

يبين الشكل ( ٣٩ ) مجموعة من منحنيات الخواص لتصمام خماسي نموذجي ،  
ملاحظة هذه المنحنيات نستطيع القول بما يأتي :-

أ- بعد قيمة معينة لـ  $V_a$  - يدعى جهد العتبة - يلاحظ ثبوت تيار المصعد عند قيمة معينة ويصبح غير معتمد على هذه الفولتية . لذا فان الخماسي يمكن اعتباره مصدراً للتيار الثابت ويكون عمل الخماسي - كمكبر - عادة في هذه المنطقة .



الشكل (٣٨) :- الدائرة العملية لدراسة منحنيات الخواص لتصمام الخماسي



الشكل (٣٩) :- منحنيات الخواص لتصمام الخماسي

ب- اختفاء الانبعاج في هذه المنحنيات مما يدل على اختفاء ظاهرة الانبعاج الثانوي.

ج- ان العلاقة بين  $V_a$  و  $I_a$  ، قبل جهد العتبة ، تكون غير خطية .

واخيراً لابد من ان نذكر ان هناك صمامات ذات اقطاب اكثر من خمسة كالسداسي hexode والسباعي heptode والثماني octode وقد يحتوي الغلاف الواحد على عدد من العناصر التي تكون صمامين او اكثر يمكن ان يستخدم كل صمام منها في غرض معين ويوصل بدائرة خاصة به في انفصال تام عن بعضها الاخر .



## اسئلة ومسائل

- (1) اذكر مكونات الصمام الثنائي المفرغ ثم اشرح وظيفة كل عنصر.
- (2) علل ما يأتي  
أ - التسخين غير المباشر افضل من التسخين المباشر .  
ب - الفتائل المطعمة أفضل من غيرها .  
ج - يفضل تفريغ الصمام تفريغاً جيداً .  
د - يصعب الحصول على تفريغ تام .
- (3) اشرح بالتفصيل الكيفية التي تؤثر فيها وجود الشوائب في المواد على التقليل من دالة الشغل لهذه المواد .
- (4) اشرح بالتفصيل الخطوات اللازمة للحصول على تفريغ جيد .
- (5) ما المقصود بشحنة الفراغ . وضح تأثيرها على تيار الصمام الثنائي ؟
- (6) اشتق المعادلة رقم (1) .
- (7) لماذا لايزداد تيار الانود خطياً مع جهد الانود ؟ وضح ذلك
- (8) ارسم الدائرة العملية على مميزات الصمام الثنائي المفرغ ثم اشرح وظيفة كل عنصر فيها .
- (9) وضح بالتفصيل تأثير درجة الحرارة على شكل منحى الخواص للصمام الثنائي المفرغ .
- (10) لماذا يصل تيار الانود الى حالة الاشباع في حالة المهابط الاعتيادية ولا يحدث ذلك في المهابط المغطاة بالاكاسيد .
- (11) ما المقصود بثوابت الصمام . عددها ثم بين فوائدها .
- (12) ما الفرق بين  $R_a, r_a$  . وضح ذلك .
- (13) اذكر مكونات الصمام الثلاثي . ثم اشرح وظيفة كل عنصر .
- (14) بين كيف يتأثر ارتفاع حازر الجهد مع تغير الجهد الشبكي .
- (15) لماذا يكون ادخال الشبكة ضرورياً للحصول على عملية التكبير ؟ وضح بالتفصيل
- (16) اشرح تأثير الشبكة على المجال الكهربائي للمهبط .
- (17) ما المقصود بالخواص الساكنة . ارسم الدائرة المناسبة للحصول عليها .
- (18) ما المقصود بالخواص الحركية . ارسم الدائرة المناسبة للحصول عليها .
- (19) عرف خط الحمل المستمر ثم وضح كيف يتم تعيينه .

(20) ما المقصود بثوابت الصمام الثلاثي ؟ وضح ذلك ثم بين تأثيرها على عمل الصمام الثلاثي .

(21) اذكر أهم استعمالات الصمام الثلاثي .

(22) اشرح معنى الشكل (24)

(23) عدد أهم طرق انحياز الصمام الثلاثي وفاضل بينهما . اختر الطريقة المناسبة

(24) اذكر أهم محاسن وعيوب الصمام الثلاثي

(25) ما المقصود بالشكل 30، اشرح بالتفصيل

(26) ما الصمام الرباعي وما السبب الذي ادى الى ظهوره

(27) ما وظيفة كل من  $\bar{R}_1$  و  $R_2$  و  $C_2$  في الشكل (34)

(28) اشرح سبب ظهور الشكل (35) بهذه الصورة

(29) قارن بين ثوابت الصمام الرباعي والثلاثي .

(30) ارسم منحنيات الخواص للصمام الخماسي ثم اشرح بالتفصيل سبب ثبوت

التيار بعد قيمة معينة للجهد

(31) مكبر ثلاثي بعامل تكبير قدره 20 ومقاومة انود (a.c)  $10k\Omega$  . اذا كانت مقاومة

الحمل تساوي  $15k\Omega$  . فاحسب الكسب في الفولتية لهذا المكبر .

(32) اذا استبدلت المقاومة في السؤال (31) بملف خانق ذي مقاومة  $20Kn$  وحثية

$7500mH$  عند التردد  $600KHZ$  فما هي الفولتية الخارجة .

(33) اذا كان تيار الانود لصمام ثلاثي يساوي  $4.5mA$  عند  $V_{pp} = 300V$  و  $V_g = -10V$

فاذا قللت  $V_{pp}$  الى  $250V$  وزيد  $V_g$  الى  $(-7.5V)$  وبقي التيار ثابتا . فاحسب

معامل التكبير لهذا الصمام .

(34) اذا كانت التوصلية التبادلية لصمام ثلاثي هي  $1.5mA/V$  وكانت مقاومة

الانود  $12k\Omega$  فاحسب معامل التكبير .

(35) ثلاثي تيار انود  $10mA$  عند  $V_{pp} = 200V$  و  $V_g = 0V$  . اذا ما قللت  $V_g$

الى  $-4V$  و  $V_{pp}$  الى  $100V$  فان التيار يصبح عندها  $5mA$  جد (أ) مقاومة

الانود (ب) معامل التكبير (ج) التوصلية التبادلية

(36) ما هي وظيفة  $C_k$  و  $R_k$  وكيف يتم حسابها ؟

(37) كيف يتم حساب مقاومة الحجب ؟

(38) اذا كان تيار الانود يزداد بالمقدار  $0.2$  ملي امبير عند تغير  $V_g$  بمقدار  $1$  فولت

فما هو التغير في  $V_{pp}$

(39) اذا كان تيار الانود في دائرة الصمام الثلاثي يتغير تبعاً للعلاقة

$$i_a = 41 (V_p + 10V_g) \times 10^{-6} \text{ A}$$

فاحسب (أ) معامل التكبير (ب) التوصلية التبادلية (ج) المقاومة  $r_a$

(40) في مكبر صمام ثلاثي اذا تغير  $V_g$  من -4 الى -6 فولت فان التيار  $I_a$  سوف يتغير من 5 الى 10 ملي أمبير مؤدياً الى تغير في فولتية الانود من 80 الى 100 فولت

احسب مقاومة الحمل المربوطة مع هذا المكبر وكذلك  $V_{pp}$

(41) مكبر صمام ثلاثي يعمل عند  $V_g = -4\text{V}$  و  $V_{pp} = 150\text{V}$  ويكون التيار  $I_a = 7\text{mA}$

الان اذا تغيرت  $V_g$  الى  $-7\text{V}$  و  $V_{pp}$  الى  $210\text{V}$  فان  $I_a$  يصبح  $4\text{mA}$

احسب (أ)  $R_L$  و  $V_{pp}$  (ب) اذا كان  $\mu = 20$  فما هو التغير اللازم في  $V_{pp}$

للحصول على تيار أنود (7mA)

# الفصل الرابع

## فيزياء اشباه الموصلات

### Semiconductor Physics

#### 1-4 المقدمة :

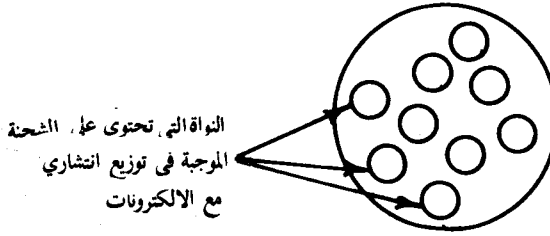
تحضى المواد شبه الموصلة في الوقت الراهن ، بأهمية بالغة وذلك لاستخدامها في تصنيع معظم الاجهزة الالكترونية الحديثة . ان اي دراسة شاملة ومعمقة لهذه المواد لغرض فهم سلوكها الكهربائي ، يجب ان تبدأ بالتركيب الذري للمواد وذلك لغرض الوقوف على أهم النماذج الذرية مروراً بنموذج تومسون ووصولاً الى انموذج النظرية الكمية للذرات .

ان انموذج النظرية الكمية للذرات سوف يقود بالضرورة الى شرح نظرية الحزم للمواد ومن ثم التعرف على مخطط الطاقة الخاص بكل من الموصل والعازل وشبه الموصل . وحيث ان هذا الفصل مكرس لاشباه الموصلات لذا فان بقية الفصل ستكون خاصة بهذه المواد : الذاتية منها والشائبة وكذلك اوجه الاختلاف بينهما من حيث السلوك الكهربائي . سنتطرق في هذا الفصل ، ايضا ، الى نوعي التيار الذي يسريان في اشباه الموصلات : تيار الحمل الناتج عن حركة كل من الالكترونات والفجوات وتيار الانتشار الناتج عن انتشار الالكترونات والفجوات بسبب في الاختلاف الحاصل في تركيز كل منهما عند النقاط المختلفة في شبه الموصل .

## 2-4 نماذج الذرية الكلاسيكية Classical Atomic Models

- لقد ادى اكتشاف الالكترتون من قبل تومسون J. J. Thomson عام 1897 ، الى فهم اكبر من ذي قبل للتركيب الذري وذلك من خلال الاستنتاج .
- أ - بان جميع ذرات المواد تحتوي على هذه الالكترونات وحيث ان الالكترونات تمتلك شحنات سالبة وان الذرات ككل متعادلة كهربائياً لذا فان كل ذرة يجب ان تحتوي على عدد كاف من الشحنات الموجبة لتعادل الشحنات السالبة للالكترونات .
- ب - ان كتلة الالكترون صغيرة بحيث يمكن اهمالها بالنسبة لكتلة اخف ذرة مما يدل على ان معظم كتلة الذرة ناتجة عن كتل الجسيمات التي تحتويها النواة .

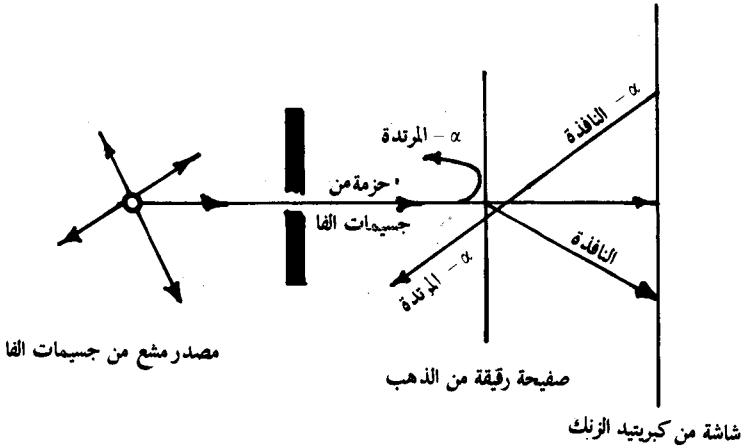
وعلى هذا لاساس فقد اقترحت عدد من النماذج الذرية التي تصف وضع الشحنات السالبة والموجبة داخل الذرة وكان من ابرزها نموذج تومسون للذرة والذي ينص على ان الذرات هي اجسام كروية منتظمة نصف قطرها حوالي ( $10^{-10}m$ ) تحمل شحنات موجبة مرصعة بالالكترونات - انظر الشكل (1)



الشكل (1) : نموذج تومسون

وعلى الرغم من اهمية التركيب الذري للمواد فان دراسة تجريبية لأنموذج تومسون لم تتم الا بعد مرور ثلاثة عشر عاما من تقديمه حيث اقام كل من كايفر ومارسدن Geiger and Marsden عام 1911 بناءً على توجيه من العالم ارنيست رادرفورد Rutherford ، بتجربة تم فيها استخدام جسيمات الفا  $\alpha$  particles المنبعثة من العناصر المشعة ( كعنصر الراديوم Ra على سبيل المثال كأداة فاحصة لتركيب الذرات .

ان النتيجة التي حصل عليها مايكرومارسدين تتلخص في ان معظم جسيمات الفا قد استطاعت اختراق الصفيحة الذهبية - انظر الشكل (٢) - بدون انحراف مما يشير الى ان معظم الذرة هوفراغ . الا انه لوحظ ايضا ان هناك عددا من هذه الجسيمات عانت انحرافات كبيرة جدا وبصورة غير متوقعة والحقيقة هي ان بعضا من هذه الجسيمات قد ارتدت بالاتجاه المعاكس بالنسبة لاتجاهها الاصلي . ولما كانت جسيمات الفا ثقيلة نسبياً ( اقل بحوالي 7000 مرة من كتلة الالكترن ) وان الجسيمات المستخدمة في التجربة سريعة جدا لذا فانه من البديهي الاستنتاج بان هناك قوة كبيرة جدا أثرت على هذه الجسيمات وعملت على ارتدادها في الاتجاه المعاكس بالنسبة لاتجاهها الاصلي

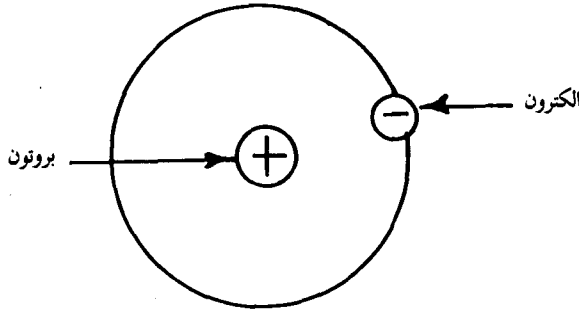


الشكل ( 2 ) تجربة رادرفورد

لتفسير هذه النتائج والتي عرفت باستطارة رادرفورد افترض هذا الاخير وجود مجال كهربائي قوي داخل الذرة وان كل جسيم من الفا انحرف عن اتجاهه كان بتأثير

مجال ذرة واحدة . لتعليل وجود مثل هذا المجال الكهربائي افترض رادرفورد ان جميع شحنة الذرة الموجبة وكتلتها متجمعة في حجم صغير جدا من الذرة سماه بالنواة وان الالكترونات تمثل الحيز الموجود خارج النواة - انظر الشكل (٣) .

ان تقديرات علوية بسيطة لشدة المجال الكهربائي توضح لنا الفارق الكبير بين انموذج ثومسن وانموذج رادرفورد للذرة . فلوافترضنا ان الشحنة الموجبة في ذرة الذهب



الشكل (٣) : - انموذج راذرفورد للذرة

في انموذج ثومسن ، منتشرة بصورة متجانسة في جميع حيز الذرة واهملنا تأثير شحنة الالكترونات السالبة لوجدنا ان اقصى قيمة لشدة المجال الكهربائي في هذه الذرة حوالي  $(10^{13} \text{V/m})$  . من ناحية اخرى لو درسنا شدة المجال الكهربائي على سطح نواة ذرة الذهب لراذرفورد لوجدناه يزيد على  $(10^{21} \text{V/m})$  اي هو اكبر بحوالي  $10^8$  مرة من شدة المجال الكهربائي في انموذج ثومسن . ان هذا المجال الكهربائي الشديد يستطيع ان يولد انحرافاً كبيراً في مسار جسيمات الفا السريعة التي تقترب من الذرة على حين لا يستطيع المجال الكهربائي الضعيف في ذرة ثومسن ان يولد مثل هذه الانحرافات .

### 3-4 انموذج بور Bhor Model

لقد رأينا توا ان انموذج راذرفورد للذرة يفترض ان الذرة تتكون من نواة ثقيلة موجبة متمركزة في حيز صغير جدا في مركز الذرة تحيط بها الكترونات كافية على مسافة كبيرة نسبياً حيث تظهر الذرة ككل متعادلة وان الالكترونات في هذا الانموذج يجب ان تكون متحركة والا فانها لن تستطيع المحافظة على استقرارها بسبب وجود القوة الكولومية التي تجذبها نحو المركز وكمثال جيد على هذا الانموذج الذري دعنا نأخذ ذرة الهيدروجين هذه الذرة تتكون من نواة موجبة الشحنة « البرتون » والكثرون واحد يدور حولها . وعلى فرض ان مدار هذا الالكثرون هو دائري لذا فان القوة المركزية  $(F)$  المتولدة بسبب من القوة الكولومية تكون مساوية - حسب قانون نيوتن الثاني للحركة - لكتلة

$$\text{الالكترونات مضروبة بالتعجيل المركزي} \left( \frac{v^2}{r} \right) . \text{ اي ان}$$

$$F = m \frac{v^2}{r} = \frac{e^2}{4\pi\epsilon_0 r^2} \quad \dots (1)$$

هي القوة التي تجعل الالكترون يدور حول النواة في مدار مستقر .

فضلا عن هذا فان الالكترون يمتلك طاقة كامنة (V) ايضا ، وذلك لوقوعه على مسافة r من النواة تكون مساوية لـ  $(-e^2/4\pi\epsilon_0 r)$  . وحيث ان الطاقة الكلية لاي جسم تساوي الطاقة الحركية  $\left(\frac{1}{2}mv^2\right)$  زائداً طاقته الكامنة لذا فان الطاقة الكلية (W)

للالكترون تكون مساوية لـ

$$W = \frac{1}{2}mv^2 - \frac{e^2}{4\pi\epsilon_0 r} \quad \dots (2)$$

وعند التعويض عن قيمة v من المعادلة (1) في المعادلة (2) نحصل على

$$W = -\frac{e^2}{8\pi\epsilon_0 r} \quad \dots (3)$$

هذه المعادلة توضح ان الطاقة الكلية للالكترون في الذرة هي سالبة وهذه النتيجة ضرورية كي يبقى الالكترون مرتباً بالذرة ولو كانت W اكبر من الصفر لامتلك الالكترون طاقة كافية لينفصل كلياً عن مجال تأثير النواة .

على اية حال ، تشير النظرية الكهرومغناطيسية الكلاسيكية الى ان شحنة معجلة تستطيع بعث طاقة على شكل موجات كهرومغناطيسية وان الكترونا متحركاً في منحنى يكون في حالة تعجيل ولذلك فانه يفقد الطاقة باستمرار مما يجعله يتجه بمسار حلزوني نحو النواة الامر الذي يؤدي بالتالي الى اختفاء الالكترون ( سقوطه في النواة ) وعدم استقرارية الذرة وكذلك الى ظهور طيف مستمر ( نتيجة للنقصان في نصف قطر الدوران وزيادة في اهتزاز الالكترون مما ينتج عنهما زيادة في تردد الاشعاع المنبعث ) بدلا من خطوط حادة او كما هو مشاهد عمليا .



على الرغم من ان توقعات النظرية الكهرومغناطيسية تتفق مع الكثير من النتائج العملية الا انها مع ذلك لاتتفق مع وجود الذرة في حالة الاستقرار . ان السبب الكامن وراء فشل قوانين الفيزياء الكلاسيكية في تفسير التركيب الذري هو ان هذه القوانين تتعامل مع الاشياء على انها اما موجات او جسيمات من دون أي ازدواجية وبالتالي فان الوصول الى حقيقة التركيب الذري يفرض علينا ان نأخذ بنظر الاعتبار هذه الازدواجية الجسمية والموجية وهذا ما فعله بور Bhor حين وضع انموذجه للتركيب الذري الذي يجمع بين الفيزياء الكلاسيكية والفيزياء الحديثة ومن ثم استطاع هذا النموذج ان ينجز جزءاً من هذه المهمة بنجاح .

قام بور عام ١٩١٣ بوضع فرضيتين اساسيتين هما .

اولا :- ان الالكتران يدور حول النواة بصورة مستمرة ومن دون ان يشع طاقة ، اذا كان مداره يحوي على عدد كامل من اطول موجة ديبرولي للالكتران .

هذه الفرضية تمثل فكرة اولية لفهم التركيب الذري وهي فرضية تجمع ما بين الصفات الجسمية والموجية للالكتران . ذلك لان الطول الموجي للالكتران يتم حسابه بدلالة السرعة الكلاسيكية للالكتران اللازمة لمعادلة القوة الكولومية التي تجذبه نحو النواة . او بعبارة اخرى ان :

$$\lambda = \frac{h}{mv} \quad \dots (4)$$

وعند التعويض عن  $v$  من المعادلة (1) نحصل على

$$\lambda = \frac{h}{e} \sqrt{\frac{4\pi \epsilon_0 r}{m}} \quad \dots (5)$$

وحيث ان مدار الالكتران هو محيط دائري نصف قطره  $r$  ويساوي  $2\pi r$  لذا فان شرط الحصول على مدار مستقر هو

$$n\lambda = 2\pi r \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad \dots (6)$$

حيث يدعى العدد  $n$  بالعدد الكمي quantum number للمدار و  $r_n$  نصف قطر المدار الذي يحتوي على  $n$  من الاطول الموجية . وعند التعويض عن  $\lambda$  من المعادلة (5) في المعادلة (6) نحصل على

$$-\frac{nh}{e} \sqrt{\frac{4\pi \epsilon_0 \Gamma_n}{m}} = 2\pi r_n \quad \dots (7)$$

وعليه فان انصاف اقطار المدارات المستقرة للالكترون تكون

$$r_n = \frac{n^2 h^2 \epsilon_0}{\pi m e^2} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad \dots (8)$$

وعند التعويض عن  $n = 1$  نحصل على اصغر مدار  $r_1$  في الذرة وفي ذرة الهيدروجين على سبيل المثال ، يكون مساويا لـ

$$r_1 = 0.53 \times 10^{-10} \text{ m}$$

وهذه القيمة لنصف قطر الذرة تتفق كثيرا مع القيمة المستنبطة من طرق اخرى . اما المدار التالي المتاح للالكترون فله نصف قطر مقداره .

$$r_2 = n^2 r_1 \quad (9)$$

او ان

$$r_2 = 2.12 \times 10^{-10} \text{ m}$$

جميع انصاف الاقطار بين  $r_1$  و  $r_2$  محظورة وبغض النظر عن سرعته فان اي الكترون لا يستطيع ان يبقى في مدار مستقر اذا كانت قيمة نصف القطر تتراوح بين  $r_1$  و  $r_2$  والسبب اي ان الكترون يصلح فقط لمدار يكون محيطه مساويا لطول موجة ذلك الالكترون او مضاعفاته ( $n\lambda$ )

الان وعند التعويض عن  $r_n$  من المعادلة (8) في المعادلة (3) نحصل على

$$W_n = - \frac{me^4}{8\epsilon_0^2 h^2} \left( \frac{1}{n^2} \right) \quad n = 1, 2, 3 \quad \dots (10)$$

تشير المعادلة (10) الى ان مدارات الالكترون المختلفة تتضمن طاقات مختلفة وطاقة الالكترون  $W_n$  تحدد بنصف قطر المدار  $r_n$  او بعبارة اخرى بالعدد الكمي الاساسي ( $n$ ) . هذه الطاقات تمثل مستويات الطاقة levels energy للذرة - انظر الشكل (4)

ان ادنى مستوى طاقة  $E_1$  يدعى بالمستوى الارضي ground state للذرة على حين تدعى المستويات العليا  $E_2$  و  $E_3$  و  $E_4$  ... بالمستويات المثيجة excited states

لقد استطاع هذا العالم من صياغة معادلة تفاضلية موجية لوصف سلوك الالكترون عند وقوعه تحت تأثير قوة خارجية اي تحت تأثير مجال جهد  $U(x, y, z)$  ان مهمة ميكانيك الكم تلخص في حساب دالة الموجة ( $\psi$ ) لجسيم يقع تحت تأثير قوة خارجية وان حل معادلة شرودينكر لنظام معين يعني ايجاد هذه الدالة  $\psi$ . وعلى الرغم من ان  $\psi$  ليس لها معنى فيزيائي فان مربع قيمتها المطلقة  $|\psi|^2$  عند نقطة ولحظة معينتين تتناسب مع احتمالية مشاهدة الجسيم عند تلك النقطة واللحظة المعينة. فعلى سبيل المثال عند التعويض عن الطاقة الكامنة بـ  $\left(-\frac{e^2}{4\pi\epsilon_0 r}\right)$  لالكترون ذرة

الهيدروجين في معادلة شرودينكر فاننا سنجد ان حل هذه المعادلة يؤدي بنا الى علاقة تمثل طاقة الكترن مرتبط بالذرة تساوي تماما مستويات الطاقة التي يتم الحصول عليها من نظرية بور لذرة الهيدروجين. اي ان

$$E_n = -\frac{me^4}{32\pi^2\epsilon_0^2 h^2} \left(\frac{1}{n^2}\right) \quad (14)$$

حيث ان

$$\hbar = \frac{h}{2\pi}$$

مما يجدر ملاحظته في المعادلة (14) ان العدد الكمي ( $n$ ) قد ظهر فيها بصورة تلقائية كأحد نتائج حل معادلة شرودينكر. من جهة اخرى ونتيجة للدراسة العميقة لنتائج حلول معادلة شرودينكر فقد وجد أن الالكترونات التي تمتلك نفس العدد الكمي ( $n$ ) تتجمع حول النواة في قشرة shell. ذات مستويات طاقة مختلفة مما ادخل مفهوما جديدا وهو وجود القشرة الثانوية subshell بسبب من امتلاك الالكترن لعدد كمي آخر هو العدد الكمي المداري ( $l$ ). بحيث ان  $l$  يأخذ القيم

$$l = 0, 1, 2, 3, \dots, n - 1.$$

وعليه فان لكل قيمة للعدد  $n$  اكبر من واحد هناك مجموعة عديدة لقيم  $l$  وكل قيمة ترتبط مع حالة مدارية معينة لجميعها نفس الطاقة (تعتمد الطاقة على العدد الكمي الرئيسي  $n$ ).

كذلك يرتبط العدد الكمي المداري ( $l$ ) مع الزخم الزاوي للالكترن ( $L$ )

ويحدد قيمته . وحيث ان الزخم الزاوي هو كالزخم الخطي ، كمية متجهة لذا فانه يمتلك مقداراً واتجاهاً . ان الالكترون يدور حول النواة يكون حلقة صغيرة من تيار يكون بدوره مجالاً مغناطيسياً يشبه مجال ثنائي قطب مغناطيسي . وبالتالي فان الالكترون ذرياً ذا زخم زاوي سوف يتفاعل مع مجال مغناطيس (B) خارجي عندما يوضع فيه ويحدد العدد الكمي المغناطيسي  $m_l$  مركبة L باتجاه المجال . وتكون القيم المسموحة لـ  $m_l$  التابعة لقيمة معينة لـ l ممتدة بين  $l + 1$  و  $l - 1$  مارة بالقيمة صفر ، هي

$$m_l = -l, (-l + 1), \dots, (l - 1), l$$

ومرة أخرى تستطيع القول ان لكل قيمة للعدد (n) اكبر من واحد هناك مجموعات عديدة لقيم l و  $m_l$  وكل مجموعة ترتبط مع حالة مدارية معينة لجميعها نفس الطاقة .

على الرغم من ان الأعداد الكمية الثلاثة المارة الذكر ، قد ظهرت بصورة تلقائية عند حل معادلة شرودينكر لذرة الهيدروجين ومانتج عنها من ادخال مفاهيم جديدة ساعدت كثيراً على فهم افضل للبناء الذري الا ان النظرية الكمية تبقى قاصرة عن اعطائنا جميع صفات هذه الذرة او تلك من دون ادخال عدد كمي رابع ( $m_s$ ) الذي يشير الى وجود زخم زاوي ذاتي ( بسبب من البرم الالكتروني electron spin ) للالكترون وكذلك ادخال مبدأ الاستبعاد exclusion principle الناتج عنه .

هذا وقد وجد ان  $m_s$  يأخذ القيمتين اما  $\left(+\frac{1}{2}\right)$  او  $\left(-\frac{1}{2}\right)$  ليشير الى اتجاه البرم اما باتجاه مواز للمجال المغناطيسي أو بعكس اتجاه هذا المجال .

#### 4-4-1 مبدأ الاستبعاد لباولي Pauli's exclusion principle

على الرغم من أن عنوان هذا البند هو « نموذج الميكانيك الموجي » الا أن الإشارة اليه لم تتم على نحو صريح وإنما كان كلامنا منصبا بالدرجة الأساس على الأعداد الكمية الأربعة  $n, l, m_l, m_s$  . والسؤال الان هو : ما علاقة هذه بذلك ؟

في سنة ١٩٢٥ وضع باولي مبدأ يعرف الان « بمبدأ الاستبعاد لباولي » يستخدم لتخصيص الأعداد الكمية الى الالكترونات في الذرة وينص هذا المبدأ على أن : لا يمكن ان يوجد الكترونان في الذرة بنفس الحالة الكمية . او بعبارة أخرى : لا يمكن لأكثر من

الكترن واحد في ذرة ان يأخذ نفس الحالة الكمية وعليه فان قيم الاعداد الكمية الاربعة يجب ان تختلف من الكترن الى آخر .

4-4-2 التركيب الالكتروني : Electronic structure :-

لوافترضنا ان قوة التنافير بين الالكترونات في الذرة ، كانت معدومة وأن كل الكترن يتعرض لمجال النواة كما لو كان موجودا وحده فقط في الذرة فان النظرية الخاصة بالذرات ستصبح عندئذ غاية في البساطة . الا ان الحقيقة هي أن تأثير الالكترن على بعضها بعضا هو كبير جدا وبخاصة تلك التي تقع بعيداً عن النواة مما يجعل هذه النظرية غاية في التعقيد .

طبقا لما جاء اعلاه فانه يصبح من الضروري عند دراسة التركيب الذري ان نتصور ان كل الكترن في الذرة يتأثر بمجال قوة ثابت يمثل تأثير النواة ومعدل تأثير الالكترونات الاخرى . لهذا فان الكترنات معينا ، ضمن هذا التقريب ، يتأثر بشحنة فعلية مقدارها  $Z_e$  ، ناقصا شحنة الالكترونات القريبة من النواة داخل مدار الالكترن تحت الدرس . ان جميع الالكترونات التي لها نفس العدد الكمي الاساس (n) تكون تقريبا على نفس المسافة من النواة وعليه فان هذه الالكترونات تتأثر تقريبا بنفس المجال الكهربائي وبذلك تمتلك تقريبا نفس الطاقة . فمن المناسب اذا ان نتصور هذه الالكترونات تقع في نفس القشرة الذرية atomic shell . وعادة مايرمز للقشرات الذرية المختلفة بحروف لاتينية كبيرة تتمثل بما يأتي :

$$n = 1, 2, 3, 4, 5$$

القشرات الذرية

K L M N O

هذه القشرات تنقسم بدورها أقساماً ثانوية ( قشرات ) subshell تبعاً للقيم المختلفة ل  $l$  وتعرف ب s , p , d , f ... طبقاً للقيم  $l = 0, 1, 2, 3, \dots$  وعلى التوالي .

مما جاء اعلاه وطبقاً لمبدأ الاستبعاد لباولي فان توزيع الالكترونات في الذرة في القشرات وفي القشرات الثانوية يكون كما في الجدول الآتي :

الجدول

القشرة K	L		M		N		
n	1	2	3	4	5	6	7
	0	0 1	0 1	2	0 1	2	3
القشرة الثانوية s	s	p	s p	d	s p	d	f
$m_l$	0	0, ±1	0, ±1	0, ±1, ±2	0, ±1, ±2	0, ±1, ±2	0, ±1, ±2, ±3
عدد	2	2 6	2 6	10	2 6	10	14
الالكترونات z	8		18		32		

ان فكرة القشرات والقشرات الثانوية لتوزيع الالكترونات تتسجم مع التوزيع الدوري للعناصر. ان مبدأ الاستبعاد يحدد عدد الالكترونات التي يمكن ان توجد في القشرات الثانوية وان كل قشرة ثانوية تتميز بعدد كمي اساسي n وعدد كمي مداري l حيث ان

$$l = 0, 1, 2, \dots (n - 1)$$

ولكل قيمة l هناك  $2l + 1$  قيمة مختلفة للعدد الكمي المغناطيسي  $m_l$  اذ ان

$$m_l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots + l$$

واخيراً لكل قيمة ل  $m_l$ . هناك قيمتان للعدد الكمي المغناطيسي البرمي

$$m_s \left( \frac{1}{2}, -\frac{1}{2} \right)$$

وعليه فكل قشرة ثانوية تحوي في الاكثر  $2(2l + 1)$  من

الالكترونات وكل قشرة تحوي في الاكثر على  $2n^2$  من الالكترونات.

على اية حال تكون الذرة في حالتها المستقرة عندما تحتل جميع الكتروناتها اوطاً لمستويات الطاقة الممكنة وعلى سبيل المثال ذرة عنصر الهيدروجين وهي ابسط الذرات وفيها  $Z = 1$ ، تتميز حالتها الاعتيادية بالاعداد الكمية  $n = 1$  او  $l = 0$  و  $m_l = 0$  اما

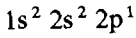
$m_s$  فقد ياخذ القيمة  $+\frac{1}{2}$  او  $-\frac{1}{2}$  والذرة التالية هي ذرة عنصر الهليوم وفيها

$Z = 2$ ، اي الكترونين في القشرة K حيث ان  $n = 1, l = 0$  وكذلك  $m_l = 0$

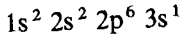
اما  $m_s$  فتساوي  $+\frac{1}{2}$  لاحدهما و  $-\frac{1}{2}$  للالكترون الاخر وبهذا فان هذا المدار

يحتوي على العدد الاقصى للالكترونات وبهذا تكون الذرة مستقرة . اي خاملة وهذا يصح على جميع الازات الخاملة .

اما بالنسبة لليثوم  $Z = 3$  فتوزع الكترونات على وفق الآتي : اثنان في القشرة  $n = 1$  و  $l = 0$  وواحد في القشرة  $L$  حيث  $n = 1$  و  $l = 0$  . اما بالنسبة للبورن  $Z = 5$  فان الكترولين سوف يملآن القشرة  $K$  وثلاثة الكترونات في القشرة  $L$  تتوزع على النحو الاتي : اثنان في القشرة الثانوية ( $l = 0$  و  $n = 2$ ) والثالث يبدأ قشرة ثانوية جديدة ( $l = 1$  و  $n = 2$ ) . هذه القشرة الثانوية الجديدة تتسع لـ 6 الكترونات . انظر الجدول وعليه فان التركيب الالكتروني لذرة البورون هو :



وهكذا تستمر عملية البناء الذري ويكون التركيب الالكتروني لذرة الصوديوم  $Z = 11$  ، على سبيل المثال ، هو :



وهذه صيغة توضح ان كلامنا من الغلافين الثانويين ( $l = 0$  و  $n = 1$ ) و ( $l = 0$  و  $n = 2$ ) يحتويان على الكترولين ، والغلاف الثانوي ( $l = 1$  و  $n = 2$ ) يحتوي على ستة الكترونات وأخيراً الغلاف الثانوي ( $l = 0$  و  $n = 3$ ) يحتوي على الكترون واحد .

#### 4-5 حزم الطاقة للبلورات The Band-Energy of Crystal

عندما تتحول المواد من الحالة الغازية ، حيث الذرات تكون عشوائية الحركة وبالتالي ليس لها موقع محدد ، الى الحالة الصلبة فان المسافات بين الذرات تصبح اقل مما كانت عليه وتزداد تبعاً لذلك قوة التماسك بينهما لتتخذ المادة المكونة من هذه الذرات ، الحالة الصلبة اي الشكل الثابت والحجم الثابت .

من جهة أخرى تشير الدراسات الخاصة بالتركيب الذري للمواد بأن معظم هذه المواد الصلبة تكون بلورية التركيب crystal line structure حيث تصطف مكوناتها الذرية او غيرها ( الجزيئية والايونية ) بصورة منتظمة ومتكررة في نسق ذي ثلاثة ابعاد وأن النسق الكبير يدعى بالبلورة crystal .

ان السؤال الذي يعيننا هنا اكثر من غيره هو : هل ان التركيب الالكتروني للمواد

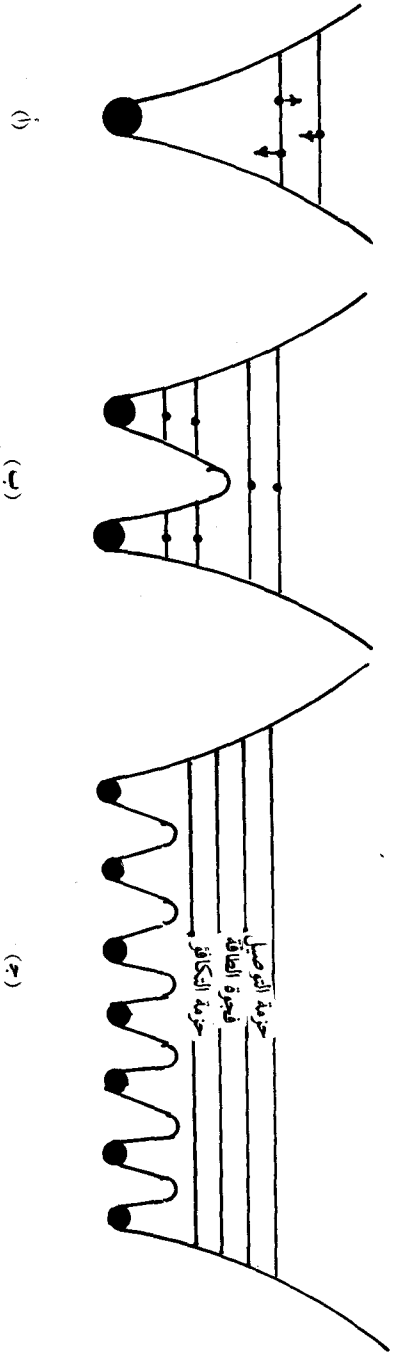
الصلبة يبقى كما هو عليه في الذرات الحرة المنفردة ؟ او بعبارة أخرى : هل ان توزيع الالكترونات على القشرات ( مستويات الطاقة ) في المواد الصلبة يبقى كما هو عليه في الذرات الحرة المنفردة لنفس المادة ؟ ان الجواب عن هذا السؤال يمكن استخلاصه من الشرح الآتي :

خذ ذرة الليثيوم Li حيث  $Z = 3$  . في هذه الذرة - انظر الشكل ( 5 أ ) - تم تمثيل مستويات الطاقة بخطوط مستقيمة بينما يمثل الخط المنحني الطاقة الكامنة للالكترون القريب من النواة المحسوبة على اساس من قانون كولوم ( انظر المعادلة 2 ) كذلك نلاحظ انه تم توزيع الالكترونات الثلاثة بحيث يحتل اثنان منها القشرة 1s القشرة الثانوية 2s .

افرض الان ان ذرة أخرى من الليثيوم أقربت من هذه الذرة الى الحد الذي يحدث معه تفاعل بين هاتين الذرتين فتتكون جزيئة الليثيوم  $Li_2$  . ان اقتراب الذرتين من بعضهما بهذا الشكل سوف يؤدي الى ان كل ذرة سوف تحاول جذب الالكترونات جميعها ( الالكترونات التابعة لها وتلك التابعة للذرة الاخرى ) اليها ومن ثم فان الطاقة اللازمة لتحرير الالكترونات الخارجية مثلاً ( تدعى بالكترونات التكافؤية valance electrons ) سوف تقل عما كانت عليه في الذرة المنفردة وهذا يعني ان الالكترون سوف يكون مشتركاً بين الذرتين وبالتالي فان كل ذرة من جزيئة الليثيوم سوف تبدو وكأنها تمتلك 6 الكترونات بدلا من 3 موزعة على النحو الآتي : اربعة الكترونات في القشرة 1s والكترونان في القشرة 2s . وعلى الرغم من ان وجود الكترنين في القشرة 2s يبدو عاديا الا أن ظهور اربعة الكترونات في القشرة 1s سوف يكون مخالفا لمبدأ الاستبعاد لباولي وهذا مالا يصح لذا فانه من المعقول ان نفترض ان مستوى الطاقة في القشرة 1s سوف ينشطر الى مستويين ( لم تمتص الذرة أي طاقة خارجية لتمكن الكتروناتها على سبيل المثال من الانتقال الى مستويات طاقة اعلى من مستوى الطاقة 1s ) يحتوي كل منهما على الكترنين ب  $n = 1$  و  $l = 0$  و  $m_l = 0$  و  $m_s = \pm \frac{1}{2}$  . وبنفس الطريقة ينشطر مستوى الطاقة في القشرة 2s الى مستويين - انظر الشكل ( 5 ب ) .

وبأتباع نفس التحليل اعلاه ، تستطيع القول ان اقتراب ثلاث ذرات من بعضهما بنفس الطريقة السابقة سوف يؤدي الى شطر المستوى 1s الى ثلاثة مستويات للطاقة يكون الفرق بينهما صغيراً جداً وكذلك هو الحال بالنسبة لمستوى الطاقة 2s . واذا ما تجمعت





الشكل (هـ) : مستويات الطاقة في الذرة المتفردة ومجموعة الذرات

N من الذرات ، كما هو الحال في المواد الصلبة ، فاننا سنحصل على N من المستويات في القشرة 1s و N من المستويات في القشرة 2s وكذلك في القشرة 2p تفصل بينهم مناطق ممنوعة للطاقة - انظر الشكل ( 5 ج ) .

مما تقدم يتضح لنا ان تجمع N من الذرات سوف يؤدي الى شطر المستويات الذرية الى N من مستويات الطاقة . وحيث ان الفرق في الطاقة بين هذه المستويات يكون صغيراً جداً ( يساوي  $5 \times 10^{-23} \text{ eV} = \frac{5}{10^{23}}$  على فرض ان  $10^{23} = N$  ذرة وان مجموع

الطاقة الكلية لهذه المستويات يساوي 5 اليكترون فولت ( قيمة نموذجية ) ) لذا فان هذه المستويات تبدو وكأنها مستمرة ويطلق عليها لذلك بحزمة الطاقة energy band . تكون حزمة الطاقة في ذرة الليثيوم الخاصة بالمستوى 1s ، مملوءة بالاليكترونات وتسمى بحزمة التكافؤ valance band اما الحزمة الخاصة بالمستوى 2s في ذرة الليثيوم فتكون نصف مشغولة ( لانها بالاساس تحتوي على اليكترون واحد من مجموع اليكترونين ) وتسمى بحزمة التوصيل conduction band . اما المنطقة التي تفصل بين الحزمتين فتدعى بفجوة الطاقة energy gap .

لعله من الجدير بالذكر ان مقدار الانشطار ( ليس عدد المستويات لأنه ثابت وانما الفرق بالطاقة بين المستويات ) يعتمد على اولا : مدى التفاعل الحاصل بين الذرات اي مقدار البعد بينهما فكلما كانت المسافة اكبر كلما كان الانشطار اكبر . وثانيا : على بعد المستوى الذري عن النواة فكلما كان أقرب الى النواة كلما كان نصف قطر المدار أصغر وكلما كانت الاليكترونات متأثرة بفعل نواة ذراتها اكبر مما يقلل تأثير النويات الاخرى وكذلك الاليكترونات الاخرى عليها وبالتالي كلما كان مقدار الانشطار أقل والعكس صحيح بالنسبة للاليكترونات الواقعة في المدارات الاكثر بعداً عن النواة .

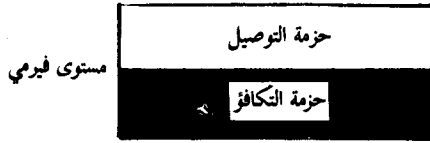
## 6 - 4 الموصلات والعوازل واشباه الموصلات

### Conductors Insulators and Semiconductors

ان الصورة التي رسمناها اعلاه لمستويات الطاقة للاليكترونات في البلورة يعرف بنموذج حزمة - الطاقة energy - band model وهذا النموذج يعد ذا فائدة كبيرة في تحديد الخواص الكهربائية لأي مادة صلبة حيث انه يوضح كيفية التي يتحرك فيها الاليكترون في البلورة وعليه فان الفروق بين الموصلات واشباه الموصلات والعوازل يمكن التعرف عليها من خلال الاختلاف بين نماذج حزم الطاقة العائدة لحل منها .

يبين الشكل ( 6 أ ) مخططاً نموذجياً لحزم الطاقة في المواد الموصلة . ويلاحظ في هذا المخطط ان مستويات الطاقة قد رسمت بشكل مستمر في حزمة التكافؤ بحيث ظهرت هذه الحزمة متداخلة مع حزمة التوصيل وبالتالي لم يعد هناك وجود لفجوة الطاقة . ان اختفاء فجوة الطاقة في البلورات الموصلة يعني ان أي الكترون تكافؤي سوف يكون حرّاً في التجوال خلال البلورة وكذلك التحرك استجابة للمجال الكهربائي عند وجوده فيه وهذا هو السبب المباشر في عده موصلاً .

تتوزع الالكترونات في الحزم وكما هو معروف ، حسب قاعدة الاستبعاد لباولي وعند درجة حرارة الصفر المطلق لا تستطيع الالكترونات التحرك خلال البلورة ذلك لانها جميعاً مرتبطة بشدة الى ذراتها وبالتالي فإنها تملأ حزمة التكافؤ من اوطأ مستوى طاقة فيها الى اعلى مستوى طاقة فيها والذي يدعى بمستوى فيرمي Fermi level - انظر الشكل ( 6 أ ) او بعبارة أخرى ان حزمة التوصيل عند درجة حرارة الصفر المطلق ، تكون فارغة وهذا يعني أنه لا توجد طاقة كافية عند اي الكترون لكي ينتقل في مدار حزمة التوصيل .



الشكل ( 6 أ ) :- حزم الطاقة في الموصل

من جهة أخرى عند ارتفاع درجة الحرارة فوق الصفر المطلق فان الطاقة الحرارية التي سوف يكتسبها الالكترونات ستمكن بعضاً من هذه الالكترونات من الافلات من ذراتها والانتقال الى حزمة التوصيل حيث تستطيع هناك التحرك في مدارات ذات انصاف اقطار اكبر من السابق ويكون ارتباط هذه الالكترونات بالذرات ضعيفاً جداً عند ما تكون في مدارات حزمة التوصيل وبالتالي تستطيع التنقل من ذرة الى أخرى بسهولة مكونة مايسمى بغاز الالكترون electron gas . عند تسليط فرق جهد عبر الموصل فان مجالاً كهربائياً سوف يتولد داخل الموصل يعمل على تعجيل الالكترونات الحرة في حزمة التوصيل بسبب من القوة التي يتعرض لها والتي تساوي

$$F = - eE \quad \dots (15)$$

في فضاء حريبعجل الالكترن وتزيد سرعته ( طاقته ) باستمرار وفي المادة البلورية يعاق تقدم الالكترن بالتصادم المستمر مع الذرات المهتزة حول مواقعها في البلورة وسريعا ماتبلغ سرعة الالكترن قيمة متوسطة ثابتة . وهذه السرعة  $v_d$  تدعى سرعة الانسحاق drift velocity وهي ترتبط خطيا مع شدة المجال الكهربائي بواسطة حركية الالكترن في المادة المعطاة ونرمز للحركية بالرمز  $\mu$  (  $m\mu$  ) . بحيث ان

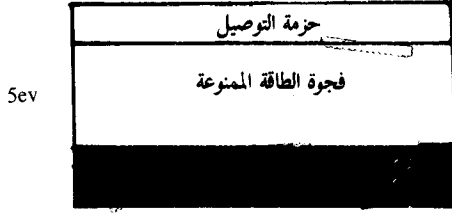
$$v_d = - \mu_e E \quad (16)$$

حيث  $\mu_e$  هي حركية الكترن وهي موجبة بالتعريف وتقاس بوحدات المتر المربع لكل فولت - ثانية والقيم النموذجية هي 0.0012 للالنيوم و 0.0032 للنحاس و 0.0056 للفضة .

ومن الجدير بالذكر انه عند جهد ثابت ورفع درجة حرارة الموصل فان عدد الاصطدامات بين الالكترن والذرات المهتزة حول مواقعها في البلورة ، سوف تزداد ومن ثم تقل سرعة الانسحاق وبالتالي تزداد مقاومة الموصل ويقال عندئذ ان الموصل يمتلك معامل مقاومة موجبا أي تزداد مقاومته مع ازدياد درجة الحرارة .

2-6-4. العوازل : insulator :-

يبين الشكل ( 5 ب ) مخططا نموذجيا لحزم الطاقة في المواد العازلة ويلاحظ فيه ان حزمة التكافؤ تكون مفصولة عن حزمة التوصيل بفجوة الطاقة energy gap التي تدعي بالفجوة المنوعة gap forbidden . تكون فجوة الطاقة هذه عريضة وتصل قيمتها الى حوالي ( 5eV ) وبالتالي فان الالكترونات في حزمة التكافؤ لايمكنها الانتقال الى حزمة التوصيل الا عند استلامها الطاقة الكافية التي تساوي طاقة الفجوة المنوعة . في درجات الحرارة العادية لاتمتلك الالكترونات في حزمة التكافؤ الطاقة التي تمكنها من الانتقال الى حزمة التوصيل وبالتالي فانه يمكن القول ان البلورة العازلة تتميز بامتلاكها فجوة طاقة عريضة وتكون حزمة التكافؤ فيها مملوءة بالالكترونات بينما تكون حزمة التوصيل فارغة .

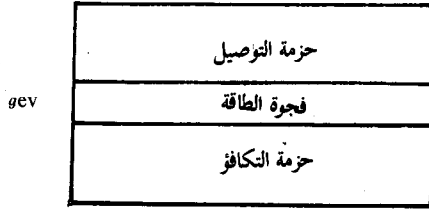


الشكل (٦ب) : - حزم الطاقة في العازل

مما جاء اعلاه يتضح لنا عدم وجود شحنات حرة في المواد العازلة بل هي مقيدة في اماكنها بقوى ذرية وجزيئية وعند تسليط فرق جهد على هذه المواد فان المجال الكهربائي المتولد سوف يعمل فقط على ازاحة هذه الالكترونات قليلا عن مواضعها الاصلية اي يعمل على استقطابها pdarized . هذه الازاحة ضد قوة مقيدة تشبه رفع ثقل او مط لولب حلزوني وتمثل طاقة جهد ويكون مصدر الطاقة هو المجال الخارجي وحركة الشحنات المزاحة ربما تنتج تياراً عارضا يدعى بتيار الازاحة displacement current والحقيقة ان هذا الموضوع يحتاج الى الكثير من الشرح المعمق ويخرج عن نطاق هذا الكتاب .

#### 4-6-3 اشباه الموصلات Semiconductors :-

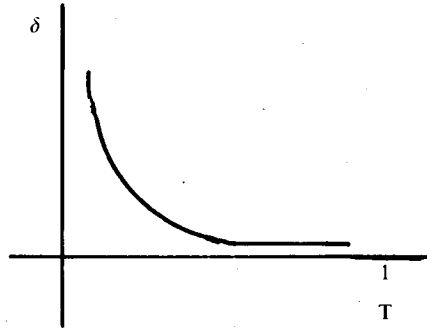
لا يختلف مخطط الطاقة لاشباه الموصلات - انظر الشكل 6 ج - عن نظيره في العوازل الا في سعة فجوة الطاقة حيث تكون قيمتها في اشباه الموصلات في حدود 1.1 eV او اقل . وتتميز هذه المواد بكونها عازلة insulator عند درجة حرارة الصفر المطلق ( حيث تكون حزمة التوصيل فارغة اي لا توجد طاقة كافية عند أي الكترون لكي ينتقل الى حزمة التوصيل ) وموصلة conductors عند الدرجات الحرارية العالية . من جهة أخرى عند درجة حرارة الغرفة (  $27^{\circ}\text{C} = 300^{\circ}\text{K}$  ) يكتسب عدد من الالكترونات الطاقة الكافية لكي ينتقل الى حزمة التوصيل الا ان التيار الناتج يكون صغيراً بحيث لا يمكن الاستفادة منه في معظم التطبيقات وعند هذه الدرجة لا تكون المادة شبه الموصلة عازلا جيدا كما لا تكون موصلا جيدا ولهذا تدعى شبه موصل semiconductor



الشكل (٦ ج) : - حزم الطاقة في شبه الموصل

#### 7 - 4 اشباه الموصلات النقية Intrinsic Semiconductor

رأينا فيما مضى أن حزمة التكافؤ في الموصلات تتداخل مع حزمة التوصيل وعليه فإن عدد الإلكترونات الحرة يكون محدوداً في حزمة التوصيل وان رفع درجة الحرارة لن يؤدي الا الى زيادة اهتزاز الذرات في مواقعها مما يعمل على زيادة مقاومة الموصل بسبب من زيادة عدد الاصطدامات التي تعملها الإلكترونات مع هذه الذرات اما في اشباه الموصلات فان زيادة درجة الحرارة سوف يؤدي الى زيادة طاقة الإلكترونات التكافؤية ومن ثم فان عدد الإلكترونات التي تصل الى حزمة التوصيل سوف يزداد مع ارتفاع درجة الحرارة وبالتالي فان التوصيلية  $\sigma$  لهذه المواد سوف تزداد مع ارتفاع درجة الحرارة - انظر الشكل (6) مما يعني امتلاكها لمعامل مقاومة سالب .



الشكل (٧) : - تغير التوصيلية مع درجة الحرارة

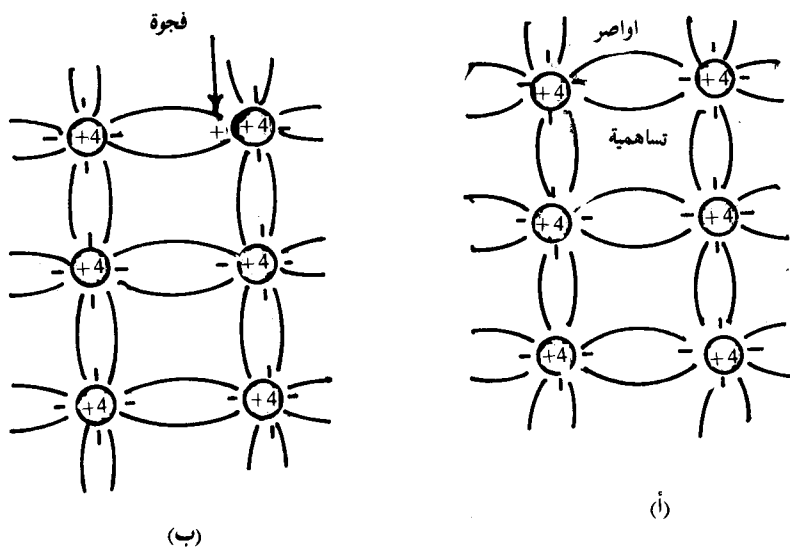
على أية حال فان كثافة الالكترونات في حزمة التوصيل يمكن حسابها بواسطة دالة Fermi-Dirac statistic function تخضع لاحصاء فيرمي - ديراك وتسمى بدالة التوزيع للطاقة energy distribution fuoction التي تعبر عن الاحتمالية  $f(E)$  لاي الكترون لاحتمال مستوى من الطاقة  $(E)$  عند درجة حرارة  $T$  وتعطى بواسطة دالة فيرمي

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_f}{KT}\right)} \quad \dots (17)$$

في هذه المعادلة اذا كان  $E_f = E$  فان  $f(E) = \frac{1}{2}$  ومن ثم فان تعريف منسوب فيرمي للطاقة بانه المنسوب الذي تكون احتمالية اشغاله من قبل الكترون مساوية لـ 50% اما بالنسبة لمستويات الطاقة التي تزيد عن  $E_f$  بحيث تقترب نتيجة الفرق  $(E - E_f)$  من اللانهاية عندئذ يقترب احتمال اشغال ذلك المستوى من الطاقة من الصفر وبمعنى اخر ان مستويات الطاقة العالية جدا تكون خالية من الالكترونات بينما يصل الاحتمال الى 100% في مستويات الطاقة الواطئة جداً .

تمتلك عناصر المجموعة الرابعة group IV من الجدول الدوري ، اربعة الكترونات تكافؤية وتدعى البلورات التي تكون من ضمنها مواد البلورات التساهمية وتنشأ قوى التماسك في البلورات التساهمية من وجود الكترونات مشتركة بين الذرات المتجاورة فكل ذرة مشتركة باصرة تساهمية مع جاريتها تساهم بالكترون واحد في الاصرة ويكون الالكترونات مشتركين بين الذرتين بدلا من ان يكون كل منهما ملكية خاصة لاحد الذرتين كما في حالة الاواصر الايونية ويبين الشكل ( 8 أ ) تركيب احد هذه البلورات في درجة الصفر المطلق وقد رسمت ذراتها في بعدين وبصورة رمزية حسب انموذج بور Bohr المسط للذرة ( وذلك برسم الكترونات التكافؤ فقط وما يعادلها من الشحنة الموجبة )

الان اذا ما تم تسليط جهد كهربائي على هذه البلورة او تعرضت لأشعاع بطاقة كافية او تم اكسابها طاقة حرارية فان الطاقة المكتسبة هذه سوف تعمل على كسر الروابط التساهمية ونقل الالكترون الى حزمة التوصيل ليشترك في عملية التوصيل الكهربائي . ان الطاقة اللازمة والكافية لفك الروابط التساهمية يجب ان تكون مساوية لفجوة الطاقة



الشكل (A) : - بلورة تساهمية قبل وبعد تعرضها لجهد خارجي

$E_g$  او اكبر . تكون  $E_g$  مساوية لـ 0.72 اليكترون فولت بالنسبة لبلورة الجرمانيوم (Ge) و 1.1 اليكترون فولت بالنسبة لبلورة السيلكون (Si) . هذا ويعد هذان العنصران من اهم عناصر المجموعة الرابعة المستعملة في الصناعات الالكترونية ولعنصر السيلكون (14) الكترونا في تركيبه الذري تتوزع على الصورة 2 و 8 و 4 الكترونات بينما يمتلك عنصر الجرمانيوم (32) الكترونا تكون موزعة على الصورة 2 و 8 و 18 و 4 الكترونات

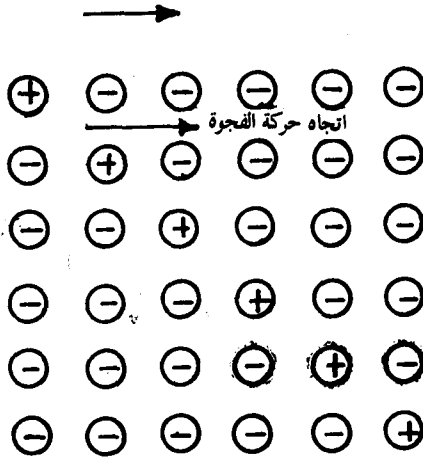
على اية حال ، ان انتقال الالكترن من حزمة التكافؤ الى حزمة التوصيل سوف يخلف وراءه مكانا خاليا في الاصرة التساهمية - انظر الشكل (8) - او ما يدعى بالفجوة hole . الذرة الان اصبحت ايونا ion وتظهر الفجوة كشحنة موجبة ثابتة (+ e) مع كتلة فعالة  $m_h$  ولا تكون مساوية لكتلة الالكترن . هذا الفرق في الكتلتين يظهر على شكل حركة بطيئة لحاملات الشحنة الموجبة هذه استجابة للمجالات الكهربائية المسلسلة مقارنة مع حركة الالكترونات تحت نفس الظروف .

تعرف الفجوة بانها مكان مستعد لاستقبال الكترن وبهذا فانها سرعان ماتملاً بالالكترن المجاور الذي يعمل بفعل وجود مجال كهربائي ، على كسر الاواصر التي تربطه بالذرة مولداً بذلك فجوة ثانية يتم ملاءها ايضا بالكترن آخر وهكذا تستمر العملية مؤدية



بذلك الى حركة الشحنات - انظر الشكل (9) - ومولدة بذلك تياراً يدعى بتيار الفجوات hole current

ان عملية توليد هذه الازواج من الالكترتون - فجوة electron-hole pairs سوف تستمر وعند التوازن الحراري thermal equilibrium يكون عدد الفجوات المتخلفة مساوياً لعدد الالكترتونات المنتقلة وتعد الطاقة الحرارية أكثر المصادر توليداً لهذه الازواج وتدعى عملية التوصيل الناتجة عن حركة حاملات الشحنة هذه ( الفجوات والالكترتونات ) بعملية التوصيل الذاتي intrinsic conduction



الشكل (9) :- حركة الفجوة في شبه الموصل

عند تسليط مجال كهربائي خارجي فان الطاقة المكتسبة من قبل هذه الحاملات سوف تضاف الى طاقتها الحرارية ، وبذلك تعمل على تعجيلها واكسابها سرعة تصل بعد فترة معينة ، كما ذكرنا ، الى قيمة ثابتة تدعى بسرعة الانسياب velocity drift بحيث ان

$$\begin{aligned} v_h &= \mu_h E \\ v_e &= \mu_e E \end{aligned} \quad (18)$$

حيث تشير h الى الفجوات hole و e الى الالكترونات وتكون  $v_e$  معاكسة لاتجاه  $v_h$  واكبر منها الا ان التيار الناتج عنهما يكون في نفس الاتجاه .

معروف لدينا ان

$$\Delta I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \quad \dots (19)$$

كذلك هو معروف ان

$$\Delta Q = \rho \Delta V \quad \dots (20)$$

حيث تمثل  $\rho$  الكثافة الحجمية للشحنة و  $\Delta V$  عنصراً حجمياً . عند التعويض عن  $\Delta Q$  اعلاه في المعادلة نحصل على

$$\Delta I = \rho \Delta s \frac{\Delta x}{\Delta t} \quad \dots (21)$$

او ان

$$J = \frac{\Delta I}{\Delta s} = \rho v \quad \dots (22)$$

حيث تمثل J كثافة التيار السطحية .  
بالنسبة لانصاف الموصلات لدينا

$$J_e = \rho_e v_e = ne v_e \quad \dots (23)$$

وكذلك

$$J_h = \rho_h v_h = pe v_h \quad \dots (24)$$

حيث تمثل n و p كثافة الالكترونات والفجوات المتولدة وعلى التوالي

$$J = J_e + J_h = ne v_e + pe v_h \quad \dots (25)$$

وعند التعويض عن قيمة  $v_e$  و  $v_h$  من المعادلة (18) في المعادلة (25) نحصل على

$$J = + ne \mu_e E + pe \mu_h E \quad \dots (26)$$

في انصاف الموصلات النقية تكون كثافة الالكترونات n في حزمة التوصيل مساوية لكثافة الثقوب p التي خلقتها تلك الالكترونات في حزمة التكافؤ، اي ان  $n_i = p = n$  حيث يشير الحرف (i) الى شبه الموصل النقي intrinsic . وعليه فأن

$$J = n_i (\mu_e + \mu_h) e E \quad \dots (27)$$

العلاقة بين E و J يمكن ايضا تحديدها بوساطة التوصيلية  $\sigma$  من خلال

$$J = \sigma E \quad \dots (28)$$

وعليه فان

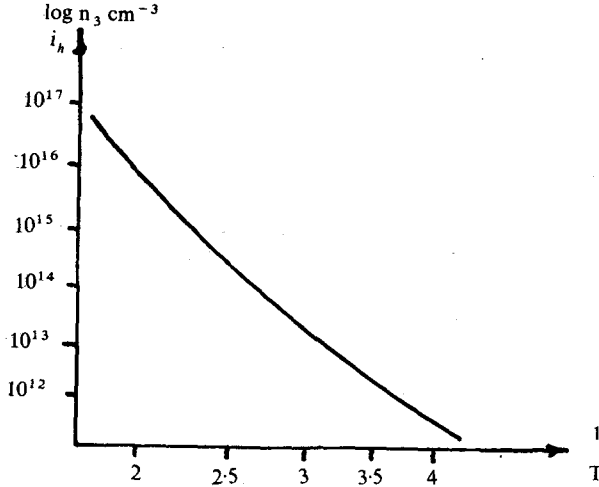
$$\sigma = (\mu_e + \mu_h) n_i e \quad \dots (29)$$

بالنسبة للجermanيوم النقي او الذاتي ، فان حركتي الالكترون والفجوة هما 0.36 و 0.17 بالترتيب بينما للسيلكون فالحركتين هما بالترتيب 0.12 و 0.025 . وهذه القيم معطاة بالمترا المربع لكل فولت - ثانية وتتراوح بين 10 الى 100 مرة أكبر من تلك للالمنيوم والنحاس والفضة والموصلات المعدنية الاخرى عند نفس الدرجة الحرارية  $300^\circ k$  . من جهة اخرى ، في المعادن هنالك في المتوسط الكترون حرمقابل كل ذرة وبما ان كثافة الذرات في المعادن هي  $10^{28}$  بالمترا المكعب الواحد لذا فانه يوجد فسي المتوسط  $10^{28}$  الكترون حرفي المترا المكعب الواحد . في اشباه الموصلات مثل الجومانيوم والسيلكون هناك الكترون حرمقابل  $10^8$  ذرة وعليه فاننا نتوقع ان تكون التوصيلية للسيلكون  $10^8$  مرة اقل من النحاس الا ان كون الحركية في السيلكون ، انظر اعلاه ، هي اكبر مائة مرة مما هي في النحاس لذا فاننا نتوقع ان التوصيلية في اشباه الموصلات تكون حوالي مليون مرة اقل من المعادن عند درجات الحرارة الاعتيادية وهذا ما هو حاصل فعلا

ومن الجدير بالذكر ان  $n_i$  تتغير مع درجة الحرارة بصورة اسية حيث ان

$$n_i^2 \propto T^3 e^{-E_g/KT} \quad \dots (30)$$

وعليه فان  $n_i$  تزداد بشكل كبير وسريع مع الازدياد في درجة الحرارة وبين الشكل (10) تغير  $n$  مع  $\frac{1}{T}$



الشكل (10) : - تغير كثافة الالكترونات الحرة في اشباه الموصلات مع درجة الحرارة

هذا وقد وجد ان التوصلية تزداد في الجرمانيوم بنسبة 6 بالمائة تقريبا كلما ازدادت درجة الحرارة درجة واحدة اما في السيلكون فتبلغ الزيادة 8 بالمائة تقريبا وعليه فان الحرارة الزائدة قد تعرقل عمل اشباه الموصلات في بعض الدوائر الالكترونية .

#### 8 - 4 اشباه الموصلات الشائبة Extrinsic Semiconductor

ذكرنا فيما سبق ان عدد الالكترونات الواصلة الى حزمة التوصيل وكذلك الفجوات المتخلفة في حزمة التكافؤ في المواد شبة الموصلة ، يكون صغيرا جدا في درجات الحرارة الاعتيادية بحيث ان التيار الناتج عنها لا يصلح لكثير من التطبيقات العملية . كذلك وجدنا ان رفع درجة حرارة اشباه الموصلات ، يؤدي الى زيادة الموصلية لهذه المواد اي زيادة عدد الالكترونات المنتقلة الى حزمة التوصيل وبالتالي زيادة التيار الناتج

على الرغم مما جاء اعلاه الا ان زيادة الموصلية للمواد النصف موصلة عن طريق

رفع درجة حرارتها لا يعد مرغوبا فيه من الناحية العملية وذلك لما تتطلبه هذه الطريقة من اجهزة تسخين وما يلزم ذلك من زيادة في التكاليف وكذلك زيادة في استهلاك القدرة والاهم من ذلك صعوبة التحكم او السيطرة على الخواص الكهربائية لاشباه الموصلات من خلال هذه الطريقة .

على اية حال ، يتم في الوقت الراهن السيطرة على الصفات الكهربائية لشبه الموصل عن طريق اضافة نسب قليل ومحدود من مواد شائبة impurities الى بلورة شبه الموصل وتدعى هذه العملية بالتطعيم doping وتعرف كمية الشوائب المضافة بمنسوب التطعيم doping level

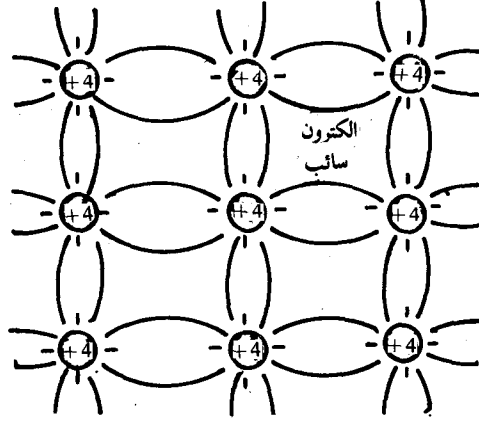
ان اضافة ذرات شائبة الى اشباه الموصلات النقية ، بنسب قليلة تعمل على زيادة الموصلية لهذه المواد فمثلا اذا اضيفت الشوائب بنسبة ذرة واحدة من الشوائب الى  $10^8$  ذرة جرمانيوم فان ذلك يكفي لزيادة الموصلية بمقدار من 10 الى 15 مرة . كذلك فان اضافة الذرات الشائبة الى اشباه الموصلات النقية تعطينا امكانية التحكم في كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل او كثافة الفجوات فيه وبصورة مستقلة وتضاف الشوائب عادة بنسبة ذرة عنصر شائب واحد الى مليون ذرة سيلكون او جرمانيوم

يوجد نوعان من الشوائب ! تلك التي تعمل على زيادة الموصلية بزيادة عدد الالكترونات وتكون من عناصر المجموعة الخامسة من الجدول الدوري ( خماسية التكافؤ) وتلك التي تزيد الموصلية بزيادة عدد الثقوب وتكون من ضمن عناصر المجموعة الثالثة ( ثلاثية التكافؤ) ولهذا فان شبه الموصل المطعم يصنف الى نوعين رئيسيين وذلك حسب نوع الشوائب المضافة اليه .

#### 1- 8- 4 اشباه الموصلات السالبة N - type semiconductor

رأينا فيما سبق ان حاملات التيار في اشباه الموصلات ، هي الالكترونات والفجوات اما في هذا النوع من اشباه الموصلات فان حاملات الاغلبية للتيار majority carriers هي الالكترونات الناتجة من ادخال مادة شائبة خماسية التكافؤ كذرة الزرنيخ arsenic مثلا يوجد في هذه الذرة خمسة الكترونات في مدارها الخارجي على حين تحوي ذرة السيلكون اربعة الكترونات خارجية وعندما تحل ذرة زرنيخ محل ذرة سيلكون في بلورة السيلكون فان اربعة الكترونات خارجية من ذرة الزرنيخ تساهم باربعة اواصر تساهمية

مع ذرات السيلكون المجاورة ويبقى الالكترون الخامس لذرة الالكترن معلقا بالذرة  
الام دون ان يدخل ضمن الاواصر التي تربط الذرات - انظر الشكل (11)



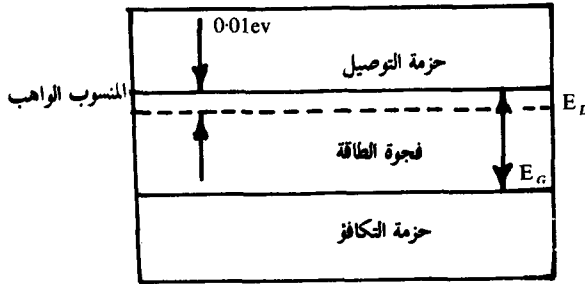
الشكل (11) : - شبه موصل نوع N

ان هذا الالكترن الخامس يكون شبه سائب وتكفي طاقة صغيرة لاتتعدى عن 0.04 اليكترون فولت للجرمانيوم و 0.01 اليكترون فولت للسيلكون لنقله الى حزمة التوصيل. وبهذا فان وجود الذرات الشائبة يزيد من عدد الالكترونات الطليقة فسي حزمة التوصيل مع قليل من الطاقة ليس غير وقد يتضاعف هذا العدد ، من الالكترونات الطليقة الى الف مرة عما هو عليه في حالة السيلكون النقي .

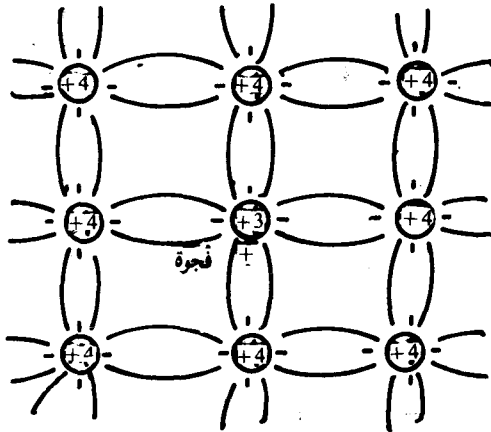
ومن الجدير بالذكر ان ظهور الالكترونات الفائضة في حزمة التوصيل نتيجة لوجود الشوائب لايقابله ظهور الثقوب في حزمة التكافؤ. فهذه الالكترونات لاتنتقل من حزمة التكافؤ كما يحدث ذلك في المادة النقية بل انها تنتقل من مستويات طاقة واقعة تحت حافة حزمة التوصيل ( ضمن فجوة الطاقة ) وعلى عمق قليل جدا من الطاقة ( 0.01 eV او 0.04eV ) انظر الشكل (12) . ويسمى هذا المستوى الجديد للطاقة بالمستوى الواهب donor level وهو يمثل مستوى الطاقة للذرات الشائبة ولهذا تسمى الذرات الداخلة بالذرات الواهبة donors . وعليه فان غالبية التيار يكون نتيجة شحنات الالكترونات ( السالبة ) ومن هنا جاءت تسمية هذا النوع من البلورات بالسالبة N - type . اما كثافة الثقوب فتحددها الالكترونات التي تترك حزمة التكافؤ الى حزمة التوصيل ويكون تأثيرها على التوصيل مهملا ولهذا فانها تدعى بالحاملات الاقلية minority carriers

2-8-4 اشباه الموصلات الموجبة P - type semiconductor :

الآن له أضفنا بعض ذرات مادة شائبة ثلاثية التكافؤ كالسيوم او الالمنيوم او البورون الى بلورة السيلكون فان ظاهرة مختلفة سوف تحدث. تحوي ذرات الكالسيوم على ثلاثة الكترونات في مدارها الخارجي متوزعة على هيئة  $4s^2 4p$  لذلك فان وجود هذه الذرات في بلورة السيلكون  $3s^2 3p^2$  يولد مكانات شاغرة في تركيبها الالكتروني تدعى بالفجوات holes - انظر الشكل (12) - ويحتاج الالكترون الى طاقة قليلة جدا لكي يدخل في فجوة معينة ولكنه بهذه العملية يترك خلفه فجوة جديدة. فعند تسليط مجال كهربائي على بلورة السيلكون الشائبة هذه فان حركة الفجوات ستتظم فيها وتنساق نحو القطب السالب مولدة بذلك تيارا يدعى بتيار الفجوات current hole هذا النوع من المادة يدعى بشبه الموصل من النوع الموجب P - type semiconductor وتُدعى الذرات الشائبة الداخلة بالذرات المتقبلة acceptors لتقبلها الالكترونات من ذرات البلورة الاصلية.

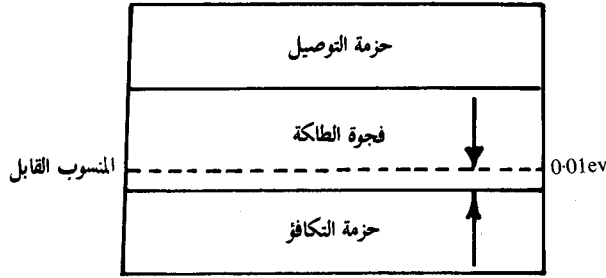


الشكل (12) : مخطط الطاقة لشبه موصل من نوع N



الشكل (13) : - شبه موصل من نوع P

وكما هو الحال في الشوائب المانحة فان الشوائب القابلة تكون مستويات طاقة جديدة ضمن فجوة الطاقة وعلى مسافة قريبة جدا من حزمة التكافؤ يطلق عليها بالمنسوب القابل acceptor level - انظر الشكل ( 14 ) - تبلغ قيمته حوالي 0.01 ev بالنسبة للجرمانيوم و 0.16 ev بالنسبة للسيلكون . وان وجود هذا المنسوب يسهل من عملية انتقال الالكترونات من حزمة التكافؤ اليه وان انتقال الالكترونون يؤدي الى تخلف فجوة في حزمة التكافؤ وهذه الفجوات تساعد على سريان التيار .



الشكل ( 14 ) : - مخطط الطاقة لشبه موصل نوع P

### 3- 8- 4 كثافة الشحنات في اشباه الموصلات الشائبة :

مما تقدم يتبين لنا ان توصيلية الشوائب تكون غالبية على التوصيلية الذاتية اذا كان تركيز الشوائب الواهية  $N_a$  او المتقبلة  $N_d$  اكبر من تركيز حاملات الشحنة الذاتية  $n_i = p_i$  وفي شبه الموصل الشائب يقل تركيز الحاملات الاقلية بنفس عدد المرات التي يزداد بها تركيز الحاملات الاكثرية فاذا كان  $n_i = n_n = p_n = 10^{13} \text{ cm}^{-3}$  في الجرمانيوم ثم تضاعف تركيز الالكترونات ، بعد اضافة الذرات المانحة ، ب 1000 مرة بحيث اصبح  $n_n = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  فسيقل تركيز الفجوات ب 1000 مرة ويصبح  $p_n = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$  اي اقل بمليون مرة من تركيز الالكترونات والسبب في ذلك ان اعادة الاتحاد تتناسب طرديا مع تركيز الالكترونات وبذلك سيضاعف عدد الالكترونات التي تتحد ثانية مع الفجوات ب 1000 مرة فتصبح الفجوات 1000 مرة اقل مما كانت عليه . وبالنسبة الى نصف موصل سالب فان العلاقة

$$n_n p_n = n_i^2 \quad \dots (31)$$

$$10^{16} \times 10^{10} = (10^{13})^2$$



وما قيل عن شبه الموصل السالب يصح قوله على شبه الموصل الموجب حيث ان  $n_p \gg p$  ويمكن اعتبار ان  $P_p \approx Na$  اي ان

$$n_p P_p = p_i^2 = n_i^2 \quad (32)$$

$$10^{10} \times 10^{16} = (10^{13})^2$$

بقي لنا ان نذكر انه عندما ترتفع درجة حرارة شبه الموصل الشائب كثيرا عن درجة حرارة الغرفة فان الالكترونات او الفجوات الاصلية سوف تهيمن على الالكترونات والفجوات الشائبة وتصبح كثافة الالكترونات في حزمة التوصيل مساوية مرة اخرى لكثافة الفجوات في حزمة التكافؤ وهكذا فان الحرارة العالية غير مرغوب فيها اذ هي تبعد العناصر شبه الموصلة من اداء عملها بالصورة الاعتيادية .

#### 9-4 سريان التيار في اشباه الموصلات الشائبة :

يسري التيار في المواد بصورة عامة اذا كان هناك :

أ - انحدار في الجهد  $\left( \frac{dv}{dx} \right)$

ب - انحدار في كثافة الحاملات للشحنات السالبة او الموجبة  $\left( \frac{dn}{dx} \right)$  او  $\left( \frac{dp}{dx} \right)$

ج - تغير في الازاحة الكهربائية مع الزمن  $\left( \frac{dD}{dt} \right)$

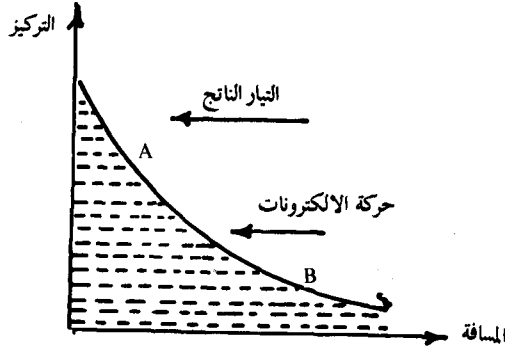
يسمى التيار الناتج عن التغير في الازاحة الكهربائية بتيار الازاحة displacement current وهو يظهر في العوازل فقط اما التيار الناتج عن وجود انحدار في الجهد فيسمى بتيار الحمل او التوصيل وهو يظهر في الموصلات واشباه الموصلات وقد تكلمنا عنه فيما مضى واطلقنا على التيار الناتج من حركية كل الالكترونات في حزمة التوصيل او الفجوات في حزمة التكافؤ ، في شبه الموصل الذاتي عند تسليط المجال الكهربائي ، بتيار الانسياق drift current تمشيا مع السرعة النهائية التي تصلها حاملات الشحنة اي سرعة الانسياق dritt velocity

من جهة اخرى هناك تيار اخر يظهر فقط في اشباه الموصلات عند غياب المجال الكهربائي وعندما يكون توزيع الشحنات داخل المادة شبه الموصلة غير منتظم يسمى بتيار

## الانتشار ( $I_D$ ) diffusion current

فعلى سبيل المثال اذا كان تركيز الالكترونات عند النقطة (A) - انظر الشكل (15) - في داخل المادة شبه الموصلة اكبر مما هو عليه في النقطة (B) فان وجود هذا الانحدار في التركيز (concentration gradient) سوف يعمل على دفع الالكترونات للانتشار من النقطة (A) باتجاه النقطة (B) مؤديا بذلك الى احداث تيار الانتشار.

هذا وقد وجد ان كثافة تيار الانتشار الناتج عن انتشار الالكترونات  $J_{Dn}$  تتناسب طرديا مع انحدار التركيز لهذه الالكترونات في المادة شبه الموصلة السالبة حيث ان



الشكل (15) : - تغير تركيز الالكترونات مع المسافة في شبه الموصل

$$J_{Dn} = e D_n \frac{dn}{dx} \quad \dots (32)$$

وتسمى  $D_n$  بنابت التناسب وتكون مساوية لـ  $\frac{KT}{e} \mu_e$

كذلك فان كثافة تيار الفجوات الناتجة عن انتشار الفجوات  $J_{Dp}$  تتناسب طرديا مع انحدار التركيز لهذه الفجوات في المادة شبه الموصلة الموجبة حيث ان

$$J_{Dp} = - e D_p \frac{dp}{dx} \quad \dots (33)$$

حيث يمثل  $D_p$  ثابت التناسب ويكون مساويا لـ  $\frac{KT}{e \mu_p}$  وتأتي الإشارة السالبة اعلاه بسبب ان اتجاه سريان الفجوات هو في الاتجاه المعاكس لتيار انتشار الفجوات بينما يكون تيار انتشار الالكترونات في نفس اتجاه سريان الالكترونات .

مما تقدم يتبين لنا انه في حالة تسليط مجال كهربائي على شبه موصل يحمل انحدا را في تركيز الشحنات بداخله فان نوعين من التيار سوف يسريان فيه هما : تيار الانسياب وتيار الانتشار وعليه فان كثافة التيار الكلي ( $J_n$ ) الناجمة عن الالكترونات على سبيل المثال ، هي .

$$J_n = J_e + J_{Dn} = ne \mu_e E + e D_n \frac{dn}{dx} \quad \dots (34)$$

وكذلك الحال بالنسبة لكثافة التيار الكلي ( $J_p$ ) الناجمة عن الثقوب

$$J_p = J_h + J_{Dp} = pe \mu_h E - e D_p \frac{dp}{dx} \quad \dots (35)$$

## اسئلة ومسائل

- (1) عدد أهم العناصر شبه الموصلية
- (2) ما المقصود بشبه الموصل الذاتي والشائب
- (3) ما المقصود بتيار الحمل وكيف يختلف عن تيار الانتشار
- (4) لماذا اخفق انموذج ثومسن في اعطاء فكرة صحيحة عن الذرة ؟
- (5) ما الذي يعنيه ان معظم اشعة الفا استطاعت اختراق الصفيحة الذهبية في تجربة رادورفورد . وما معنى ان قسما منها قد ارتد بالاتجاه المعاكس بالنسبة لاتجاهها الاصيلي .
- (6) ما الظروف التي تصبح عندها الحاملات الاقلية اكبر عددا من الحاملات الاكثرية ؟
- (7) وضح ما دور الحاملات الاقلية في شبه الموصل من نوع N . وضح كذلك كيف يتم توليد الحاملات الاقلية في النوع P .
- (8) اشرح الاسس لنظرية الحزم المعتمدة للتفريق بين الموصلات والعوازل .
- (9) اشتق علاقة لكثافة (أ) الالكترونات في حزمة التوصيل (ب) الفجوات في حزمة التكافؤ في شبه الموصل .
- (10) برهن على ان مستوى فيرمي يقع في منتصف فجوة الطاقة في اشباه الموصلات النقية
- (11) ما شبه الموصل الشائب ؟ وضح الفرق بين نوع P ونوع N .
- (12) عرف الحركية للشحنات وبين علام تعتمد ؟
- (13) وضح لماذا يمتلك شبه الموصل الشائب معامل مقاومة موجياً بينما يمتلك شبه الموصل الذاتي معامل مقاومة سالبا مع زيادة درجة الحرارة ؟
- (14) هل تغير الذرات الشائبة من مقاومة المواد شبه الموصلية ؟ كيف ؟ ولماذا ؟
- (15) ما شرط الحصول على تيار الانجراف
- (16) اذكر الشرط الضروري لتوليد تيار الانتشار
- (17) ما العوامل التي تحدد عدد الشحنات الحرة في المواد
- (18) ارسم الشكل التخطيطي لمخطط طاقة الحزم للسيلكون في درجة حرارة الصفر المطلق عند درجة حرارة الغرفة
- (19) اذا كانت الايونات الموجبة لا تستطيع الحركة فكيف تفسر وجود تيار الفجوات ؟
- (20) ما العملية المعاكسة لعملية توليد ازواج الكترون - فجوة ؟ وضح ذلك
- (21) ايهما اكبر حركية الالكترونات ام الفجوات ولماذا ؟ وضح ذلك

- (22) وضح بالتفصيل كيفية تكون حاجز الجهد في وصلة الـ PN
- (23) نصف موصل نقي من الجرمانيوم يمتلك مقاومة  $0.45 \text{ اوم} - \text{متر}$ . احسب كثافة حاملات الشحنات ( الالكترونات والفجوات ) اذا كانت الحركية لهذه الحاملات هي  $0.39 \text{ m}^2/\text{V}$  و  $0.19 \text{ m}^2/\text{V}$  وعلى التوالي
- (24) نصف موصل من نوع N من الجرمانيوم يمتلك توصيلية  $200 \text{ v} / \text{m}$ . افرض ان حركية الالكترونات هي  $0.39 \text{ m}^2 / \text{V}$ . احسب كثافة الذرات الشائبة
- (25) اذا كانت كثافة الالكترونات الحرة في الجرمانيوم النقي عند  $300 \text{ k}^\circ$  هي  $2.4 \times 10^{19} / \text{m}^3$  ما مقاومة قضيب من الجرمانيوم ابعاده  $1$  و  $2$  ملمتر و  $1$  سم .
- (26) اذا كانت كثافة الالكترونات الحرة في السيلكون النقي هي  $1.7 \times 10^{16} / \text{m}^3$ . احسب مقاومة قطعة من السيلكون طوله  $1$  و  $2$  مليمتر و  $1$  سم .
- (27) استخدم النتائج في السؤالين اعلاه لحساب النسبة بين مقاومة السيلكون الى مقاومة الجرمانيوم عند درجة الحرارة  $300$  :
- (28) احسب النسبة بين عدد الذرات في الجرمانيوم الى ازواج الالكترون - فجوة عند درجة حرارة الغرفة . كذلك احسب المقاومة الذاتية ( عدد ازواج الالكترون - فجوة هي  $2.4 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$  عند  $300 \text{ k}^\circ$  ) .

# الفصل الخامس

## الثنائي البلوري

### Crystal Diode

#### 1-5 المقدمة :

رأينا فيما سبق ، ان بالامكان الحصول على مادة شبه موصلة من نوع موجب P-type او من نوع سالب N-type عن طريق ادخال مادة شائبة ثلاثية التكافؤ او خماسية التكافؤ الى مادة شبه موصلة نقية وعلى التوالي . وعلى الرغم من ان كلا النوعين ، من اشباه الموصلات ، يحتوي على حاملات الشحنة الاكثية ( التي يعتمد عددها على تركيز الذرات الشائبة الداخلة ) وكذلك على حاملات الشحنة الاقلية ( التي تنتج حرارياً وبالتالي يعتمد عددها على درجة حرارة المادة ) الا ان هذه المواد ليست بذات اهمية عملية عند استعمالها ، في الدوائر ، بصورة منفردة .

من جهة اخرى يمثل ثنائي الوصلة PN واحدا من اهم الاجهزة الالكترونية ويمكن لهذا الثنائي ان يقوم بعمل الصمام الثنائي المفرغ ويمتاز عليه في كثير من النواحي التي سنأتي على ذكرها لاحقاً .

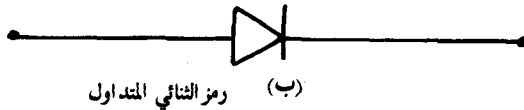
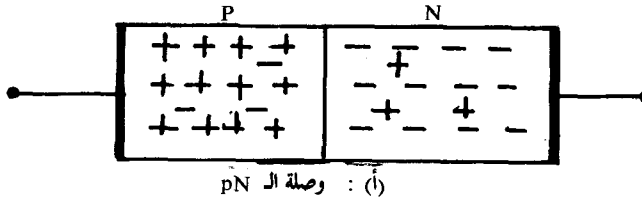
بناءً عليه سنقوم هنا بالتعرف على كيفية الحصول على وصلة الـ PN ومن ثم دراسة العمليات الفيزيائية التي تحدث فيها وكذلك سلوكها الكهربائي وصولاً الى اقرار النموذج الكهربائي المكافيء لهذا الثنائي ، كذلك سنحاول التعرف على بعض من الثنائيات الاخرى ومنها : ثنائي زينر والثنائي النفقي .

• هذه التسمية لوصلة الـ PN سيكون محل الاستعمال في هذا الفصل وما يليه .

ان دراسة هذه الثنائيات ليس ضروريا فقط للتعرف على تطبيقاتها الكثيرة التي سنأتي عليها في فصل لاحق ، وانما ايضا لان فهم عمل هذه الثنائيات ، وعلى وجه الخصوص ثنائي الوصلة pN ، هو ضروري لفهم عمل الترانزستور الذي يشكل اساس الهندسة الالكترونية الحديثة

## 5-2 ثنائي الوصلة PN : pN Junction Diode

يتم الحصول على ثنائي الوصلة pN عند جمع النوعيه ، السالب والموجب من شبه الموصل الى بعضهما . ولا يقصد بالجمع هنا ، تقريب احد النوعين الى النوع الاخر بحيث يتلامسا وانما يقصد به ان كلا النوعين من المادة شبه الموصلة السالبة والموجبة ، يتم تصنيعهما على بلورة واحدة من مادة نصف موصلة ، بحيث يصبح احد نصفها سالبا والنصف الاخر موجبا وذلك عن طريق ادخال المادة الشائبة المناسبة الى نصفى البلورة . يبين الشكل (أ1) ثنائي الوصلة pN او اختصاراً بالثنائي diode ويرمز له عادة بالشكل (أ ب )



الشكل (1)

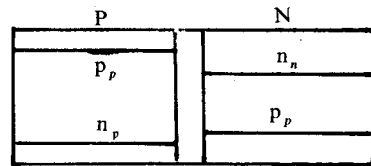
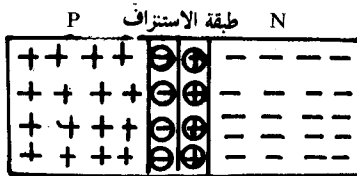
### 5-2-1 منطقة الاستنزاف : depletion layer

عند جمع نصفى وصلة ال PN بالطريقة المذكورة اعلاه وبسبب ان تركيز حاملات الشحنة في اي من النوعين ( الالكترونات في النوع السالب والفجوات في النوع الموجب )

هو اكبر بكثير مما هو في النوع الاخر مما يشير الى عدم وجود انتظام في توزيع اي من هذه الحاملات عبر الوصلة او بعبارة أخرى وجود تحدر في تركيز الالكترونات  $\left( \frac{dp}{dx} \right)$  في المنطقة السالبة وكذلك تحدر في تركيز الثقوب  $\left( \frac{dp}{dx} \right)$  في المنطقة الموجبة أنظر الشكل (2) . يلاحظ في هذا الشكل وصلة PN يحدث عبرها تغيراً فجائياً من النوع P الى النوع N وبالعكس وتسمى هذه الوصلة أحيانا بالوصلة الفجائية abrupt Junction . ان وجود مثل هذا التحدر سيؤدي بالتالي الى انتقال ( او انتشار) بعض الالكترونات الى المنطقة الموجبة عبر الحد في شبه الموصل وكذلك بعض الثقوب في الاتجاه المضاد .

ان عبور الالكترونات الى المنطقة P سوف يجعل منه حاملا اقلية ويوجد الاعداد الكبيرة من الفجوات حوله يكون زمن بقائه قصيراً ، فحال دخوله المنطقة P يسقط في فجوة وعندما يتم هذا فان الفجوة تختفي ويصبح الالكترون الحر إلكترونًا تكافؤياً . كذلك هو الحال بالنسبة للفجوات العابرة الى المنطقة N حيث تقوم باقتناص الكترون حر من بين الاعداد الكبيرة المحيطة بها .

ان انتشار الحاملات وانتقالها من جهة الى اخرى لايعني انتقال الذرات الأم التابعة لها ، ذلك لان هذه الاخيرة تكون مرتبطة مع مثيلاتها من الذرات الاخرى بأواصر تساهمية يصعب كسرها ، وانما يؤدي الى تكون شحنتين مختلفتي الاشارة على جانبي الحد الفاصل ، في وصلة الـ pN ، بسبب من تخلف الايونات الموجبة في المنطقة N والايونات السالبة في المنطقة P انظر الشكل (3) .



الشكل (3) : وصلة الـ pN مع طبقة الاستنزاف

الشكل (2) : - وصلة فجائية



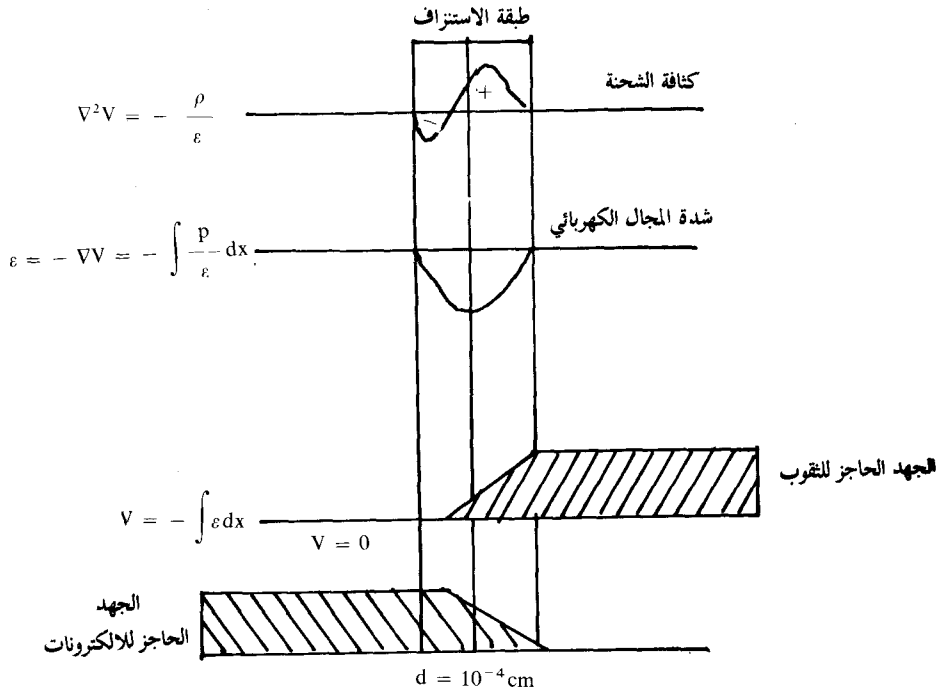
ان كل زوج متكون من الايون الموجب والسالب في الشكل ( 3 ) يدعى ثنائي القطب dipole ، وان وجود مثل هذا الثنائي القطب يعني ان الكترونا واحدا من الكترونات حزمة التوصيل وفجوة واحدة قد توقفا عن التجوال وبتزايد اعداد هذه الثنائيات القطبية تخلى المنطقة المتاخمة للحد الفاصل بين وصلتي الـ pN ، من الشحنات المتحركة وتدعى هذه المنطقة الخالية من الشحنات بطبقة الاستنزاف depletion leuer - انظر الشكل ( ٣ ) .

ومن الجدير بالذكر ان معظم مقاومة وصلة الـ pN تتركز في منطقة الاستنزاف حيث تكون مقاومتها كبيرة بالمقارنة مع بقية اجزاء شبه الموصلين p و N .

The potential barrier : 5 - 2 - 2 الجهد الحاجز :

من المعروف ان وجود شحنتين مختلفتين ومفصولتين عن بعضهما بمسافة سوف يعمل على خلق مجال كهربائي يؤدي بدوره الى احداث جهد كهربائي  $(V_B)$  عبر وصلة الـ PN يعمل على اعاقا انتشار الحاملات في كلا الاتجاهين ويسمى بالجهد الحاجز potential barrier . يوضح الشكل ( ٤ ب ) تغير شدة المجال الكهربائي حول حدود الوصلة بينما يبين الشكل ( ٤ ج ) الجهد الذي يحجز أو يعيق انتقال ثقب أكثر ، اما الشكل ( ٤ د ) فيشير الى الجهد الحاجز للالكترونات وعليه فان الشكلين الاخيرين يبدو ان كمرتفعين او تلين احدهما يعيق مرور او تسلق الالكترونات والاخر يعيق تسلق الفجوات ولذلك يدعى كل منهما احيانا بمرتفع الجهد potential hill وتكون قيمته في غضون بضعة اعشار الفولت .

ومن الجدير بالذكر ان ازدياد تركيز الشوائب يؤدي الى ازدياد تركيز الحاملات الاكثرية ومن ثم تزداد اعدادها التي تنتشر عبر الحد الفاصل وبالتالي تتمو كثافة الشحنة المتخلفة ويزداد لذلك قيمة الجهد الحاجز اي يزداد ارتفاعه ويصاحب ذلك تناقص في سمك منطقة الاستنزاف ويرمز لهذا السمك عادة بالرمز d ، وبالنسبة الى الجرمانيوم مثلا ، وعند القيم المتوسطة لتركيز الشوائب ، تتراوح قيمة  $V_B$  ما بين 0.2 الى 0.3 فولت و d ما بين  $10^{-5}$  الى  $10^{-4}$  سم . اما عند قيم التركيز الاعلى التي تستخدم في بعض الحالات ، فيكون  $V_B$  مساويا لـ 0.7 فولت و d مساويا لـ  $10^{-6}$  سم .



الشكل (٤) :- كثافة الشحنة وشدة المجال الكهربائي والجهد الحاجز في منطقة الاستنزاف في وصلة ال PN

### 5-3 وصلة ال PN في حالة الاستقرار

ذكرنا انفا ان وجود التحدري في تركيز الالكترونات والفجوات عبر الوصلة PN سيعمل على انتشار هذه الحاملات الاكثريه عبر الوصلة . ان انتقال الحاملات الاكثريه نتيجة للانتشار سوف يؤدي الى احداث تيار الانتشار وفقا لمعادلة الانتشار الاتية :

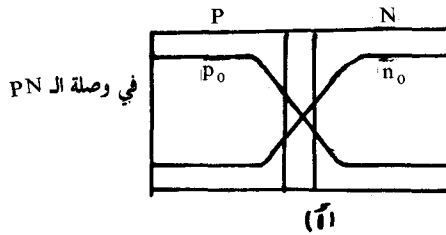
$$J_e = qD_e \frac{dn}{dx} \quad \dots (1)$$

حيث يمثل  $J_e$  كثافة تيار الانتشار الناتج عن الالكترونات التي تنتشر من الجانب N الى الجانب P ويمثل  $D_e$  ثابت الانتشار للالكترونات ويقاس بالمترا المربع لكل ثانيه هناك معادلة مشابهة بالنسبة لكثافة انتشار التيار الناتج عن الثقوب

$$J_h = -qD_h \frac{dp}{dx} \quad \dots (2)$$

حيث يعني وجود الإشارة السالبة ، في المعادلة اعلاه الى ان حركة الفجوات تكون بعكس حركة الالكترونات وعليه فان محصلة كثافة تيار الانتشار في وصلة ال PN تكون مساوية لـ

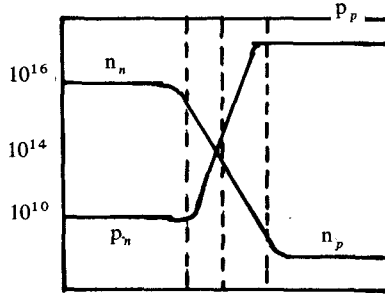
$$J_d = J_e + J_h = q \left( D_e \frac{dn}{dx} + D_h \frac{dp}{dx} \right) \quad \dots (3)$$



الشكل (أ)

على الرغم من اننا ذكرنا ان التغير من النوع P الى النوع N يكون فجائيا ، انظر الشكل ( 2 ) ، الا ان عملية انتشار الحاملات الاكثريه عبر هذه الوصلة سوف يؤثر على قيمة الانحدار الكثافي لهذه الحاملات عبر الوصلة ويصبح الانحدار الكثافي منحنيًا ومتدرجًا - انظر الشكل ( 5 ) - بدلا من كونه فجائيا ويوضح الشكل ( 5 ب ) توزيع تركيز الحاملات في وصلة ال PN في الجرمانيوم . ونظراً لاختلاف تركيز الحاملات الاكثريه والاقليه بملايين المرات فقد رسم المحور الراسي الذي يمثل تركيز الالكترونات والفجوات بمقياس لوغاريتمي . وعادة ما يختلف تركيز الشوائب في المنطقتين P و N ، ويقابل الشكل هذه الحالة بالذات ويلاحظ ان تركيز الحاملات الاكثريه والاقليه في شبه الموصل السالب هما :  $n_n = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  و  $n_p = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$  وفي شبه الموصل الموجب هما :  $p_p = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  و  $p_n = 10^8 \text{ cm}^{-3}$  .

من جهة أخرى فأن وجود الجهد الحاجز والناجم بسبب من عملية الانتشار ، سوف يعمل على تحريك الحاملات الاقلية في كل من المنطقتين N و P موديا بذلك الى احداث تيار يسمى تيار التوصيل . وحيث ان الحاملات الاقلية ، تتكون هي الاخرى ، من نوعين : الالكترونات والفجوات ، لذا فان تيار التوصيل يتكون هو الاخر من مركبتين هما :



الشكل (5 ب) : - تركيز الحاملات في الجرمانيوم

كثافة تيار التوصيل للإلكترونات

$$J_e = \sigma_e E = qn \mu_e E \quad \dots (4)$$

وكثافة تيار التوصيل للفجوات

$$J'_h = \sigma_h E = qp \mu_h E \quad \dots (5)$$

حيث يمثل  $n$  و  $p$  عدد كل من الإلكترونات والفجوات الاقلية وعلى التوالي بينما تمثل  $\mu_e$  و  $\mu_h$  حركية كل من الإلكترونات والفجوات .

وعند جمع المعادلتين (4) و (5) فان كثافة تيار التوصيل الكلي تكون مساوية لـ

$$J_c = (\sigma_e n + \sigma_p p) qE \quad \dots (6)$$

مما تقدم يتبين لنا ان محصلة التيار ، الساري في وصلة الـ PN يسبب من حركة الإلكترونات ، تكون مساوية لتيار الانتشار + تيار التوصيل اوبصيغة رياضية :

$$J_e + J'_e = qD_e \frac{dn}{dx} + qn \mu_e E \quad \dots (7)$$

وكذلك بالنسبة لمحصلة التيار الناتج عن حركة الفجوات

$$J_h + J'_h = qp\mu_h E - qD_h \frac{dp}{dx} \quad (8)$$

على اية حال ، تكون محصلة التيار الكلي ( J ) في وصلة الـ PN ، في حالة انعدام الجهد الخارجي ، مساوية لمجموع تيار الانتشار وتيار التوصيل ، أو ان

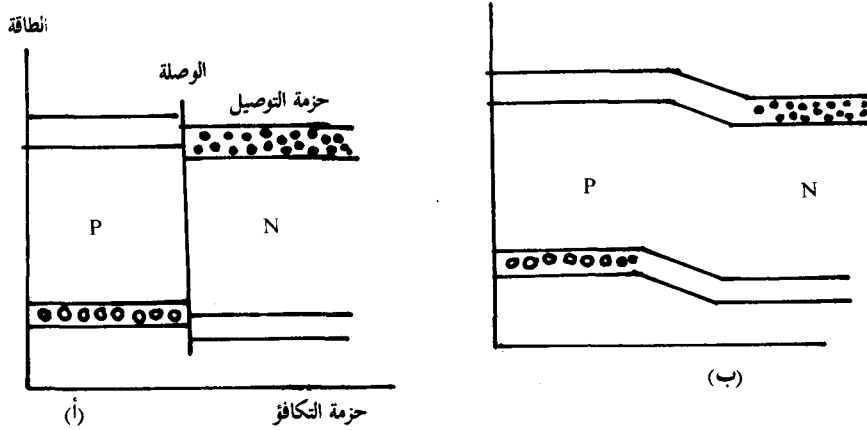
$$J = J_d + J_c \quad \dots (9)$$

في حالة التوازن الحركي لوصلة الـ PN يتساوى هذان التياران مقدراً وتعاكسان اتجاهها وبالتالي يكون التيار الكلي ( J ) المار خلال وصلة الـ PN مساوياً للصفر . وهذا هو المفروض في حالة انعدام الجهد الخارجي او بكلمة اخرى أن الجهد الحاجز سيأخذ دائماً تلك القيمة او الوضع الذي يكفل التعادل بين تيارى الانتشار والتوصيل . لنفرض الان ان تيار الانتشار قد ازداد بسبب ارتفاع درجة الحرارة ان هذه الزيادة في تيار الانتشار معناها عبور عدد اكبر من الالكترونات الى جهة . وكذلك عبور عدد اكبر من الفجوات الى منطقة N مؤدية بذلك الى زيادة عدد الايونات المتخلقة وبالتالي الى زيادة قيمة الجهد الحاجز . ان نمو ارتفاع الجهد الحاجز سوف يؤدي الى زيادة مقابلة في تيار التوصيل اي الى انتقال الحاملات الاقلية في الاتجاه العكسي وطالما ان  $J_c < J_d$  يتواصل نمو ارتفاع الجهد الحاجز ، وفي نهاية المطاف ، ونتيجة لزيادة  $J_c$  يحدث الاتزان ويتوقف نمو  $V_B$  ( $J_c = J_d$ ) .

#### 4-5 مخطط الطاقة لوصلة الـ PN

على الرغم من اننا رأينا توا ان الوصلة الفجائية هي شيء مثالي ، وانه بسبب من حصول عملية الانتشار في وصلة الـ PN ، فان جهة P لا تنتهي تماماً عندما تبدأ جهة N ، الا اننا ولغرض التبسيط سنبدأ بمخطط الطاقة للوصلة قبل حصول عملية الانتشار - انظر الشكل ( ٦ أ ) .

يلاحظ في هذا الشكل حزم الطاقة قبل انتشار الالكترونات عبر الوصلة وقد احتوت الجهة P على العديد من الفجوات الواقعة في حزمة التكافؤ بينما اختصت الجهة N بالعديد من الالكترونات السائبة التي تقع عادة في حزمة التوصيل ، كذلك يلاحظ ان حزمة التكافؤ قد رسمت اعلى قليلاً من حزمة التوصيل . ان السبب في ذلك يعود الى ان



الشكل (٦) : مخطط الطاقة (أ) قبل الانتشار  
(ب) بعد الانتشار

الالكترونات في ذرة خماسية التكافؤ يكون ارتباطها بالنواة اقوى من ارتباط الالكترونات بنويات ذراتها ثلاثية التكافؤ ومن ثم فان الطاقة الكامنة للالكترونات في الذرة الخماسية التكافؤ تكون أصغر وان الطاقة اللازمة لتحريرها تكون اكبر. ولهذا فان المدارات في ذرة ثلاثية التكافؤ (جهة P) تكون اكبر بقليل من مدارات ذرة خماسية التكافؤ (جهة N) وهذا يشرح سبب كون حزم P اعلى بقليل من حزم N.

ان انتشار الالكترونات والفجوات عبر وصلة ال PN لا ينتج عنه طبقة الاستنزاف حسب وكما ذكرنا - بل يغير ايضا مستويات الطاقة في منطقة الوصلة. يبين الشكل (٦ ب) مخطط الطاقة بعد ان يتم التوازن ويلاحظ فيه ان حزم P قد تحركت الى الاعلى نسبة الى حزم N وذلك بسبب من ان عبور الكترون ما للوصلة فانه سوف يملأ فجوة احدى الذرات الثلاثية التكافؤ وبالتالي فان هذا الالكترون الاضافي يرفع مدار حزمة التوصيل بعيداً عن الذرة الثلاثية او بعبارة اخرى ان أي الكترون اخرياتي الى المنطقة سوف يحتاج الى طاقة اكبر من السابق ليدخل الى مدار نطاق التوصيل. وهذا يطابق القول بان حزم P تحركت الى الاعلى نسبة الى حزم N بعد ان تكون طبقة الاستنزاف قد تكونت.

## 5-5 حساب الجهد الحاجز

ذكرنا ، انفا ، ان الجهد الحاجز يأخذ دائما تلك القيمة او الوضع الذي يكفل حصول التعادل بين تيارى الانتشار او التوصيل ، ويمكن التعبير عن ذلك رياضيا بجعل اي من المعادلتين (7) او (8) مساوية للصفر ، اي ان

$$q D_e \frac{dn}{dx} = - q n \mu_e E \quad \dots (10)$$

او ان

$$\frac{dn}{n} = - \frac{\mu_e}{D_e} E dx \quad \dots (11)$$

لدينا من معادلة انشتاين في الانتشار

$$\frac{D_e}{\mu_e} = \frac{D_h}{\mu_h} = \frac{KT}{q} \quad \dots (12)$$

وعند التعويض عن قيمة  $\frac{D_e}{\mu_e}$  من المعادلة (12) في المعادلة (11) نحصل على

$$\frac{dn}{n} = - \frac{q}{KT} E dx \quad \dots (13)$$

ويأخذ التكامل عبر الوصلة (الملتقى PN) اي على فرض ان عرض منطقة الاستنزاف  $x_2 - x_1$  - انظر الشكل (5) - وكذلك من  $n_p$  الى  $n_n$  . حيث يمثل  $n_n$  عدد الالكترونات على حافة منطقة الاستنزاف في الجانب N من الوصلة و  $n_p$  عدد الالكترونات على حافة منطقة الاستنزاف في الجانب P من الوصلة . اي ان

$$\int_{n_p}^{n_n} \frac{dn}{n} = \frac{q}{KT} \int_{x_1}^{x_2} (- E) dx \quad \dots (14)$$

لدينا ان  $v = - \int E dx$  وعليه فان المعادلة (14) تصبح بعد اجراء التكامل بالصيغة

$$n_n = n_p e^{V_B/(KT/q)} \quad \dots (15)$$

هذه المعادلة تمثل العلاقة بين كثافة الالكترونات عند حافة طبقة الاستنزاف في المنطقة N وكثافتها عند حافة الطبقة في المنطقة P من وصلة الثنائي . من جهة اخرى يمثل الاسس  $V_B/(KT/q)$  نسبة قيمة حاجز الجهد الى معدل الطاقة للشحنات او بعبارة اخرى هو مقياس لمعدل قدرة هذه الشحنات لعبور هذا الحاجز الجهدى .

وباتباع نفس الخطوات اعلاه يمكن الوصول الى نفس معادلة مشابهة للمعادلة (15) بالنسبة لكثافة الفجوات اي ان

$$P_p = P_n e^{V_B/(KT/q)} \quad \dots (16)$$

المعادلتين (15) و (16) تعرفان بمعادلتى بولتزمان Boltzman equations على أية حال عند وضع  $n_n = N_D$  و  $n_p = n_i^2 / N_A$  وتعويضهما في المعادلة نحصل على

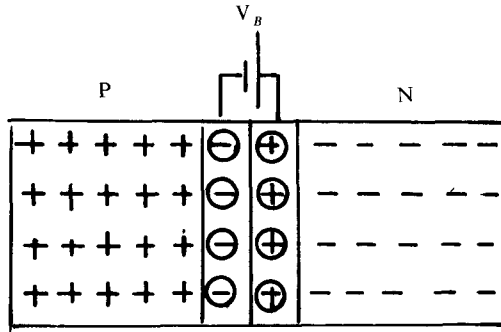
$$V_B = \frac{KT}{q} \ln \left( \frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad \dots (17)$$

ان أهمية المعادلة (17) تكمن في حقيقة ان  $V_B$  قد تم حسابه بدلالة كثافة الذرات الثنائية التي سببت وجوده .

## 6-5 وصلة الـ pN تحت تأثير جهد انحياز خارجي :

عرفنا فيما سبق ، ان نشوء طبقة الاستنزاف عبر وصلة الـ PN يرافقه ظهور جهد حاجز  $V_B$  عند هذه الوصلة يعيق انتشار الحاملات الاكثرية ويعمل بذلك للوصول الى حالة الاتزان الحركي ليجعل من محصلة التيار المار في وصلة الـ PN ، مساوية للصفر . يبين الشكل (7) وصلة الـ PN مع الجهد الحاجز  $V_B$  والذي يكون مساويا لـ (0.7) فولت تقريبا عند درجة حرارة الغرفة ( $25^\circ\text{C}$ ) بالنسبة لشبه الموصل من السيلكون و 0.3 فولت بالنسبة لشبه الموصل من الجرمانيوم .



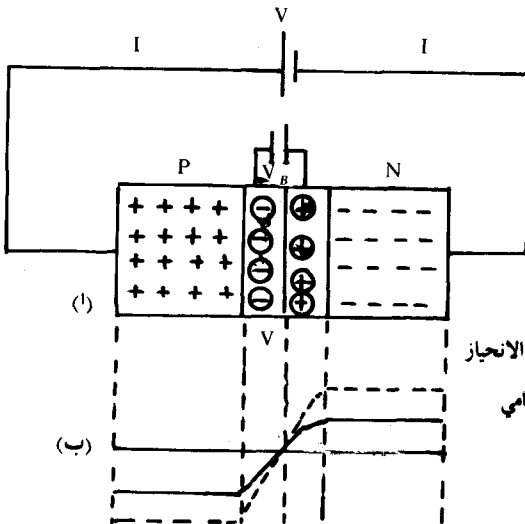


الشكل (٧) : وصلة الـ PN مع الجهد العكس  $V_B$

الآن إذا ما سلطنا جهداً خارجياً فإن هذا الجهد سوف يكون اما مشابهاً لـ  $V_B$  ويسمى عندئذ بالانحياز العكسي او مخالفاً لـ  $V_B$  ويدعى بالانحياز الامامي وستقوم هنا بدراسة تأثير هذين النوعين من الانحياز على وصلة الانحياز وسنبداً بـ .

#### 1-5-4 الانحياز الامامي لوصلة الـ PN : Forward bias

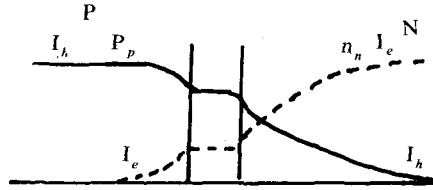
يتم الحصول على الانحياز الامامي لوصلة الـ PN بربط القطب الموجب لمصدر جهد خارجي الى شبه الموصل الموجب P والقطب السالب منه الى شبه الموصل السالب N - انظر الشكل ( 8 أ ) .



الشكل (٨) (أ) وصلة الـ PN مع وجود جهد الانحياز  
(ب) حالاز الجهد مع وجود جهد الانحياز الامامي

ان المجال الكهربائي ، الناتج عن الجهد الخارجي المسلط على الملتقى PN ، سوف يؤثر في الاتجاه المضاد لمجال حاجز الجهد وبالتالي يقل الجهد عبر الملتقى PN ، اي ينخفض ارتفاع الحاجز الجهدي - انظر الشكل ( 8 ب ) - وينمو لذلك تيار الانتشار اذ تستطيع اعداد اكبر من الحاملات الاكثرية ان تجتاز الحاجز الجهدي المنخفض اما تيار التوصيل فلن يتغير تقريبا لانه يعتمد على عدد الحاملات الاقلية التي تعبر الملتقى PN من المنطقتين P و N بفضل سرعاتها الحرارية وبالتالي فان التيار الكلي المار خلال الملتقى لا يكون مساويا للصفر .

على اية حال ، عندما تتحرك الفجوات من المنطقة P الى المنطقة N ، بسبب من التنافر بينها وبين القطب الموجب ، فانها تلتحم مع الالكترونات لتصبح هذه الاخيرة الكترولونات تكافؤية وكلما توغلت في المنطقة N كلما زاد فرص التحامها مع الالكترونات ويقل عددها تبعا لذلك ، تدريجيا . ويحدث الشيء نفسه بالنسبة للالكترونات العابرة الى المنطقة P . انظر الشكل ( 9 ) .



الشكل ( 9 ) : مركبات التيار في مرحلة الـ pN

ومن الجدير بالذكر ان تركيز الشوائب يكون مختلفا عادة في شبه الموصل الواحد ومن ثم يختلف تركيز الحاملات في المنطقتين P و N اختلافا كبيرا وبالتالي يكون الحقن بالحاملات من المنطقة ذات التركيز الاعلى/ هو الغالب . فاذا كان  $P_p > n_n$  فان الحقن بالفجوات من المنطقة P الى المنطقة N يفوق الحقن بالالكترونات في الاتجاه المضاد بكثير ، كما هو الحال في الشكل ( 9 ) ، فان الالكترونات سوف يتم سحبها من عمق المنطقة N لتسقط في الفجوات وبالتالي فان اعداد الالكترونات العابرة ستكون صغيرة وتضمحل بسرعة عند مرورها في منطقة الغنية بالفجوات .

على اية حال ، يقوم القطب السالب لمصدر الجهد الخارجي بتعويض الالكترونات الملتحمة مع الفجوات وبذلك يسري تيار في اسلاك التوصيل I . من جهة اخرى تتحول الالكترونات الساقطة في الفجوات من كونها الكترونات سائبة الى الكترونات تكافؤية وبالتالي فانها تفقد جزءاً من طاقتها .

على الرغم من ان جزءاً من هذه الطاقة المفقودة قد يتحول الى حرارة الا ان الجزء الاكبر منها سوف ينتقل الى الالكترونات التكافؤية للذرات الاخرى . وحيث ان التيار المار في الدائرة هو واحد ، لذا فانه يصبح من المعقول ان نفترض ان الالكترون التكافؤي العائد الى الذرة الاقرب الى القطب الموجب لمصدر الجهد الخارجي ، هو الذي يستلم هذه الطاقة المفقودة وبالتالي فان هذا الالكترون يصبح قادراً على الانفلات من ذرته ليتجه نحو القطب الموجب . وهكذا تتكرر العملية اعلاه طالما استمر تسليط الجهد الامامي . على اية حال ، يمكن اعادة كتابة معادلة بولتزمان (المعادلة (15) و (16) ) بالطريقة الآتية :

$$P_n = P_p e^{-qV_B/(KT)} \quad \dots (18)$$

و

$$n_p = n_n e^{-qV_B/(KT)} \quad \dots (19)$$

عند تسليط جهد انحياز  $V +$  على وصلة الـ  $pN$  فان الجهد الحاجز يصبح عندئذ مساوياً لـ  $(V_n - V)$  وتصبح كثافة الفجوات مساوية لـ

$$P_n + \Delta P_n = P_p e^{-(V_B - V)/(KT/q)} = (P_0 e^{-V_B/(KT/q)}) e^{V/(KT/q)} \quad \dots (20)$$

هذه الزيادة في عدد الفجوات  $(\Delta P_n)$  تكون بسبب ان فجوات اكثر أصبحت تمتلك الطاقة الكافية التي تمكنها من اجتياز حاجز الجهد الجديد والمختزل الى قيمة أقل . وبطبيعة الحال هذا يعود الى تسليط جهد الانحياز  $V$  . كذلك يزداد عدد الالكترونات في الجهة المقابلة من طبقة الاستنزاف بحيث ان :

$$n_p + \Delta n_p = n_n e^{-(V_B - V)/(KT/q)} = (P_p e^{-V_B/(KT/q)}) e^{V/(KT/q)} \quad \dots (21)$$

عند طرح المعادلة (18) من المعادلة (20) نحصل على مقدار الزيادة في كثافة الفجوات

$$\Delta P_n = P_p e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \dots (22)$$

وبنفس الطريقة عند طرح المعادلة (19) من المعادلة (21) ، نحصل على مقدار الزيادة في كثافة الالكترونات

$$\Delta n_p = n_n e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \dots (23)$$

الان على فرض ان A تمثل مساحة الوصلة و  $v_h$  معدل سرعة الفجوات فان حاصل الضرب  $\Delta P_{qv_h}$  سوف يمثل مركبة التيار الناتج عن الفجوات المحقونة الى المنطقة N . أي أن

$$\begin{aligned} i_h &= \Delta P_p q v_h e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1) \\ &= B_h (e^{V/(KT/q)} - 1) \end{aligned} \quad \dots (24)$$

وبنفس الطريقة سوف نجد ان مركبة التيار الناتج عن الالكترونات المحقونة الى المنطقة P ، تكون مساوية لـ

$$i_e = B_n (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \dots (25)$$

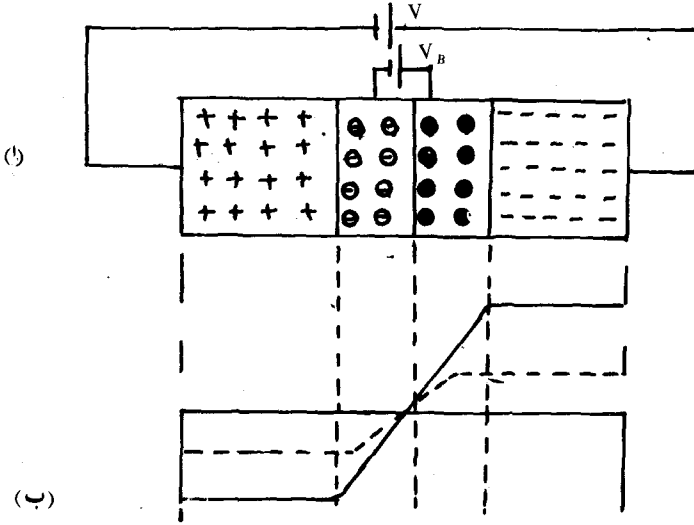
وبالتالي فان التيار الكلي يكون مساويا لـ

$$i = i_h + i_e \doteq (B_h + B_e) (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \dots (26)$$

## 2-6-5 الانحياز العكسي لوصلة ال-pN

لتفرض الان ان الجهد الخارجي قد تم ربطه بحيث يؤثر في نفس اتجاه الجهد الحاجز ، اي تم ربط القطب الموجب لمصدر الجهد الخارجي الى شبه الموصل السالب N والقطب السالب منه الى شبه الموصل الموجب P - انظر الشكل ( 10 أ ) . في هذه الحالة يؤثر المجال الكهربائي الناتج عن تسليط الجهد الخارجي عبر الملتقى pN في نفس

اتجاه مجال الجهد الحاجز وبالتالي فان الحاملات الاكثرية (الفجوات والالكترونات) سوف تتحرك باتجاه نهائي البلورة ( بعيدا عن الملتقى PN ) لتخلف وراءها الايونات السالبة والموجة الاضافية ولهذا السبب يزداد عرض طبقة الاستنزاف كلما ازداد الانحياز العكسي - انظر الشكل (10 أ).



الشكل (10) : وولمة ال PN مع جهد الانحياز العكسي

على الرغم من ان الجملة الاخيرة اعلاه صحيحة الا انها ليست دقيقة ذلك لانه يتوجب علينا ان نسأل : عند قيمة معينة لجهد انحياز عكسي ، الى اي حد يمكن ان يزداد عرض طبقة الاستنزاف ؟ وهل يمكن زيادة هذا الجهد العكسي الى ما لانهاية ؟ ان الاجابة عن الجزء الاول من هذا السؤال تتلخص على النحو الاتي : ان الالكترونات الهاربة سوف تخلف وراءها ايونات موجبة وتخلف الفجوات المغادرة ايونات سالبة وعليه فان الايونات الجديدة سوف تزيد من فرق الجهد على طبقة الاستنزاف وكلما زاد عرض طبقة الاستنزاف كبر فرق الجهد عبرها وتوقف نمو طبقة الاستنزاف عندما يساوي فرق جهدها الجهد الخارجي العكسي المسلط عليها . اما بالنسبة للجزء الثاني من السؤال ، فان الاجابة عنه تكون بالنفي . ذلك لان الاستمرار في زيادة الفولتية العكسية سوف يؤدي ، كما ذكرنا ، الى زيادة الجهد الحاجز مما يعمل على زيادة اعاقه مرور حاملات التيار الاكثرية من جهتي الوصلة ولكنه يعمل في نفس الوقت على دفع حاملات التيار الاقلية

من أزواج الإلكترونات والفجوات المنتجة حرارياً في داخل منطقة الاستنزاف إلى نهايتي البلورة ، الإلكترونات إلى اليمين والفجوات إلى اليسار. انظر الشكل (10 أ) - وبما أن الطاقة الحرارية تنتج أزواجاً إلكترون - فجوة ، قرب الوصلة ، باستمرار فهناك تيار صغير يسري باستمرار في الدائرة الخارجية .

يكون عدد حاملات التيار الاقلية هذه محدوداً عند درجة حرارة معينة ، لذا فإن زيادة الجهد السالب لن يؤدي إلى زيادة التيار العكسي لهذا السبب يدعى أحياناً بتيار التشبع saturation current ويرمز له بـ  $I_s$  ، ولكنه يعمل بطبيعة الحال على

تعبيل هذه الحاملات  $\left( a = \frac{e}{m} \frac{V}{d} \right)$  ومن ثم زيادة سرعتها بدرجة كبيرة .

وعلى وفق ذلك عليه فإن زيادة جهد الانحياز العكسي عن حد معين ( جهد الانكسار (break down voltage) سوف يعمل على اكتساب هذه الحاملات طاقة كبيرة يجعلها قادرة على تحرير الإلكترونات التكافؤ للذرات الأخرى عند اصطدامها بها . إن هذه الإلكترونات الأخيرة قد تمتلك قدرًا من الطاقة يجعلها قادرة على تحرير الإلكترونات أخرى من الذرات الأخرى وبهذه الطريقة سوف نحصل على عدد من الإلكترونات الحرة يتضاعف عددها بسرعة كبيرة جداً مؤدياً إلى ما يسمى بالانهيار الكهربائي electrical breakdown يعمل على الإخلال بالاستقرار الحراري لوصلة الـ PN . أو بعبارة أخرى إن كمية الحرارة التي يحصل عليها ثنائي الوصلة نتيجة التسخين والتيار العكسي تصبح أكبر من كمية الحرارة المسحوبة من الملتقى ولذلك ترتفع درجة حرارة الملتقى وتقل مقاومته ويزداد التيار فيحدث تسخين زائد للثنائي ويتحطم حرارياً ولهذا السبب فإن معظم الثنائيات لا يسمح لها أن تصل إلى الانكسار أو بعبارة أخرى أن الجهد العكسي المسلط على الثنائي يجب أن يبقى أقل من جهد الانكسار .

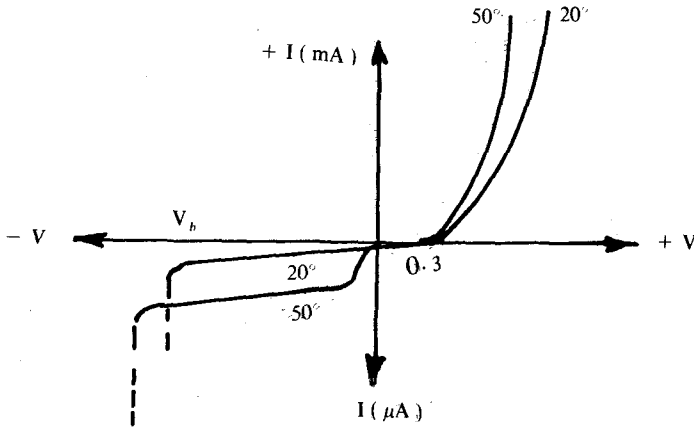
على أية حال ، عند التعويض في المعادلة (26) عن  $(V)$  بـ  $(V_B + V)$  فإن الحد  $e^{-qV/kt}$  سوف يصبح صغيراً إلى الحد الذي يمكن إهماله . أي أن

$$i = I_s = - (B_h + B_e) \quad \dots (27)$$

وبالتالي فإن معادلة الفولتية - التيار للثنائي البلوري تصبح على الشكل الآتي :

$$i = I_s (e^{-qV_p/KT} - 1) \quad \dots (28)$$

حيث يمثل  $I_s$  ، وكما ذكرنا ، تيار التشبع العكسي الناتج عن حركة أزواج الإلكترون - فجوة المنتجة حراريا - لذا فان رفع درجة حرارة الوصلة سيؤدي الى زيادة عدد أزواج حاملات التيار الاقلية المتولدة ، اي يزداد تركيز هذه الحاملات وتتمو التوصلية وبالتالي فان خصائص الثنائيات شبه الموصلية تعتمد على درجة الحرارة كثيرا ويتضح ذلك جيدا من منحنى  $(I - V)$  للثنائي البلوري ، الشكل (11) ، المرسوم طبقا للمعادلة اعلاه والمأخوذ عند درجتي حرارة مختلفتين لثنائي بلوري من الجرمانيوم .



الشكل (11) : - منحنى  $(I - V)$  للثنائي

يلاحظ في الشكل (11) نمو التيارين الامامي والعكسي عند رفع درجة الحرارة الى ان نسبة زيادة التيار العكسي تكون اكبر . ففي الجرمانيوم يتضاعف التيار العكسي مرتين تقريبا في كل مرة ترتفع فيها درجة الحرارة بمقدار 10 م ، فعلى سبيل المثال اذا ارتفعت درجة الحرارة من 20 م الى 70 م فان  $I_s$  يتضاعف  $e^5$  اي 32 مرة ، اما في السيلكون فان الطاقة الحرارية تنتج الحاملات الاقلية باعداد أقل مما تنتج في ثنائيات الجرمانيوم اوبعبارة اخرى . ان  $I_s$  في السيلكون يقل بكثير عنه في ثنائي الجرمانيوم . هذه الميزة العظيمة للسيلكون هي أحد الاسباب التي جعلته يسود في مجال شبه الموصل .

من جهة اخرى يلاحظ في الشكل (11) ، ان التيار الامامي لا ينمو عند رفع درجة الحرارة بنفس القوة التي ينمو بها التيار العكسي والسبب في ذلك هو ان التيار الامامي يعتمد أساسا على تركيز الشوائب ( الواهة والقابلة ) ولا علاقة له بدرجة الحرارة ، الا ان رفع درجة الحرارة يزيد وكما ذكرنا ، من تيار التشبع  $I_s$  وبالتالي فان ارتفاع الجهد الحاجز يجب ان يقل ليسمح عندئذ للحاملات الاكثرية بالانتشار للوصول الى حالة الاتزان الحركي على فرض ان الجهد الخارجي المسلط يساوي صفراً ، وبالتالي فانه يمكن القول ان انخفاض الجهد الحاجز مع ارتفاع درجة الحرارة هو السبب المباشر وراء زيادة التيار الامامي .

ومن الجدير بالملاحظة في الشكل (11) ان التيار الامامي لا يبدأ بالسريان الا عند جهد معين يدعى بجهد العتبة threshold voltage او جهد القطع ويكون مساويا لـ 0.2 الى 0.3 فولت في الجرمانيوم وفي حدود 0.5 الى 0.7 فولت في السيلكون . ان هذا الفرق بين جهدي القطع ( 0.4 فولت ) يعود سببه الى تيار التشبع العكسي . ففي الجرمانيوم يكون هذا التيار اكبر مما هو عليه في السيلكون بحوالي الف مرة . فينما تقدر قيمته في الجرمانيوم بالميكروأمبير  $(1 \mu A = 10^{-6} A)$  نجد ان قيمته في السيلكون تكون بالنانوامبير  $(1 nA = 10^{-9} A)$  .

كذلك يلاحظ في الشكل (11) ، ان فولتية الانكسار تبدأ عند قيمة أعلى عند ارتفاع درجة الحرارة . لماذا ؟ .

مثال :

اذا كان تيار الاشباع  $I_s$  يتغير من  $10^{-14}$  الى  $10^{-9}$  عند تغير درجة الحرارة من  $20^\circ$  الى  $125^\circ$  م . فأحسب  $V_B$  في كلا الحالتين على فرض ان التيار الامامي يبقى ثابتا عند القيمة (ImA) .  
لدينا من المعادلة ان

$$I = I_s (e^{-qV_B/KT} - 1)$$

او ان

$$\frac{I}{I_s} = e^{-qV_B/KT} - 1$$

او ان



$$\ln \left( \frac{I}{I_s} \right) = - \frac{q V_B}{KT}$$

وحيث ان  $T = 20 + 273 = 293^\circ K$  لذا فان :

$$\frac{KT}{q} = 25 \text{ mV}$$

وبالتالي فان

$$V_B = 25 \log \left( \frac{I}{I_s} \right) = 25 \ln \left( \frac{10^{-3}}{10^{-14}} \right) = 633 \text{ mv} \dots$$

عند  $T = 273 + 125 = 388^\circ K$  تصبح قيمة  $\frac{KT}{q}$  مساوية لـ 34 ملي فولت وبالتالي فان

$$V_B = 34 \ln \left( \frac{10^{-3}}{10^{-9}} \right) = 460 \text{ mv}$$

وعليه فان  $V_B$  يقل مع زيادة درجة الحرارة على الرغم من ثبات التيار الامامي ( ثبوت جهد الانحياز الامامي ) .

## 5-7 لدائرة المكافئة للثنائي البلوري :

بعد ان تعرفنا على استجابة الثنائي البلوري وسلوكه عند وقوعه تحت تأثير جهد مستمر سنقوم هنا باستبدال هذا الثنائي « بـ نموذج model » يتصرف كهربائيا بنفس الطريقة التي يتصرف معها الثنائي وبالتالي فان هذا الانموذج او الدائرة المكافئة للثنائي يصبح اداة مفيدة يستخدم لتحليل وتصميم دوائر الثنائيات .

من البديهي ان الحصول على النموذج المناسب للثنائي البلوري يفترض ان يكون من خلال منحى الخواص  $(I - V)$  للثنائي ، ويتم الحصول عليه على النحو الآتي : يتم تقرب المنحى بين الفولتية صفرو 0.35 فولت - مثلا - بخط مستقيم ، انظر الخط المنقطع OA في الشكل ( 12 ) . وحيث ان العلاقة بين الفولتية والتيار تكون خطية ايضا

في المقاومة ، لذا فانه يصبح بالامكان اعتبار الثنائي ( على الاقل في المدى 0 - 0.35 فولت )

مقاومة تكون قيمتها ، تبعا للشكل ( ١٢ ) ، مساوية لـ  $47 = \frac{0.28}{0.006}$  أوم .

وعلى هذا الاساس فان الخط المتقطع OA يعرف بالمقاومة الامامية المستمرة للثنائي ويرمز لها بـ  $r_F$  .  
d.c forward resistance

على اية حال ، تمثل  $r_F$  مقاومة الثنائي عند نقطة واحدة هي ( 0.28V , 0.006A ) ومن ثم فان قيمة هذه المقاومة سوف تختلف من نقطة على المنحنى ، الى اخرى . وعلى الرغم

من اهمية هذه المقاومة  $r_F$  الا ان المقاومة من نوع  $\frac{\Delta v}{\Delta i}$  ستكون اكثر اهمية لانها تمثل مقاومة الاشارة الصغيرة التي تربط بين التيار المتناوب والفولتية المتناوبة . فاذا كان  $i_a$  يمثل القيمة الانية لتيار الانود و  $v_a$  تمثل القيمة الانية لفولتية الانود فان :

$$r_f = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a} \quad \dots (29)$$

او بصورة ادق

$$r_f = \frac{d v_a}{d i_a} \quad \dots (30)$$

حيث تعرف  $r_f$  بمقاومة الثنائي الامامية الحركية dynamic forward resistance فاذا كانت  $v_a$  تتغير حول القيمة 0.28 فولت فان المقاومة الحركية سوف تكون مساوية

لانحدار الخط CD في الشكل ( ١٢ ) ، اي ان  $\left( r_f = \frac{0.1}{0.01} = 10\Omega \right)$

على الرغم من ان التقريب اعلاه يعد جيدا وكذلك قيمة  $r_f$  المحسوبة طبقاً لذلك ، الا انه بالامكان حساب  $r_f$  من استخدام معادلة الثنائي :

$$i = I_s ( e^{qV_a / K T} - 1 ) \quad \dots (28)$$

وذلك باخذ التفاضل لهذه المعادلة بالنسبة لـ  $V_a$  او بصيغة رياضية

$$\frac{dI}{dV} \approx \left( \frac{q}{KT} \right) i = \frac{1}{r_f} \quad \dots (32)$$

لذا فان

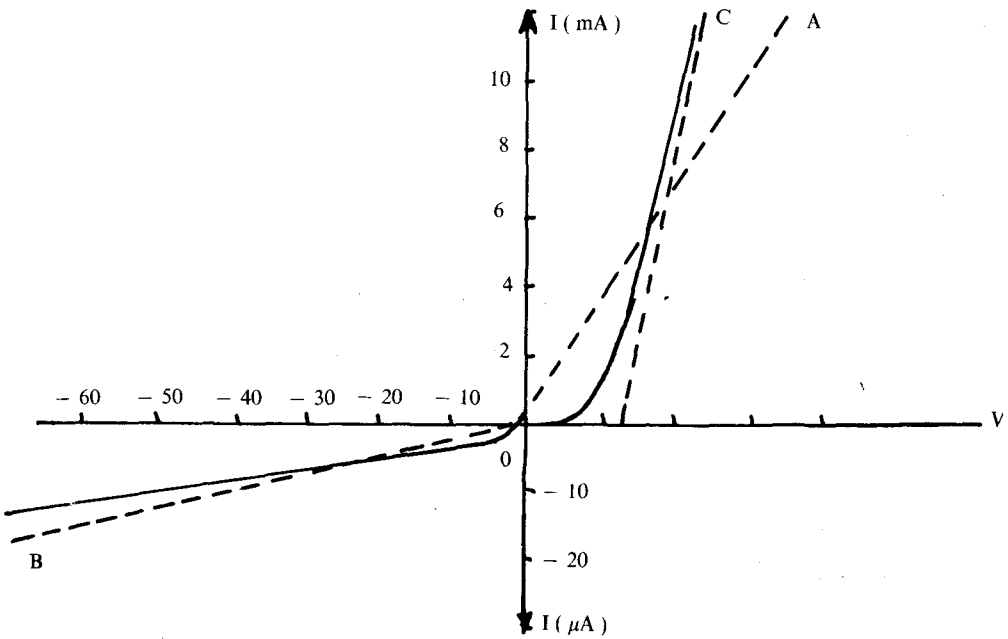
$$r_f = \frac{KT}{qi} = \frac{0.026}{\tau} \quad \dots (33)$$

اوان

$$r_f = \frac{26}{i \text{ (mA)}} \quad \dots (34)$$

وعليه فان  $r_f$  سوف تكون في حالة كون  $i = 6 \text{ mA}$  - انظر الشكل (12) ، مساوية لـ

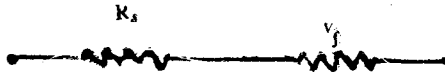
$$4.33 = \frac{26}{6} \text{ اوم}$$



الشكل (١٢) :- حساب  $r_f$  العملية من منحنى الخواص

ان الاختلاف بين قيمتي  $r_f$  في كلا الحالتين يعود بطبيعة الحال الى القيمة الاولى (10) اوم تمثل القيمة العملية لمقاومة الثنائي المحسوبة بتقريب جيد اما القيمة الثانية (4.33) اوم فتمثل القيمة النظرية المحسوبة طبقا للمعادلة (28) . هذا وعلى الرغم من ان القيمة الثانية هي التي يفترض فيها ان تكون القيمة الفعلية الا ان القياسات العملية تشير الى ان القيمة الاولى هي القيمة الفعلية لمقاومة الثنائي ، وعليه فان مقاومة الثنائي تكون من المقاومة النظرية  $r_f$  ومقاومة اخرى ( $R_s$ ) مربوطة معها على التوالي - انظر

الشكل (13) - بحيث تكون قيمة  $R_s$  مساوية لـ  $10 - 4.33 = 5.67 \Omega$



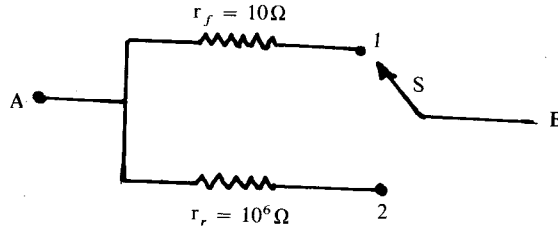
الشكل (١٣)

على ضوء مما تقدم يمكن اعتبار الشكل (13) الدائرة المكافئة للثنائي البلوري في حالة كونه منحازا اماميا . يمكن ايجاد الدائرة المكافئة له في حالة انحيازه عكسياً ، بنفس الطريقة اعلاه حيث يتم تقرب منحنى الانحياز العكسي في الشكل (12) - بالخط OB ثم ايجاد المقاومة العكسية  $r_r$  للثنائي من حساب انحدار هذا الخط OB . اي ان

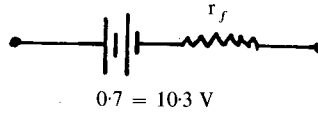
$$\left( r_r = \frac{V_a}{I_a} = \frac{-10}{10^{-6}} = 1M\Omega \right)$$

البلوري في كلا الاتجاهين سوف تكون كما في الشكل (14)

وعلى الرغم من ان الدائرة في الشكل (14) تعد تقريبا جيدا للدائرة المكافئة للثنائي البلوري الا انه يجب ان لا ننسى ان التيار لا يبدأ بالسريان . انظر الشكل (11) - في حالة الانحياز الامامي الا عندما تكون فولتية المصدر الخارجي مساوية 0.7 فولت في حالة السيلكون او 0.3 فولت في حالة الجرمانيوم وبالتالي فان الدائرة المكافئة التي تكشف عن السلوك الكهربائي للثنائي البلوري . تكون كما في الشكل (15)



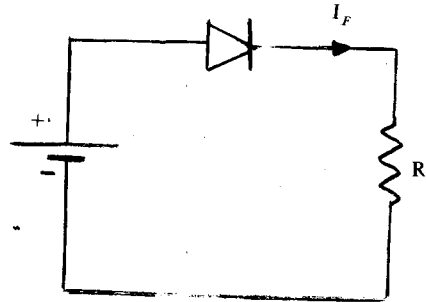
الشكل (١٤) الدائرة المكافئة للثنائي في حالة انجهاز الامامي  
( $r_f$ ) والانجهاز الخلفي ( $r_r$ )



الشكل (١٥) الدائرة المكافئة للثنائي المنحاز اماميا

### 5-8 تحليل دائرة الثنائي : خط الحمل Load-Line

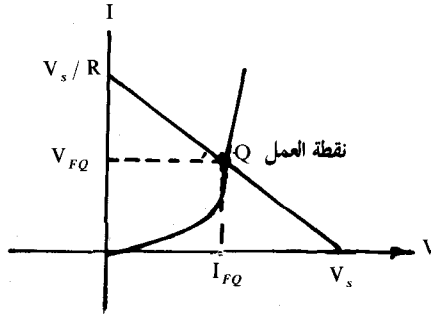
يبين الشكل (16) دائرة بسيطة واساسية من دوائر الثنائي وتتكون من مصدر الفولتية الخارجي  $V_s$  والمقاومة  $R$  المربوطة على التوالي مع الثنائي والمطلوب الان هو تحديد قيمة التيار المار في المقاومة  $R$  او بعبارة اخرى التعرف على طبيعة ومقدار الفولتية الخارجة .



الشكل (١٦) : دائرة الثنائي المنحاز اماميا

على الرغم من ان هناك طرقا عديدة لمعرفة ذلك الا اننا ستقتصر اهتمامنا هنا على طريقة خط للحمل Load line نظرا لما لهذه الطريقة من اهمية خاصة في التعريف بعدد من النقاط المهمة ذات العلاقة بالثنائي وكذلك لانها تستعمل ايضا كأداة تحليل بالنسبة لاجهزة متعددة اخرى ، كالترانزستور مثلا .

من الواضح في هذه الدائرة ، ان الثنائي منحاز امامياً حيث تم ربط الانود من الثنائي الى القطب الموجب لمصدر الجهد وعليه فانه من المتوقع ان التيار الساري في الدائرة ( $I_F$ ) سيكون من نوع تيار امامي - انظر الشكل (17) وبالتالي فار المطلوب يصبح ايجاد قيمة هذا التيار  $I_F$  وكذلك مقدار الهبوط في الجهد عبر الثنائي  $V_F$  .



الشكل (17) خط الحمل للثنائي البلوري

على اية حال ، لدينا في الدائرة - الشكل (16) - ان

$$V_S = V_F + V_L \quad \dots (35)$$

وعلى فرض ان التيار المار في الدائرة هو  $I_F$  لذا فان

$$V_S = V_F + I_F R \quad \dots (36)$$

أو- ان

$$V_F = V_S - I_F R \quad \dots (37)$$

تمثل المعادلة (37) معادلة خط مستقيم وترتبط بين  $V_F$  و  $I_F$  انظر الشكل (17) لقيم معينة من  $V_s$  و  $R$  ويسمى هذا الخط بخط الحمل Load line ويتم رسمه على النحو الاتي : يتم تعيين النقطة الاولى من هذا الخط ، على المحور الصادي حيث ان  $V_F$  صفراً ومن المعادلة (35) ، فان

$$I_{F(max)} = \frac{V_s}{R} \quad \dots (38)$$

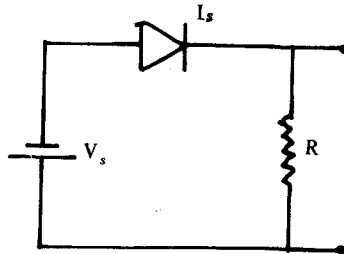
وهكذا تتحدد النقطة الاولى بـ  $\left(0, \frac{V_s}{R}\right)$

يتم تحديد النقطة الثانية على المحور السيني حيث ان  $I_F$  صفراً وبذلك فان

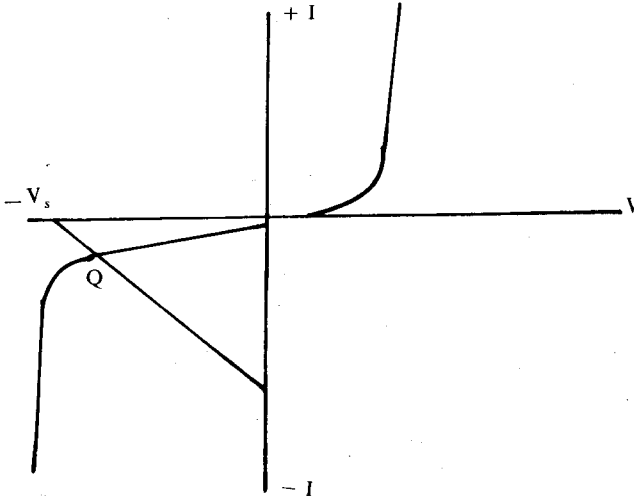
$$V_{F(max)} = V_s \quad \dots (39)$$

وان النقطة الثانية تكون  $(V_s, 0)$

اخيراً يتم رسم خط مستقيم بين هاتين النقطتين - انظر الشكل (17) - ويدعى هذا الخط عندئذ بخط الحمل لدائرة الثنائي وتسمى نقطة تقاطع خط الحمل مع المنحني  $(I - V)$  للثنائي بنقطة تشغيل الثنائي operating point ويرمز لها بـ  $Q$  وهي تمثل قيمة التيار  $I_{FQ}$  في دائرة الثنائي ومقدار الهبوط في الجهد  $V_{FQ}$  عبر هذا الثنائي .



الشكل (١٨) دائرة الثنائي المنحاز عكسياً



الشكل (١٩) : منحني الخواص مع خط الحمل الثنائي المتناهي المنحاز عكسياً (الدائرة ١٨)

ومن الجدير بالذكر انه يمكن استخدام نفس الطريقة اعلاه لتحديد نقطة عمل الثنائي البلوري المنحاز عكسياً في الدائرة المبينة في الشكل (١٨) . اما الشكل (١٩) فيمثل خط الحمل لهذه الدائرة ويلاحظ عليه نقطة العمل Q الخاصة بهذا الثنائي

#### 9 - 4 ثنائي زينر Zener Diode

رأينا فيما سبق ان زيادة الجهد العكسي على الثنائي البلوري عن حد معين ( جهد الانكسار) يؤدي بالتالي الى حدوث الانهيار الكهربائي نتيجة لحصول الحاملات الاقلية على الطاقة الكامنة التي تمكنها من اطلاق الكترونات تكافؤية اخرى . ان هذه الالكترونات المتحررة حديثا يمكنها ان تكتسب ايضا ، سرع عالية وبذلك تطلق الكترونات تكافؤية اخرى . وبهذه الطريقة نحصل على الانهيار الكهربائي ويحصل الانهيار عادة عند جهد اكبر من 5 فولت

فضلا عن الانهيار اعلاه يوجد انهيار من نوع اخر يدعى بانهيار زينر - Zener breake down . يحدث انهيار زينر في الثنائيات التي تحتوي على تركيز عال من الشوائب

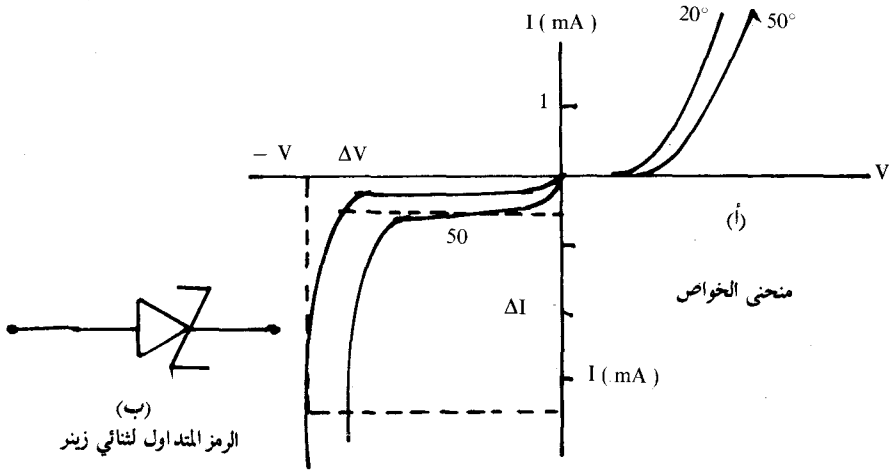


بحيث تصبح طبقة الاستنزاف ( depletion layer ) رقيقة جدا الامر الذي يجعل من شدة المجال الكهربائي بسبب من الجهد العكسي عبر هذه المنطقة ، في حدود 300000 فولت / سم ) . ان وجود مثل هذا المجال ويمثل هذه الشدة يجعله قادرا على سحب الكترولونات التكافؤ من مداراتها وتحريرها خالقا بذلك ما يدعى بانهياريونر - لاحظ الشكل (٢٠أ) .

من الناحية العملية تطلق تسمية ثنائي زينر على الثنائيات التي تعمل بمنطقة الانهيار بغض النظر عن كون الانهيار من نوع زينر او من النوع الاخر وذلك تكريما واعترافاً بالشخص الذي كان اول من شرح هذه الظاهرة ويرمز له عادة بالشكل ( 20 أ ) . يسمى الجهد الذي يقابل نصف اعلى تيار ان يتحملة الثنائي بجهد زينر  $V_z$  وتتراوح قيمة  $V_z$  من 2 الى 200 فولت تبعا لشدة تركيز الشوائب في المواد شبه الموصلة التي صنع منها الثنائي ويقبل جهد زينر بزيادة تركيز الشوائب وبعد  $V_z$  من الارقام المهمة التي يجب معرفتها كذلك يجب معرفة مقدار القدرة التي يستطيع الثنائي تحملها ، والتي تتراوح قيمتها ما بين 200 ملي وات الى 50 وات ، وعليه يمكن حساب اعلى تيار يمكن ان يتحمل الثنائي من .

$$I_{\max} = \frac{P_{\max}}{V_z} \quad \dots (40)$$

على اية حال ، يلاحظ ان منحنى الخواص ( I - V ) لثنائي زينر لا يختلف كثيرا عن منحنى الخواص للثنائي البلوري في منطقة الانحياز الامامي وكذلك هو الحال بالنسبة للانحياز العكسي الا ان انهيار زينر يحدث عادة عند جهد انكسار اقل . كذلك ان انهيار زينر يظهر عند جهد اقل عند ارتفاع درجة الحرارة - انظر الشكل (٢٠أ) . ويمكن تفسير ذلك على النحو الاتي : ان زيادة درجة الحرارة يؤدي الى زيادة طاقة الالكترولونات التكافؤية وهذا بدوره يؤدي الى اضعاف او اصر ربط الالكترولونات بذراتها الام و ينتج عن ذلك ان جهدا اقل يكفي لفك ارتباط الالكترولون بذرته الام . من جهة اخرى فان زيادة جهد الانهيار التضاعفي مع زيادة درجة الحرارة يكون بسبب ان منطقة الاستنزاف تكون عريضة وان هذا الاتساع في هذه الطبقة سوف يسمح للالكترولونات بعمل الكثير من التصادمات مع الذرات التي يزداد اهتزازها مع مواقعها الشبكية بسبب من زيادة درجة الحرارة ، وبذلك فان قصر المسافة المقطوعة قبل التصادم وكثرة التصادمات سوف لا تسمح بانتقال الطاقة الى الالكترولونات الاخرى وبذلك لا تحدث المضاعفة الضرورية لحدوث الانهيار التضاعفي وبالتالي فان الالكترولون يحتاج الى جهد اعلى ( طاقة اكبر ) لحدوث الانهيار في درجة الحرارة الاعلى .



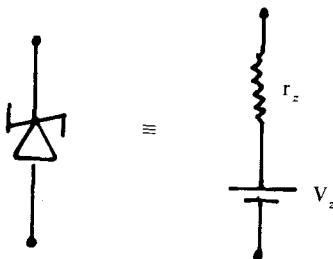
الشكل (٢٠) : - ثنائي زينر مع منحنى الخواص

من الجدير بالملاحظة ان الانكسار في ثنائي زينر يكون له انحناء حاد جدا تعقبه زيادة عمودية تقريبا بالتيار، او بعبارة اخرى ان اي زيادة في الجهد ( $\Delta V$ ) - في منطقة الانهيار - سوف يقابلها زيادة كبيرة في التيار ( $\Delta I$ ) الشكل (20 أ). اي ان الممانعة التي يبديها ثنائي زينر تكون صغيرة ويمكن حسابها من

$$r_z = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

وتكون عادة في حدود 20 الى 50 اوم

بقي ان نذكر اخيرا ، وعلى ضوء مما تقدم ، ان الدائرة المكافئة لثنائي زينر عندما يعمل في منطقة الانهيار تتكون من مصدر جهد  $V_z$  مربوط على التوالي مع المقاومة انظر الشكل (21).



الشكل (٢١) : - الدائرة المكافئة لثنائي زينر

١٣م فيزياء الالكترونات

## 10 - 5 الثنائي النفقي The Tunnel Diode

يعدّ الثنائي النفقي من اجهزة اشباه الموصلات الحديثة نوعاً ما وقد اخترعه عام 1958 الدكتور لوايزالحي Leo Esaki ولهذا يدعى في بعض الاحيان بثنائي

ايزاكي Esaki diode .

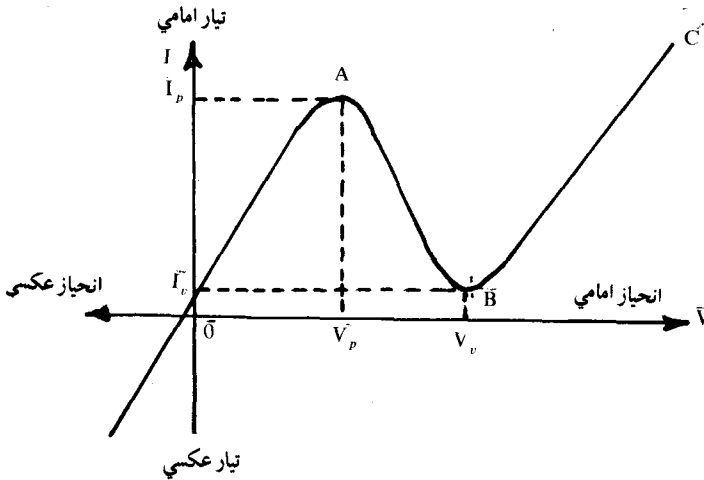
خلافاً لما عليه الحال في الثنائي البلوري او ثنائي زينر فان عملية سريان التيار في هذا الثنائي تكون خاضعة كلية الميكانيك الكم او بالاحرى الى ظاهرة التنفيق tunneling effect التي تحدث بالصورة الآتية : -

رأينا فيما سبق ان زيادة تركيز الشوائب في وصلة الثنائي يؤدي الى تقليل سمك منطقة الاستنزاف وكذلك الى زيادة المجال الكهربائي ( على الرغم من الانخفاض الحاصل في قيمة حاجز الجهد ) . والحقيقة ان سمك طبقة الاستنزاف يتناسب عكسياً مع الجذر التربيعي لتركيز الشوائب في ثنائي الوصلة . واذا ما زاد تركيز الشوائب عن  $10^{18}$  ذرة شائبة في  $\text{سم}^3$  كما هو في الثنائي البلوري وكذلك عن  $10^{18}$  ذرة لكل  $\text{سم}^3$  كما في ثنائي زينر ، الى الحد  $10^{19}$  ذرة لكل  $\text{سم}^3$  فان سمك طبقة الاستنزاف قد يصل الى اقل من 0.01 ميكرون ( مقارنة مع 5 ميكرون في الثنائي البلوري ) ويصل المجال الكهربائي عبر هذه الطبقة الى اكثر من 900 kv/cm ( مقارنة مع 300kv/cm في ثنائي زينر ) . تحت هذه الظروف وبسبب من الطبيعة الموجبة للالكترونون ( يعامل الالكترونون على ضوء النظرية الكمية على اساس انه جسيم وموجه ، وعلى اساس من معادلة شرودينجر Schrodinger equation فقد يحتمل ان ( يحفر ) الالكترونون وينفذ من تحت حاجز الجهد . اي يحفر نفقاً tunnel ويمر من تحت الحاجز من منطقة N الى المنطقة P . هذا التنفيق tunneling يحدث على الرغم من عدم امتلاك الالكترونات الطاقة الكافية لعبور تل الجهد والذي يستحيل حدوثه حسب النظرية الكلاسيكية مما يشير الى ان عملية الاختراق هذه هي عملية خاضعة تماماً لميكانيك الكم وتعتمد على حقيقة ان الموجة في ميكانيك الكم لها القدرة على اختراق حاجز الجهد من خلال استخدام الطاقة المرافقة في عملية الاختراق هذه وان تيار التنفيق يكون محسوساً اذا كانت طبقة الاستنزاف رقيقة جداً .

يمثل الشكل (22) منحنيًا (I - V) للثنائي النفقي ويمكن ملاحظة ما يأتي عليه : -

أ- حدوث انهيار زينر ( المنطقة OZ ) مع فولتية انحياز عكسية قد لا تتجاوز اكثر من 0.1V او حتى من دون وجود هذه الفولتية العكسية وذلك بسبب من وجود المجال الكهربائي العالي عبر طبقة الاستنزاف .

ب- امتداد تأثير زينر - المنطقة OA مع الانحياز الامامي الا ان 0.1V او 0.2V مع هذا الانحياز قد تكون كافية بسبب تأثير زينر حيث يبدأ التيار بعد هذا الانحياز الامامي بالنقصان - بعد الفولتية  $V_p$  او المنطقة AB وهنا تظهر أهمية هذا الثنائي فيبينما يزداد فرق الجهد المسلط من  $V_p$  الى  $V_v$  - انظر الشكل (٢٢) - يقل التيار من  $I_p$  الى  $I_v$  وهذا يعني انحدارا سالباً وبذلك تكون المقاومة الحركية سالبة . ومن هنا يمكن استخدام هذا الثنائي في المنطقة التي يعمل فيها كمقاومة سالبة ( - R ) لمعادلة قيمة مقاومة موجبة موجودة في موقع حساس من دائرة الكترونية لتكون حاصلية المقاومتين صفراً وبذلك يصبح هذا الجزء من الدائرة غير مستهلك للقدرة اي ان استهلاك القدرة فيه يكون صفراً .



الشكل (٢٢) : - منحنى الخواص للثنائي النفقي

فضلا عن ذلك وسبب من انتقال الشحنات في هذا الثنائي ، بطريقة موجبه مما يعني انتقالها بسرعه عالية جدا. فانه يستعمل كمفتاح سريع جدا في الدوائر المنطقية وكذلك كمذبذب لتوليد الموجات ذات الترددات العاليه جدا كالموجات الدقيقة

ج- يبدأ التيار بعد  $V_p$  بالارتفاع مع زيادة الفولتية - المنطقة BC - حيث يدخل  
النثائي في منطقة الانحياز الامامي المنتظمة حاله حال النثائيات الاخرى .

بقي ان نذكر اخيرا انه على الرغم من بساطة تصنيع النثائي النفقي وقلة الضوضاء  
المرافقة له وكذلك استهلاكه القليل للقدرة والسرعة العالية في الفتح والغلق الا انه  
يبقى يعاني من بعض المساويء منها :

- أ - محدودية مدى الفولتية التي يعمل معها كمقاومة سالبة
- ب - انخفاض في الكفاءة حيث تمثل الكفاءة هنا النسبة بين  $I_p$  الى  $I_v$

## اسئلة ومسائل

- (1) لماذا لاتعد المادة شبه الموصلة من نوع N او نوع P ذات فائدة عملية ؟
- (2) اشرح بالتفصيل كيفية نشوء طبقة الاستنزاف في وصلة الـ pn
- (3) ما سبب تركيز مقاومة وصلة الـ pn في منطقة الاستنزاف ؟
- (4) ما المقصود بالوصلة الفجائية ؟ وضح ما تقول
- (5) اشرح بالتفصيل ما المقصود بحاجز الجهد ؟ بين كيف يتم حدوثه
- (6) ما المقصود بتيار الانتشار ؟ وكيف يتم حدوثه ؟
- (7) في الشكل (٦ أ) اشرح سبب ظهور حزمة P اعلى قليلاً من حزمة n ؟
- (8) اشتق المعادلة (١) ثم بين معناها
- (9) وضح ما دور الفجوات في شبه الموصل .
- (10) ما مقدار التيار المار في وصلة الـ pn في حالة التوازن الحراري ؟ وضح ذلك
- (11) هل يعتمد عدد حاملات الشحنات الاقلية على درجة الحرارة ؟ وكيف ؟
- (12) برهن على صحة معادلة انشتاين - المعادلة (11) - ثم بين معناها .
- (13) اشتق المعادلة (17) ثم بين معنى كل رمز فيها
- (14) اشرح كيف ينشأ تيار التوصيل في كل من شبه الموصل النقي والشائب . ايهما اكبر ؟
- (15) ما علاقة تيار التوصيل بتيار الانتشار في شبه الموصل الثابت في حالة
- (16) أ- التوازن الحراري ب- عند تسليط جهد انحياز امامي ج- جهد انحياز عكسي ما تأثير كل من الانحياز الامامي والعكسي على ارتفاع حاجز الجهد ؟ وضح ذلك مع الرسم .
- (17) لماذا لا يتغير تيار التوصيل عند تسليط جهد انحياز امامي على وصلة الـ pn
- (18) اشرح الكيفية التي يسري فيها التيار في دائرة ثنائي شبه موصل عند تسليط جهد انحياز امامي
- (19) ما التيار العكسي ؟ هل يؤدي زيادة الجهد السالب على وصلة الـ pn الى زيادته ؟ وضح بالتفصيل
- (20) ارسم منحني ( 1 - ٧ ) موضحاً عليه كل النقاط المهمة
- (21) اشرح بالتفصيل تأثير درجة الحرارة على عمل وصلة الـ pn
- (22) اشتق المعادلة (34) ثم بين معناها .

- (23) في الشكل (13) لماذا اختيرت  $r_p$  بدلا من  $r_f$  ؟ ولماذا اضيفت  $R_p$  ؟
- (24) في الشكل (15) لماذا اضيف مصدر الجهد المستمر؟ وضح ذلك
- (25) ما المقصود بخط الحمل وكيف يتم تعيينه ؟ اذكر فائده
- (26) ما المقصود بنقطة التشغيل ؟ وكيف يتم تعيينها
- (27) اشرح بالتفصيل كيف يحدث انهيار زينررقارن بينه وبين الانهيار الكهربائي
- (28) ما تأثير ارتفاع درجة الحرارة على قيمة  $V_z$  ؟ اشرح بالتفصيل
- (29) ما تأثير زيادة التطعيم على قيمة  $V_z$  ؟ اشرح بالتفصيل
- (30) اشرح بالتفصيل كيف يسري التيار في الثنائي النفقي
- (31) لماذا يستخدم الثنائي النفقي في توليد الذبذبات ذات الترددات العالية جدا ؟
- (32) اشرح الكيفية التي يسري فيها التيار في الثنائي النفقي مع زيادة الفولتية .
- (33) اذا كان ثابت التناسب (A) في المعادلة هي  $5 \times 10^{21}$  فما قيمة  $n_i$  لكل من السيلكون والجرمانيوم عند درجة حرارة  $300^\circ K$

(34) تم اضافة شوائب من ذرات انTIMON بنسبة ذرة واحدة انTIMON الى مليون ذرة جرمانيوم . احسب كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل بعد الاضافة كذلك احسب كثافة الفجوات عند الاستقرار قبل وبعد اضافة هذه الشوائب .

(35) احسب قيمة التوصيلية  $\sigma_{Si}$  لقطعة شبه موصل من Ge . عندما تكون نسبة الذرات الواهبة ذرة واحدة الى  $10^7$  ذرة جرمانيوم

(36) يتم اضافة شوائب من ذرات البورون بنسبة ذرة بورون لكل  $10^6$  ذرة جرمانيوم احسب كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل بعد الاضافة ثم احسب كثافة الفراغات كذلك احسب التوصيلية .

(37) اذا كان  $I_s = 10^{-14} A$  عند  $25^\circ C$  ,  $10^{-9} A$  عند درجة حرارة  $125^\circ C$  . احسب قيمة الجهد عبر الثنائي عند درجة الحرارة  $25^\circ C$  و  $125^\circ C$  علما بان قيمة التيار المار في كلا الحالتين هو  $1mA$

(38) اذا كانت مقاومة النحاس عند درجة حرارة  $20^\circ C$  هي  $1.7 \times 10^{-8} \Omega - m$  جد معدل سرعة الانجراف في سلك النحاس اذا كانت مساحة مقطعه العرضي هي  $10^{-6} m^2$  ويحمل تيارا قدره (4A) ( الوزن الذري للنحاس 63.3 وكثافته هي  $8.9 gm/cm^3$  )

(39) احسب المقاومة الذاتية لكل من السيلكون والجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة ماذا يحدث لهذه المقاومة لو اضيف الى كل منهما شوائب من الانTIMON بنسبة

- ذرة شبه موصل  $10^6 : 1$
- (40) اذا كان التيار المار في دائرة ثنائي بلوري من الجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة وفولتية 1V هو  $100 \mu A$  . احسب قيمة التيار عند الفولتيات  $-0.2$  و  $+0.2$  عند نفس درجة الحرارة وعند درجة حرارة  $40^\circ$  .
- (41) اذا كان تيار التشبع العكسي في دائرة ثنائي بلوري هو  $(2 \mu A)$  عند الفولتية  $(-1V)$  فما الفولتية الامامية اللازمة لاحداث تيار قدرة 100 mA علما بان مقاومة الثنائي هي  $15 \Omega$
- (42) في وصلة الـ pN من الجرمانيوم تنخفض كثافة الفراغات من  $10^{21} m^{-3}$  الى  $0.9 \times 10^{21} m^{-3}$  عبر مسافة قدرها  $2 \mu m$  . احسب تيار الانتشار العائد الى الفجوات في الوصلة عند درجة حرارة الغرفة .
- (43) اذا كانت المقاومة  $R = \rho \frac{l}{A}$  . اشتق علامة للمقاومية بدلالة كثافة الحاملات والحركية والشحنة .



# الفصل السادس

## استعمالات الثنائيات البلورية

### Diode Applications

#### 6-1 المقدمة :

رأينا ( كما مر ) ، ان الثنائي البلوري لا يختلف من حيث طبيعة عمله عن الصمام الثنائي المفرغ حيث يقوم كل منهما بالسماح للتيار بالمرور في اتجاه واحد ( عندما يكون المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط ) وبالتالي فان منحنى الخواص (  $I - V$  ) متماثل لكل منهما ومن ثم فان استعمالهما يكون واحدا الا ان الثنائيات البلورية تفضل على الصمامات الثنائية المفرغة بالمميزات الهامة الاتية : -

- 1- الاستهلاك القليل للقدرة وعلى وجه الخصوص عدم الحاجة الى الطاقة اللازمة لتسخين الفتائل
  - 2- صغر الحجم وخفة الوزن
  - 3- طول عمر هذه الاجهزة ( يبلغ حوالي عشرات الالاف من الساعات ) مقارنة مع عمر الصمامات .
  - 4- متانه ميكانيكية عالية ( تتحمل الاهتزازات والصدمات والمؤثرات الميكانيكية الاخرى )
- وعلى الرغم من ذلك فان هناك عيوباً في الثنائيات البلورية موجودة في الوقت الحاضر ومنها :
- 1- الاختلاف الواسع بين ثوابت الثنائيات ذات الطراز الواحد
  - 2- الاعتماد الشديد لخصائص هذه الاجهزة على درجة الحرارة
  - 3- لاتصلح الكثير منها للعمل في الترددات العالية
  - 4- لاتستطيع العمل مع القدرات العالية

5- يسوء بشدة عمل هذه الاجهزة بتأثير الاشعاع المؤين .

وتجري في الوقت الحاضر ، ابحاث كثيرة لتحسين اجهزة اشباه الموصلات وللحصول على مواد جديدة لتصنع منها هذه الاجهزة . وتصنع الان اجهزة من اشباه الموصلات تتحمل مرور تيارات تبلغ عشرات الالاف من الامبيرات ويسمح بتشغيل هذه الاجهزة في درجات حرارة لغاية  $125^{\circ}$  م

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان تطوير اجهزه اشباه الموصلات سيؤدي بالتالي مع مرور الوقت ، الى ازدياد انتشارها في مختلف انواع المعدات ومن ثم فان التعرف على استخدام هذه الاجهزة وتطبيقاتها يصبح من الامور الضرورية بمكان وسنحاول في هذا الفصل التطرق لبعض التطبيقات لهذه الاجهزة كالتقويم والتحديد والانزمام .... وغيرها .

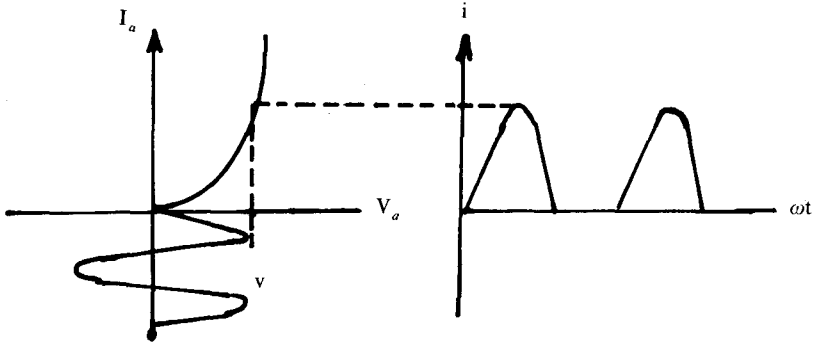
## 2- 6 التقويم : Rectification

تحتاج معظم الاجهزة الالكترونية في اداء عملها الى مصادر التيار المستمر لتغذيتها بما تحتاجه من قدرة كهربائية ، ولحسن الحظ فان التيار المطلوب لا يكون في اغلب الاحيان ، كبيرا وهذا ما يفسر ان البطاريات الجافة من اكثر هذه المصادر استعمالا في الاجهزة المتقلة كالراديو ومصباح النيون وحاسبات الجيب الالكترونية ... وغيرها .

من جهة اخرى ، وبالنظر لمحدودية عمر هذه البطاريات واستهلاكها السريع وللحاجة القائمة على الدوام ، الى مصادر التيار المستمر فانه يتم الحصول عادة على هذه المصادر من خطوط القدرة المتناوبة المألوفة وذلك عن طريق تحويل التيار المتناوب (a.c) الى تيار مستمر (d.c) باستخدام الثنائي البلوري . فتسمى عملية التحويل هذه بالتقويم rectification ويطلق على الثنائي بالمقوم rectifier

ان خاصية التقويم للموجات التي يمتلكها الثنائي البلوري ، تأتي من حقيقة ان هذا الثنائي يبدي مقاومة صغيرة لمرور التيار في احد الاتجاهات ( الاتجاه الامامي اي عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط ) ومقاومة كبيرة جدا في الاتجاه الاخر ( الاتجاه المعاكس اي عندما يكون جهد المصعد سالبا بالنسبة الى المهبط ) او بعبارة اخرى انه يسمح للتيار بالمرور في اتجاه واحد وذلك عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة للمهبط .

ان الكشف عن هذا السلوك (التقويم) للثنائي يمكن ان يتضح من خلال استخدام منحنى الخواص ( $I - V$ ) للثنائي البلوري - حيث يلاحظ ان سريان التيار لا يحدث الا عندما يكون  $V_a$  موجبا ، وبالتالي فان تسليط موجة جيبية (تحتوي على جزء موجب واخر سالب) سوف يؤدي الى سريان التيار خلال النصف الموجب من الموجة فقط وحدوث قطع للجزء السالب من هذه الموجة - انظر الشكل (1)

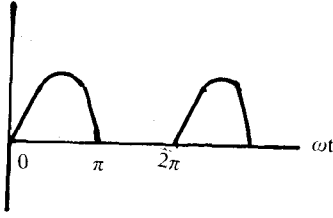


الشكل (1) :- التقويم النصف بالطريقة البيانية

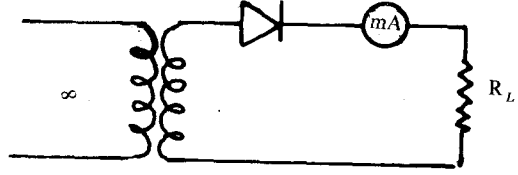
على الرغم من ان الموجة الخارجة متغيرة هي الاخرى (تبدأ من الصفر صعودا الى  $I_m$  ورجوعا الى الصفر) الا انها تحتوي على قيمة متوسطة - سيتم حسابها لاحقا - على خلاف الموجة الجيبية الداخلة حيث ان القيمة المتوسطة لها تساوي صفرا . من هنا فانه يصبح واضحا امكانية تحويل جزء من التيار الـ (a.c) باستخدام الثنائي البلوري ، الى تيار مستمر (d.c) . على ايه حال ، سنقوم هنا بشرح الانواع الثلاثة لدوائر التقويم وهي :

#### أ- دائرة تقويم نصف الموجة ' half - wave rectifier

يبين الشكل (2) دائرة المقوم النصفى للموجات ، ويلاحظ في هذه الدائرة استخدام ثنائي بلوري منفرد كما يلاحظ تسليط الموجة الجيبية خلال محولة القدرة ( $T$ ) التي ربطت على التوالي مع الثنائي البلوري وكذلك مقاومة الحمل  $R_L$  . في هذه الدائرة ومن استخدام قانون كريشوف للجهد ، نجد ان



(ب) : - موجة نصف مقومة



(أ) دائرة مقوم نصف موجة

(الشكل ٢)

$$v_i = V_m \sin \omega t = v_a + v_L \dots \quad (1)$$

حيث تمثل  $v_i$  و  $v_a$  و  $v_L$  القيمة الانية لكل من جهد الموجة الداخلة وجهد الهبوط حول الثنائي وجهد الحمل او جهد الخرج عبر مقاومة الحمل  $R_L$  وعلى التوالي .  
المعادلة (1) يمكن اعادتها بدلالة التيار.. اي ان

$$v_i = i_a r_a + i_a R_L = i_a (r_a + R_L) \quad (2)$$

حيث يمثل  $i_a$  القيمة الانية للتيار المار في دائرة المقوم ، اما  $r_a$  فتمثل مقاومة الثنائي الامامية بالنسبة للتيار المتناوب ، من المعادلتين (1) و (2) نستطيع ان نجد ان :

$$i_a = \frac{V_m}{(r_a + R_L)} \sin \omega t \quad (3)$$

او ان

$$i_a = I_m \sin \omega t \quad (4)$$

التي تمثل اعلى قيمة يصلها التيار من

على اعتبار ان

النظر الى الشكل ( ب ) نجد ان التيار المار في الدائرة هو :

$$i_a = I_m \sin \omega t \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad \dots (5a)$$

$$i_a = 0 \quad \pi \leq \omega t \leq 2\pi \quad \dots (5b)$$

نستخلص من المعادلة (5) انه اذا وضع جهاز قياس التيار المستمر (الاميتر) . في دائرة الحمل في الشكل (أ2) فان ما يقرأه الجهاز سوف يمثل معدل القيمة المستمرة للتيار  $i_a$  . اي ان

$$\begin{aligned} I_{a.c} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a d(\omega t) = \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{I_m}{\pi} \quad \dots (6) \end{aligned}$$

لذا فان قدرة الاخراج في الحمل تصبح

$$P_{d.c} = I_{d.c}^2 R_L = \left( \frac{1}{\pi} \right)^2 \frac{V_m^2 R_L}{(r_a + R_L)^2} \quad \dots (7)$$

وبما ان معدل قدرة الادخال لمصدر التيار المتناوب خلال دورة واحدة هي :

$$P_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 R d(\omega t) \quad \dots (8)$$

او ان

$$P_i = \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d(\omega t) \right) R \quad \dots (9)$$

حيث يشير المقداران بين القوسين من المعادلة (9) - الى مربع القيمة الفعالة للتيار

r.m.s

$$r_{m.s} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d(\omega t)} \quad \dots (10)$$

وعند التعويض عن قيمة  $i = I_m \sin \omega t$  واجراء التكامل نجد ان

$$I_{r.m.s} = \frac{I_m}{2} \quad \dots (11)$$

لذا فان القدرة المتولدة من جهد الادخال مساوي :

$$P_i = I_{r.m.s}^2 (r_a + R_L) = \frac{I_m^2}{2} (r_a + R_L) \quad \dots (12)$$

تعرف كفاءة التقويم ( $\eta$ ) وفق العلاقة الاتية :

$$\eta = \frac{P_{d.c}}{P_i} \times 100 \quad \dots (13)$$

عليه فان كفاءة دائرة التقويم النصفى للثنائي البلوري تصبح

$$\eta = \left( \frac{I_{d.c}}{I_{r.m.s}} \right)^2 \left( \frac{100}{1 + r_a/R_L} \right) \quad \dots (14)$$

وعند التعويض عن قيمة  $I_{d.c}$  بـ  $\frac{I_m}{\pi}$  وعن  $I_{r.m.s}$  بـ  $\frac{I_m}{2}$  في المعادلة (١٤) نحصل على

$$\eta = \left( \frac{I_m/\pi}{I_m/2} \right)^2 \times \frac{100}{1 + \frac{r_a}{R_L}} \approx 40\% \quad \dots (15)$$

وعليه فان اعلى كفاءة تحويل يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه هي  $40\%$ . ان هذا الانخفاض في الكفاءة يمكن رده كما ذكرنا ، الى عدم مرور التيار في دائرة الثنائي خلال النصف السالب ، ومن ثم عدم ظهور هذا الجزء عبر مقاومة الحمل  $R_L$  ، الذي يشير الى حقيقة ان قيمة  $R_L$  تكون صغيرة جدا مقارنة مع مقاومة الثنائي العكسية وحسب قانون مجزء الجهد ، نستنتج ان هذا النصف السالب من الموجه سوف يظهر باجمعه عبر الثنائي .

على اية حال ، عندما تصل  $v_i$  الى اعلى قيمة سالبة لها ( $-V_m$ ) فان الثنائي البلوري سوف يتعرض الى فرق جهد عكسي قيمته الذروة لفرق جهد الادخال وعليه فانه يطلق على فرق الجهد هذا اسم جهد الذروة العكسية Peak inverse voltage ، لذا يجب اختيار الثنائي بحيث يكون جهد انهياره اعلى من جهد الذروة العكسية كذلك هناك خطر اخر وهو انه خلال النصف السالب يمكن لقلب core المحولة ان يتمغنط ويؤدي بالتالي الى تلف المحولة .

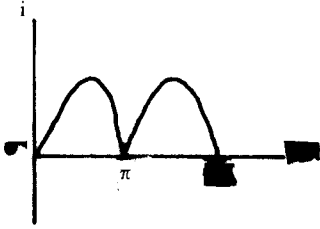
### ب - دائرة مقوم موجة كاملة Full-wave rectifier

ذكرنا توا ان اقصى كفاءة تحويل يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه ، هي %40 وان هذا الانخفاض في قيمة الكفاءة قد سببه عدم ظهور الجزء السالب من الموجه الداخلة عبر  $R_L$  مما يشكل خسارة قدرها %60 من القدرة الداخلة وبالتالي فانه يصبح من الضروري استغلال هذا النصف السالب للحصول على كفاءة تقويم اعلى ومن ثم على قدرة اخراج مستمرة اكبر .

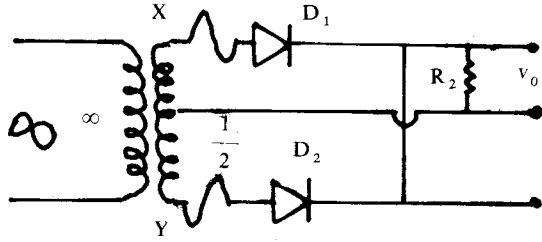
يبين الشكل (أ٣) دائرة مقوم موجة كاملة ويلاحظ في هذا الشكل انه تم استخدام محولة قدرة ذات نقطة وسطية center-tapped power transformer وبالتالي فان الموجة الداخلة قد ظهرت مجزأة الى جزئين متساويين : الجزء الاول ظهر عند نقطة X والثاني ظهر عند النقطة Y . هذا وعلى الرغم من ان الجزئين متساويان في المقدار الا انه يلاحظ وجود فرق في الطور بينهما قدره  $180^\circ$  ، الامر الذي يسمح باستغلال النصف السالب من الموجه الداخلة وعلى النحو الاتي : - خلال النصف الاول من الموجة الداخلة تكون الموجة A موجبة وبذلك فان الثنائي  $D_1$  يسمح بمرور التيار من جهة اخرى وخلال النصف السالب من الموجة الداخلة تكون الموجة B موجبة مما يجعل الثنائي  $D_2$  يقوم بامرار التيار هذه المرة ، وعليه فان التيار الناتج سوف يظهر كما في الشكل (ب٣)

وباتباع نفس الطريقة التي تم فيها حساب كفاءة دائرة مقوم نصف موجه ، يمكن البرهنة على ان معدل القيمة المستمرة لتيار الحمل هي :

$$I_{d.c} = \frac{2I_m}{\pi} \quad \dots (16)$$



(ب) موجة كاملة التقويم .



(أ) دائرة مقوم موجة كاملة .

الشكل ( ٣ )

وبهذا تكون القدرة الخارجة مساوية للكمية .

$$P_{d-c} = \left( \frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{V_m^2 R_L}{(r_a + R_L)^2} \quad \dots (17)$$

وحيث ان جهد الادخال لم يتغير عن السابق لذا فان قدرة الادخال ستكون هي نفسها :

$$P_i = I_{r.m.s}^2 (r_a + R_L)$$

وعليه فان كفاءة ، دائرة التقويم لموجة كاملة ، ستكون مساوية لـ

$$\eta = \left( \frac{P_{d-c}}{P_i} \right) = \left( \frac{2I_m/\pi}{I_m/2} \right)^2 \times \left( \frac{100}{1 + r_a/R_L} \right) \quad \dots (18)$$

$$= 80 \%$$

وهكذا ترتفع كفاءة التقويم من 40% الى 80% وتقل الخسارة في القدرة من 60% الى 20% ، الا انه مما يجب التنبيه عليه ، انه في حالة استعمال محوله رافعة ، وكون حجم الفولتية المسلط على اي من الثنائين  $D_1$  و  $D_2$  مساوية لجهد الموجة الداخلة او اكبر ، فان الجهد الذي سوف يظهر عبر اي من الثنائين في حالة الانحياز العكسي ، سيكون مساوياً لـ



$$V = V_m + V_m = 2V_m \quad \dots (19)$$

او اكبر مما يشير الى ان جهد الذروة العكسية في دائرة مقوم موجة كاملة ، يكون ضعفه  
او اكثر مما هو عليه في دائرة مقوم نصف موجه ومن ثم فانه يجب اختيار الثنائي هنا بحذر  
اكبر .

ج - قنطرة التقويم bridge rectifier :

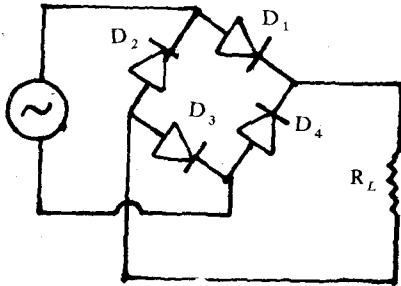
على الرغم من الكفاءة العالية التي تتمتع بها دائرة مقوم موجة كاملة مقارنة مع دائرة  
مقوم نصف موجه ، الا ان هناك بعض المساويء التي ترافق هذه الدائرة ومنها : -

أ - عدم توفر المحولة ذات التوصيل المركزي في كل الاوقات ، فضلا عن ان تعين  
نقطة النصف على الملف الثانوي ، لهذه المحولة ، ليست بالعملية السهلة . كذلك فان  
استعمال المحولة يعني زيادة حجم الدائرة وزيادة تكاليفها .

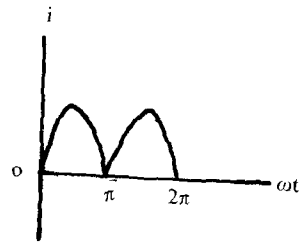
ب - الثنائيات البلورية المستعملة يجب ان تمتلك جهد ذروة عكسياً عالياً .

ان الحاجة الى محول ذي نقطة وسطية ، سوف تختفي عند استعمال قنطرة التقويم -  
الشكل ( ٤ ) . يلاحظ في هذه الدائرة استخدام اربعة ثنائيات بلورية هي  $D_1$  و  $D_2$  و  
 $D_3$  و  $D_4$  وقد تم ربطها على هيئة قنطرة bridge . ومن هنا جاءت التسمية قنطرة  
التقويم . مما يجدر ملاحظته ان  $D_1$  وقد تم ربطه عبر المقاومة  $R_L$  على التوالي مع  $D_3$   
وكذلك هي الحالة بالنسبة لـ  $D_2$  و  $D_4$  .

وبهذا فان جهد الذروة العكسي سوف يتوزع على كلا الثنائين ويكون لذلك  
نصف ما هو عليه في دائرة مقوم موجة كاملة لنفس جهد الاخراج المطلوب . اما الميزة  
الثانية لقنطرة التقويم فهو امكانية الحصول على نفس جهد الاخراج ولكن باستعمال  
نصف عدد لفات الملف الثانوي للمحول المطلوب استعماله في دائرة مقوم الموجة الكاملة .



(أ) قنطرة التقويم

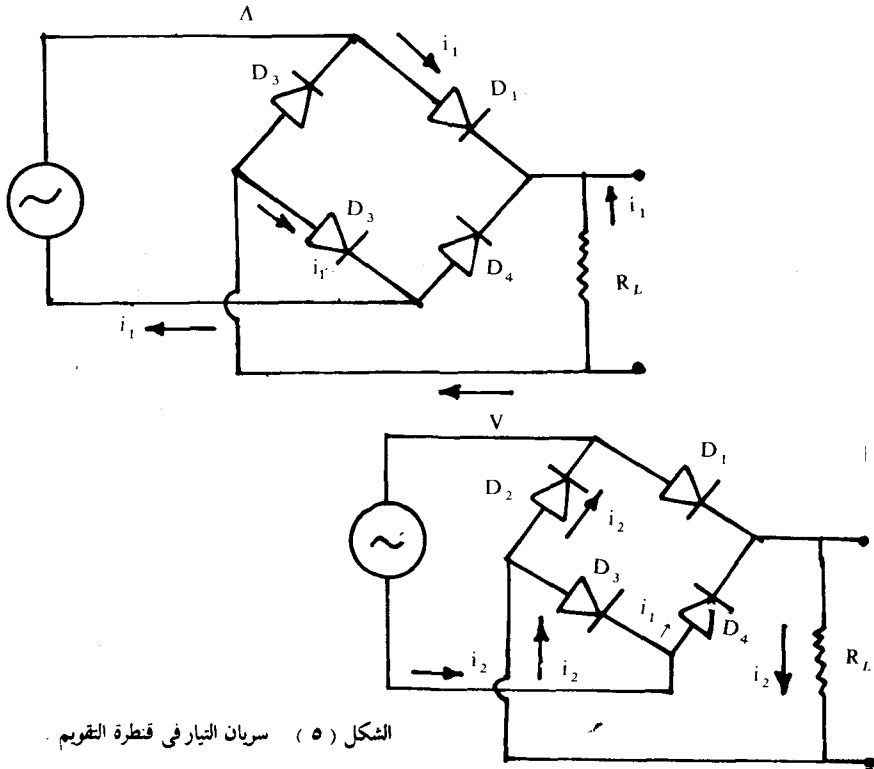


(ب) موجة كاملة التقويم

الشكل ( ٤ )

على أية حال ، يمكن تلخيص عمل قنطرة التقويم على النحو الاتي : - من ملاحظة الثنائيات الاربعة الميئة في الشكل (٤) يمكن بسهولة ادراك عمل القنطرة في تقويم الموجة الجيبية . فالثنائيات  $D_1$  و  $D$  يقومان بتوصيل التيار في الدائرة خلال النصف الاول الموجب من الموجة الداخلة وبذلك يسلك التيار الاتجاهات المؤشرة في الدائرة (أ) . اما في النصف السالب من موجة الادخال فان الثنائين  $D_2$  و  $D_4$  يقومان بتوصيل التيار في الدائرة حسب الاتجاهات الميئة في الشكل (ب) . ومما يجدر ملاحظته ان التيار يسري في المقاومة  $R_L$  في اتجاه واحد خلال نصفي موجة الادخال ( الموجب والسالب ) وبالتالي فان جهد الاخراج سيكون ذا تقويم موجي كامل .

بقي ان نذكر اخيرا انه على الرغم من كثرة استخدام قنطرة التقويم الا ان عيبها الرئيسي يكمن في انها تستخدم اربعة ثنائيات وهذا يخلق مشكلة عندما تكون الموجة الداخلة صغيرة حيث انه يلزم 1.4 فولت هبوط على الثنائين ، لكي يبدأ بتوصيل التيار ، وبالتالي فانه يفضل استخدام مقوم الموجات الكاملة في التطبيقات التي تحتاج الى جهود واطئة .



الشكل (٥) سريان التيار في قنطرة التقويم

### 3-6 عامل التموج Ripple Factor

رأينا فيما سبق ، انه كان بالإمكان تحويل جزء كبير من الجهد المتناوب الداخلى قد يصل الى حد 80% من قيمته ، الى جهد مستمر ومع ذلك ظهرت الموجة المقومة كما في الشكل (٦) ، مما يشير الى انها لازالت تحتوي على مركبة متناوبة للجهد ( حيث يلاحظ انها تبدأ من الصفر وتزداد لتصل الى اعلى قيمة لها ثم تعود الى الصفر) . وفي الحقيقة لا توجد دائرة تقويم مهما كانت معقدة ، الا واحتوت الموجة الخارجة منها على مركبة متناوبة .

على اية حال ، تقاس مدى فعالية اي دائرة تقويم ومدى قدرتها على تقويم الموجات بوساطة كمية يطلق عليها عامل التموج ripple factor او اختصاراً (r.f) الذي يعرف : بانه النسبة بين القيمة الفعالة للمركبة المتناوبة من الموجة الخارجة الى معدل القيمة المستمرة لتلك الموجة الخارجة او بصيغة رياضية فان .

$$r.f = \frac{V_{a.c}}{V_{d.c}} = \frac{I_{a.c}}{I_{d.c}} \quad \dots (20)$$

معروف ان  $I_{r.m.s}$  هو مقياس للقدرة المبذودة في مقاومة الحمل  $R_L$  من دائرة المقوم . اي ان

$$P = I_{r.m.s}^2 R \quad \dots (21)$$

وحيث ان هذه القدرة الكلية هي مجموع القدرة المبذودة الناتجة عن مرور مركبتي التيار المتناوب والمستمر التي تحتويهما الموجة . اي ان

$$P = I_{d.c}^2 R_L + I_{a.c}^2 R_L \quad \dots (22)$$

وعند المقارنة بين (٢١) و (٢٢) نحصل على

$$\sqrt{I_{r.m.s}^2} = I_{d.c}^2 + I_{a.c}^2 \quad \dots (23)$$

او ان

$$I_{a.c} = \sqrt{I_{r.m.s}^2 - I_{d.c}^2} \quad \dots (24)$$

وبهذا فان عامل التموج ، بعد التعويض ، يكون مساوياً لـ

$$r.f = \frac{\sqrt{I_{r.m.s}^2 - I_{d.c}^2}}{I_{d.c}} \quad \dots (25)$$

او ان

$$r.f = \sqrt{\frac{I_{r.m.s}^2}{I_{d.c}^2} - 1} \quad \dots (26)$$

بالنسبة لدائرة مقوم نصف موجه لدينا ان  $\frac{V_m}{\pi} = I_{d.c}$  وان  $\frac{V_m}{2} = I_{r.m.s}$  وعليه فان r.f لهذه الدائرة تكون مساوية لـ

$$r.f = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 1.21 \quad \dots (27)$$

وهذا يعني ان مركبة الـ a.c. في الموجة الخارجة من الدائرة المقوم النصفى للموجات ، هي اكبر بـ 1.21 مرة من المركبة المستمرة لنفس الموجة مما يشير الى وجود تموج عال في هذه الموجة الخارجة من دائرة المقوم النصفى ولهذا السبب فان مقوم نصف موجه لا يعد فعالا في تقويم الموجات

من جهة اخرى يكون عامل التموج لدائرة مقوم موجة كاملة مساويا لـ

$$r.f = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0.48 \quad \dots (28)$$

وعليه فان المركبة المستمرة في الموجة الخارجة والناجمة من دائرة مقوم موجة كاملة تكون اكبر من المركبة المتناوبة في نفس الموجة وبالتالي فان التموج في هذه الموجة يكون اقل مما هو عليه في الموجة الناتجة من مقوم نصف موجة ومن الجدير بالملاحظة انه كلما قل (r.f) كلما كانت فعالية الدائرة في التقويم اكبر .

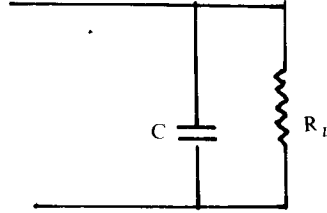
#### 6-4 دوائر الترشيح Filter circuits

وجدنا توأ ان عامل التموج قد انخفض في دائرة مقوم موجة كاملة ، من 1.21 من دائرة مقوم نصف موجه الى 0.48 في دائرة مقوم موجة كاملة مما يدل على ان مركبة الجهد المستمر ، في الموجة الخارجة من دائرة مقوم موجة كاملة ، تكون اكبر

أو مساوية لضعف مركبة الجهد المتناوب في هذه الموجة وكذا هو الحال بالنسبة للموجة الخارجة من قنطرة التقويم .

على أية حال ، في كثير من التطبيقات يستوجب جعل المركبة المتموجة ( المتناوبة ) هذه اصغرها ما يمكن وعليه فانه لا يمكن الاعتماد على دوائر التقويم وحدها ، كمصادر للجهد المستمر ما لم يضاف اليها دوائر اخرى تعمل على ازالة ( ترشيح ) الاجزاء المتناوبة من جهد الاخراج وتسمح للمركبة المستمرة منهما بالمرور وتسمى بدوائر الترشيح filter circuits واحيانا بدوائر التسوية ( التنعيم ) Smoothing circuits

تستخدم دوائر الترشيح عادة ، المتسعات والملفات وتوظف قدرة هذه العناصر الكهربائية على تخزين الطاقة في اجراء عملية تنعيم الجهد الخارج ومن ثم الحصول على جهد مستقر steady ( ثابت القيمة ) مع الزمن وبين الشكل ( ٣ ) ابسط انواع المرشحات ويدعى بمرشح متسعة capacitor filter



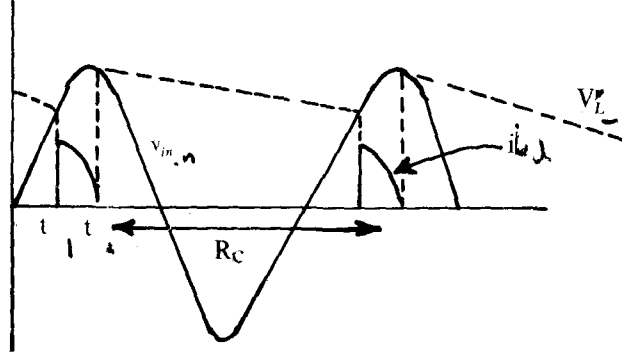
الشكل ( ٦ ) مرشح متسعة .

تم في هذه الدائرة ربط المتسعة C حول المقاومة  $R_L$  التابعة لدائرة المقوم ، فاذا

كانت ممانعة المتسعة  $\left( x_c = \frac{1}{2\pi fc} \right)$  صغيرة بالمقارنة مع  $R_L$  فان

هذه المتسعة سوف تعمل كدائرة قصر بالنسبة لمركبة الجهد المتناوب بالتالي يصبح الجهد عبر  $R_L$  جهداً مستمراً .

من جهة اخرى ، يمكن النظر الى المتسعة كمخزن ( tank ) يعمل على تخزين الشحنات خلال فترة توصيل الثنائي وتفريغها الى  $R_L$  خلال فترة الانقطاع وبين الشكل (V) موجة الادخال والموجة المرشحة  $V_L$  وكذلك التيار المار خلال الثنائي .



الشكل ( V ) موجة الادخال الاخراج الى ومن مرشح متسعة .

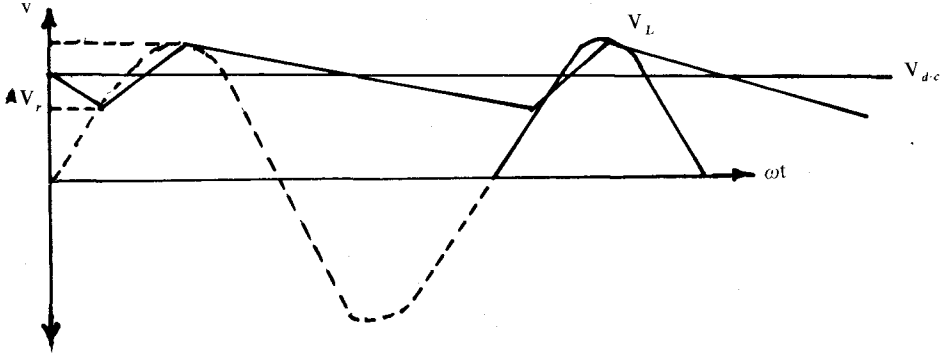
يلاحظ في هذا الشكل (V) ان المتسعة تبدأ بالشحن حالما يبدأ التيار بالسريان في الثنائي ، عند اللحظة  $t_1$  ، اي عندما يصل جهد الربع الاول من موجة الادخال ( اي جهد المصعد ) الى جهد اكبر من الجهد الذي تصل اليه المتسعة C بعد التفريغ خلال  $R_L$  ( جهد المهبط ) .

على اية حال ، عندما تصبح  $V_c$  مساوية لـ  $V_m$  ، اي عند اللحظة  $t_2$  انظر الشكل (V) ، يتوقف سريان التيار . وذلك لان الموجة الداخلة تبدأ بعدها بالهبوط بينما تحتفظ المتسعة بجهدها ، لفترة تطول أو تقصر تبعاً لقيمة ثابت الزمن RC - انظر الشكل (V) . وهكذا ساعدت المتسعة على تقليل المركبة المتناوبة من جهد الاخراج .

#### 6-4-1 تحليل دائرة المرشح السعوي :-

ذكرنا توأ ، انه على الرغم من ان موجة الادخال تبدأ بالهبوط الى ان المتسعة سوف تحتفظ بجهدها لفترة تتناسب مع RC ومن ثم تظهر كما في الشكل (V) والمعاد رسمه في الشكل (A) حيث يمثل  $\Delta V$  مقدار التمرج في جهد الاخراج  $V_L$  .

هذا الشرح ينطبق على حالة الاستقرار التي تصلها المتسعة بعد زمن من تسليط الموجة الداخلة



الشكل ( ٨ ) تغير  $V$  مع فترة التوصيل .

يلاحظ في هذا الشكل (٨) ايضاً ، ان  $V_r$  يقل كلما قلت فترة التوصيل ( $\Delta t = t_2 - t_1$ ) التي يمكن تقليلها بزيادة ثابت الزمن ( $R_L C$ ) حيث يقل هبوط الجهد اثناء تفريغ المتسعة .

من جهة اخرى ، يجب ان يكون معلوما انه في اللحظة التي يتم فيها تسليط الموجة الداخلة فان المتسعة حينئذ تنصرف كدائرة قصر ومن ثم فان التيار الابتدائي الذي يمر في دائرة المقوم بسبب من وجود المتسعة ، سوف يكون كبيراً جداً ويدعى بالتيار المفاجي Surge current وعلى العموم فان التيار الذي يمر خلال الثنائي  $I_D$  لا يكون مساوياً لـ  $\left( \frac{V}{r_a + R_L} \right)$  بل يزيد عن ذلك كثيراً فالشحنات التي تفرغ من المتسعة خلال الفترة التي يكون فيها الثنائي في حالة قطع ، يجب ان تسترجع خلال فترة التوصيل القصيرة  $\Delta t$  . اي ان

$$I_D = I_L \frac{T}{\Delta t} \quad \dots (29)$$

هذا وقد تزيد النسبة  $\left( \frac{T}{\Delta t} \right)$  عن 100 وتزداد كلما زادت قيمة  $C$  . لذا يجب اختيار الثنائي الذي يتحمل تياراً عالياً مثل  $I_D$  ولفترة قصيرة جداً .

الآن اذا فرضنا ان  $V_r$  تمثل موجة مثلثية - لاحظ الشكل (٨) - فان قيمة  $V_{r.m.s}$  لهذه الموجة سوف تكون مساوية لـ

$$V_{r.m.s} = \frac{V_r}{2\sqrt{3}} \quad \dots (30)$$

لدينا الآن ان

$$r.f = \frac{V_{a.c}}{V_{d.c}} \approx \frac{V_r}{2\sqrt{3} V_{d.c}} \quad \dots (31)$$

وكتقريب اولي ، هو اعتبار فترة التوصيل  $\Delta t$  اقل بكثير من فترة تردد موجة

الادخال  $\left( T = \frac{2\pi}{\omega} \right)$  لذا يمكن اعتبار فترة هبوط الجهد عبر المتسعة من  $V_m$  بالمقدار  $V_r$  تستغرق  $T$  من الزمن . عليه فان

$$V_r = V_m (1 - e^{-T/RC}) \quad \dots (32)$$

وبما ان ثابت الزمن  $(R_L C)$  يختار بحيث يزيد كثيرا عن  $T$  ، لذا فلن

$$V_r = V_m \frac{T}{R_{LC}} \quad \dots (33)$$

كذلك من النظر الى الشكل (٨) ولغرض اجراء نفس التقريب ايضا ، نستطيع القول ان :

$$V_{d.c} \approx V_{d.c} + \frac{V_r}{2} = V_m \quad \dots (34)$$

وعند التعويض عن قيمة كل من  $V_{d.c}$  و  $V_r$  المذكورين اعلاه في المعادلة (٣١) نحصل على

$$r.f = \frac{T}{2\sqrt{3} R_L C} = \frac{1}{2\sqrt{3} R_L f C} \quad \dots (35)$$

هذه المعادلة (٣٥) تصلح للتعبير عن سلوك المرشح السعوي المربوط الى دائرة المقوم النصفية للموجات ويمكن الوصول تقريبا الى نفس العلاقة بالنسبة لمقوم كامل مع فارق ان العامل  $f$  يستبدل بـ  $2f$  .

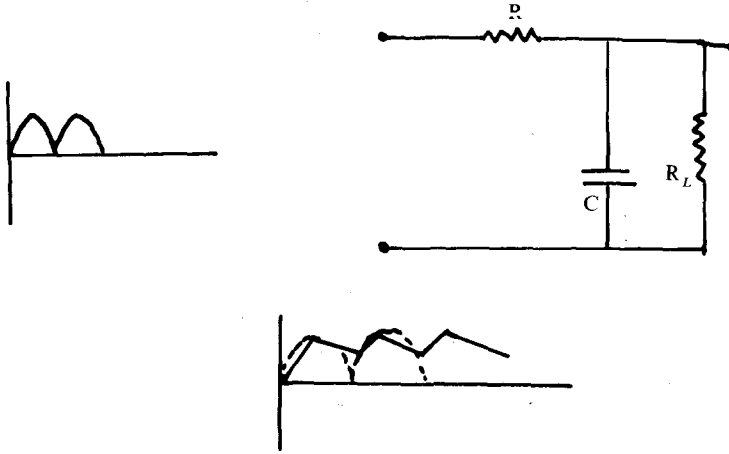


وعليه فانه كلما زادت  $c$  او  $f$  او  $R_L$  كلما قلت  $r_f$  ومن ثم تم الوصول الى جهد مستقر بصورة اكبر .

#### 6-4-2 مرشحات اخرى :-

على الرغم من ان مرشح متسعة يمتاز بالبساطة وصغر الحجم ورخص الثمن وسهولة الربط الا ان استخدامه يقتصر فقط على التيارات الصغيرة اقل من 50 ملي امبير

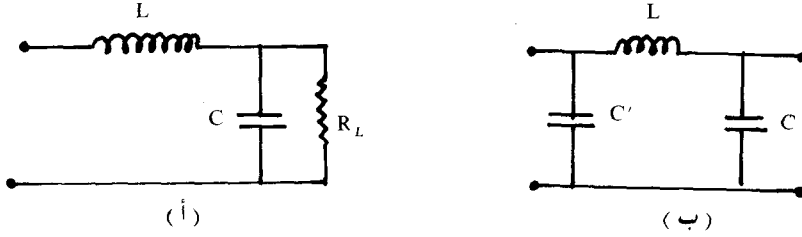
على اية حال ، ان اضافة مقاومة على التوالي مع المتسعة - انظر الشكل (٩) - سوف يحد من قيمة التيار المفاجيء وبالتالي يمكن التغلب على عيب المرشح السعوي البسيط ، ويدعى هذا النوع من المرشحات بمرشح مقاومة - متسعة RC filter



الشكل (٩) مرشح مقاومة - متسعة .

ان ربط المقاومة  $R$  على التوالي مع المتسعة سوف يؤدي الى احداث هبوط في الجهد عبر هذه المقاومة عند مرور تيار الحمل فيها ومن ثم الى النقص جهد الحمل . ومع ان التغلب على هذه المشكلة يمكن ان يتم بجعل  $R_L$  اكبر بكثير من  $R$  ، حيث ان معظم الجهد سوف يظهر حول المقاومة الكبرى  $R_L$  وكذلك فان استعمال  $R_L$  كبيرة سوف يقلل من عامل التمدد  $r_f$  - انظر المعادلة (٣٥) - الا انه يجب التذكير ان اطفاء دائرة المقوم بعد التشغيل ، سوف يشكل خطرا ناتجا عن احتمال التعرض الى خطر الصدمة الكهربائية عند لمس المتسعة وذلك لان  $R_L C$  سوف تكون كبيرة ومن ثم

فان زمن تفرغ المتسعة سيكون كبيرا هو الاخر ، وبالتالي فانه لاينصح ان تكون  $R_L$  كبيرة للسبب المذكورة اعلاه ويطلق على هذه المقاومة احيانا بمقاومة الترف  $R_L$  bleeder resistor على اية حال يمكن الوصول الى مستوى افضل للترشيح باستخدام مرشح ملف inductance filter انظر الشكل (١٠) .



الشكل (١٠) مرشحات ملف - متسعة .

من المعروف ان ممانعة الملف تساوي  $x_L = 2\pi fL$  وبالتالي فان الملف يبدي ممانعة عالية بالنسبة للتيار المتناوب وممانعة تساوي صفرا بالنسبة للتيار المستمر (حيث  $f$  صفري هذه الحالة) .

من جهة اخرى وكما اسلفنا ، تعد المتسعة مخزناً للطاقة الكهربائية ومن ثم فانها تربط على التوازي كي تمنع التغير في الجهد . كذلك يعد الملف مخزناً للطاقة المغناطيسية وبذلك يربط على التوالي مع الحمل كي يمانع التغير في تيار الحمل حيث يقوم بعق تلك الطاقة كلما اراد تيار الحمل ان يقل عن المعدل وهكذا تتم عملية تقليل التموج . وقد وجد عمليا ان القيمة المناسبة للملف المستخدم تكون مساوية لـ

$$L = \frac{R_L}{6\pi f} = \frac{R_L}{1000} \quad \dots (36)$$

حيث ان التردد  $f = 60$  هرتز .

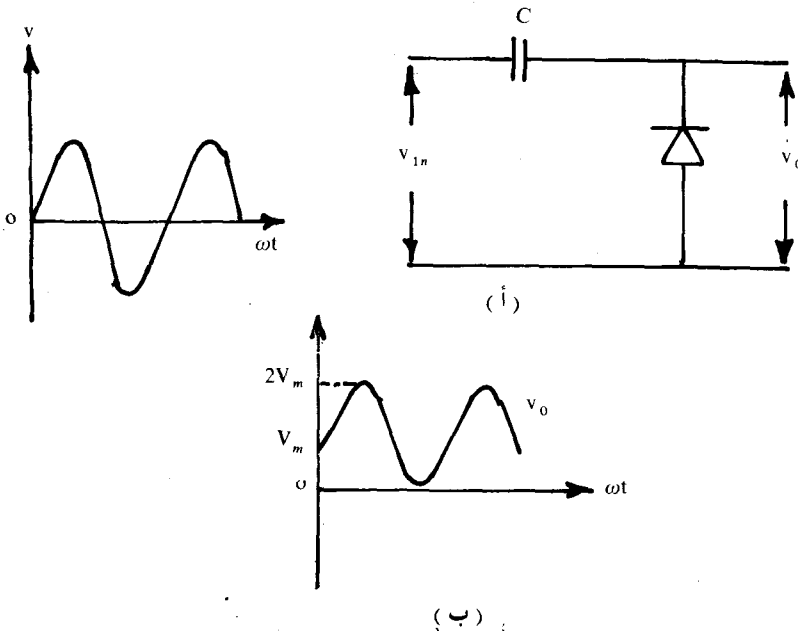
على الرغم من ان جهد الاخراج مع مرشح المحث ، اقل مما هو مع مرشح المتسعة الا ان عامل التموج فيه احسن بكثير . كذلك يمنع المحث حدوث التباينات العالية التي تحدث لفترة قصيرة وبذلك يقوم بحماية الثنائيات ولهذا يفضل عندما يكون

تيار الحمل عاليا حيث ان عامل التموج يكون احسن كلما زاد تيار الحمل ( على العكس مما عليه مرشح المتسعة ) ولنفس السبب يستعمل مع مقوم موجه كاملة فقط .

لمعالجة الانخفاض في جهد الاخراج تضاف متسعة ثانية - الشكل ( ١٠ ب ) الا انه يجب التذكر ان هذه المتسعة الاخيرة ستجلب معها التيارات العالية وعليه فانه يجب اختيار الثنائي المناسب . كذلك هناك امكانية استخدام المقاومات بدلا من الملفات الكبيرة الحجم والغالية - استبدال الملف في الشكل ( ١٠ ب ) بمقاومة - ولكن مع التذكر ان مقاومة الاخراج للمرشح اوجب ان تكون كبيرة القيمة ومن ثم فان هذا النوع من المرشحات يستعمل فقط مع تيارات حمل ثابتة وصغيرة .

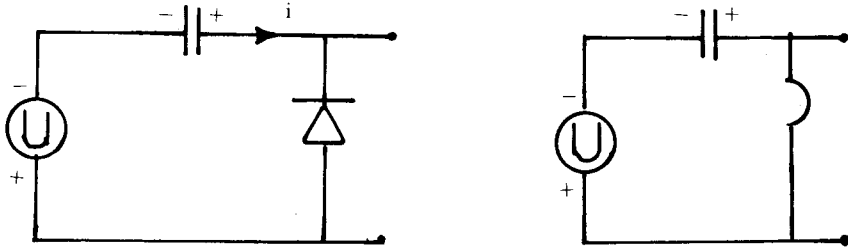
### 5-6 دائرة الالزام :- Clamping circuit

وتسمى ايضا في بعض الاحيان ، بدائرة استرجاع المركبة المستمرة في الموجات ويتم ذلك عن طريق لزم الموجة الداخلة عند مستوى معين غالبا ما يكون مستوى الصفر. ومن هنا جاءت التسمية دائرة الالزام clamping circuit - انظر الشكل ( ١١ )



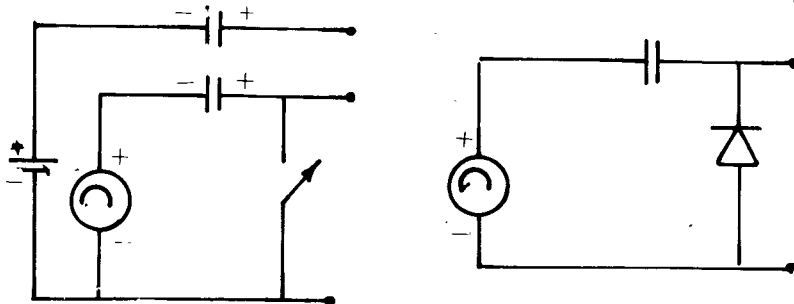
الشكل ( ١١ ) دائرة الالزام مع الموجتين : الداخلة والخارجة .

في دائرة الازلام هذه وعلى فرض ان جهد الادخال المسلط هو موجة جيبيه ، سيكون جهد الاخراج كما في الشكل (١١ ب) وفيما يأتي شرح للكيفية التي تعمل معها دائرة الازلام : - لتوضيح عمل هذه الدائرة سنفرض ان النصف المسلط من الموجة الداخلة هو النصف السالب - انظر الشكل (١٢ أ) . خلال هذا النصف السالب يكون الثنائي البلوري منحازا اماميا مما يسمح للتيار بالسريان في الدائرة ليشحن المتسعة الى اقصى قيمة تصلها هذه الموجة وبهذا يكون الجهد على هذه المتسعة مساويا لـ  $V_m$



الشكل ( ١٢ ) الدائرة المكافئة للثنائي في حالة التوصيل .

ان هذا الجهد ( $V_m$ ) سوف تحتفظ به المتسعة وذلك لان الثنائي البلوري سوف ينحاز عكسيا لحظة اجتياز النصف السالب القيمة ( $-V_m$ ) لان الجهد على المهبط ( جهد المتسعة ) سيكون اكبر من جهد المصعد ومن ثم فان هذا الجهد ( $V_m$ ) سوف يبقى على المتسعة لان هذه المتسعة لاتستطيع ان تلحق بالتغير الحاصل في الموجة الداخلة نظرا لان انجياز الثنائي عكسياً يجعل من ثابت الزمن لهذه الدائرة طويلا جدا . ما حدث خلال الربع الثاني من النصف السالب من الموجة الداخلة يحدث خلال النصف الموجب من هذه الموجة ، حيث يبقى الثنائي البلورة منحازا عكسياً - انظر الشكل (١٣) . ومن ثم فان جهد الموجة الخارجة سيكون مساويا لـ



الشكل ( ١٣ ) دائرة الازلام الموجبة

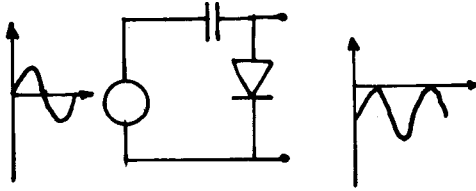
$$v_0 = V_m + V_m \sin \omega t \quad \dots (36)$$

يبين الشكل (١٣ ب) هذه الموجة الخارجة حيث يظهر ان الذروة السالبة قد ألزمت عند الصفر ومن ثم فان معدل المساحة الواقعة تحت الاشارة اصبحت لا تساوي صفرا وبالتالي فان هذا الموجة الخارجة اصبحت تمتلك قيمة مستمرة . فمن المعروف ان معدل القيمة المستمرة يكون مساويا لـ

$$V_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m + V_m \sin \omega t) d(\omega t) . \quad \dots (37)$$

حيث يمثل التكامل في المعادلة اعلاه ، المساحة الواقعة تحت الاشارة

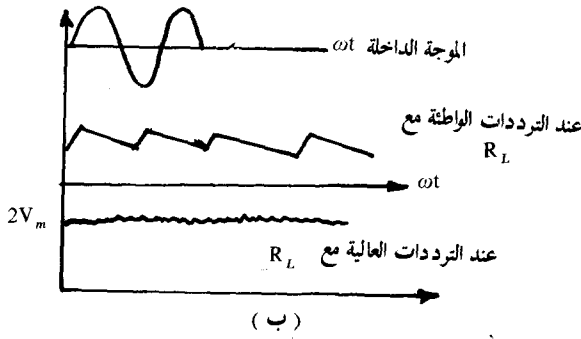
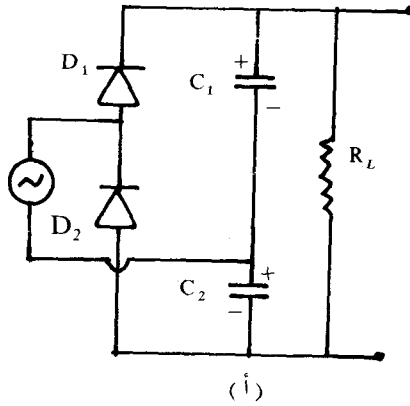
ومن الجدير بالذكر انه بالامكان تغيير مستوى الالزام باضافة بطارية على التوالي مع الثنائي وحينئذ يحدد قيمة واتجاه البطارية ومستوى الالزام كذلك اذا ما عكست اقطاب الثنائي في دائرة الالزام - انظر الشكل (١٤) فان الذروة الموجبة هي التي سيتم الزامها عندئذ .



الشكل ( ١٤ ) دائرة الالزام السالبة

### دائرة مضاعف الجهد :- Voltage Doubler

عند تحويل التيار المتناوب الى تيار مستمر غالباً ما نلجأ الى استخدام محولة رفع (او خفض) مع مقوم موجة كاملة ولكن اذا كان المطلوب هو مضاعفة الجهد فقط دون الاهتمام بقيمة التيار - الذي يكون صغيراً في هذه الحالة - فان انسب الطرق لتحقيق ذلك هو استخدام دائرة مضاعفة الجهد الشكل (١٥) .



الشكل ( ١٥ ) دائرة مضاعف فولتية مع الموجة الخارجة .

لفهم عمل الدائرة في الشكل ( ١٥ ) أ ، نفرض ان الجزء المسلط من الموجة الداخلة ، هو النصف الموجب . عندئذ سيقوم الثنائي  $D_1$  فقط ، بامرار التيار ليشحن المتسعة  $C_1$  بالشحنة المبينة عليها في الشكل ( ١٥ ) أ . اما عند تسليط النصف السالب من موجة الادخال فان الثنائي  $D_2$  ، فقط سوف يسمح بمرور التيار ليشحن المتسعة  $C_2$  بالشحنة المبينة عليها . وبهذا فان مجموع الجهد الذي يظهر على كل من  $C_1$  و  $C_2$  سيكون مساويا  $2V_m$  انظر الشكل ( ١٥ ) ب .

تشير التجارب الى ان الجملة الاخيرة من الفقرة اعلاه ، هي صحيحة في حالة كون دائرة مضاعف الجهد غير محملة ( عدم وجود مقاومة حمل  $R_L$  حول  $C_2$  ) في هذه الحالة يكون الجهد الخارج خاليا من التمرج اي مستمرا ، وتكون قيمته مساوية

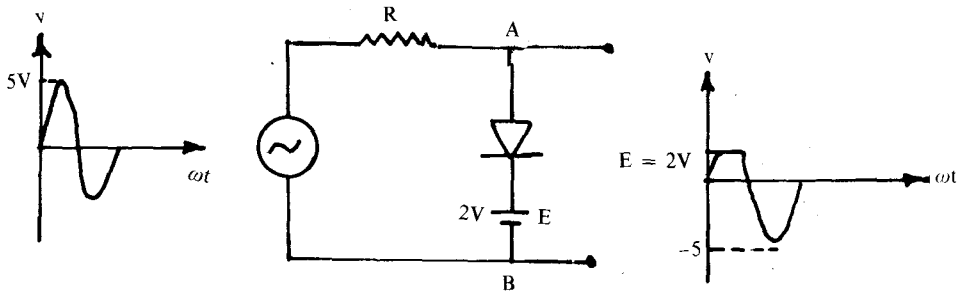
لضعف ذروة الموجة الداخلة السبب في ذلك انه لا يمكن للمتسعة  $C_2$  ان تتفرغ خلال  $D_2$  بسبب انجياز هذا الاخير عكسياً .

من جهة اخرى . اذا ما ربطت المقاومة  $R_L$  حول  $C_2$  فحينئذ يصبح بإمكان المتسعة  $C_2$  ان تتفرغ خلال هذه المقاومة وبالتالي يظهر تموج في الجهد الخارج . هذا ويمكن التقليل من هذا التموج عند زيادة تردد الموجة الداخلة . وقد وجد انه اذا كان  $(2\pi f R_L C_2 > 200)$  فان  $V_{d.c} = 2V_m$

### 6-7 دائرة القطع ( التقليل ) Clipping circuits :-

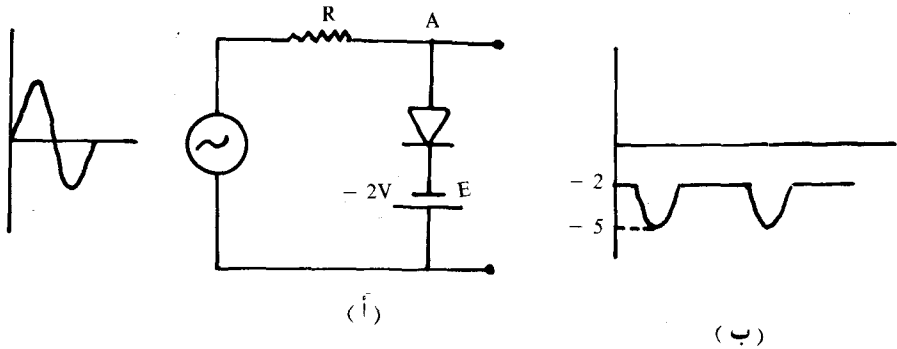
وتسمى احيانا بالدوائر المحددة limiters وينتشر استعمالها في دوائر تشكيل الموجات wave-shapping ويمثل الشكل (١٦) دائرة كهربائية استخدم فيها الثنائي لتحديد جهد الموجة الداخلة عند قيمة معينة E او بعبارة اخرى ان هذه الدائرة قد صممت لتمنع الجزء الموجب من الموجة الخارجة من اجتياز قيمة الجهد المستمر E . ويمكن تلخيص عمل هذه الدائرة ( على فرض ان الثنائي المستعمل مثاليا ) كما يأتي : عند تسليط النصف الموجب من الموجة الداخلة على مصعد الثنائي فان هذا الاخير سوف يسمح للتيار بالمرور في اللحظة التي يصبح فيها جهد الموجة الداخلة اكبر بقليل من E . ذلك لان جهد المصعد يصبح حينئذ موجبا بالنسبة الى جهد المهبط ( لان الموجة الداخلة تأخذ القيم من صفرا الى  $V_m$  فولت ) . وحيث ان مقاومة الثنائي في حالة مرور التيار تكون صغيرة جدا ( اوصفرا في حالة كونه مثاليا ) لذا فان الجهد المتولد حول هذا الثنائي سيكون صفرا الى درجة انها لا تظهر مع الموجة الخارجة ومن ثم حدوث قطع في هذه الموجة - انظر الشكل (١٦) . هذا من جهة . اما من جهة اخرى وفي حالة كون جهد الموجة الداخلة اصغر من E فان مقاومة الثنائي سوف تكون كبيرة جدا ( ما لانهاية في حالة كونه مثاليا ) وبهذا يمكن اعتبار الدائرة مفتوحة عند النقطتين A و B وان الموجة الخارجة تتبع الموجة الداخلة من غير تغير .

الان لو عكست قطبية المصدر E فقط لتنتج الدائرة المبينة في الشكل (١٧) (ج) في هذه الحالة فان اتجاه الجهد E يجعل الثنائي منحازا اماميا حتى لو كان جهد الموجة الداخلة مساويا للصفرا او سالبا لغاية القيمة E . لذا ولكون الثنائي منحازا اماميا خلال تلك الحدود . لا تظهر موجة الادخال في جهة الاخراج وكل ما يظهر هو ذلك الجهد



الشكل ( ١٦ ) دائرة القطع مع الموجة الخارجة

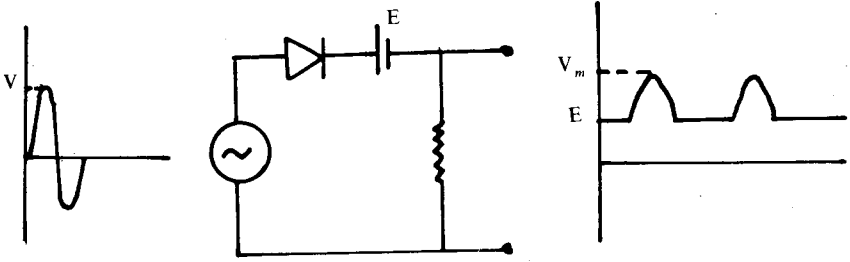
السالب من الموجة الداخلة الذي يجعل من الثنائي البلوري منحازا عكسياً ( اي ذلك الجزء من الموجة الداخلة الاكتر سالبية من E ) انظر الشكل ( ١٧ )



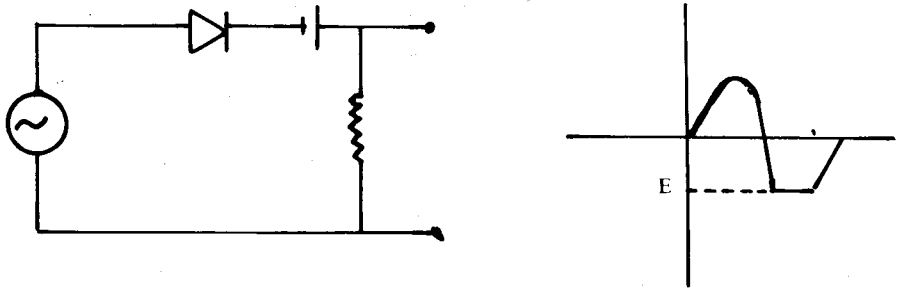
الشكل ( ١٧ ) دائرة القطع مع الموجة الخارجة .

وتوجد دوائر اخرى تعمل على نفس الاساس ، للحصول على اشكال اخرى للموجات - انظر الشكلين (١٨-١٩) - كما ويمكن استعمال ثنائيات اضافية اخرى لاكثر عدد المستويات التي تتم عندها عملية التقليم وحسب شكل الموجة المرغوب فيها وتبين الدائرة في الشكل (٢٠) دائرة تتم فيها التقليم عند مستويين مختلفين هما  $E_1$  و  $E_2$

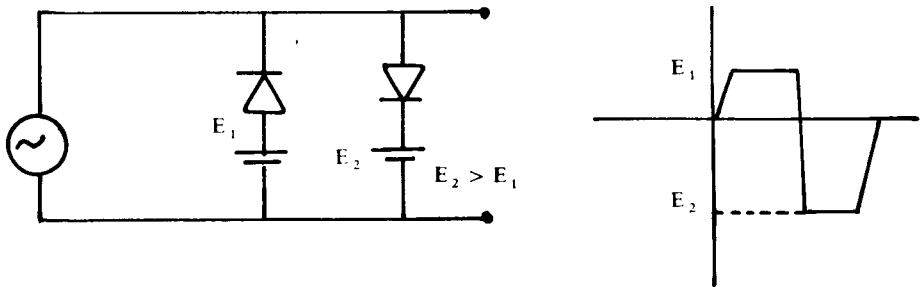




شكل ( ١٨ ) دائرة قطع



الشكل ( ١٩ ) دائرة قطع



الشكل ( ٢٠ ) دائرة القطع المضاعف

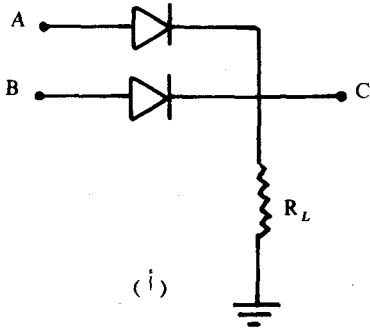
## 8-6 الثنائيات البلورية كعناصر لدوائر المنطق Logic circuits

عندما ظهرت الحاسبات الالكترونية عام 1940 كانت الصمامات الثنائية المفرغة تشكل العمود الفقري لهذه الاجهزة . الا ان تطور العلوم الالكترونية بشكل كبير وسريع وما رافق ذلك من ظهور الثنائيات البلورية والترانزستورات ادى الى استبدال الالاف من هذه الصمامات المفرغة بالثنائيات نصف الموصلة . واليوم تستخدم الحاسبات الالكترونية الحديثة الالاف من هذه الثنائيات ذات الحجم الكبير والاستهلاك العالي للقدرة . للقيام بالعمليات المنطقية وبسرع عالية جدا ذلك لان هذه الثنائيات تستطيع ان تغير حالتها من الاشباع ( في حالة كون التيار المار فيها أعلى ما يمكن ) الى حالة القطع ( التيار المار فيها يكون مساويا للصفر) في ظرف عدد من المايكروثانية (  $1\mu s = 10^{-6} \text{ sec}$  ) .

مما تقدم اعلاه يتبين لنا انه بالامكان استخدام هذه الثنائيات النصف موصلة لتصميم دوائر تمتاز بان الجهد عند طرف الاخراج اما ان يكون غالبا ( حالة قطع ) ويساوي 5 فولت مثلا او واطي ء ( حالة اشباع ) ويساوي صفرا . وبهذا يصبح بالامكان . نظرا لهذه الخاصية الثنائية للجهد الخارج من هذه الدوائر ان تستخدم للقيام بالعمليات المنطقية او الحسابية : كالجمع والطرح وغيرهما . وعندما تدخل هذه الدوائر ضمن تركيب الحاسبات الالكترونية تعرف عندئذ بالبوابات المنطقية logic circuits . ان السبب في تسميتها بالبوابات يرجع الى ان هذه الدوائر قد تسمح لتيار الاشارات المسلطة عند مداخلها . بالسريان عند شروط معينة ولا تسمح له عند شروط اخرى وسنقوم هنا بدراسة بعض من هذه البوابات . املي ان نعود اليها في فصل لاحق . وهي :

أ- بوابة مع AND gate : - البوابة . وكما ذكرنا . هي دائرة كهربائية تمتلك مدخلين او اكثر وطرف اخراج واحد فقط ويكون جهد الخرج للبوابة اما عاليا او واطنا تبعا لنوع البوابة المستخدمة وكذلك تبعا لنوع جهد الدخل لهذه البوابة . وبوابة مع هذه الدائرة التي يكون جهد خرجها هي عاليا فقط عندما تكون جميع جهود الدخل لهذه البوابة عالية . او بعبارة اخرى ان جهد الاخراج سيكون واطنا اذا كان اي من جهود الادخال واطنا - لاحظ جدول الحقائق رقم (1) لهذه البوابة .

يشير الشكل (٢١أ) الى دائرة استخدم فيها الثنائي البلوري لتمثيل البوابة مع . اما الشكل (٢١ب) يشير الى الرمز الخاص لهذه البوابة .



(أ)

الدائرة الكهربائية لبوابة AND (أ)

A	B	C
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

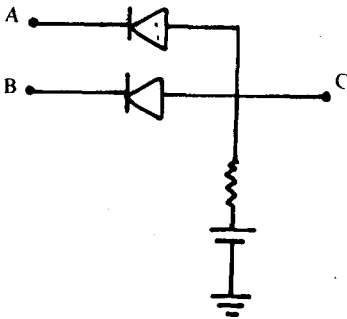


(ب)

(ب) الرمز المتداول لبوابة AND المنطقية .

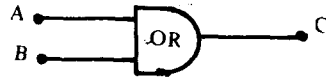
الشكل ( ٢١ ) دائرة AND .

ب- البوابة أو OR Gate : - يكون جهد الاخراج لهذه البوابة عاليا اذا كان جهد اي واحد من المداخل لهذه البوابة عاليا . او بعبارة اخرى يكون جهد الاخراج لهذه البوابة واطناً فقط في حالة كون جهود المداخل . لهذه البوابة . كلها واطناً - انظر جدول الحقائق (٢) لهذه البوابة ويمثل الشكل (٢٢ أ) دائرة البوابة او اما الشكل (٢٢ ب) فيشير الى الرمز الخاص لهذه البوابة .



(أ) الدائرة الكهربائية لبوابة OR

A	B	C
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

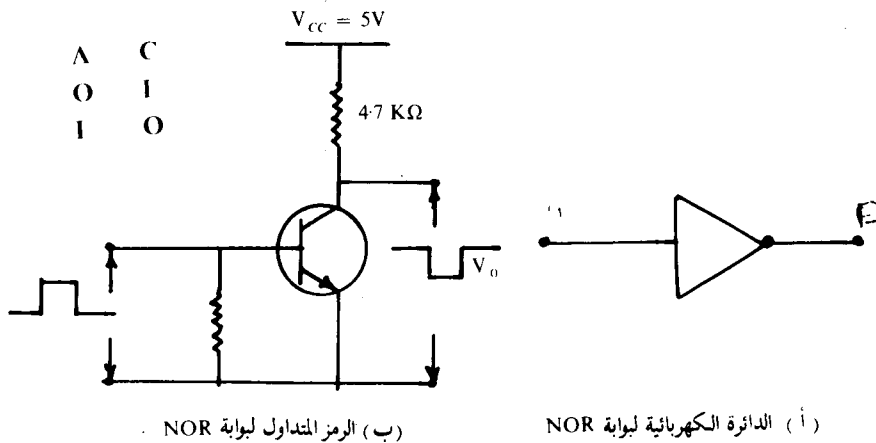


$$C = A + B$$

(ب) الرمز المتداول لبوابة OR

الشكل ( ٢٢ ) دائرة OR

ج- البوابة لا NOT gate : - يمكن فهم عمل هذه البوابة من النظر الى جدول الحقائق (٣) حيث نلاحظ ان عمل هذه البوابة يتلخص في عكس الجهد الداخل - اوعبارة اخرى اذا كان الجهد الداخل عالياً ( 5 فولت ) فان الجهد الخارج يكون واطناً ( صفراً ) والعكس صحيح . يشير الشكل (٢٢) الى دائرة البوابة لا اما رمزها فيمثله الشكل (٢٣ ب)



الشكل (٢٣)

## 6 9 تنظيم الجهد Voltage Regulation

رأينا فيما سبق . ان ربط دائرة المقوم الى المرشح المناسب يمكن ان يزودنا بمصدر جيد للجهد المستمر الخالي من التموج ومع هذا فان هذه المصادر تبقى تعاني من عيب رئيسي وهو تغير قيمة الجهد الخارج لها عند تغير اي من جهد الداخل او مقاومة الحمل او كليهما . وعلى هذا الاساس فان اي تغير في جهد الداخل سوف يتبعه تغير في جهد الخارج . كذلك هو الحال بالنسبة لمقاومة الحمل . حيث ان اي تغير في قيمة هذه المقاومة سوف يتبعه تغير في قيمة التيار المار ومن ثم تغير في قيمة الهبوط في الجهد على مختلف العناصر التابعة لدائرتي المقوم والمرشح .

على أية حال . في الكثير من التطبيقات الالكترونية . يكون من المرغوب فيه استخدام جهد اخراج ثابت القيمة على الرغم من التغير في الجهد الداخل او في قيمة مقاومة الحمل لكي يتم الحصول على هذا النوع من الجهود يستخدم نوع من الدوائر تدعى بدوائر استقرار الجهد : voltage stabilizer او دوائر تنظيم الجهد voltage regulator

وعلى الرغم من ان هناك انواعاً عديدة من هذه الدوائر الا اننا سنتقصر على تلك الدوائر التي تستخدم ثنائي زينر في تنظيم الجهد الخارج .

1-9-6، ثنائي زينر كنظم للجهد : - ذكرنا فيما مضى - انظر الفصل الخامس - ان وصول الجهد العكسي المسلط على ثنائي زينر الى القيمة  $V_z$  سوف يؤدي الى حدوث تغير فجائي وزيادة عمودية كبيرة في التيار العكسي على الرغم من عدم حدوث تغيير ملحوظ في الجهد عبر الثنائي وبالتالي فانه يصبح بالامكان الاستفادة من هذه الخاصية في تنظيم الجهد الخارج اي ثبوته عند قيمة معينة على الرغم من تغير الجهد الداخل ، باستخدام ثنائي زينر على النحو الاتي : -

يبين الشكل (٢٤) دائرة لتنظيم الجهد ويلاحظ في هذه الدائرة ان ثنائي زينر قد تم ربطه بصورة عكسية ليعمل في منطقة الانهيار ، كذلك يلاحظ ربط المقاومة  $R_s$  على التوالي مع الثنائي والمقاومة  $R_L$  حول هذا الثنائي في هذه الدائرة لدينا ان

$$V_L = V_{in} - I_s R_s \quad \dots (38)$$

بحيث ان

$$I_s = I_z + I_L \quad \dots (39)$$

الان اذا فرضنا ان الجهد الداخل قد تغير من  $V_{in}$  الى  $V'_{in}$  فان هذا التغير في  $V_{in}$  سوف يؤدي الى تغير في كل من  $I_z$  و  $I_L$  وحيث ان هذا التيار الجهد  $(I'_s = I'_L + I'_z)$  سوف يمر في المقاومة  $R_s$  لذا فانه سوف يحدث عليها هبوط قدرة

$$V'_s = I'_s R_s = (I'_L + I'_z) R_s \quad \dots (40)$$

مرة اخرى يكون الجهد الخارج  $V'_L$  مساوياً لـ

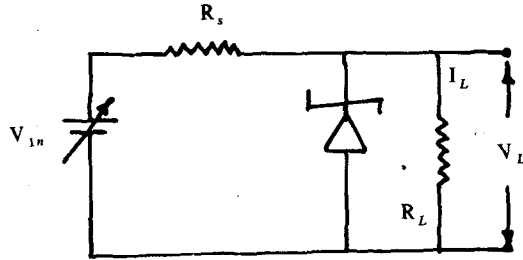
$$V'_L = V'_{in} - I'_s R_L \quad \dots (41)$$

وهكذا يكون الفرق بين الجهد الداخل والهبوط على  $R_s$  واحد في كل الاحوال يكون الجهد الخارج لذلك واحداً ايضاً

ومن الجدير بالذكر ان  $R_s$  يتم حسابها عادة ، من المعادلة :

$$R_s = \frac{V_{in} - V_z}{I_L + 0.2 I_{z(max)}} \quad \dots (42)$$

حيث يمثل  $I_{z(max)}$  أقصى تيار يستطيع ثنائي زينر ان يتحمله .



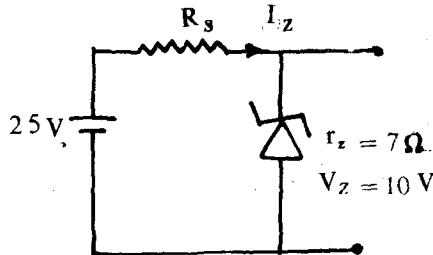
الشكل ( ٢٤ ) دائرة ثنائي زينر .

مثال : - في الدائرة ادناه اذا كانت  $R_s = 5$  كيلو اوم فاحسب التيار المنار ا

الحل : -

في هذه الدائرة نجد ان  $I_z = I_s$  وعليه ومن استخدام المعادلة (٣٨) نحصل على

$$25 = I_z \times 5 \times 10^3 + 10$$

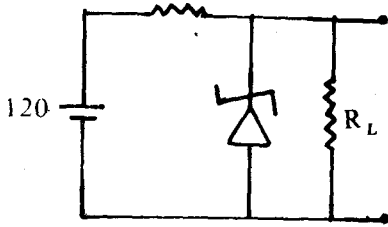


لذا فان

$$I_z = \frac{25 - 10}{5 \times 10^3} = 3 \text{ mA}$$

مثال : - في الدائرة ادناه اذا كانت  $R_L = 10$  كيلو أوم فاحسب تيار زينر  $I_z$ .

الحل : -



$$V_L = V_z = 50 \text{ V}$$

لدينا ان  
وعليه فان

$$I_L = \frac{50}{10 \times 10^3} = 5 \text{ mA}$$

كذلك لدينا ان

$$\begin{aligned} V_{in} &= I_s R_s + V_L \\ 120 &= I_s \times 5 \times 10^3 + 50 \end{aligned}$$

او ان

$$I_s = \frac{120 - 50}{5 \times 10^3} = \frac{70}{5 \times 10^3} = 14 \text{ mA}$$

من المعادلة (٣٩) نجد ان

$$I_z = I_s - I_L$$

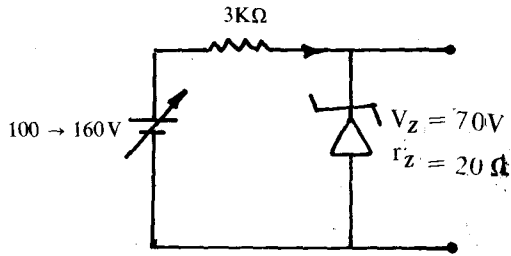
وعليه فان

$$I_z = 14 - 5 = 9 \text{ mA}$$

مثال : - في الدائرة ادناه اذا كان الجهد الداخل يتغير من 100 الى 160 فولت فاحسب مقدار التغير في الجهد الخارج .

الحل : -

تحسب اولاً الجهد الخارج عند ما يكون الجهد الداخل 100 فولت هو المسلط وذلك من معرفة ان



$$100 = I_z \times 3 \times 10^3 + 70$$

$$\therefore I_z = \frac{30}{3 \times 10^3} = 10 \text{ mA}$$

ومن معرفة ان

$$V_0 = V_z + I_z r_z$$

... (43)

نجد ان

$$V_0 = 70 + 10 \times 10^{-3} \times 20$$

$$= 70.2 \text{ V}$$

وباتباع نفس الطريقة نحصل على التيار المار  $I'_z$  في الدائرة عند تسليط الجهد 200 فولت : اي ان

$$I'_z = \frac{160 - 70}{3 \times 10^3} = \frac{90}{3 \times 10^3} = 30 \text{ mA}$$

وكذلك نجد الجهد الخارج

$$V'_0 = V_z + I'_z r_z$$

$$V'_0 = 70 + 30 \times 10^{-3} \times 20$$

$$= 70.6 \text{ V}$$



وعليه فان التغير في الجهد الخارج يكون مساويا لـ

$$\begin{aligned}\Delta V_0 &= V'_0 - v_0 \\ &= 70.6 - 70.2 = 0.4 \text{ V}\end{aligned}$$

يظهر لنا هذا المثال بشكل جيد طبيعة عمل ثنائي زينر حيث انه على الرغم من التغير الكبير الحاصل في الجهد الداخلى (60 فولت) الا ان القيمة في الجهد الخارج كان مساويا لـ 0.4 فولت فقط . ترى اين يكمن السبب ؟

## أسئلة ومساائل

(1) اذكر أهم خواص الثنائي البلوري ثم قارن بينه وبين الصمام الثنائي المفرغ من حيث المحاسن والمساويء

(2) وضح بالتفصيل لماذا لا تصلح الثنائيات البلورية للعمل عند الترددات العالية .

(3) يسوء بشدة عمل اجهزة اشباه الموصلات بتأثير الاشعاع المؤين . ناقش هذه العبارة بالتفصيل .

(4) ما المقصود بالتقويم وما سبب استخدام الثنائيات في عملية التقويم ؟

(5) استخدم منحني الخواص الثنائي لاثبات صلاحية استخدام هذا الثنائي في عملية التقويم

(6) ارسم دائرة تقويم نصف موجه . اشرح عملها ثم احسب كفاءتها .

(7) عرف معدل القيمة للتيار ثم ارسم الدائرة المناسبة للحصول على تيار معدل قيمته  $\frac{I_m}{\pi}$  علما بان الموجة الداخلة هي  $v = V_m \sin \omega t$

(8) ما أقصى كفاءة يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه ؟ ولماذا ؟

(9) ما الاحتياطات الواجب مراعاتها عند تصميم دائرة نصف موجه ؟

(10) في الشكل (3) ما سبب استعمال المحولة ذات النقطة الوسطية ؟ اشرح بالتفصيل .

(11) عرف جهد الذروة العكسية ثم اشرح تأثيره في كل من دائرة مقوم نصفي وكامل للموجات .

(12) اشرح مع الرسم عمل دائرة قنطرة التقويم

(13) عدد اوجه التشابه والاختلاف بين المقوم الكامل وقنطرة التقويم

(14) عرف عامل التموج ثم احسبه في كل من الموجة الناتجة من دائرة مقوم نصف موجة ودائرة مقوم موجة كاملة . ماذا تعني النتيجة ؟ ناقش ذلك

(15) تكون فعالية الدائرة اكبر كلما كان عامل التموج التابع لها اصغر . وضح ذلك .

(16) ما المقصود بدوائر الترشيح ؟ ولماذا تستعمل ؟

(17) اشرح بالتفصيل عمل مرشح سعوي ؟

(18) ما التيار المفاجيء ؟ وما نوع الضرر الذي يمكن ان يسببه ؟ وكيف تتم معالجته ؟

(19) اشتق العلاقة (35) بالنسبة لمقوم موجة كاملة .

(20) ما المقصود بمقاومة النزف ؟ ولماي الاغراض تستخدم ؟ وضح ذلك .

- (21) ايهما افضل مرشح T من نوع متسعة - مقاومة ام من نوع متسعة - ملف ولماذا ؟  
 (22) اشرح بالتفصيل عمل كل من الدوائر الاتية :-

أ- دائرة الالزام ب- دائرة مضاعف الفولتية ج- دائرة التقليم  
 مع ضرب الامثلة التوضيحية .

- (23) ما المقصود بدوائر المنطق ؟ اشرح عمل دائرة المنطق AND  
 (24) ما ثنائي زينر؟ وكيف يختلف عن الثنائي البلوري ؟  
 (25) اشرح بالتفصيل كيف يعمل ثنائي زينر على تنظيم الفولتية الخارجة .  
 (26) ما مفهوم المقاومة الـ d.c والمقاومة الـ a.c للثنائي البلوري وكيف يتم حسابهما ؟  
 ارسم الدائرة المكافئة للثنائي البلوري  
 (27) فولتية متناوبة قدرها 230V سلطت على دائرة مقوم نصف موجه خلال محولة ذات نسبة 1 : 10 لفة . احسب (أ) الفولتية المستمرة الناتجة (ب) فولتية الدروة العكسية

(28) ثنائي بلوره بمقاومة 20 اوم اذا كانت الفولتية المسلطة هي  $R_T = 800\Omega$ ,

لماذا  $v = 50 \sin \omega t$  فاحسب (أ)  $I_{r.m.s}$ ,  $I_{d.c}$ ,  $I_m$  (ب) القدرة الـ a.c

والـ d.c الخارجة (ج) الفولتية الـ d.c (د) الكفاءة

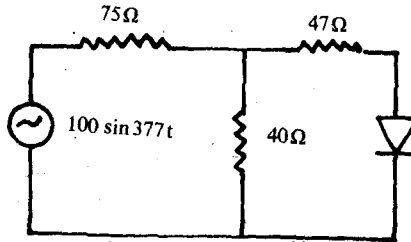
- (29) اعد السؤال اعلاه بالنسبة لدائرة مقوم كامل للموجات  
 (30) الفولتية الثانوية العظمى لقنطرة تقويم تساوي (20 V) . ما مقدار عامل التموج فولتية في الاخراج ؟

(31) لمقوم قنطري فولتية اخراج مستمرة قدرها 80V وعامل تموج 5% . ما مقدار

فولتية تموج الاخراج .

(32) في الدائرة ادناه اذا كان اقصى تيار يتحمله الثنائي هو 0.5A . فهل يمكن

استعمال الثنائي في الدائرة ؟



# الفصل السابع

## الترانزستور

### The Transistor

#### 1 - 7 المقدمة

ادت معرفة خاصية التكبير التي تحصل في انصاف الموصلات . للتيار الى اختراع ترانزستور النقطة Point transistor عام 1947 حين تمكن كل من الباحثين باردن ومارتن من مختبرات شركة بيل Bell الاميركية للتلفونات من اختراعه .

ومنذ ذلك الحين اجريت محاولات عديدة وبذلت جهود مكثفة لاستخدام وتطوير العديد من الاجهزة شبه الموصلة حتى تم تصنيع اول ترانزستور وصله Junction Transistor في عام (1951) على اثر وضع شوتكي Schottky عام (1949) لنظرية عمل هذا الترانزستور .

ان اصل تسمية هذا الجهاز بالترانزستور نابع من طبيعة عمل هذا الجهاز عند ربطه في الدوائر الكهربائية . حيث ان الجزء الاول من هذه الكلمة ( trans ) تشير الى الخاصية التي يمتلكها هذا الجهاز في نقل الاشارة من دائرة الادخال - ذات المقاومة الصغيرة - الى دائرة الاخراج - ذات المقاومة العالية - من غير نقصان يذكر او بشكل مكبر . اما الجزء الثاني من هذه الكلمة ( istory ) فتصف الجهاز بانه عنصر صلب من عائلة المقاومة .

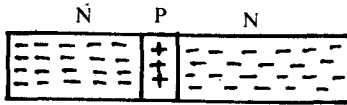
لقد ادى اكتشاف الترانزستور الى جميع انواع الاختراعات ذات الصلة المباشرة مثل

الدوائر المتكاملة والمكونات الالكترونية الضوئية والمعالجات الدقيقة microprocessor  
 ان هذا التطور السريع في علم الالكترونيات لم يكن ليحدث لولا اكتشاف الترانزستور،  
 مما يشير الى تفوق هذا الثلاثي الجديد ذي الحالة الصلبة على الصمامات المفرغة في  
 جملة امور، منها : -  
 أ - يعمل انيا ولا يحتاج الى وقت للتسخين مما يشير الى قلة استهلاكه للقدره التي  
 ينتج عنها العمل بكفاءة عالية .

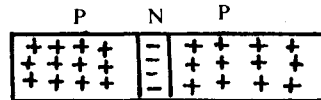
- ب - سهولة تصنيعه وصغر حجمه ورخص ثمنه  
 ج - يمكن تشغيله من جهد واطيء  
 د - يمتلك عمراً طويلاً مقارنة بالصمامات المفرغة ويقاوم التلف عند التعرض للصدمات  
 والاهتزازات .

## 2-7 الخصائص الأساسية للترانزستور

أ - المكونات : - يرتبط الترانزستور مع الثنائي البلوري بعلاقة وثيقة ويشابهه في  
 كثير من التطبيقات الا ان الفرق الرئيسي بين الثنائي والترانزستور هو ان هذا الاخير يتكون  
 من وصلتين PN متعاكستين بدلا من واحدة . وعليه فان الترانزستور يتكون من بلورة  
 واحدة من شبه موصل ( سيلكون او جرمانيوم ) بثلاث مناطق يكون ترتيبها اما على هيئة  
 NPN او PNP - انظر الشكل (1) .



PNP ( أ )



مجمع قاعدة باعث

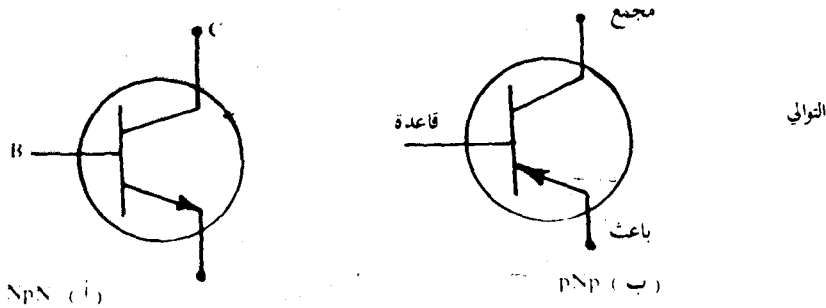
PNP ( ب )

الشكل ( 1 ) مكونات الترانزستور

لتجنب الارباك سنركز اولا على الترانزستور من نوع NPN اخذ بن منظور  
 الاعتبار ان الترانزستور PNP هو المتعكس للترانزستور NPN  
 وهذا يعني ان اتجاه التيارات وقطبية الجهود في الترانزستور PNP هي عكس  
 التيارات والجهود في الترانزستور NPN

في الشكل (أ) تسمى منطقة الترانزستور التي تأتي على اليسار بالباعث emitter ويكون منسوب تطعيمه بالشوائب عاليا ويقوم بحقن القاعدة - المنطقة الوسطى - بحاملات الاغلبية ( الالكترونات ) وعليه فانه يفترض والحالة، هذه . ان يكون جهد انحيازة اماميا . اما القاعدة base وهي موجبة هنا . فيجب ان تكون بسلك اقل ( عدة ميكرونيات ) ومنسوب تطعيم اخف وهذا شرط اساسي لعمل الترانزستور . تقوم القاعدة بتمرير معظم الالكترونات المحقونة الى منطقة المجمع collector ويتراوح تطعيم المجمع بين التطعيم الغزير للباعث وبين تطعيم القاعدة الخفيف ويسمى بالمجمع لانه يلتقط او يجمع الالكترونات من القاعدة . يكون جهد المجمع - عند ربطه في الدائرة - عكسيا وعليه فان مقاومته تكون كبيرة ويكون المجمع هو الاكبر بين المناطق الثلاث لان عليه ان يبدد من الحرارة  $(I^2R)$  اكثر مما يبدده الباعث او المقاومة .

ب- رمز الترانزستور : - ذكرنا توا ان هناك نوعين من الترانزستور الثنائي القطبية هما ال NPN و PNP . ولغرض التفريق بينهما والتعرف على اتجاه التيارات المارة في الدوائر الخاصة بهما . يصبح من الضروري تمثيل كل منهما والرمز له برسم بسيط يعبر عن تركيبه واتجاه التيارات المارة فيه . هذا وقد اصطلح على ان يكون الشكل ( ٢ أوب ) الرمز الخاص بترانزستور من نوع PNP و NPN وعلى التوالي .



الشكل ( ٢ ) الرمز المتداول للترانزستور

يمتلك الباعث دون المجمع رأس سهم . ولاتجاه السهم هذا اهمية خاصة حيث انه يشير الى نفس اتجاه تيار الباعث المتعارف عليه وبالتالي فان الفرق بين الرمزين هو في اتجاه السهم . او بعبارة اخرى ان تيار الباعث في النوع NPN يخرج من الباعث

بينما يجري تيار القاعدة وتيار المجمع الى خارج الترانزستور اما في حالة الترانزستور من نوع pNp فان تيار الباعث يجري الى داخل الترانزستور في حين يخرج من الترانزستور كل من تيار القاعدة والمجمع - انظر الشكل (٢ ب).

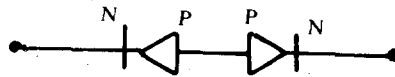
ج- مبدأ عمل الترانزستور : - تمت الاشارة اعلاه الى ان الترانزستور يتكون من وصلتين pN متعاكستين لذا فانه من المتوقع ان تكون خصائصه الكهربائية مشابهة لتلك التي لثنائين بلورين مربوطين ظهراً لظهر . - انظر الشكل (٣) - وتحت شروط معينة . فعلى سبيل المثال عندما يكون طرف المجمع مفتوحاً open-circuited اي ان تيار المجمع يساوي صفراً (  $I_c = 0$  ) . فان وصلة القاعدة - الباعث تسلك سلوك ثنائي بلوري ويكون التيار المار هو

$$I_B = I_E = I_s (\exp(A V_{bc}) - 1) \quad I_c = 0 \quad \dots (1)$$

حيث ان  $I_s$  يمثل تيار الاشباع لوصلة الباعث - قاعدة ويكون الثابت A مساوياً لـ  $40 = \frac{e}{kT}$  ملي فولت . كذلك عندما يكون طرف الباعث مفتوحاً ( $I_E = 0$ ) فان

$$I_B = I_c = I_s (\exp(A V_{cb}) - 1) \quad I_E = 0 \quad \dots (2)$$

حيث يمثل  $I_s$  تيار الاشباع لوصلة المجمع - قاعدة

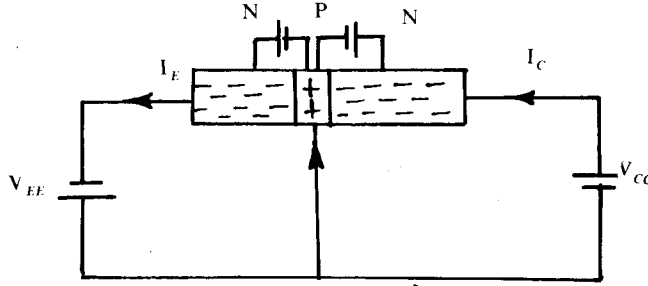


الشكل (٣) الثنائان المكافئان للترانزستور .

على اية حال فانه من الناحية العملية لا يكون اي من الباعث او المجمع مفتوحاً وانما يتم ربطهما في وقت واحد ومن هنا يكون لدينا اربع حالات لتحيز الترانزستور وهي :-

- 1 - انحياز امامي - امامي
- 2 - انحياز عكسي - عكسي
- 3 - انحياز امامي - عكسي
- 4 - انحياز عكسي - امامي

ومع هذا فان الذي يهمنا من بين هذه الحالات الاربعة ، الحالة رقم (٣) : اي عندما يكون الباعث منحازا اماميا ( اي سالبا بالنسبة للقاعدة ) والمجمع منحازا عكسياً ( اي موجبا بالنسبة للقاعدة ) - انظر الشكل (٤) .



الشكل (٤) دائرة الانحياز ( امامي - عكسي ) للترانزستور .

في هذا الشكل يجهز المصدر  $V_{EE}$  وصلة الباعث - قاعدة بالانحياز الامامي بينما يزود المصدر  $V_{CC}$  وصلة المجمع - قاعدة بالانحياز العكسي .

في لحظة تسليط الانحياز الامامي على ثنائي الباعث لا تكون الالكترونات الباعث قد دخلت منطقة القاعدة الا بعد ان تصبح  $V_{EE}$  - او بالأحرى  $V_{EB}$  - اكبر من الجهد الحاجز . عندها يبدأ الباعث بحقن القاعدة بالالكترونات - الحاملات الاغلبية - مؤديا بذلك الى احداث تيار في دائرة الباعث يدعى بتيار الباعث  $I_E$  . من جهة أخرى تتحرك الفجوات في القاعدة نحو الباعث . وحيث أن نسبة تطعيم القاعدة تكون واطئة جداً فان معظم تيار الانتشار هذا يكون بسبب من حركة الالكترونات .

من جهة أخرى . تكون وصلة المجمع - قاعدة منحازة عكسياً وبذلك فان الحاملات التي تعبّر هذه الوصلة هي الحاملات الاقلية المتولدة حرارياً مكونة بذلك تياراً يدعى بتيار التسرب ويرمز له بـ  $I_{CBO}$  .

الى هنا والأمر لا يختلف عن سلوك ثنائي بلوري يقع مرة تحت جهد انحياز امامي ومرة تحت انحياز جهد انحياز عكسي وعلى التوالي . مع هذا فانه يبقى هناك تساؤل عن مصير الالكترونات المحقونة من الباعث الى القاعدة : اي طريق ستسلك ؟ ذلك لان هذه الالكترونات تستطيع المرور في اتجاهين : أ) الى أسفل القاعدة الرقيقة ومن ثم الى سلك توصيلها الخارجي اوب) عبر وصلة القاعدة - مجمع الى منطقة المجمع .



من أجل أن تسري الالكترونات الى أسفل خلال منطقة القاعدة عليها ان تسقط في فجوات ، اي تعيد التحامها بفجوات القاعدة وبعد ذلك تستطيع ان تسير الى اسفل خلال فجوات القاعدة المتجاور الى سلك القاعدة الخارجي كالالكترونات تكافؤية . ان هذه المركبة ذات الاتجاه السفلي من تيار القاعدة تسمى بتيار اعادة الالتحام recombination وتكون صغيرة لخفة تطعيم القاعدة .

هناك شيء حاسم يحدد طبيعة عمل الترانزستور هو كون القاعدة رقيقة جداً وبالتالي فانها تتيح زمن بقاء كافيا لمعظم الالكترونات الباعث بالانتشار الى طبقة الاستنزاف المجمع او بعبارة أخرى ان كون القاعدة رقيقة وتركيز الثقوب فيها غير كبير ، فان غالبية الالكترونات ستمر خلال القاعدة دون ان تتحد مع الثقوب وتصل الى وصلة المجمع .

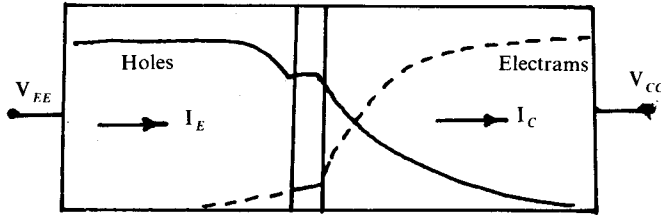
بعد ذلك يقوم مجال طبقة الاستنزاف\* بدفع تيار ثابت من الالكترونات الى منطقة المجمع ومن ثم الى سلك توصيل المجمع الخارجي . أكثر من 95% من الالكترونات الباعث المحقونة تعبر الى المجمع واقل من 5% تسقط في فجوات القاعدة .

من هنا يتضح لنا مبدأ عمل الترانزستور في ان جهد وصلة الباعث - قاعدة يؤثر على تيار المجمع كثيراً ، فكلما ازداد هذا الجهد ( $V_{EB}$ ) ازداد تيار الباعث وتيار المجمع تبعاً لذلك علماً بأن التغيير في تيار المجمع لا يقل عن التغيير في تيار الباعث الا قليلاً وهكذا يتحكم  $V_{EB}$  - اي جهد الدخل - في تيار المجمع . وعلى اساس من هذه العملية بالذات يقوم الترانزستور كما سنرى لاحقاً - بتكبير الاشارات الكهربائية .

لا بد لنا ان نذكر انه عند المسافات ، بعيداً عن ملتقى الباعث - قاعده والمجمع - قاعده ، فان التيار المار في وصلة الترانزستور ، يتكون من حركة الفجوات ( حركة الالكترونات التكافؤية ) في الباعث من النوع السالب ومن الالكترونات في المجمع السالب - انظر الشكل (5) .

---

\* يصاحب تغير الجهد على وصلي ملتقى المجمع وملتقى الباعث بتغير في سمكي طبقة الاستنزاف لكلا الوصلتين ولذلك بتغير سمك القاعدة وعندها تصبح رقيقة جداً وقد تحدث لها عملية التصاق او انسداد ( وتسمى احياناً بقبب القاعدة puncture ) اذ تتصل وصلة المجمع بوصلة الباعث وعند ذلك تختفي منطقة القاعدة ويتوقف الترانزستور عن العمل السليم .



الشكل ( ٥ ) مركبات التيار في الترانزستور .

اما بالنسبة للتيارات المارة في سلكي التوصيل للباعث والمجمع فتتكون من الالكترونات التي يجهزها المصدر السالب - للتعويض عن تلك الالكترونات التي تم حقنها الى المجمع - وكذلك من الالكترونات المزالة من المجمع بواسطة المصدر الموجب وبهذا فان التوصيل في الترانزستور يتم بواسطة كل من الالكترونات والفجوات وبذلك يطلق على هذا النوع من الترانزستورات بترانزستور الوصلة الثنائي القطبية ( Bipolar Junction Transistor ( BJT ) )

مما جاء اعلاه نستطيع ان نخرج بالنقاط الاتية :-

- أ- ان الانحياز الامامي على ثنائي الباعث يسيطر على عدد الالكترونات المحقونة الى القاعدة وكلما كبرت  $V_{EB}$  ازداد عدد الالكترونات المحقونة اي ازداد تيار الباعث  $I_E$  .
- ب- بما ان وصلة الباعث منحازة اماميا ووصلة المجمع عكسياً لذا فان عرض منطقة الاستنزاف عند وصلة المجمع تكون اكبر بكثير مما هي عليه عند وصلة الباعث وبهذا فان امتداد منطقة هنا استنزاف المجمع في منطقة القاعدة يزداد كلما ازداد الانحياز العكسي  $V_{CB}$  ، الا ان تأثير هذا يكون ضعيفا على عدد الالكترونات التي تصل المجمع ، اي ان زيادة  $V_{CB}$  تزيد من انحدار تل المجمع ولكنها لا تغير من عدد الالكترونات الواصلة الى طبقة استنزاف المجمع تغيرا ملحوظاً . ان وجود هذا الانحياز العكسي سوف يعمل على تسليط قوة جذب على هذه الالكترونات مؤديا بذلك الى سريان تيار المجمع .
- ج- يكون ثنائي الباعث - قاعدة منحازاً امامياً بصورة دائمة ويكون ثنائي المجمع - قاعده منحازا عكسياً بصورة دائمة .

د - تكون مقاومة ثنائي الباعث - قاعدة صغيرة جداً مقارنة مع مقاومة ثنائي المجمع -  
قاعده وعليه فان جهد الانحياز على الباعث اصغر بكثير من الانحياز العكسي  
على المجمع .

### 7-3 طرق ربط الترانزستور

هناك وكما هو معلوم ، ثلاثة اطراف في الترانزستور ، وهي : الباعث والقاعدة ،  
والمجمع ، ومع هذا فان الطريقة العملية المتبعة في ربط الترانزستور تفترض وجود مدخل  
واحد ومخرج واحد ، اي وجود اربعة اطراف : اثنين منها للدخول والاثنين الاخرين  
للخروج .

للتغلب على هذه المشكلة يعتمد الى جعل احد الاطراف الثلاثة مشتركاً بين طرفي  
الادخال والاخراج وبهذا فان طرفي الادخال يتم تشكيلهما من احد الاطراف والطرف  
المشترك بينما يكون الطرف الاخر والطرف المشترك طرفي الاخراج وعليه فانه يصبح  
بالامكان ربط الترانزستور في الدوائر بالطرق الاتية :

1 - ربط القاعدة المشتركة Common Base ( CB )

2 - ربط الباعث المشترك Common Emitter ( CE )

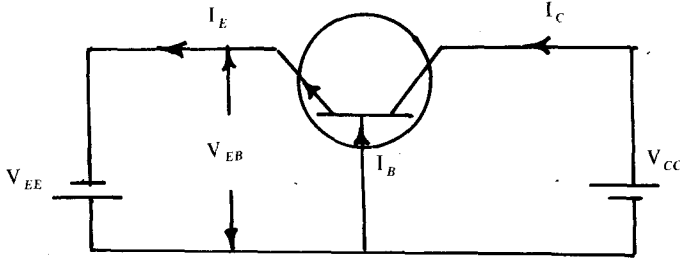
3 - ربط المجمع المشترك Common Collector ( CC )

لكل من هذه الانواع الثلاثة محاسنه ومساوئه التي ستعرض لها تباعاً الا انه يجب  
ملاحظة - بغض النظر عن طريقة الربط - ان الباعث يتم تحيزه امامياً وبشكل دائم  
بينما يتم تحيز المجمع بصورة عكسية .

#### 1 3 7 ربط القاعدة المشتركة : -

يشير الشكل (٦) الى ترانزستور من نوع NpN ثم ربطه في الدائرة على هيئة  
القاعدة المشتركة common base configuration . يلاحظ في هذا الشكل ان  
الباعث يمثل طرف الادخال بينما يمثل المجمع طرف الاخراج بينما تم ربط القاعدة  
الى الارضية بحيث اصبحت مشتركة بين طرفي الادخال والاخراج .

كذلك يلاحظ انه تم تحيز وصلة الباعث - قاعدة امامياً . مؤدياً بذلك الى سريان  
التياران  $I_1$  و  $I_2$  بالاتجاهين الموضحين ادناه . في حين تم تحيز وصلة المجمع -



الشكل ( ٦ ) دائرة الترانزستور NPN .

قاعدة عكسيا مما نتج عنه توليد التيار  $I_C$  في الاتجاه الموضح ، وبذلك يمثل  $I_E$  تيار الادخال في ربط القاعدة المشتركة بينما يمثل  $I_C$  تيار الاخراج .

على اية حال ، ان تسليط انحياز عكسي على وصلة المجمع يؤدي كما رأينا ، الى احداث طبقة استنزاف عريضة يمتد الجزء الاكبر منها في القاعدة وذلك لخفة منسوب تطعيم هذه القاعدة مما يعمل على جعل القاعدة رقيقة جدا وبذلك فان معظم الالكترونات المحقونة من الباعث تعبر الى منطقة المجمع محدثة تيار المجمع  $I_C$  .

وكما يحدث في الثنائي البلوري فان لجهد الانحياز هذا تأثيرا على ازواج الالكترونات - الفجوات المتولدة بفعل الحرارة في هذه المنطقة ، مما يعمل على جذب الالكترونات المتولدة - مضيفا بذلك تيارا الى التيار الرئيسي  $I_C$  - ودفع الفجوات المتولدة الى الباعث عبر القاعدة تماما كما يحدث لفجوات القاعدة الموجودة اصلا . ان هذا التيار المتولد من حركة كل من الفجوات والالكترونات المتولدة حراريا ، يدعى بتيسار التسرب « leakage current » ويرمز له بـ  $I_{CBO}$  ويكون موجودا بغض النظر عن وجود تيار الباعث او عدم وجوده .

يتضح لنا مما تقدم ، ان تيار المجمع يتكون من جزئين : الاول يمثلته الجزء الاكبر من تيار الباعث الذي يصل منطقة المجمع والثاني تيار التسرب  $I_{CBO}$  ، لذا فان

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad \dots (3)$$

يلاحظ من المعادلة اعلاه ماياتي :

أ- ان وضع (  $I_E = 0$  ) يجعل من  $I_C$  مساويا لتيار التسرب  $I_{CBO}$  .  
 او بعبارة أخرى ان تيار التسرب يكون موجوداً بغض النظر عن وجود  $I_E$  .

ب- في حالة كون  $I_{CBO}$  صغيراً بحيث يمكن اهماله ( غالباً ما يكون هذا الافتراض صحيحاً الا في درجات الحرارة العالية ) تكون

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad \dots (4)$$

وتعطي  $\alpha$  هنا النسبة بين تيار المجمع المستمر وتيار الباعث المستمر في الترانزستور وتسمى  $\alpha$  بمعامل كسب التيار للإشارات الكبيرة Large-signal current gain عند ربط الترانزستور بهيئة القاعدة المشتركة وتتراوح قيمة  $\alpha$  للترانزستور الجيد . بين 0.9 الى 0.99 مشيرة بذلك الى ان تيار المجمع لا يختلف كثيراً عن تيار الباعث .

فضلاً عن ما ذكر اعلاه ومن خلال تطبيق قانون كريشوف على الدائرة - الشكل ( ٦ ) - وكذلك من ملاحظة اتجاه التيارات في هذه الدائرة نحصل على :

$$I_E = I_C + I_B \quad \dots (5)$$

ان ماتقوله المعادلة (5) هو بالضبط ماقلناه سابقاً من ان تيار الباعث ينقسم الى قسمين هما : تيار المجمع وتيار القاعدة . اي ان

$$I_E = I_C + I_B \quad \dots (6)$$

وعند التعويض عن  $I_C$  بـ  $\alpha I_E$  في المعادلة اعلاه . واعتبار  $I_{CBO}$  مساويا للصفر نحصل على

$$I_B = (1 - \alpha) I_E \quad \dots (7)$$

أوان

$$I_B = \left( \frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) I_C$$

وعادة ما يستخدم الرمز  $\beta$  ليمثل النسبة  $\left( \frac{\alpha}{1 - \alpha} \right)$  وعليه فان

$$I_c = \beta I_B \quad \dots (8)$$

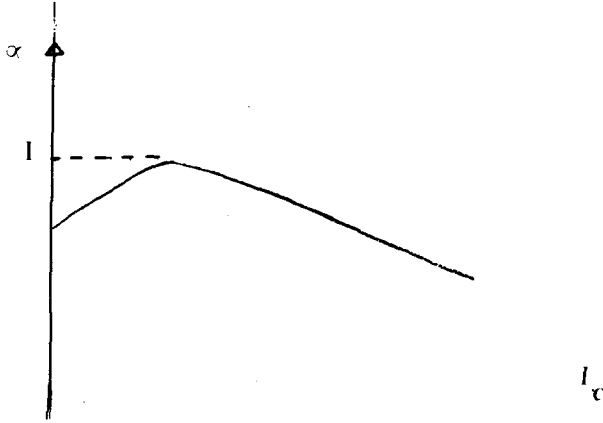
بمعنى ان اي تغير في  $I_B$  سوف يصاحبه تغير في  $I_c$  على افتراض ان  $\beta$  كمية ثابتة لا تعتمد على تغير  $I_B$  او ان

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} \quad \dots (9)$$

هذه النسبة غالبا ماتدعى بعامل تكبير الاشارة الصغيرة وتكتب في بعض الاحيان بـ  $h_{FE}$  كما سنرى لاحقا .

### 2-3-7 منحنيات الخواص لدائرة القاعدة - المشتركة :

لاستطيع المعادلات السابقة ، المعادلة رقم (3) الى المعادلة (9) ، اعطاء فكرة كاملة عن السلوك الكهربائي للترانزستور في الدوائر الكهربائية لان  $\alpha$  للترانزستور الواحد - على شيبيل المثال - غير ثابتة القيمة وانما تتغير مع كل من  $I_c$  و  $V_{CB}$  - انظر الشكل (7) - حيث يلاحظ في الشكل (7 أ) ان  $\alpha$  تزداد مع زيادة  $I_c$  ثم تبدأ بالتقصان عند زيادة  $I_c$  عن حد معين كذلك يلاحظ ان  $\alpha$  تزداد مع زيادة  $V_{CB}$  - الشكل (7 ب) .



الشكل (7)

من جهة اخرى تفترض هذه المعادلات ان  $I_E$  معروفة الا ان معرفة  $I_F$  تقتضي معرفة تغير  $I_E$  مع  $V_{BE}$  . ومن هنا فان التعرف بصورة كاملة على سلوك الترانزستور في الدوائر لا يتم الا من خلال التعرف على مختلف العلاقات بين مختلف التيارات والجهود ذات العلاقة .

تعكس مميزات الترانزستور الساكنة static characteristics العلاقة بين

التيارات والجهود المتناظرة . وفي الترانزستور يوجد ترابط متبادل دائما بين اربعة مقادير :  
تياري وجهدي الادخال والايخراج  $i_{1n}$  و  $i_0$  و  $v_{1n}$  و  $v_0$  ولا يمكن توضيح هذه  
العلاقة بمجموعة مميزات واحدة ولا بد من استخدام مجموعتين من المميزات . وفضل  
طريقة لذلك هي ان نتناول دراسة مجموعة مميزات الدخول  $i_{1n} = f(v_{1n})$  مع  
مجموعة مميزات الخروج  $i_0 = f(v_0)$

أ- مميزات الادخال :- تشير مميزات الادخال الى المنحنيات او المنحنى الذي يمثل  
العلاقة بين تيار الادخال  $I_E$  ، في ربط القاعدة المشتركة . وجهد الادخال اي جهد  
الباعث - قاعدة  $V_{BE}$  عند قيمة ثابتة لجهد المجمع - قاعدة  $V_{CB}$

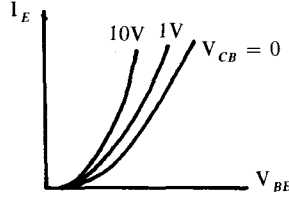
يؤخذ تيار الباعث عادة على المحور الصادي بينما يمثل المحور السيني جهد الباعث -  
قاعدة ويشير الشكل ( ٨ ) الى منحنى نموذجي لمميزات الادخال لربط القاعدة المشتركة .  
ومن معاينة الشكل تستطيع ملاحظة النقاط الآتية :

1- يزداد تيار الباعث زيادة كبيرة مع زيادة صغيرة في الجهد  $V_{EB}$  ، مما يشير الى  
صغر مقاومة الادخال . تعرف مقاومة الادخال بأنها النسبة بين التغير الحاصل في جهد  
الباعث - قاعدة  $\Delta V_{BE}$  الى التغير الحاصل في تيار الباعث  $V_{CB}$  عند ثبوت  $V_{CB}$

$$r_i = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} \quad V_{CB} = \text{constant}$$

في الحقيقة تمثل  $r_i$  مقدار المقاومة التي تبديها دائرة الدخل بالنسبة الى اشارة التيار .  
وحيث ان تغيرا صغيرا في  $V_{EB}$  يؤدي الى احداث تغير كبير في تيار الباعث لذا فانه  
من المتوقع ان تكون  $r_i$  صغيرة وفي حدود بضع أومات .

2- على الرغم من أن تأثير زيادة  $V_{CB}$  على  $I_E$  ليس كبيراً الا أنه من  
الواضح ان  $I_E$  عند قيمة معينة ل  $V_{EB}$  . يزداد مع زيادة  $V_{CB}$  . ان تأثير  
 $V_{CB}$  يتأتى من زيادة عرض منطقة الاستنزاف عند وصلة المجمع قاعدة ( ظاهرة  
التقب ) .



الشكل ( ٨ ) تأثير زيادة  $V_{CB}$  على منحنى  $(I - V)$  للترانزستور .

ب- مميزات الاخراج : - تمثل مميزات الاخراج المنحنيات التي تربط بين تيار الاخراج  $I_c$  وجهد المجمع - قاعدة  $V_{CB}$  لقيم مختلفة ولكنها ثابتة لتيار الادخال  $I_F$  . عادة ما يمثل المحور الصاري تيار المجمع  $I_c$  بينما يؤخذ جهد المجمع - قاعدة على المحور السيني ، انظر الشكل (٩) الذي يبين مجموعة منحنيات الخرج لترانزستور نموذجي بهيئة القاعدة - المشتركة  $CB$  .

ان دراسة المنحنيات تؤدي بنا الى ملاحظة النقاط الآتية :

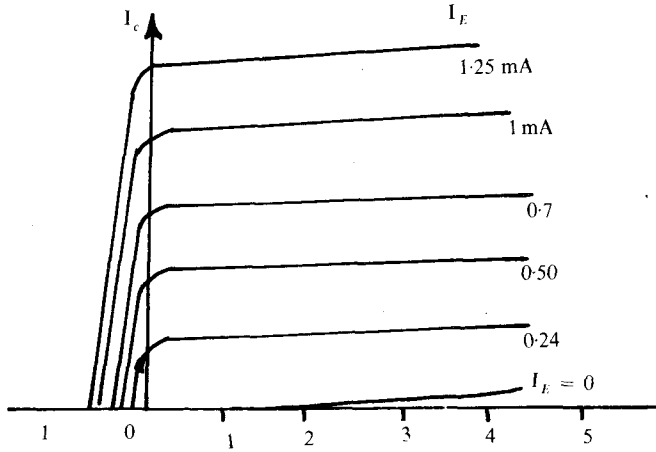
1- ان تيار المجمع  $I_c$  يتغير مع  $V_{CB}$  فقط عند القيم الواطئة لهذا الأخير  
(  $V_{CB} < 1$  )

2- ان تيار المجمع  $I_c$  يصبح مساوياً تقريباً الى تيار الباعث  $I_c$  عندما تكون  
 $V_{CB} > 1$

3- على الرغم من ان تيار المجمع يبدو ثابتاً نوعاً ما عند القيم (  $V_{CB} > 1$  )  
لاحظ الجزء الافقي المستقيم من المنحنى الذي يعني ان قيمة  $I_c$  لا تعتمد على  $V_{CB}$   
وانما تعتمد على  $I_E$  ، الا ان الزيادة الكبيرة في  $V_{CB}$  سوف تؤدي الى زيادة طفيفة في  $I_c$  مما يدل على ان مقاومة الخرج لربط القاعدة المشتركة تكون كبيرة جداً

غالباً ما تدعى مميزات الخواص لدائرة القاعدة - المشتركة بمميزات المجمع collector characteristics او منحنيات عائلة المجمع وهي لا تختلف كثيراً من ترانزستور لآخر وذلك لان قيم  $\alpha$  تكون قريبة من بعضها بعضاً لمعظم الترانزستورات عند القيمة  $V_{CB} > 1$  . ان هذه الخاصية مهمة ويمكن الاستفادة منها في بعض التطبيقات





الشكل ( ٩ ) منحى الخواص لدائرة القاعدة المشتركة .

٣ ٣ ٧ الكسب في الجهد لدائرة الترانزستور :-

رأينا فيما مضى ان تيار المجمع ( التيار الخارج ) في دائرة الترانزستور يرتبط مع تيار الباعث ( التيار الداخلى ) بالعلاقة

$$I_c = \alpha I_E$$

وان قيمة  $\alpha$  تتراوح ما بين 0.9 الى 0.99 بالنسبة للترانزستور الجيد . وبالتالي فانه يمكن اعتبار ان  $I_c \approx I_E$  او بعبارة أخرى ان التيار الداخلى الى الدائرة ادخال الترانزستور يساوي التيار الخارج من دائرة الترانزستور .

كذلك ذكرنا انه يفترض عند تحيز الترانزستور ان تكون وصلة الباعث - قاعدة منحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع - قاعدة منحازة عكسيا وبالتالي فان مقاومة الادخال لدائرة الترانزستور ( مقاومة وصلة الباعث - قاعدة المنحازة امامية ) تكون صغيرة بينما تكون مقاومة دائرة الاخراج للترانزستور ( مقاومة وصلة المجمع - القاعدة المنحازة عكسيا ) كبيرة جداً .

الان في الدائرة الميينة في الشكل ( ١٠ ) لو تغير فرق الجهد بين الباعث والقاعدة بمقدار  $\Delta V_b$  فانه سيؤدي الى تغير كبير ( نسبيا ) في تيار الباعث قدرة  $\Delta I_b$  وهذا

الاخير يؤدي بدوره الى تغير في تيار المجمع قدرة  $\Delta I_c$  بحيث أن

$$\Delta I_c = \alpha' \Delta I_E \quad \dots (10)$$

حيث ان  $\alpha$  تدعى بعامل كسب التيار للاشارة الصغيرة وهي تساوي  $\alpha$  اذا لم تتغير هذه الاخيرة مع  $I_E$ . ان التغير في تيار المجمع ( $\Delta I_c$ ) سوف يؤدي الى تغير في فرق جهد الاخراج ( $\Delta V_o$ ) بحيث أن

$$\Delta V_o = \Delta I_c r_c = \alpha \Delta I_E r_c \quad \dots (11)$$

حيث تمثل  $r_c$  مقاومة المجمع .

كذلك يمكن التعبير عن  $\Delta V_i$  بدلالة  $\Delta I_E$  ومقاومة الادخال لدائرة الترانزستور  $r_c$  بحيث

$$\Delta V_i = \Delta I_E r_c \quad \dots (12)$$

حيث تمثل  $r_c$  المقاومة الحركية التي مر ذكرها في الفصل السابق (26)  $r_c = I_E (m\Lambda)$  وبهذا فان النسبة بين فولتية الاخراج الى فولتية الادخال التي تمثل الكسب في الفولتية ( $\Lambda_r$ ) تكون مساوية لـ

$$\Lambda_r = \frac{\alpha \Delta I_E r_c}{\Delta I_E r_c} = \alpha \frac{r_c}{r_c} \quad \dots (13)$$

معلوم ان قيمة  $r_c$  تكون صغيرة عادة بينما تكون قيمة  $r_i$  كبيرة جدا وبالتالي فان كسبا في الفولتية سوف يظهر وان قيمة هذا الكسب ( $\Lambda_r$ ) ستكون كبيرة ومن هنا فان الترانزستور يقوم بعملية التكبير من خلال نقله تيارا يمر في مقاومة صغيرة وجعله يمر في مقاومة اكبر .

لابد لنا ان نذكر انه عادة ما تربط في دائرة الاخراج للترانزستور مقاومة حمل  $R_L$  - انظر الشكل (١٠) - وتكون هذه المقاومة من حيث التأثير مربوطة عنى التوازي مع  $r_c$ .

( سنرى ذلك لاحقا عند رسم الدائرة المكافئة المتناوية لدائرة الترانزستور ) بحيث تصبح المقاومة الفعلية المربوطة في دائرة الترانزستور مساوية لـ

$$R_{eq} = R_L \parallel r_c \approx R_L$$

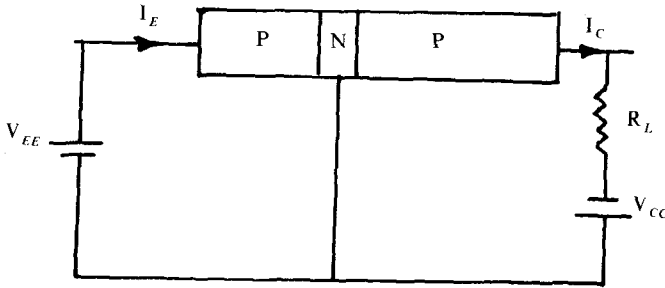
وذلك لكبر  $r_c$  مقارنة مع  $R_L$  . وبهذا فان الكسب في الفولتية يصبح مساويا لـ

$$A_v = \alpha \frac{R_L}{r_e} \quad \dots (14)$$

$$\text{بدلا من } \alpha \frac{r_c}{r_e}$$

على الرغم من ان ربط المقاومة  $R_L$  في دائرة الاخراج سيؤدي الى خفض الكسب في الفولتية الا ان ربطها يكون للاسباب الآتية :

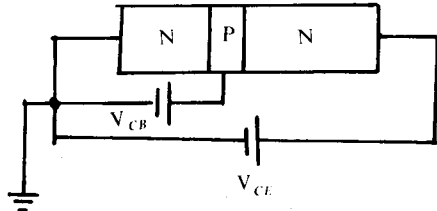
- 1- التحكم بمقدار الكسب في الفولتية من خلال اختيار قيمة  $R_L$  المناسبة .
- 2- لا يمكن زيادة الكسب الى ما لانهاية عن طريق زيادة  $R_L$  . ذلك لأن الكسب في الفولتية سوف يثبت عند قيمة معينة مهما زادت قيمة  $R_L$  وعليه فانه يفترض ان تكون  $R_L$  ذات قيمة محددة وبالتالي فان المعادلة (13) لانعبر فعلا عن الكسب في دائرة الترانزستور .



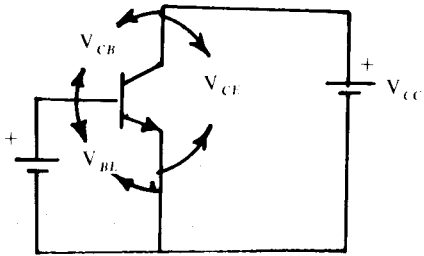
الشكل ( ١٠ ) دائرة مكبر القاعدة المشتركة

4-3-7 ربط الباعث المشترك :- يشير الشكل ( ١١ ) الى ترانزستور من نوع NPN تم ربطه بهيئة الباعث المشترك common emitter configuration . يلاحظ في هذه الدائرة ان طرفي الادخال هما القاعدة والباعث بينما يمثل المجمع والباعث طرفي الاخراج . عليه فان ربط الترانزستور على هذه الصورة يسمى بربط الباعث المشترك ( CE ) common emitter وذلك لكون الباعث - ثم ربطه الى الارض - بين دائرتي الادخال والاخراج .

يلاحظ في هذا النوع من الربط انه تم تسليط جهد انحياز امامي على وصلة القاعدة - الباعث  $V_{BE}$  بينما تم تحيز وصلة المجمع - باعث عكسيا بواسطة الجهد  $V_{CE}$  - انظر الشكل ( ١١ ) .



الشكل ( ١١ ) دائرة انحياز الباعث المشترك .



الشكل ( ١٢ ) دائرة الباعث المشترك .

لتحقيق مثل هذا التحيز يفترض ان يكون  $V_{CE}$  اكبر من  $V_{BE}$  وحيث - انظر الشكل ( ١٢ ) أن

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

لذا فان  $V_{CE}$  يجب ان يكون موجبا . ان وضع  $V_{BE}$  اكبر من  $V_{CE}$  سوف يجعل من  $V_{CB}$  سالبا وبذلك فان وصلة الـ CB سوف تنحاز اماميا .

بعد هذا النوع من ربط الترانزستور اكثر انواع الربط استعمالا لذا فانه يصبح من الضروري التعرف على الكثير من خصائصه ومنها :

أ- عامل التكبير في التيار  $\beta$  : - في ربط الباعث المشترك يمثل تيار القاعدة  $I_B$  تيار الادخال بينما يمثل  $I_C$  تيار الاخراج . وتعرف النسبة بين تيار المجمع  $I_C$  الى تيار القاعدة  $I_B$  بعامل التكبير في تيار القاعدة ( $\beta$ ) .

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad \dots (15)$$

في معظم الترانزستورات - ماعدا ترانزستورات القدرة - يكون تيار القاعدة  $5\%$  من تيار الباعث وعليه فان قيمة  $\beta$  تكون اكبر من 20 وتتراوح عادة ما بين 20 الى 500 وبهذا فان ربط الباعث - المشترك يستخدم حيثما اقتضت الحاجة الى تكبير التيار من معرفة أن

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad \text{وكذلك}$$

$$\begin{aligned} I_E + I_C + I_B \\ I_B = I_E - I_C \end{aligned} \quad \dots (16) \quad \text{أو ان}$$

وعليه فان المعادلة (15) تصبح عند التعويض عن قيمة  $I_B$  في المعادلة (16) :

$$\beta = \frac{I_C}{I_E - I_C} \quad \dots (17)$$

أو ان - بعد قسمة كل من البسط والمقام على  $I_E$

$$\beta = \frac{I_C/I_E}{I_E/I_E - I_C/I_E} \quad \dots (18)$$

أي ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \dots (19)$$

واضح ان اقتراب  $\alpha$  من الواحد يعني ان  $\beta$  تصل الى ما لانهاية بمعنى ان التكبير في التيار بصيغة ربط الباعث - المشترك يكون كبيراً جداً .

ب- تيار التسرب في ربط الباعث - المشترك ( $I_{CEO}$ ) :- في دائرة الباعث - المشترك تعمل فولتية الانحياز العكسية عند تسليطها بين الباعث والمجمع على احداث تيار تسرب صغير ، حتى في حالة كون دائرة القاعدة مفتوحة : أي في حالة كون تيار القاعدة يساوي صفرأ ( $I_B = 0$ ) ، يدعى بتيار تسرب المجمع - باعث ويرمز له بـ  $I_{CBO}$  اشارة الى كون دائرة القاعدة مفتوحة وعليه فان تيار المجمع  $I_c$  في ربط الباعث المشترك يتكون من مركبتين أي أن

$$\begin{aligned} I_c &= \beta I_B + I_{CEO} && \text{لدينا أن} \\ I_E &= I_c + I_B && \text{وكذلك} \\ I_c &= \alpha I_E + I_{CBO} && \text{لذا فان} \\ I_c &= \alpha (I_c + I_B) + I_{CBO} && \dots (21) \end{aligned}$$

او أن

$$I_c (1 - \alpha) = \alpha I_B + I_{CBO}$$

وعند القسمة على  $(1 - \alpha)$  نحصل على

$$I_c = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CBO} \quad \dots (22)$$

وعند التعويض عن  $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$  تصبح المعادلة اعلاه

$$I_c = \beta I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CBO} \quad \dots (23)$$

وعند المقارنة بين المعادلتين (18) و (21) نستطيع القول ان

$$I_{CEO} = \frac{1}{1 - \alpha} I_{CBO} \quad \dots (24)$$

مثال :-

جد قيمة  $\beta$  في حالة كون (1)  $\alpha = 0.9$  و (2)  $\alpha = 0.98$  و  $\alpha = 0.99$

الحل :-

(1) لدينا ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

وعند التعويض عن قيمة  $\alpha$  نحصل على

$$\beta = \frac{0.9}{1 - 0.9} = 9$$

(2)

$$\beta = \frac{0.98}{1 - 0.98} = 49$$

(3)

$$\beta = \frac{0.99}{1 - 0.99} = 99$$

مثال :-

احسب  $I_E$  في دائرة الترانزستور حيث  $\beta = 50$  و  $I_B = 20 \mu A$

$$I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B$$

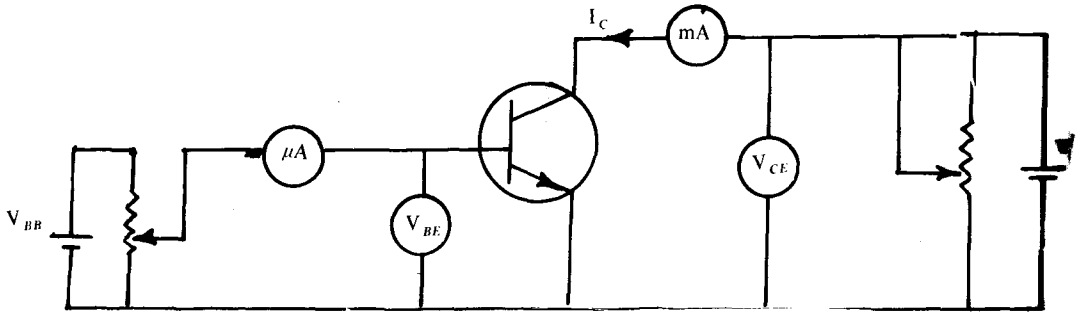
$$I_E = (1 + \beta) I_B$$

أي ان

$$I_E = (1 + 50) \times 10 \times 10^{-6} \\ = 510 \times 10^{-6} = 0.51 \text{ mA}$$

على فرض ان  $I_{CEO} =$  صفراً .

7-3-5 منحنيات الخواص لربط الباعث المشترك :- يبين الشكل ( ١٣ ) دائرة نموذجية لتحديد منحنيات الخواص لدائرة ترانزستور نوع NPN تم ربطه بهيئة الباعث المشترك common emitter configuration



الشكل ( ١٣ ) الدائرة العملية لدراسة خواص الباعث المشترك .

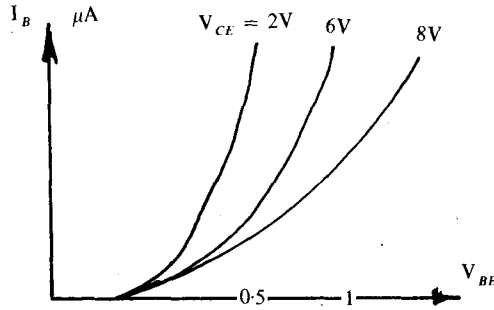
كما هو الحال بالنسبة لربط القاعدة المشتركة تكون هذه المميزات على نوعين .

أ- مميزات الادخال :- وتمثل مجموعة المنحنيات او المنحنى الذي يربط بين تيار الادخال  $I_B$  وفولتية القاعدة - باعث  $V_{BE}$  عند قيمة معينة وثابتة لفولتية المجمع - باعث  $V_{CE}$  ويبين الشكل ( ١٤ ) منحنى نموذجيا لمميزات الادخال للباعث المشترك .

عند النظر الى منحنى الادخال هذا والتدقيق فيه يمكن ملاحظة النقاط الآتية :

1- يشابه هذا المنحنى منحنى الخواص  $(I - V)$  لثنائي بلوري منحاز اماميا . ان هذا مايجب ان نتوقعه تماما ذلك لأن جزء القاعدة - الباعث عبارة عن ثنائي بلوري منحاز اماميا .





الشكل ( ١٤ ) تأثير زيادة  $V_{CE}$  على منحنى الخواص ( $I - V$ ) للباعث المشترك .

2- بالمقارنة مع ربط القاعدة المشتركة نلاحظ ان ازدياد  $I_B$  مع زيادة  $V_{BE}$  يكون اقل من ازدياد  $I_E$  مع  $V_{EB}$  وبهذا فان مقاومة الادخال لدائرة CE اكبر مما هي عليه في دائرة CB وتساوي

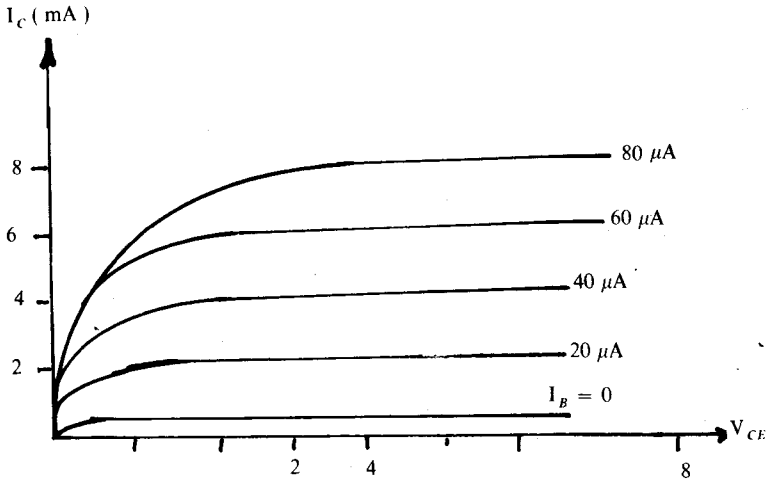
$$r_i = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \quad \text{ثابت } V_{CE} = \dots (25)$$

هذا وتبلغ قيمة مقاومة الادخال لدائرة الباعث المشترك حوالي عدد من مئات الاومات .

3- ان زيادة  $V_{CE}$  يقلل من تيار القاعدة لنفس القيمة من  $V_{BE}$  بسبب من ازدياد طبقة استنزاف المجمع وبذلك يصبح عدد الالكترونات الساقطة في الفجوات اقل ونتيجة لذلك فان تيار اعادة الالتحام ( تيار القاعدة ) يقل

4 تكون قيمة  $I_B$  صغيرة جداً او تقترب من الصفر عند القيم الصغيرة لـ  $V_{BE}$  ( $V_{BE} < 0.5$ ) او السالبة منها وهذا هو شرط القطع ( cut off ) .

ب- مميزات الاخراج :- لنفس الترانزستور NPN بهيئة الباعث المشترك وباستخدام الدائرة في الشكل ( ١٣ ) نستطيع رسم منحنيات الاخراج وذلك باعطاء  $I_B$  قيمة معينة وابقاؤها ثابتة اثناء قياس  $I_C$  لكل تغير في  $V_{CE}$  . وهكذا يتم رسم جميع المنحنيات بنفس الطريقة اعلاه ولكن مع قيم أخرى لـ  $I_B$  - انظر الشكل ( ١٥ ) .



الشكل ( ١٥ ) منحنيات الخواص للباعث المشترك .

عند دراسة منحنيات الخواص هذه يمكن ملاحظة ما يأتي :-

3- يتغير تيار المجمع  $I_c$  عند تغير  $V_{CE}$  بين الصفر وحدود الواحد فولت فقط ثم يصبح ثابتا تقريبا وهذا مرتبط بفكرة الانحياز العكسي لثنائي المجمع حيث يلزم حوالي (0.7) فولت لجعل ثنائي المجمع منحازا عكسيا وحال الوصول الى هذا المستوى يقوم المجمع بجمع كل الالكترونات التي تصل الى طبقة الاستنزافية .

2- كما ذكرنا انفا . يصبح  $I_c$  ثابتا تقريبا بعد الوصول الى فولتية الركبة (knee voltage) . على أية حال فان زيادة  $V_{CE}$  يؤدي الى زيادة تيار المجمع بسبب من زيادة عرض طبقة استنزاف المجمع واعتقال اعداد قليلة أخرى من الكترونات القاعدة قبل سقوطها . وعليه فان مقاومة الاخراج لدائرة الباعث المشترك تكون كبيرة نوعا ما . تعرف مقاومة الاخراج ( $r_{out}$ ) بأنها النسبة بين التغير في فولتية  $\Delta V_{CE}$  الى التغير الحادث في تيار المجمع  $\Delta I_c$  عند قيمة معينة لـ  $I_B$  . أي ان

$$r_{out} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_c} \quad I_B = \text{ثابت} \quad \dots (26)$$

تصل قيمة  $r_o$  الى حوالي 50 كيلو اوم وبهذا تكون اقل مما هي عليه في دائرة القاعدة المشتركة .

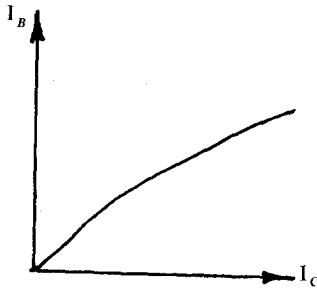
3- تكون وحدات  $I_c$  بالملي أمبير بينما تكون وحدات  $I_B$  بالمايكرو أمبير وبهذا فان  $I_c$  يكون اكبر بكثير من  $I_B$  وتكون قيمته ، بعد فولتية الركبة ، مساوية تقريباً لـ  $\beta I_B$

4- عندما تكون  $I_B = I_c$  صفراً لا يكون  $I_c$  مساوياً للصفر وانما يساوي تيار التسرب لدائرة المجمع - الباعث ويرمز له بـ  $I_{CBO}$  . حيث يشير الحرف O الى كون دائرة القاعدة مفتوحة .

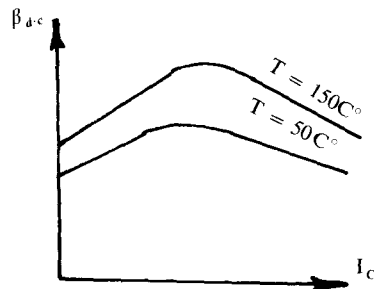
5- عند رفع  $V_{CE}$  عن حد معين  $V_{CE(sat)} < V_{CE} < BV_{CEO}$

فان التيار  $I_{CBO}$  ينمو شديداً بسبب من بدء الانهيار الكهربائي electric breakdown ، وفي حالة فتح دائرة القاعدة يمكن أن يحدث في الترانزستور أحياناً انهيار تضاعفي avalanche breakdown سريع للتيار يؤدي الى تسخين زائد للترانزستور وبالتالي الى عطبه ( ذلك اذا لم يكن في دائرة المجمع مقاومة تحد من نمو التيار ) .

6- تكون المسافة بين المنحنيات عند مختلف القيم لـ  $I_B$  ، غير متساوية ويلاحظ أنها متقاربة عند القيم الصغيرة لـ  $I_B$  ومتباعدة عند القيم الكبيرة لـ  $I_B$  ، مما يشير الى عدم خطية العلاقة بين  $I_B$  و  $I_c$  - انظر الشكل ( 16 ) والذي يكافئ تغير  $\beta$  مع  $I_c$  - الشكل ( 17 ) .

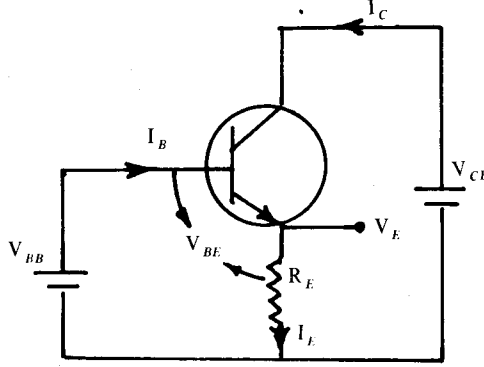


الشكل ( 16 ) تغير  $I_c$  مع  $I_B$



الشكل ( 17 ) تأثير درجة الحرارة على قيمة  $\beta$

7-3-6 ربط المجمع المشترك :- لا يختلف ربط الترانزستور بهيئة المجمع -  
المشترك common collector configuration عما هو عليه في هيئة الباعث -  
المشترك وبين الشكل ( 18 ) دائرة نموذجية لترانزستور من نوع NPN تم ربطه  
بهيئة المجمع - المشترك .



الشكل ( 18 ) دائرة المجمع - المشترك .

يلاحظ من هذه الدائرة ان جهد الادخال تم تسليطه بين القاعدة والباعث  
كما هو الحال في ربط الباعث - المشترك الا أن جهد الاخراج يؤخذ عادة من طرف  
الباعث ( بعد ادخال المقاومة  $R_E$  بين الباعث والارضية ) بدلا من المجمع . وعليه  
فان الدائرتين متشابهتان ويمكن استعمال منحنيات خواص الباعث المشترك في دراسة  
دوائر المجمع - المشترك .

ألاحظ من الشكل ( 18 ) وكذلك من استخدام قانون كيرشوف للفولتية . بان  
الجهد الداخل  $V_{BB}$  يساوي مجموع جهد القاعدة - باعث  $V_{BE}$  زائدا جهد  
الاجراج  $V_E$  . وحيث ان الفولتية اللازمة لتحيز وصلة القاعدة - باعث اماميا  
تكون صغيرة ( في حدود 0.7V للسيلكون و 0.3V للجermanيوم ) لذا فان جهد  
الاجراج يكون اقل بقليل من جهد الادخال وهذا يعني انه لا يوجد كسب في الفولتية  
او ان دائرة المجمع - المشترك لا تستخدم في تكبير اشارات الجهد .

من جهة اخرى نلاحظ وجود كسب في التيار . حيث ان عامل الكسب في تكبير

التيار لدائرة المجمع - المشترك ( $\gamma$ ) الذي يعرف بأنه النسبة بين التيار الخارج  $I_E$  والتيار الداخل  $I_B$  ويكون أكبر من واحد بكثير. أي أن

$$\gamma = \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_C + I_B}{I_B} \quad \dots (27)$$

لدينا أن

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

لذا فإن

$$\gamma = \beta + 1 \quad \dots (28)$$

لدينا كذلك أن

$$\beta = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

وعند التعويض عن قيمة  $\beta$  هذه في المعادلة (28) نحصل على

$$\gamma = \frac{1}{1 - \alpha} \quad \dots (29)$$

وأبنا أن تيار الإخراج هو  $I_E$  وحيث أن

$$I_E = I_B + I_C$$

أو (بعد التعويض عن قيمة  $I_C$  من المعادلة (21) نحصل على

$$I_E = I_B + (\alpha I_E + I_{CBO}) \quad (30)$$

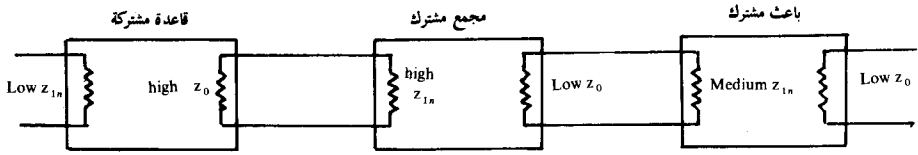
أو أن

$$(1 - \alpha) I_E = I_B + I_{CBO} \quad \dots (31)$$

وبهذا فإن  $I_E$  يصبح مساويا لـ

$$I_E = \gamma (I_B + I_{CBO}) \quad \dots (32)$$

بقي ان نذكر أخيرا انه على الرغم من عدم وجود كسب في الجهد في دائرة المجمع - المشترك إلا أن هذه الدائرة تمتاز بامتلاكها ممانعة ادخال عالية جدا وممانعة اخراج واطئة جدا (كما سنرى لاحقا) وبهذا فانها تستخدم في الحالات التي يلزم فيها توافق الممانعات Impedance matching. حيث تقوم بسوق دائرة ذات ممانعة ادخال واطئة من دائرة ذات ممانعة اخراج عالية - الشكل ( ١٩ ) .



الشكل ( ١٩ ) استخدام دائرة المجمع - المشترك في الدوائر العملية .

7-3-7 مقارنة بين الانواع الثلاثة لربط الترانزستور :- بقصد التوضيح ولغرض الاختصار تمت مقارنة الخصائص المميزة للانواع الثلاثة لربط الترانزستور من خلال الجدول المبين أدناه .

التسلسل	المميزات	القاعدة المشتركة	الباعث المشترك	المجمع المشترك
1-	ممانعة الادخال	واطئة ( 100 أوم )	واطئة ( 1 كيلو اوم )	عالية جداً ( 750 كيلو اوم )
2-	ممانعة الاخراج	عالية جداً ( 450 K <sub>2</sub> )	عالية ( 50 كيلو اوم )	واطئة ( 50 اوم )
3-	الكسب في الجهد	حوالي 150	حوالي 300	اقل من 1
4-	الكسب في التيار	اقل من 1	حوالي 100	حوالي 100
5-	الاستعمال	للترددات العالية	للترددات المسموعة	لوائمة الممانعات

هذا وتعد دائرة الترانزستور ذو الباعث - المشترك أكثر الانواع الثلاثة استخداما حيث انها تشكل أكثر من 90% من كل استخدامات الترانزستور في المجالات التطبيقية . ان الاسباب الرئيسية وراء هذا الاستخدام الكبير لهذا النوع من الربط يكمن في ما يأتي :-

1- كسب عال في التيار :- في دائرة الباعث المشترك يكون  $I_C$  هو تيار الاخراج بينما يمثل  $I_B$  تيار الادخال وحيث ان  $(I_C = \beta I_B + I_{CEO})$  لذا فان تيار الاخراج يكون اكبر بكثير من تيار الادخال اذ تتراوح قيمة  $\beta$  ما بين 20 الى 500 .

2- كسب عال في الجهد والقدرة :- بسبب من الكسب العالي في التيار فان دائرة الباعث المشترك تمتلك كسباً في الجهد وكذلك في القدرة ويكون الكسب في القدرة في هذا النوع اكبر من الانواع الاخرى . لذا - وكما سنرى لاحقا - تكون مكبرات القدرة هي دائما مكبرات من نوع الباعث المشترك .

3 تناسب جيد بين ممانعة الاخراج والادخال :- في دائرة الباعث المشترك تكون النسبة بين ممانعة الاخراج الى ممانعة الادخال صغيرة حوالي (50) - انظر الجدول اعلاه - مما يجعلها دائرة مثالية للاستخدام في ربط او اقتران coupling مراحل الترانزستور المتشابهة مع بعضها الاخر . على اية حال تكون النسبة في الانواع الاخرى كبيرة بحيث يصبح استخدام هذه الدوائر في المكبرات ذات المراحل المتعددة . غير عملي نظرا لحصول انخفاض كبير في كفاءة مراحل هذه المكبرات بسبب من الفرق الكبير بين ممانعة الاخراج للمرحلة السابقة وممانعة الادخال للمرحلة اللاحقة .

#### 4 7 مناطق عمل الترانزستور :-

بالاشارة الى الشكلين ( 9 و 10 ) - المعاد رسمها هنا - يمكن ملاحظة وجود ثلاث مناطق عمل للترانزستور هي :

أ- المنطقة الفعالة ( I ) active region :- في هذه المنطقة تكون وصلة الباعث - قاعدة متحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع - قاعدة متحازة عكسيا وتقع هذه المنطقة الى يمين محور الصادات اي بعد  $V_{CB} \geq 0V$  او  $V_{CE} > 1V$  وفوق  $I_C = I_B$  صفرا او صفرا اي في المنطقة التي يكون فيها  $I_C$  ثابتا على الرغم من تغير جهد الخرج (  $V_{CB}$  او  $V_{CE}$  ) - انظر الشكلين ( 9 و 10 ) المعاد رسمها ادناه .

يلاحظ في هذه المنطقة ان المسافات بين منحنيات  $I_C$  تكون متساوية الى حد

خاصة عند القيم الكبيرة لـ  $I_B$  في منحنيات الاخراج لربط الباعث المشترك

كبير وخطية بشكل كاف او بعبارة أخرى ان حساسية الاستجابة لتيار الاخراج لأي تغير في تيار الادخال . تكون كبيرة وبالتالي فإن هذه المنطقة تستعمل في التكبير واذا ماتسبت اشارة الدخل في اجتياز هذه المنطقة الى منطقة القطع II او منطقة الاشباع III أو كليهما فان تشويها سوف يظهر في اشارة الاخراج .

ب- منطقة الاشباع (Saturation region (II) :- تقع هذه المنطقة على يسار المحور الصادي في مميزات الاخراج لربط القاعدة المشتركة . اي عند  $0.25 < V_{CB} < 0$  - او على يمين هذا المحور مباشرة في مميزات الاخراج لربط الباعث المشترك  $0 < V_{CE} < 1$  . كذلك تقع هذه المنطقة فوق  $I_E = I_B$  صفرا او  $I_B =$  صفرا وتكون وصلتي الباعث والمجمع منحازتين اماميا مع القاعدة . في هذه المنطقة . كذلك نجد في هذه المنطقة . ان  $V_{CE} \approx$  صفرا وان تيار المجمع لا يعتمد على تيار القاعدة ذلك لان الاول يكون قد وصل الى حده الاقصى (قيمة الاشباع) او بصيغة رياضية يكون

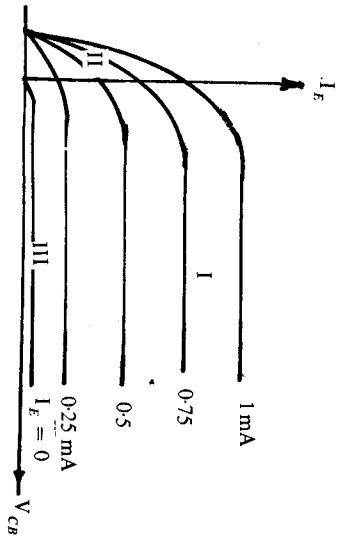
$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R} \quad \dots (33)$$

حيث تمثل R مجموع مقاومتي الحمل  $R_L$  ومقاومة الباعث  $R_E$  - كما سنرى لاحقا . كذلك نجد ان  $I_C$  تصبح اصغر من  $\beta I_B$  وذلك لان  $I_B$  تكون كبيرة بسبب من كون  $V_{BE} -$  في دائرة الباعث المشترك - كبيرة هي الاخرى .

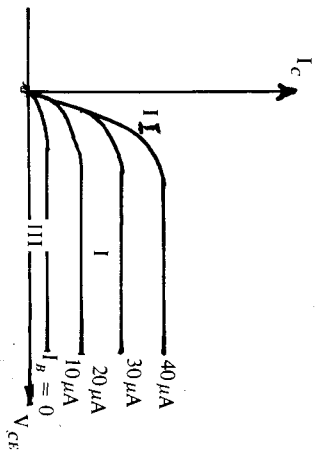
وعند التشبع تقل مقاومة الخرج التي يبديها الترانزستور بين المجمع والباعث وتسمى هذه المقاومة بمقاومة التشبع في حالة الباعث المشترك ويرمز لها بـ  $R_{CIS}$  وتصل قيمتها الى 5 اوم وتعد مثل هذه القيمة عالية في بعض التطبيقات ( وخاصة عند استعمال الترانزستور كمفتاح Switch في الدوائر الرقمية ) .

ج- منطقة القطع (Cut-off region III) :- تقع هذه المنطقة تحت المنحى  $I_E =$  صفرا او  $I_B =$  صفرا ويكون كلا التنايين (ثاني الباعث - قاعدة والمجمع - قاعدة) منحازين عكسيا ويكون تيار المجمع مساويا لتيار التسرب  $I_{CBO}$  . يتصرف الترانزستور في حالة القطع . كدائرة مفتوحة . وتكون  $V_{CE}$  في دائرة الباعث - المشترك - مساوية لـ  $V_{CC}$  .

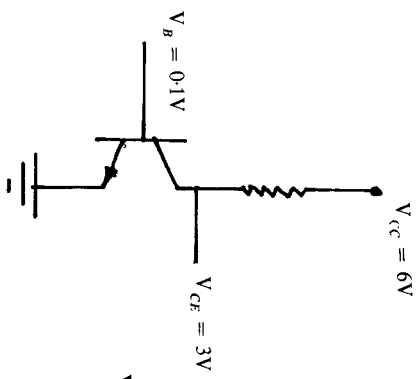




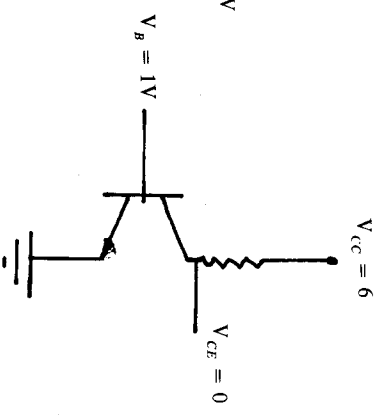
الشكل ( ٩ ) منحنيات الخواص للقاعدة المشتركة .



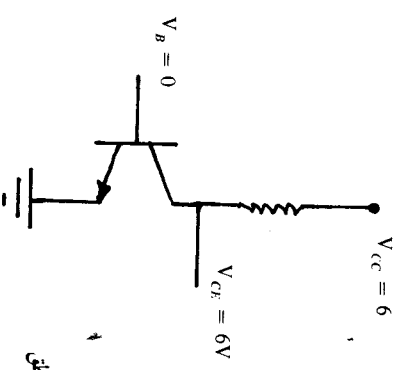
الشكل ( ١٥ ) منحنيات الخواص للباعث المشترك .



حالة القطع



حالة الإشباع

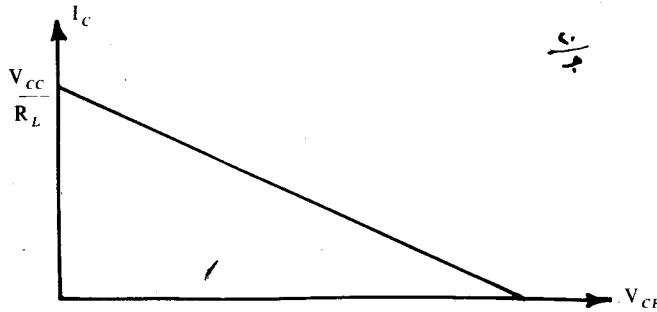
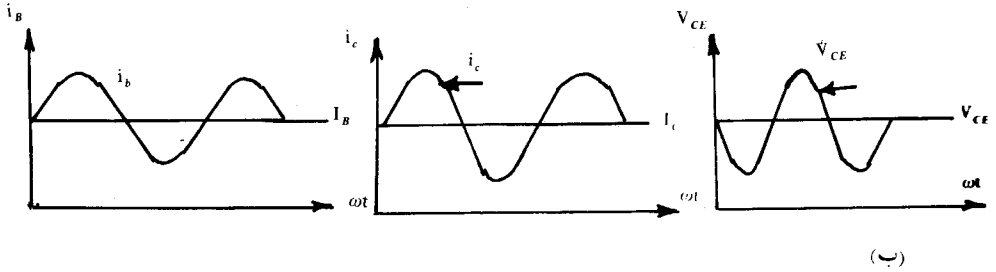
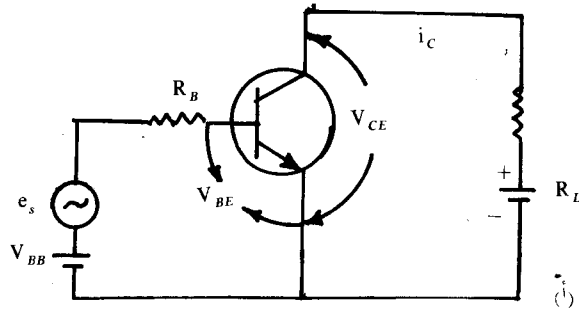


حالة القطع

مناطق عمل الترانزستور

## 5-7 دائرة ترانزستور بسيطة

7-5-1 خط الحمل المستمر d.c load line - سنقوم هنا وبوساطة الاستعانة بالدائرة البسيطة المبينة في الشكل (١٢٠) ، بدراسة سلوك الترانزستور مع وجود التيارات والجهود المستمرة والمتناوبة . في هذه الدائرة تعمل المقاومة  $R_B$  على تحديد التيار  $i_B$  أ - انظر الشكل (٢٠ ب) - المار في دائرة ثنائي القاعدة - الباعث والناتج من تسليط الجهد المستمر  $V_{BB}$  والاشارة المتناوبة  $e_s$



الشكل (21) : - دائرة مكبر ترانزستور

يلاحظ في الشكل ( ٢٠ ب ) ان تيار القاعدة يتكون من مركبتين الاول المستمر ( $I_B$ ) الناتج عن تسليط  $V_{BB}$  والتاني المتناوب  $i_b$  الناتج عن تسليط  $e_s$  وعليه فان التيار الناتج  $i_c$  وكذلك الجهد الخارج  $V_{CE}$  سوف يتكون كل منهما من مركبتين ايضا - انظر الشكل ( ٢١ ب ) .

كذلك يلاحظ في الشكل ( ٢١ ب ) ان المجموع الجبري للقيمة المستمرة لـ  $I_B$  مع أقل قيمة لـ  $i_b$  او  $-I_m$  ، هو اكبر من صفر او بكلمة أخرى يكون المجموع الجبري للقيمة المستمرة لـ  $V_{BB}$  مع أقل قيمة لـ  $e_s$  أي  $-V_m$  ، هو اكبر من صفر وبهذا فان ثنائي القاعدة - باعث يبقى في حالة انحياز امامي خلال  $360^\circ$  - أي خلال مدة الذبذبة الكاملة - ويعمل الترانزستور في المنطقة الفعالة .

ان التغير في التيار والجهد الخارجين في دائرة الباعث المشترك يمكن ان يعزى الى الطبيعة وشكل خواص الاخراج للترانزستور عند ربطه بهيئة الباعث المشترك . ذلك لأن فحص هذه المنحنيات ( $I_c - V_{CE}$ ) يشير الى أن أي تغير في تيار القاعدة سوف يؤدي الى احداث تغير آني في تيار المجمع . وحيث أن هذا الأخير يمر في مقاومة الحمل  $R_L$  لذا فانه سوف يحدث تغيراً في جهد المجمع مقداره  $i_c R_L$  .

على أية حال . عندما يكون تيار المجمع مساويا للصفر ( اي عندما يكون الترانزستور في حالة قطع تام ) فان المهبوط على  $R_L$  سوف يكون مساويا لـ  $V_{cc}$  . أما في حالة سريان التيار في دائرة المجمع فان تطبيق قانون الجهد لكيرشوف في هذه الدائرة سوف يؤدي الى المعادلة الآتية :

$$V_{cc} - V_{CE} - I_c R_L = 0 \quad \dots (34)$$

وعند ترتيب هذه المعادلة بالصورة

$$I_c = - \left( \frac{1}{R_L} \right) V_{CE} + \frac{V_{cc}}{R_L} \quad \dots (35)$$

فأنها نستبدو ومشابهة الى معادلة الخط المستقيم . على فرض ان  $V_{cc}$  و  $R_L$  كميتان ثابتتان . :

$$y = mx + b$$

... (36)

وعليه فان المعادلة (35) تدعى بمعادلة خط الحمل الـ D.c لدائرة المجمع وعند رسم هذه المعادلة على منحنيات الخواص - كما في الشكل ( ٢١ ج ) - فان الخط المستقيم الناتج يدعى بخط الحمل المستمر لهذه الدائرة . dc load line . يلاحظ ان هذا الخط

قد تم رسمه بين النقطتين  $(I_c = 0, V_{CE} = V_{CC})$  و  $(V_{CE} = 0, I_c = \frac{V_{CC}}{R_L})$

وهو بهذا يمثل كل التغيرات المحتملة التي يمكن ان تحدث لكل من تيار وجهد المجمع . هذا ويتم عادة تحديد موقع خط الحمل عن طريق مقاومة الحمل  $R_L$  ومجهز القدرة  $V_{CC}$  حيث أن انحداره يكون مساويا لـ  $(-\frac{1}{R_L})$  . ومما يجب

ذكره هنا ان لكل دائرة خط الحمل الخاص بها .

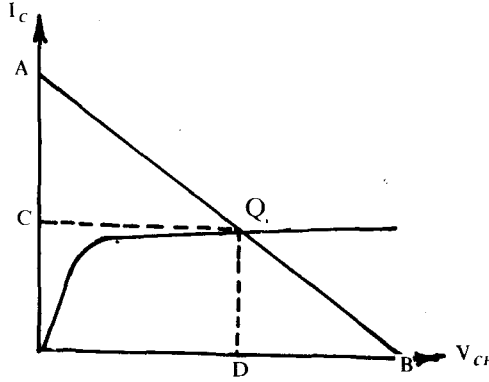
مما جاء اعلاه يمكن تلخيص الطريقة المتبعة في تعيين خط الحمل بالخطوتين الاتيتين :

أ- في منطقة القطع يكون  $I_c$  أقل ما يمكن - أي مساويا للصفر و  $V_{CE}$  أعلى ما يمكن - أي مساويا لـ  $V_{CC}$  وبهذا تتحدد النقطة الاولى بـ  $(V_{CC}, 0)$  .

ب- في منطقة الاشباع يكون  $I_c$  أعلى ما يمكن - أي مساويا لـ  $\frac{V_{CC}}{R_L}$  ويكون  $V_{CE}$  أقل ما يمكن - أي مساويا للصفر - وبهذا تتحدد النقطة الثانية لـ  $(0, \frac{V_{CC}}{R_L})$  .

هذا وتكمن أهمية خط الحمل من خلال كونه طريقة مناسبة - أكثر من استخدام منحنيات الاخراج نفسها - لتحديد قيمة تيار المجمع عند القيم المختلفة لفولتية المجمع وكذلك تيار القاعدة .

7-5-2 نقطة التشغيل operating point - وتدعى ايضا بنقطة الهمود point quiscnt اوباختصار Q-point . وهي نقطة تقع على خط الحمل المستمر وتنتج من تقاطع منحنى الخواص عند قيمة معينة لتيار القاعدة المستمر مع خط الحمل - انظر الشكل ( ٢١ ) .



الشكل ( ٢١ ) خط الحمل لدائرة مكبر الترانزستور .

وعليه فانه يمكن القول بأن لكل دائرة نقطة التشغيل الخاص بها ويتم تحديدها اما عن طريق :

أ- حساب قيمة  $I_B$  المستمرة - أي في حالة تسليط الفولتية  $V_{BB}$  فقط وغياب فولتية الادخال المتناوبة ثم ايجاد نقطة التشغيل -  $Q$  من تقاطع هذه القيمة لـ  $I_B$  مع خط الحمل المستمرة أو عن طريق .

ب- نظرا لأن  $I_C$  ترتبط مع  $I_B$  بالعلاقة  $\beta I_B$  وكذلك ترتبط  $I_C$  مع  $V_{CE}$  لذا فانه يصبح بالإمكان تعيين نقطة التشغيل  $Q$  على خط الحمل مباشرة من حساب قيمة كل من  $I_C$  و  $V_{CE}$  المستمرتين . حيث تمثل هاتان القيمتان احدائي النقطة (  $I_C$  و  $V_{CE}$  )  $Q$  . ففي الشكل ( ٢١ ) لدينا أن  $V_{CE} = QC$  و  $I_C = QD$  .

ان أهمية نقطة التشغيل  $Q$  تكمن في أنها تقابل تيار وجهه المجمع المستمرين او القيمة الصفر لجهد القاعدة المتناوب ومن هذين المقدارين يمكن تعيين القدرة  $P$  المبددة في الترانزستور التي يجب ألا تزيد عن أقصى كمية مسموح بها لهذه القدرة  $P_{max}$  . من جهة أخرى تحدد نقطة التشغيل -  $Q$  مقدار الجهد المستمر للقاعدة  $V_{BE}$  باعتبار أن المركبة المستمرة لتيار القاعدة هو  $I_B$  لذا فانه يصبح من السهولة حساب الجهد  $V_{BB}$  . اما اذا كانت دائرة القاعدة تغذى من المصدر  $V_{CC}$  فيمكن عندئذ حساب  $R_B$  .

على الرغم مما جاء عن أهمية نقطة التشغيل الا ان القيمة الحقيقية لنقطة التشغيل تبقى في امكانية استخدامها في معرفة شكل الموجة الخارجة في دائرة مكبر الترانزستور عند تحليل عمل هذا الاخير بيانيا وكما سنرى لاحقا .

## اسئلة ومسائل

- (1) ما المقصود بخاصية التكبير للتيار في انصاف الموصلات ؟
- (2) ما ترانزستور النقطية ؟ وما السبب في تسمية الجهاز الجديد بالترانزستور ؟
- (3) ما المقصود بالدوائر المتكاملة والمعالجات الدقيقة ؟ وضح باختصار
- (4) ما المميزات التي يمتاز بها الترانزستور على الصمام الثلاثي المفرغ ؟
- (5) عدد انواع الترانزستور الثنائي القطبية من حيث التركيب ثم بين وظيفة كل جزء فيه .
- (6) لماذا يجب ان تكون القاعدة بسمك أقل من الباعث والمجمع ؟ اشرح بالتفصيل
- (7) لماذا يكون المجمع اكبر حجما من الباعث واقل تطعيما ؟ وضح ذلك
- (8) ارسم الرمز الخاص بكل نوع من الترانزستور الثنائي القطبية موضحا أوجه الاختلاف بينهما .
- (9) وضح بالتفصيل كيف يحدث كل من أ - تيار القاعدة ب - تيار المجمع ج - تيار الباعث ؟
- (10) ما المقصود بتيار الاشباع ؟
- (11) ما المقصود بالانحياز امامي - عكسي ؟ ولماذا هو الأهم ؟ وضح ذلك
- (12) ما المقصود أ - بتيار التسرب ب - تيار اعادة الالتحام
- (13) لماذا يكون  $I_{CEO}$  اكبر من  $I_{CBO}$
- (14) اشرح بالتفصيل كيف يتحكم  $V_{EB}$  في عمل الترانزستور
- (15) اشرح بالتفصيل معنى الشكل ( 5 )
- (16) ما تأثير  $V_{CB}$  على طبقة الاستنزاف وكذلك على قيمة تيار المجمع ؟ وضح ذلك
- (17) لماذا يكون ثنائي الباعث - قاعدة منحازا اماميا بصورة دائمة ؟ ويكون ثنائي المجمع - قاعدة منحازا عكسيا بصورة دائمة ايضا ؟
- (18) اذكر مع الرسم . الطرق المتبعة في ربط الترانزستور
- (19) اذكر مركبات تيار المجمع ثم وضح كيفية تولد كل منهما .
- (20) ما المقصود بمعامل كسب التيار للاشارات الكبيرة (  $\alpha$  ) ؟ وضح بالتفصيل
- (21) اشتق المعادلة (9) ثم بين معناها
- (22) ما معنى الشكل ( ٧ ) ؟ وضح ذلك
- (23) ما المقصود بميزات الترانزستور الساكنة ؟
- (24) ما تأثير زيادة  $V_{CB}$  على مميزات الادخال للقاعدة - المشتركة ؟ اشرح بالتفصيل
- (25) ما الذي تفهمه من الشكل ( ٩ ) ؟ وضح بالتفصيل

(26) اشتق المعادلة (13) ثم وضع معناها . تحت أي الشروط تؤدي هذه المعادلة الى المعادلة 14 ؟

(27) ما تأثير ربط المقاومة  $R_L$  على قيمة الكسب وعمل دائرة التكبير؟

(28) يعد ربط الباعث - المشترك اكثر انواع الربط انتشاراً . ناقش ذلك بالتفصيل .

(29) اشتق المعادلة (17) ثم بين معناها .

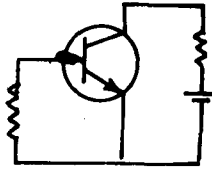
(30) اشتق المعادلة (22) ثم بين معناها .

(31) ارسم منحنيات الادخال لربط الباعث - المشترك ثم بين أثر زيادة  $V_{CE}$  على هذه المنحنيات .

(32) ما المقصود بحالة القطع ؟ وما شروطها

(33) ما المقصود بحالة الاشباع ؟ وما شروطها

(34) في الدائرة ادناه هل الترانزستور هو في حالة قطع ام اشباع ام في الحالة الفعالة ؟



(35) الترانزستور يكون في الحالة الفعالة عندما يكون أ  $I_C = I_B$

ب  $I_C = \beta I_B$  ( اوج )  $I_E = I_C$  ( اود )  $I_B = \beta I_C$

(36) الترانزستور يكون في حالة اشباع عندما يكون أ  $I_C \approx I_E$  ويكون اقل

ما يمكن ب  $V_{CE} = 0$  ج اي زيادة في  $I_B$  تؤدي الى زيادة في  $I_C$  .

(37) ارسم منحنيات الاخراج لدائرة الباعث - المشترك ثم بين اهم المميزات لهذه المنحنيات .

(38) ما المقصود بالانهيار الكهربائي ؟ ما الفرق بينه وبين الانهيار التضاعفي ؟

(39) اشتق العلاقة التي تربط بين كل من  $\alpha$  و  $\beta$  و  $\gamma$  .

(40) عدد مناطق عمل الترانزستور ثم عينها على منحنيات الخواص . اكتب المعادلات

الخاصة بكل حالة . ثم بين السبب الكامن وراء كل منها .

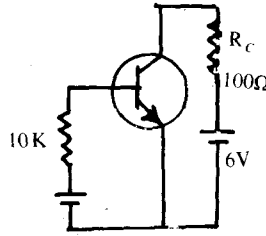
(41) ما المقصود بخط الحمل الـ D.c ؟ وما فائدته ؟ بين كيف يتم رسمه .

(42) ما المقصود بنقطة التشغيل ؟ كيف يتم تعيينها ؟ وما فائدتها ؟

(43) ترانزستور مع  $\alpha = 0.98$  و  $I_E = 1\text{mA}$  . احسب  $I_C$  و  $I_B$  اذا علمت

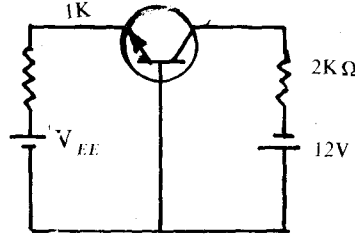
ان تيار التسرب  $I_{\mu A}$  .

- (44) في الدائرة ادناه اذا كانت  $\beta = 50$
- أ- ارسم خط الحمل الـ D.C
- ب- عين نقطة التشغيل Q
- ج- احسب قيمة  $V_{BB}$  التي تسبب الاشباع
- د- اذا كانت  $V_{BB} = 5V$  فما قيمة  $R_C$  التي تسبب الاشباع



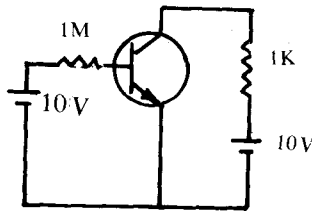
$$V_{BB} = 2V$$

- (45) في الدائرة ادناه احسب قيمة  $V_{EE}$  التي تعمل على اشباع الترانزستور



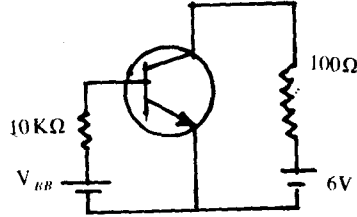
- (46) اذا كانت  $\alpha = 0.992$  للترانزستور فاحسب  $\beta$  d.c . اعد نفس الحسابات مع  $\alpha = 0.995$

- (47) في الدائرة ادناه اذا كان الترانزستور من السيلكون وكانت  $V_{BB} = 10V$  فاحسب  $I_B$  . اعد نفس الحسابات لترانزستور من الجرمانيوم



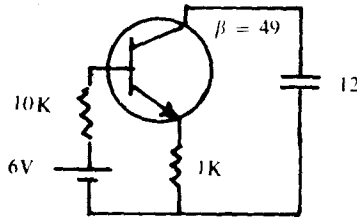


48) في الدائرة ادناه احسب  $V_{BB}$  التي تسبب الاشباع .



49) في الدائرة - السؤال (48) - اذا كانت  $V_{BB} = 5V$  فما قيمة  $R_C$  التي تسبب الاشباع .

50) في الدائرة ادناه احسب  $I_B$  و  $V_{CE}$  و  $I_E$



# الفصل الثامن

## دوائر انحياز الترانزستور والاستقرارية الحرارية

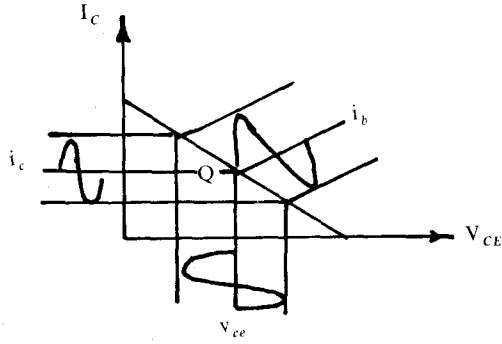
### Transistor Biasing Circuits and Thermal Stabilization

1 - 8 المقدمة :-

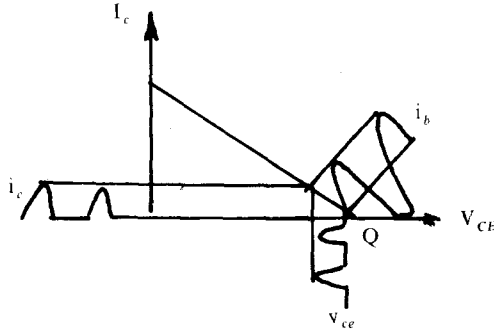
تعد عملية التكبير الوظيفية الاساس للترانزستور . حيث يتم تغذية طرف ادخال دائرة مكبر الترانزستور بالاشارة الضعيفة فيعمل الترانزستور على اخراج هذه الاشارة بعد تكبيرها . ولعل شكل الاشارة الداخلة يعد من الامور المهمة التي يفترض الحفاظ عليها في عملية التكبير - اي ان الاشارة الخارجة تكون نسخة طبق الاصل من الاشارة الداخلة ويدعى التكبير عندئذ بالتكبير الاصيل *faithfull amplification*

ان تحقيق مثل هذا النوع من التكبير يقتضي ان تعمل دوائر الترانزستور بانحياز امامي على ثنائي الباعث وانحياز عكسي على ثنائي المجمع ويجب ان يبقى هذا الانحياز كذلك طوال فترة تسليط اشارة الادخال . فضلاً عن ذلك فان نقطة تشغيل الترانزستور -  $Q$  يجب ان تقع في المنطقة الفعالة ( الخطية ) . ان وضع نقطة التشغيل -  $Q$  في المنطقة الفعالة يعني ان التغير في التيار او الفولتية عند مدخل الترانزستور سوف يؤدي الى تغيرات مماثلة في التيار والفولتية في دائرة المجمع - انظر الشكل ( ١ أ ) .

من جهة أخرى فان دخول الترانزستور في منطقة القطع - في حالة كون وصلتي الباعث والمجمع منحازتين عكسيا - سوف يحدث تشويها ( قطع ) في الفولتية الخارجة بالرغم من تسليط اشارة الادخال خلال ال 360 . او بعبارة أخرى عدم حصول استجابة كاملة للتغيرات التي تحدث في المدخل - انظر الشكل ( ١ ب ) . كذلك فان دخول الترانزستور في منطقة الاشباع - في حالة كون وصلتي الباعث والمجمع منحازتين أمامياً - سوف يجعل



( أ )



( ب )

الشكل ( ١ ) الطريقة البيانية لتوضيح تأثير موقع  $Q$  على شكل الموجة الخارجة .

من التيار في المجمع عند أقصى قيمة له وان اي زيادة اضافية في تيار الادخال لن تؤدي الى اي زيادة تذكر في هذا التيار الخارج . لذا فان عمل الترانزستور في دوائر التكميسر ( الخطية ) يقتصر على المنطقة الفعالة فقط ولايسمح للترانزستور بالعمل في منطقتي القطع او الاشباع .

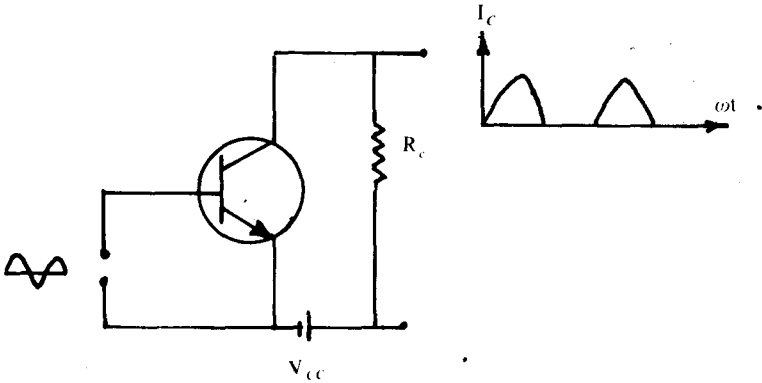
مما تقدم . يتبين لنا كيف أن موقع نقطة التشغيل لمكبر الترانزستور يتحكم في طبيعة عمل هذا المكبر ومن ثم تحديد شكل الإشارة الخارجة . ان اختيار موقع النقطة -  $Q$  يتم عادة من خلال استخدام دوائر معينة تدعى بدوائر الانحياز biasing circuits التي

تشكل مع المكبر ما يعرف بدوائر مكبرات الترانزستور . سنقوم في هذا الفصل بالتعرف على بعض انواع دوائر الانحياز - الشائعة منها على وجه الخصوص - التي تستعمل مع مكبرات الترانزستور مابين مساوى ومحاسن كل دائرة منها . ضمن معايير معينة - سنأتي على ذكرها لاحقاً - وصولاً الى الدائرة الاكثر صلاحية لعمل الترانزستور .

## 2-8 انحياز الترانزستور :- Transistor Biasing

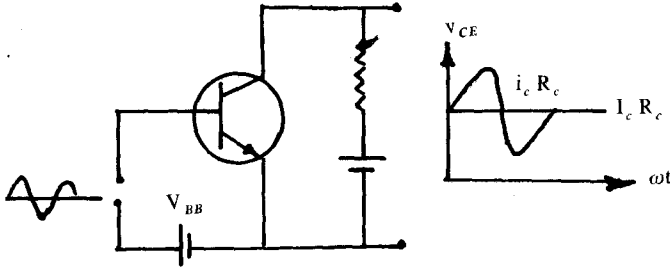
رأينا - في اعلاه - ان الحصول على تكبير اصيل ( من غير حدوث قطع أو تشويه في الموجة الخارجة ) يتطلب تحقيق بعض الشروط منها :-

أ- وجود تيار مجمع مستمر مناسب :- يبين الشكل ( ٢ أ ) دائرة ترانزستور من نوع NPN وقد تم تحيز وصلة المجمع عكسياً بواسطة مصدر الفولتية المستمرة  $V_{CC}$  بينما ربطت القاعدة الى مولد الذبذبات الجيبية . خلال النصف الموجب من الموجة الداخلة تصبح وصلة القاعدة - الباعث متحازة امامياً مما يسبب سريان تيار القاعدة الذي يحدث بدوره تيار مجمع كبير وبالتالي فان النصف الموجب سوف يظهر مكبراً في دائرة المجمع - انظر الشكل ( ٢ ) .



الشكل ( ٢ ) مكبر من غير جهد انحياز .

من جهة أخرى . خلال النصف السالب من الموجة الداخلة تصبح وصلة القاعدة - الباعث متحازة عكسياً مما يعمل على قطع تيار القاعدة وبالتالي عدم ظهور هذا النصف السالب في دائرة المجمع . لذا فان الموجة الخارجة على الرغم من أنها مكبرة . لا تكون نسخة طبق



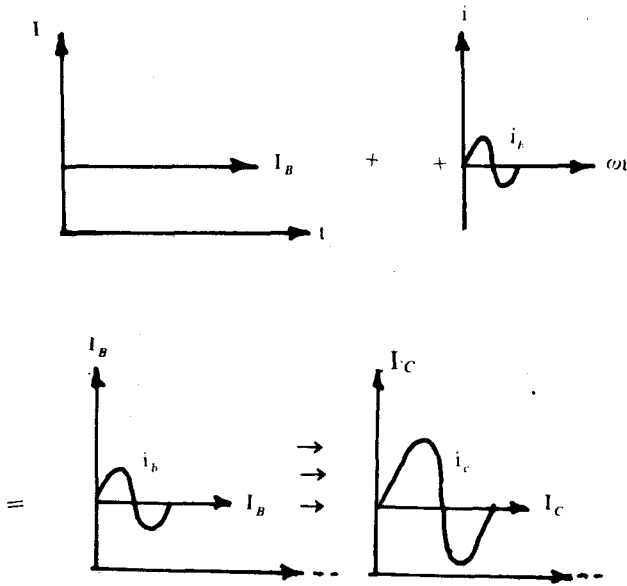
الشكل ( ٣ ) مكبر مع جهد الانحياز  $V_{BB}$

الاصل من الموجة الداخلة - حيث تم قطع جزئها السالب - وبهذا يكون التكبير في هذه الدائرة غير أصيل .

وإذا ما أدخلنا مصدر الفولتية المستمرة  $V_{BB}$  الى دائرة القاعدة وبالقطبية الميينة في الشكل ( ٢ ب ) فان هذه الفولتية سوف تعمل على تحيز وصلة القاعدة - الباعث مما يؤدي الى سريان تيار قاعدة وبالتالي الى احداث تيار مجمع يدعى بتيار المجمع باشارة صفر Zero signal collector current ( $I_C$ )

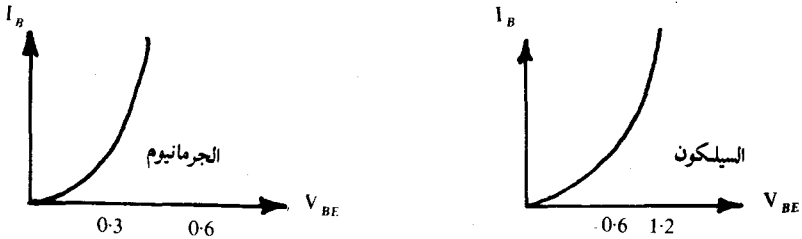
في هذه الدائرة تكون وصلة القاعدة منحازة اماميا بصورة دائمية بشرط ان تيار القاعدة الناتج من تسليط  $V_{BB}$  يكون مساويا او اكبر من اعلى قيمة يصلها تيار القاعدة المتناوب والناتج من تسليط الفولتية الداخلة - انظر الشكل ( ٣ ) . في هذه الحالة فان تيار المجمع يزداد بازدياد تيار القاعدة - خلال النصف الموجب من الموجة الداخلة - ويقل بتقصانه خلال النصف السالب من الموجة الداخلة ، وبالتالي فان الموجة الخارجة تكون نسخة طبق الاصل من الموجة الخارجة - انظر الشكل ( ٣ ) - ويتم عندئذ الحصول على التكبير الاصيل المطلوب .

ب- وجود فولتية قاعدة - باعث ( $V_{BE}$ ) مناسبة :- رأينا أننا ان الحصول على تكبير فعلي حقيقي لا يتم الا عندما يكون تيار القاعدة  $I_B$  اكبر من أعلى قيمة لـ  $I_b$  الداخل . هذا الشرط لا يمكن تحقيقه الا في حالة التغلب على الجهد الحاجز عند وصله القاعدة - باعث . تكون قيمة هذا الجهد الحاجز مساوية لـ  $0.3V$  بالنسبة للجرمانيوم و  $0.6V$  بالنسبة للسيليكون - انظر الشكل ( ٤ ) . عليه فان تيار القاعدة لن يسري في دائرة القاعدة الا اذا كانت  $V_{BE}$  مساوية أو أكبر من  $0.3$  بالنسبة للجرمانيوم و  $0.6$  بالنسبة



الشكل ( ٤ ) التيار الداخل ( a.c و d.c ) والخارج ( a.c و d.c ) في مكبر الترانزستور .

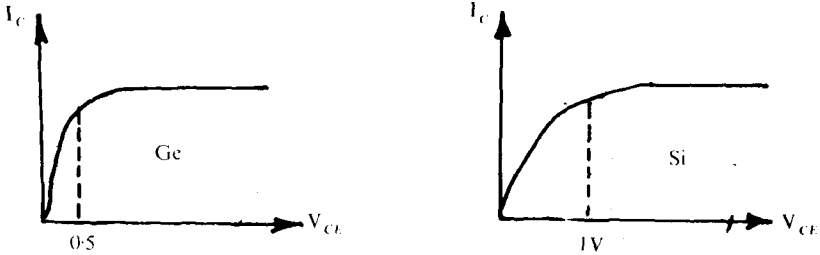
للسيلكون . ومن هنا فان نقصان  $V_{BE}$  عن القيمة المناسبة خلال أي جزء من الإشارة الداخلة سوف يؤدي الى توقف سريان تيار القاعدة ومن ثم قطع ذلك الجزء من الإشارة وبالتالي عدم الحصول على التكبير المرغوب .



الشكل ( ٥ ) منحنى ( I - V ) للتنائي .

ج- وجود فولتية مجمع - باعث  $(V_{CE})$  مناسبة :- مرة أخرى اذا ما أريد الحصول على تكبير أصيل فانه يلزم أيضا تسليط فولتية  $V_{CE}$  لا تقل عن 0.5V بالنسبة

الى الجرمانيوم و 1 فولت بالنسبة الى السيلكون . هذه الفولتية تدعى عادة بفولتية الركبة knee voltage - انظر الشكل ( ٦ ) .



الشكل ( ٦ ) فولتية الركبة .

عندما تكون  $V_{CE}$  واطئة ( أقل من 0.5V للجرمانيوم و 1V بالنسبة للسيلكون ) فان وصلة المجمع - باعث لن تكون متحازة عكسيا بشكل عملي وبهذا فان المجمع لا يكون قادرا على اجتذاب جميع الإلكترونات المحقونة من الباعث . من هنا فان تيار المجمع سوف يقل بينما يزداد تيار القاعدة وبالتالي فان قيمة  $\beta$  تهبط هي الاخرى . لذا فان هبوط  $V_{CE}$  - خلال اي جزء من الاشارة الداخلة - سيؤدي الى عدم تكبير هذا الجزء من الاشارة الداخلة وبالتالي يحدث تشويها في شكل الاشارة الخارجة وعدم الحصول على التكبير المطلوب .

مما تقدم يتبين لنا ان من اهداف تحيز الترانزستور هو الحفاظ على الانحياز الامامي لوصلة الباعث والانحياز العكسي لوصلة المجمع طوال فترة وجود اشارة الادخال . للوصول الى هذا الهدف يلزمنا دائرة تحتوي على مصدر للفولتية المستمرة مع المرفقات الخاصة بها . تربط الى الترانزستور . تسمى بدائرة الانحياز biasing circuit . وبهذا فانه من الواضح ان عملية تحيز الترانزستور هي ضرورة جدا للعمل السليم للترانزستور .

مثال :-

ترانزستور من السيلكون نوع NPN مع  $V_{CC} = 6V$  و  $R_B = 2.5k$  جد :

١- اقصى قيمة مسموحة يمكن ان يصلها تيار المجمع خلال فترة تسليط الاشارة للحصول على تكبير أصيل .

ب- ادنى قيمة لازمة لتيار المجمع المستمر  $I_C$  ( تيار المجمع باشارة صفر ) .

الحل :-

أ- رأينا تَوَّأ ان اقل قيمة لازمة لـ  $V_{CB}$  ليعمل ترانزستور السيلكون بصورة سليمة . هي 1 فولت . وحيث ان  $V_{CC} = 6V$  لذا فان اقصى هبوط عنى  $R_C$  سيكون مساويا لـ

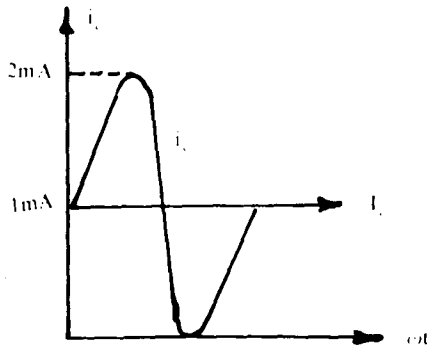
$$6 - 1 = 5V$$

لذا فان اقصى تيار يمكن ان يمر في  $R_C$  يكون مساويا لـ

$$I_{C(max)} = \frac{5}{2.5k} = 2mA$$

ب- وجدنا في ( أ ) ان التيار (  $i_C = 2mA$  ) وحيث ان هذا التيار يظهر متراكبا مع  $I_C$  وبما ان التكبير هو من النوع الاصيل لذا فان هناك تناظرا بين الجزء الموجب من  $i_C$  . والسالب - انظر الشكل ( ٧ ) - وعليه فان ادنى قيمة لتيار المجمع الصغرى هو

$$I_C = \frac{2mA}{2} = 1mA$$



الشكل ( ٧ )



مشال :-

في دائرة ترانزستور سيلكون كانت  $R_c = 4k$  و  $V_{cc} = 13V$  فما أقصى قيمة للإشارة الداخلة المطلوبة للحصول على تكبير أصيل علما ان  $\beta = 100$  وان تغيراً مقداره 1 فولت في  $V_{BE}$  يحدث تغيراً قدره 5mA في تيار المجمع .

الحل :-

أقصى تيار مسموح به هو

$$i_c = \frac{13 - 1}{4} = 3 \text{ mA}$$

عليه فان أقصى تيار قاعدة مسموح به هو

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} = 30 \mu\text{A}$$

### 8-3 استقرارية نقطة التشغيل ( العمل ) Operating Point Stability

ذكرنا فيما سبق ، ان عمل الترانزستور يكون خطيا اكثر ما يمكن عندما يعمل في المنطقة الفعالة . ان وضع نقطة العمل في هذه المنطقة يمكن ان يتم من خلال الاختيار المناسب للجهود المستمرة (d.c) المسلطة ومن ثم التيارات المستمرة التي تمر نتيجة لاستخدام دائرة الانحياز المناسبة . ذلك لان اختيار نقطة عمل مناسبة وتسيط اشارة ادخال متناوبة مناسبة سوف يؤدي كما رأينا ، الى اشارة اخراج لها نفس شكل اشارة الادخال . من جهة أخرى يؤدي الاختيار غير المناسب لنقطة العمل الى اشارة خرج مشوهة وبهذا فان اختيار دائرة الانحياز المناسبة لها دور حيوي في التكبير الخطي .

على الرغم مما جاء اعلاه فان المشكلة الاساسية ، في تصميم دوائر الانحياز للترانزستور ، تكمن في ان بعض ثوابت الترانزستور تختلف من ترانزستور الى اخر حتى لو كانا من نفس النوع ، كذلك فان هذه الثوابت تتغير كثيراً مع درجة الحرارة . وحيث ان دوائر الترانزستور

معرضة للعمل في اجواء مختلفة من حيث تفاوت درجات الحرارة وكذلك معرضة للاستهلاك لذا فان تصميم دائرة الانحياز يجب ان يتم بحيث ان التغيير في قيم هذه الثوابت مع الحرارة وغيرها يكون اقل ما يمكن .

يتبين لنا ، مما جاء اعلاه ، أن المعيار الاساس الذي يتم بموجبه صلاحية دائرة الانحياز هذه او تلك ، يكون في مدى مقدرة هذه الدائرة او تلك في الحفاظ على موقع نقطة العمل ثابتا . وعليه فانه يصبح من المناسب ، قبل البدء بدراسة دوائر الانحياز ، التعرف على العوامل ، المذكورة اعلاه التي تؤثر على نقطة العمل ، بتفصيل اكبر . هذه العوامل هي :-

أ- الاختلاف في قيمة عامل التكبير  $(\beta)$  :- من البديهي انه لا يوجد ترانزستوران متشابهان تماما وعليه فان قيمة  $\beta$  لهما مختلفتان وان كانا من نفس النوع . من جهة أخرى فان قيمة  $(\beta)$  تتغير ايضا ، لنفس الترانزستور ، مع تغير  $I_c$  او درجة الحرارة وبهذا أصبح من المعتاد أن تحتوي استمارة المواصفات لأي نوع من الترانزستورات على أعلى واقل قيمة لـ  $\beta$  .

ان نقصان او الزيادة في قيمة  $\beta$  سوف يؤدي الى نقصان او زيادة المسافات بين منحنيات الخواص وعلى التوالي وبالتالي تغير موقع نقطة التشغيل Q الى الاسفل او الى الاعلى وعلى التوالي .

هذا ويعبر عن معدل التغيير في  $I_c$  الى التغيير في  $\beta$  مع ثبوت  $I_{co}$  و  $V_{BE}$  بمعامل الاستقرارية  $S_\beta$  . أي ان

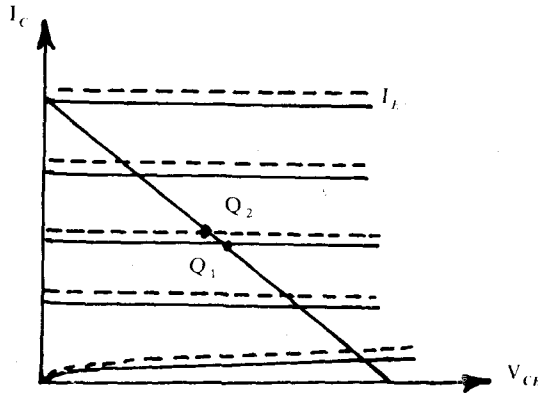
$$S_\beta = \frac{\partial I_c}{\partial \beta} \approx \frac{\Delta I_c}{\Delta \beta} \quad \dots (1)$$

ب- التغيير في درجات الحرارة :- ترتفع درجة حرارة الترانزستور نتيجة لمرور التيارات فيها ، وكما اشرنا من قبل ، يؤثر تغير درجة الحرارة على عمل اجهزة اشباه الموصلات تأثيرا بالغا . فعند ارتفاع درجة الحرارة تزداد توصلية اشباه الموصلات وتنمو التيارات فيها . ومما يجدر ذكره ان التيار العكسي في وصلة الـ pn هو الذي ينمو بالذات وبشدة عند ارتفاع درجة الحرارة وبالنسبة للترانزستور يكون هذا التيار هو تيار التسرب للمجمع -  $I_{CBO}$  . يؤدي نمو هذا التيار عند ارتفاع درجة حرارة الترانزستور الى تغير مميزات

هذا الأخير ، ويمكن ملاحظة ذلك بسهولة على مميزات الاخراج المبينة في الشكلين (9,8) للدائرتين CB و CE وعلى التوالي .

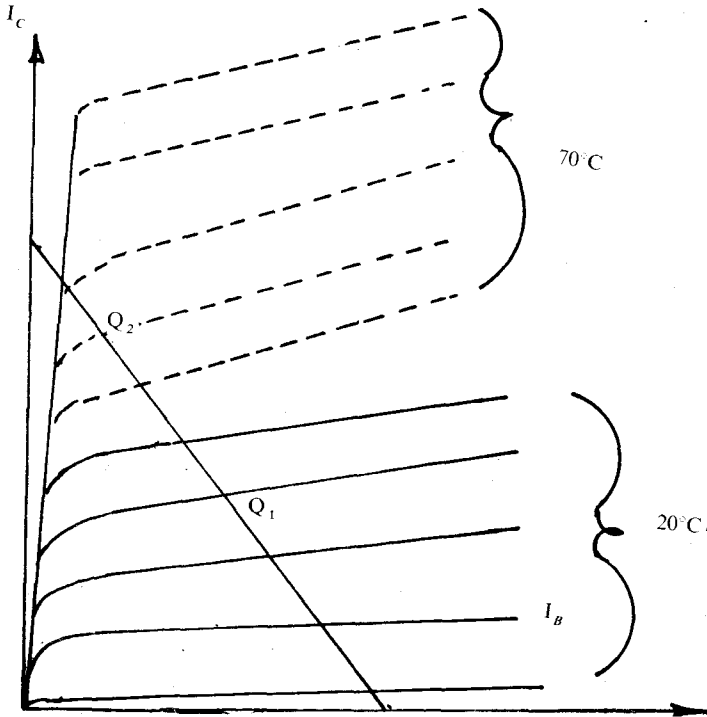
لتوضيح الامر سندرس مثالا عدديا . سنفرض ان لدينا ترازستور جرمانيوم يتميز بالمقدارين  $\beta = 100$  و  $I_{CBO} = 2\mu A$  عند  $20^\circ$  م . نفرض الان ان درجة حرارة الترازستور ارتفعت الى  $70^\circ$  م . اي بمقدار  $50^\circ$  م . معروف لدينا ان التيار العكسي - في الجرمانيوم - يتضاعف مرتين تقريبا مع كل زيادة في درجة الحرارة بمقدار  $50^\circ$  م . لذا فان التيار العكسي سوف يتضاعف في هذه الحالة  $2^5$  مرة . اي 32 مرة . وعند  $70^\circ$  م يصبح مساويا لـ  $64\mu A$  اي سيزداد بمقدار  $62\mu A$  .

الان اذا اعتبرنا ان المعامل  $\alpha$  لا يعتمد على درجة الحرارة . فان تيار المجمع من المعادلة  $I_c = \alpha I_E + I_{co}$  سوف يزداد بمقدار  $62\mu A$  . وحيث ان مقدار التيار  $I_c$  لا يقل - عادة - عن الملي امبير لذا فان مثل هذه الزيادة لن تغير من نظام تشغيل الترازستور كثيرا . وبين الشكل ( ٨ ) المميزات عند درجة  $20^\circ$  م وقد رسمت بخطوط متصلة وكذلك المميزات عند  $70^\circ$  م وقد رسمت بخطوط متقطعة . يلاحظ على هذه المميزات . الارتفاع القليل فيها بسبب الارتفاع في درجة الحرارة وكذلك انتقلت قليلا نقطة التشغيل واصبحت عند  $Q_2$  بدلا من  $Q_1$  . وهكذا فان الدائرة CB تعد مستقرة حراريا فحتى عند ارتفاع درجة الحرارة بعشرات الدرجات لا يتغير نظام تشغيل الترازستور في هذه الدائرة .



الشكل ( ٨ ) تأثير درجة الحرارة على دائرة القاعدة المشتركة .

من جهة أخرى ، يتغير الوضع تماما عندما يعمل الترانزستور في دائرة CE . ففي هذه الدائرة يكون تيار التسرب للمجمع  $I_{CEO}$  وهو - كما هو معلوم - أكبر بـ  $\beta$  من المرات تقريبا من التيار  $I_{CBO}$  . وعليه فإن  $I_{CEO}$  - في مثالنا اعلاه - يكون عند  $20^\circ$  م مساويا لـ  $I_{CEO} = \beta I_{CBO} = 200 \mu A$  وعند ارتفاع درجة الحرارة الى  $70^\circ$  م ينمو هذا التيار 32 مرة ويصبح مساويا لـ  $6.4 \text{ mA}$  ، اي يزداد بمقدار 6.2 ملي أمبير ومن المعادلة  $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$  يتضح انه عند ثبوت  $I_B$  و  $\beta$  مع تغير درجة الحرارة فان تيار المجمع سينمو بنفس المقدار الذي ينمو به  $I_{CEO}$  - اي بمقدار  $6.2 \text{ mA}$  . وعليه فانه من المتوقع ان يتغير وضع مميزات الخروج بشدة عندما يكون تغير التيار يمثل هذه الشدة وهذا ما يوضحه الشكل ( ٩ ) . ففي هذا الشكل تم رسم المميزات عند  $20^\circ$  م بخطوط متصلة بينما رسمت عند  $70^\circ$  م بخطوط متقطعة وعند التسخين الزائد تتحول نقطة التشغيل من  $Q_1$  الى  $Q_2$  وبهذا يتلف نظام التكبير تماما ويقل بدرجة كبيرة .



الشكل ( ٩ ) تأثير درجة الحرارة على دائرة الباعث - المشترك

وعليه فإن دائرة الباعث - المشترك لا تتمتع باستقرار حراري جيد وتتغير خصائصها بشدة عند ارتفاع درجة الحرارة ولا بد من الإشارة الى أنه عند تغير درجة الحرارة لا تتغير المميزات فقط بل وتتغير كل معاملات الترانزستور ومن هنا يتبين أهمية الاقرار الحراري لدائرة مكبر الترانزستور .

هذا ويعرف معامل الاستقرار الحراري (S) بأنه معدل التغير في تيار المجمع الى التغير في تيار التسرب العكسي  $I_{CO}$  عند ثبوت  $I_B$  و  $V_{BE}$  ويعرف رياضياً بأنه

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} \quad \dots (2)$$

وكلما كان (S) صغيراً كلما كانت الاستقرارية أكبر ، لذا فإنه يلزم ان يكون S صغيراً ما أمكن ذلك .

ج- التغير في قيمة  $V_{BE}$  :- يقاس مدى تأثير تغير  $V_{BE}$  . من ترانزستور لآخر اوبسبب من التغير في درجات الحرارة . بمعامل الاستقرارية ( $S_V$ ) ويعرف بأنه معدل التغير في  $I_C$  مع التغير في  $V_{BE}$  عند ثبوت كل من  $I_{CO}$  و  $\beta$  ويكتب رياضياً :

$$S_V = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \quad \dots (3)$$

على الرغم من كل ما قيل عن ( $S_V$ ) و ( $S_I$ ) الا ان العامل المؤثر يبقى هو (S) وان أي دائرة تعطي استقراراً جيداً لـ  $I_C$  مع  $I_{CO}$  تعطي استقرارية جيدة لـ  $I_C$  مع التغير في  $\beta$  و  $V_{BE}$  بسبب من التغير في درجة الحرارة . ومن هنا فأنا العامل (S) يعد العامل الأكثر استخداماً وفعالية في تحديد جودة دائرة الانحياز .

#### 8 4 دوائر الانحياز : - Biasing circuits

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان المشكلة الأكثر أهمية في دوائر الترانزستور هو الحفاظ على استقرارية نقطة التشغيل . الحرارة فيها على الاخص . اوبعارة أخرى الابقاء على قيم  $I_C$  و  $V_{CE}$  ثابتة ويتم تحقيق ذلك من خلال استخدام طريقتين هما :

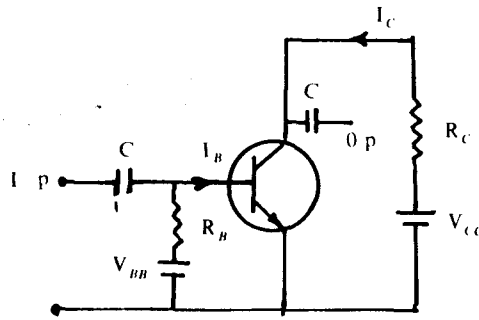
- 1 طريقة التحيز المناسبة .
- 2 طريقة التعويض المناسبة .

تتضمن طريقة التحيز استخدام دائرة انحياز مكونة من شبكة مقاومات تحافظ على ثبوتية  $I_C$  ومن ثم  $V_{CE}$  على الرغم من تغير كل من  $I_B$  و  $I_{CO}$  و  $\beta$  و  $V_{BE}$ . من جهة أخرى تشتمل طريقة التعويض على ربط جهاز حساس للتغيرات الحرارية ، كالثنائي البلوري او الترانزستور نفسه ، الى دائرة الترانزستور يعمل على توليد الجهد او التيار اللازمين لاستقرارية نقطة التشغيل للترانزستور .

على اية حال ، سنحاول هنا التركيز على النوع الاول وستعرض لعدد من دوائر الانحياز بالشرح وسيكون اختيارنا لهذه الدائرة او تلك قائماً على اساس من التعرف على محاسنها ومساوئها وكذلك محاولة التعرف على معاملات الاستقرار الثلاثة  $S$  و  $S_B$  و  $S_C$  لهذه الدوائر ثم حساب المعامل المناسب لبعض هذه الدوائر تاركين مابقي منها على صيغ اسئلة في نهاية الفصل . كذلك سيتم التعرض للنوع الثنائي في نهاية الفصل على نحو مختصر .

8-4-1 طرق الانحياز :- توجد هناك عدة طرق شائعة لتحيز مكبر الترانزستور الا اننا سنقوم بدراسة بعض منها :

أ- الانحياز الثابت fixed bias :- يتم في هذا النوع من التحيز استخدام مصدرين للجهد . الاول يعمل على تحيز وصلة القاعدة -الباعث ويدعى  $V_{BB}$  - انظر الشكل ( ١٠ ) والثاني يعمل على تحيز وصلة المجمع عكسياً ويسمى  $V_{CC}$  .



الشكل ( ١٠ ) دائرة الانحياز الثابت .

يتم حساب تيار القاعدة في هذه الدائرة عند تطبيق قانون كيرشوف للجهد على دائرة القاعدة . حيث نجد ان

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} \quad \dots (4)$$

او ان

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad \dots (5)$$

وحيث ان  $V_{BE}$  كمية ثابتة ( تساوي 0.6 فولت بالنسبة للسليكون و 0.3 بالنسبة للجermanيوم ) لذا فانه يصبح بالامكان اختيار قيمة  $I_B$  المناسبة من خلال اختيار قيمة مناسبة لكل من  $V_{BB}$  و  $R_B$ .

ان معرفة قيمة  $I_B$  سوف تساعدنا على ايجاد نقطة التشغيل اما باستخدام منحنيات خواص الاخراج . حيث يتم تعيين النقطة Q . وكما هو معروف . من تقاطع خط الحمل . المرسوم على هذه الخواص . مع منحنى تيار القاعدة المحسوبة اعلاه . او من استخدام المعادلة

$$I_C = \beta I_B \quad \dots (6)$$

في حالة معرفة  $\beta$  ومن دون اللجوء الى منحنيات الخواص . اما بالنسبة لـ  $V_{CE}$  فيتم حسابها من المعادلة :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad \dots (7)$$

في هذه الدائرة . الشكل ( ١٠ ) . على فرض ان  $V_{CC} = 10$  فولت و  $R_C = 1$  كيلو اوم و  $V_{BB} = 4$  فولت و  $R_B = 100$  كيلو اوم . في هذه الحالة يكون لدينا  $V_{CC} = V_{CE(max)} = 10$  فولت و  $I_C(max) = \frac{V_{CC}}{R_C} = 10$  ملي امبير وعليه فان خط الحمل سيبدأ وكما في الشكل ( ١١ ) وان النقطة Q تمثل نقطة تقاطع منحنى تيار القاعدة عند القيمة

$$I_B = \frac{4 - 0.6}{100 \text{ K}\Omega} = 34 \mu\text{A}$$

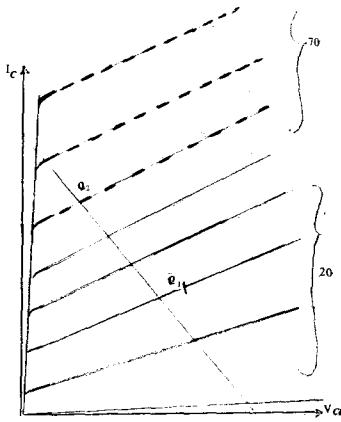
مع خط الحمل

الآن اذا مافرضنا ، ايضا ، ان درجة الحرارة ارتفعت من  $25^\circ \text{ م}$  (الدرجة الحالية للترانزستور) الى  $100^\circ \text{ م}$ . في هذه الحالة سيقبل  $V_{BE}$  ويزداد  $I_{CO}$ . ان النقصان في  $V_{BE}$  لن يؤثر على قيمة تيار القاعدة ذلك لان وضع  $V_{BE}$  مساويا لـ  $0.4$  مثلا (يقبل  $V_{BE}$  بمعدل  $2\text{mV}$  لكل درجة حرارية في حالة السيلكون) لن يغير من قيمة تيار القاعدة الا بـ  $2$  مايكرو امبير وعليه فانه يمكن اعتبار  $I_B$  ثابتا .

من جهة أخرى تؤدي الزيادة في  $I_{CO}$  الى زيادة كبيرة في  $I_C$  حيث لدينا  
- راجع الفصل السابع - ان

$$I_C = (1 + \beta) I_{CO} + \beta I_B \quad \dots (8)$$

وبهذا فان نقطة Q سوف تزحف نحو منطقة التشبع - انظر الشكل ( ١١ ) كلما زادت درجة الحرارة وان وجود Q في منطقة التشبع سيؤدي بالتالي الى تشويه الاشارة الخارجة .



الشكل (١١)

فضلاً عما جاء اعلاه من حيث عدم صلاحية هذه الدائرة للتكبير ، فان هذه الدائرة غير مرغوب فيها ايضا من ناحية اقتصادية ذلك لاستخدامها مصدرين للقدرة  $V_{CC}$  و  $V_{BB}$  مما يعني زيادة في الاستهلاك وزيادة في الحجم كذلك .

ومع انه بالامكان تجاوز العيب الاخير في هذه الدائرة وذلك بتقليل عدد المصادر الى مصدر واحد واستغلال المصدر  $V_{CC}$  في الحصول على تيار الانحياز ( القاعدة ) ، كما في الشكل ( ١٢ ) ، حيث ان



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad \dots (9)$$

الا ان هذه الدائرة تبقى هي الاخرى غير صالحة ويمكن التبدليل على ذلك من خلال حساب عامل الاستقرار الحرارية (S) لهذه الدائرة على النحو الآتي :

لدينا من المعادلة (8) ان

$$I_C = (\beta + 1) I_{CO} + \beta I_B \quad \dots (8)$$

عند اخذ التفاضل بالنسبة لـ  $I_C$  وعلى فرض ان  $\beta$  ثابتة وكذلك  $I_B$  (كما رأينا) نحصل على

$$1 = (1 + \beta) \frac{\partial I_{CO}}{\partial I_C} + \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_C} \quad \dots (10)$$

وحيث ان  $I_B$  هو ثابت لذا فان  $\frac{\partial I_B}{\partial I_C} = 0$  صفراً وان المعادلة (10) سوف تختزل الى :

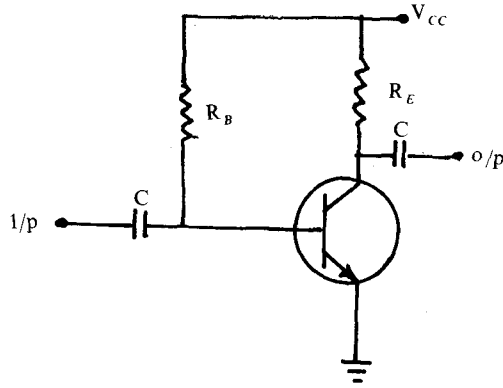
$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = \beta + 1 \quad \dots (11)$$

فاذا كانت  $\beta = 40$  فان  $S = 41$  وهذا يعني ان الزيادة في  $I_C$  اسرع بـ 41 مرة من الزيادة في  $I_{CO}$ . وعليه فان هذا النوع من دوائر الانحياز غير مرغوب فيه على الاطلاق وذلك لان الزيادة في  $I_C$  ستؤدي الى ازاحة النقطة Q وكذلك الى زيادة القدرة التي يبدها والتي بدورها تزيد في رفع درجة الحرارة فيزداد  $I_C$  بصورة أكبر ... وهكذا يحصل الهروب الحراري الذي قد يؤدي الى تلف الترانزستور

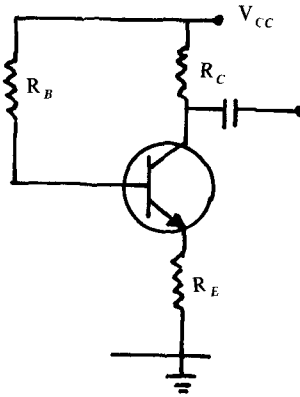
على اية حال ، ان الاستقرار في عمل الترانزستور مع دائرة الانحياز الثابت ، يمكن ان تتحسن بشكل كبير عند اضافة المقاومة  $R_E$  الى الباعث في هذه الدائرة - الشكل ( ١٣ ) .

في هذه الدائرة لدينا ، من تطبيق قانون كيرشوف للجهد على دائرة القاعدة ، أن

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \quad \dots (12)$$



الشكل ( ١٢ ) الانحياز بمصدر واحد



الشكل ( ١٣ ) الانحياز بمصدر واحد مع مقاومة الباعث .

وعند التعويض عن  $I_E$  بـ  $(I_C + I_B)$  في المعادلة (12) واجراء الترتيب اللازم .  
يصبح لدينا ان

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E}{R_B + R_E} \quad \dots (13)$$

و ن مفاضلة المعادلة (13) بالنسبة لـ  $I_C$  واعتبار  $\beta \cdot V_{BE}$  ثابتين نحصل على :

$$\frac{\partial I_B}{\partial I_C} = - \frac{R_E}{(R_B + R_E)} \quad \dots (14)$$

وعند التعويض عن قيمة  $\frac{\partial I_B}{\partial I_C}$  هذه في المعادلة S نحصل على

$$S = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \cdot \frac{R_E}{R_B + R_E}} = (\beta + 1) \frac{1 + \frac{R_B}{R_E}}{1 + \beta + \frac{R_B}{R_E}} \quad \dots (15)$$

يلاحظ من هذه المعادلة (15) انه في حالة كون  $\frac{R_B}{R_E} < 1$  فان  $S = 1$

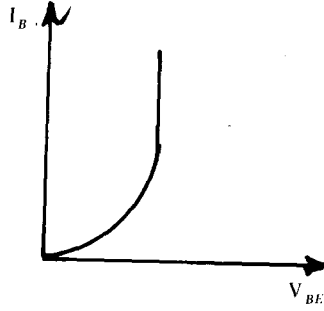
وتزداد قيمة S كلما زادت النسبة  $R_B/R_E$  حتى تصبح مساوية لـ  $(\beta + 1)$  عندما تقترب  $R_B/R_E$  من المالا نهائية .

مما جاء اعلاه ، يمكن القول انه كلما كبرت  $\beta$  كلما قلت الاستقرارية بينما تزداد الاستقرارية كلما صغرت  $R_B$  او زادت  $R_E$  . اما كيف يعمل  $R_E$  على تحسين عامل الثبات فهو ان اي زيادة في تيار المجمع  $I_C$  سوف يقابلها زيادة في الجهد الهابط على  $R_E$  اي زيادة في  $I_E R_E = V_E$  ومن تقليل الفرق  $(V_E - V_B)$  او  $V_{BE}$  الذي يؤدي بدوره الى تقليل  $I_B$  - انظر الشكل ( ١٤ ) - وبذلك يقل  $I_C$  . من جهة أخرى فان الزيادة في  $R_E$  يلزمها زيادة في  $V_{CC}$  لتشغيل الترانزستور عند نفس نقطة التشغيل مما يعني زيادة في القدرة الضائعة . كذلك فان ادخال  $R_E$  سوف يؤدي الى زيادة التغذية الخلفية السالبة التي سنأتي على شرحها لاحقا - مما يؤدي بالتالي الى تقليل الكسب في الجهد بصورة ملحوظة . ولتجنب هذا الضياع في الكسب تربط عادة ، متسعة امراذات قيمة مناسبة عبر المقاومة  $R_E$  كي تقوم بامرار الاشارة المتولدة حول  $R_E$  الى الارض ومن ثم تمنع حدوث التغذية الخلفية السالبة للاشارة المتناوبة - .

هذا ويتم تعيين نقطة العمل من استخدام المعادلة (6)

$$I_C = \beta I_B \quad \dots (16)$$

وكذلك المعادلة



الشكل ( ١٤ ) منحنى ( I - V ) لدائرة الادخال للترانزستور .

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad \dots (17)$$

وفي حالة كون  $R_E = 0$  صفراً فإن هذه المعادلة تصبح

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

ب - انحياز مجزىء الجهد potential divider biasing - يعد هذا النوع من دوائر الانحياز الأوسع انتشاراً في الدوائر الخطية والاكثر استخداماً في تجهيز الترانزستور بالانحياز اللازم والاستقرار الحراري .

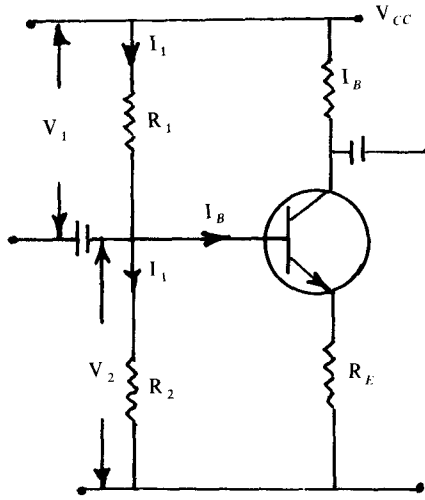
يتم الحصول على هذا النوع من الانحياز باضافة المقاومة  $R_2$  الى الدائرة في الشكل ( ١٣ ) . بين القاعدة والارضية - انظر الشكل ( ١٥ ) .

في هذه الدائرة . على فرض ان  $I_1$  يسري خلال  $R_1$  وان  $I_B$  هو صغير جداً . يمكن اهماله . لذا فانه من الممكن اعتبار التيار المار في  $R_2$  هو  $I_1$  ايضاً . لذا فإن

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad \dots (18)$$

ومن ثم فإن الجهد المتولد حول  $R_1$  يكون مساوياً لـ

$$V_1 = I_1 R_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_1 \quad \dots (19)$$



الشكل ( ١٥ ) دائرة انحياز مجزىء الجهد .

اما الجهد حول  $R_1$  فيكون هو الاخر مساويا لـ

$$V_2 = I_1 R_2 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_2 \quad \dots (20)$$

وهكذا يتم تجزئة الجهد  $V_{CC}$  الى  $V_1$  و  $V_2$  بحيث ان  $V_{CC} = V_2 + V_1$  ومن هنا جاءت التسمية بمجزىء الجهد .  
وباستخدام قانون كيرشوف للجهد في دائرة القاعدة نجد أن

$$V_2 = V_{BE} + V_E \quad \dots (21)$$

او ان

$$V_2 = V_{BE} + I_E R_E \quad \dots (22)$$

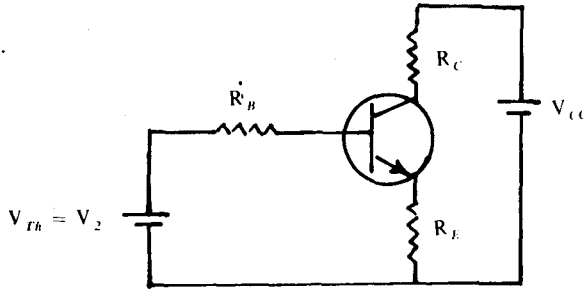
وعند الترتيب نحصل على

$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} \quad \dots (23)$$

وعلى فرض ان  $I_B$  هو صغير بحيث يمكن اعتبار  $I_E \approx I_C$  لذا فان

$$I_C \simeq \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} \quad \dots (24)$$

يلاحظ من المعادلة (24) اعلاه ان  $I_C$  لا يعتمد على  $\beta$  وانما يعتمد هذه المرة على  $V_{BE} - V_2$  وحيث ان  $V_2$  اكبر بكثير من  $V_{BE}$  وان التغير فيه يكون صغيراً ( كما رأينا ) لذا فانه يمكن القول ان  $I_C$  لا يعتمد هنا على أي من معاملات الترانزستور. وهكذا يكون باستطاعة هذه الدائرة توفير استقرارية عمل جيدة للترانزستور ومن ثم فان دائرة مجزئ الجهد تكون أوسع انتشاراً من بين دوائر الانحياز. هذا ويتم حساب (S) لهذه الدائرة على النحو الآتي :- على الرغم من ان المعادلة (21) صحيحة الا انها ليست دقيقة. كذلك فان هذه المعادلة لاتصلح لحساب (S) وبالتالي فانه يلزم استخدام طريقة تحليل اخرى - نظرية ثفنن مثلاً - لايجاد  $I_B$  بدلالة  $I_C$  وذلك من خلال استخدام دائرة ثفنن المكافئة - انظر الشكل ( ١٦ ) - للدائرة في الشكل ( ١٥ ).  
لدينا في هذه الدائرة المكافئة ان



الشكل ( ١٦ ) دائرة ثفنن المكافئة للدائرة في الشكل ( ١٥ )

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots (25)$$

وان

$$V_{Th} = V_2 = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

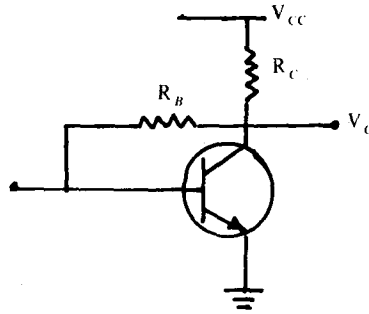
اوان

$$V_2 = I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \quad \dots (27)$$

وعليه فان

$$\frac{\partial I_B}{\partial I_C} = - \frac{R_E}{R_B + R_E} \quad \dots (28)$$

ج- دائرة الانحياز الذاتي self-biasing circuit - تدعى احيانا بدائرة انحياز التغذيةية - الخلفية للمجمع collector feedback biasing ولا تختلف هذه الدائرة عن الدائرة السابقة سوى ان مقاومة الانحياز في هذه الحالة تأخذ تيار انحيازها من فولتية المجمع  $V_C$  بدلا من مصدر المجمع  $V_{CC}$  - انظر الشكل ( ١٧ ) .



الشكل ( ١٧ ) دائرة الانحياز الذاتي .

تعد هذه الدائرة من ابسط الدوائر التي تصمم خصيصاً لتقليل التغير في  $I_C$  نتيجة الارتفاع في درجة الحرارة بسبب من وجود التغذيةية الخلفية السالبة للفولتية ( negative feedback voltage ) . ويتم ذلك كما يأتي : - عند ارتفاع درجة الحرارة تزداد  $I_C$  . كما رأينا . الا ان الزيادة في  $I_C$  تؤدي الى زيادة الهبوط في الفولتية على  $R_C$  فتقل بذلك الفولتية  $V_C$  ويقل - تبعاً لذلك -  $I_B$  وهكذا يعود  $I_C$  الى قيمته الاولى . ففي الشكل ( ١٧ ) ومن استخدام قانون كيرشوف - يمكن كتابة :

$$V_{CC} - I_C R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0 \quad \dots (29)$$

وحيث أن  $I_C = I_C + I_B$  لذا فان

$$V_{CC} - I_C R_C - (R_C + R_B) I_B - V_{BE} = 0 \quad \dots (30)$$

اوان

$$I_B = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_C + R_B} \quad \dots (31)$$

وعليه فان

$$\frac{dI_B}{dI_C} = - \frac{R_C}{R_C + R_B} \quad \dots (32)$$

وعند التعويض عن هذه القيمة اعلاه في المعادلة (8) نحصل على

$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{\beta R_C}{R_B + R_C}} \quad \dots (33)$$

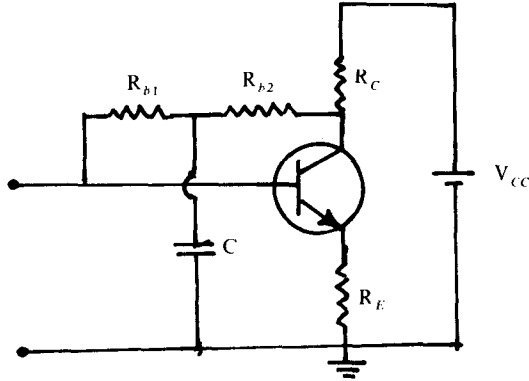
على الرغم من امتلاك هذه الدائرة المزايا المذكورة اعلاه الا ان وجود التغذية الخلفية السالبة سوف يعمل على :

1 - تقليل التكبير في الفولتية لهذه الدائرة :- من المعلوم ان الاشارة الخارجة لانتكون في نفس طور الاشارة الداخلة وعليه فان الجزء المعاد من الاشارة الخارجة خلال المقاومة  $R_B$  سوف يعمل على تقليل حجم الاشارة الداخلة الفعلية ومن ثم تنخفض قيمة الكسب . هذا ويتم التخلص من الأثر السالب هذا بتقسيم قيمة  $R_B$  الى نصفين ثم ربط متسعة عند نقطة التقاء المقاومتين الى الارض - انظر الشكل ( ١٨ ) - حيث تعمل هذه المتسعة على امرار الجزء المعاد من الاشارة الخارجة الى الارض .

2 تعمل المقاومة  $R_B$  عند ربطها بهذه الصورة على تقليل مقاومة الادخال لهذه الدائرة . لتلافي مثل هذا الانخفاض في  $R_{in}$  يتم استخدام التغذية الخلفية للتيسار current feedback باضافة  $R_E$  الى الدائرة - انظر الشكل ( ١٨ ) .

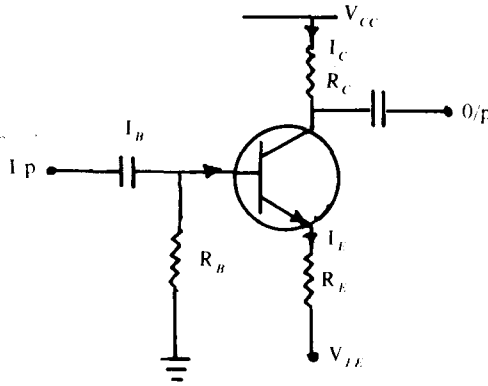
3 نظرا لأن تيار الانحياز يتم تعيينه بوساطة  $V_C$  بدلا من  $V_{CC}$  الثابتة . لذا فان تعيين نقطة التشغيل - Q سوف لا يكون بنفس السهولة السابقة بالنسبة للدوائر الاخرى .





الشكل ( ١٨ ) كيفية معالجة عيوب التغذية الخلفية .

- د- دائرة انحياز الباعث emitter - biasing circuit - يبين الشكل ( ١٩ ) الكيفية التي يتم بها تحيز الترانزستور بطريقة انحياز الباعث emitter bias . وتأتي هذه التسمية بسبب تحيز ثنائي الباعث انحيازاً امامياً بواسطة مجهز فولتية  $V_{EE}$  . اما المجهز  $V_{CC}$  فيعمل كالعادة على تحيز ثنائي المجمع عكسياً .



الشكل ( ١٩ ) دائرة انحياز الباعث

يمتاز هذا النوع من الانحياز بالبساطة وبامتلاكه قدراً جيداً من الاستقرار الحراري وهو الانحياز الشائع عند توفر مجهز فولتية مجزأ ( اي وجود مصدر واحد للفولتية يمتلك

٣ اقطاب : موجب ومشترك (common) وسالب ) وهو لا يختلف كثيرا عن انحياز مجزىء الجهد ويتم هنا تعريض ثنائي المجمع للفولتية  $V_{CC}$  وثنائي الباعث للفولتية  $V_{EE}$  .

خلافاً للدوائر الأخرى فإن المقاومين  $R_E, R_C$  في هذه الدائرة ، لهما دوران أساسيان : فهما فضلاً عن كونهما مقاومتي الحمل والباعث وعلى التوالي ، فانهما يعملان كمقاومتي انحياز أو بعبارة أخرى يتم تحيز الترانزستور بالصورة المطلوبة من خلال اختيار القيم المناسبة لـ  $R_E, R_C$  بينما لا تعمل  $R_B$  هنا ، سوى ربط القاعدة بالأرضية .

مما تقدم اعلاه يتبين لنا أن فولتية القاعدة  $V_B$  تساوي صفراً وذلك بسبب من ربط هذه القاعدة خلال  $R_B$  إلى الأرض . وعليه فإنه يصبح بالإمكان معاملة النهاية العليا من  $R_E$  كنقطة أرض تقريبية ( تذكر أن الفولتية  $V_{BE}$  يجب أن لا تتجاوز  $0.6V$  في حالة كون الترانزستور من السيلكون أو  $0.3V$  في حالة كون الترانزستور من الجرمانيوم عندما يعمل في المنطقة الفعالة ) وبهذا فإن فولتية المجهز  $V_{EE}$  سوف تظهر بجمعها عبر  $R_E$  .  
أي أن

$$I_E = \frac{V_{EE}}{R_E} \quad \dots (34)$$

وعلى هذا الأساس . ولكون الباعث يعمل كنقطة أرض تقريبا . فإن الفولتية  $V_{CE}$  سوف تكون مساوية لـ

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_E$$

ولو كان الترانزستور في حالة اشباع فإن طرف المجمع سيكون هو الآخر نقطة أرض تقريبا ( $V_{CE} = 0$ ) وبهذا فإن اعظم تيار يمكن أن يمر يساوي

$$I_{C(\max)} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad \dots (35)$$

أو بصورة أدق

$$I_{C(\max)} = \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R_C + R_E} \quad \dots (36)$$

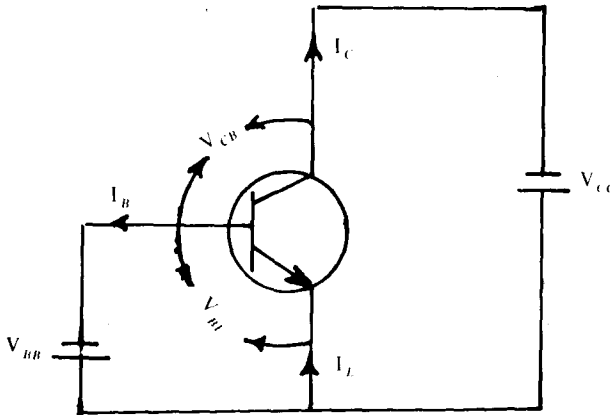
وهكذا يصبح بالإمكان رسم خط الحمل المستمر وتعيين نقطة التشغيل - Q من استخدام المعادلات اعلاه وأخيراً لا بد من ان نذكر ان عامل الثبات - يترك للطالب اشتقاقه - يكون مساوياً لـ

$$S = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \frac{R_E}{R_B + R_E}} \quad \dots (37)$$

على الرغم من ان المعادلة (37) ظهرت متطابقة مع المعادلتين (33), (15) الا ان القيم العددية التي تستعمل لكل من  $R_E, R_B$  تختلف عادة عما في الدوائر السابقة. ففي هذه الحالة يمكن زيادة  $R_E$  وتقليل  $R_B$  وبالتالي فان S يمكن أن تقترب من الحالة المثالية 1.

### 5-8 دوائر انحياز الترانزستور نوع PNP

ذكرنا سابقاً انه يلزم لعمل الترانزستور بصورة سليمة ان يكون ثنائي الباعث - قاعدة منحازاً بصورة امامية بينما يكون ثنائي المجمع - قاعدة منحازاً عكسياً. وحيث ان كلا من الباعث والقاعدة والمجمع في الترانزستور PNP تصنع من مادة معاكسة لما هي عليه في الترانزستور NPN لذا فانه يلزم ان تكون  $V_{BE}$  بالقطبية السالبة - الموجبة الميئة في الشكل (٢٠). من جهة أخرى ولجعل ثنائي المجمع منحازاً عكسياً يجب ان تمتلك  $V_{CB}$  القطبية السالبة - الموجبة الميئة وعليه تكون  $V_{CE}$  سالبة - موجبة - انظر الشكل ٢٠.



الشكل (٢٠) دائرة انحياز الترانزستور نوع pnp

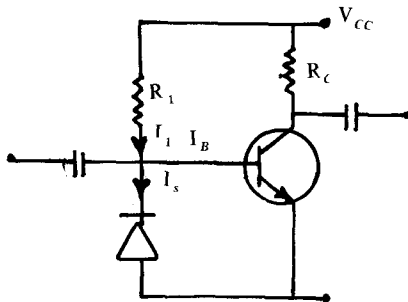
نظراً لكون سهم الباعث مشيراً الى الداخل ، فان تيار الباعث سوف يسري الى داخل الترانزستور بينما يسري تيار القاعدة والباعث الى الخارج .

ومن الجدير بالذكر ان الترانزستور PNP يدعى بـ complement الترانزستور NPN وتدل كلمة متمم على ان جميع فولتيات وتيارات النوع PNP تعاكس فولتيات وتيارات الترانزستور NPN .

## 6-8 طريقة التعويض :-

رأينا عند دراستنا لدوائر الانحياز المختلفة ، أن السبب الكامن وراء الاستقرار الجيدة لبعض من هذه الدوائر ، يعود الى امتلاك هذه الدوائر ما يسمى بالتغذية الخلفية السالبة . وحيث أن وجود مثل هذا النوع من التغذية يؤدي بالتالي الى تقليل التكبير في هذه الدوائر بسبب ان الجزء المرتد من الفولتية الخارجة يكون معاكساً بالطور لفولتية الادخال فان هذا الجزء المعاد سوف يطرح من فولتية الادخال بدلا من ان يضاف اليها . هذا الفقدان في تكبير الاشارة يشكل في بعض التطبيقات عيباً كبيراً ومن هنا فانه يفضل في مثل هذه الحالات ان تستخدم الطريقة التعويضية بدلا من التغذية الخلفية .

على اية حال ، غالبا ما تستخدم الطريقتان للحصول على استقرار جيدة وبعد الثنائي البلوري عنصر تعويض متشابهاً عن التغيرات التي تحصل في  $I_{CO}$  ،  $V_{BE}$  في الدائرة ادناه - الشكل ( ٢١ ) يلاحظ انه تم استخدام الثنائي D - بدلا من المقاومة  $R_2$  - للتعويض عن التغير في  $I_{CO}$  على فرض ان الثنائي والترانزستور مصنوعان من نفس المادة وبهذا فان معدل الزيادة في تيار الاشباع العكسي للثنائي البلوري مع درجة الحرارة سيكون نفس معدل الزيادة في تيار الاشباع لمجمع الترانزستور  $I_{CO}$  ، يمكن التدليل على صحة ذلك من معرفة ان :



الشكل ( ٢١ ) التعويض بوساطة الثنائي .

$$I_B = I_1 - I_s \quad \dots (38)$$

كذلك

$$I_C = (1 + \beta) I_{CO} + \beta I_B \quad \dots (39)$$

وعند التعويض عن  $I_B$  يكون لدينا

$$I_C = (1 + \beta) I_{CO} + \beta I_1 - \beta I_s \quad \dots ($$

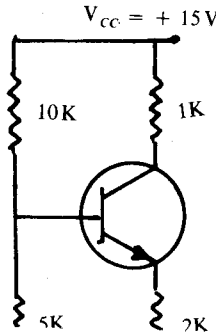
يسري  $I_{CO}$  خلال الترانزستور و  $I_s$  خلال الثنائي لذا فان الحد  $(1 + \beta) I_{CO}$  سوف يلغى بوساطة الحد  $\beta I_s$  في المعادلة اعلاه ويكون  $I_C$  مساويا لـ

$$I_C = \beta I_1 \quad \dots (40)$$

وحيث ان  $I_1$  هو ثابت تقريبا ويساوي  $\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1}$  لذا فان  $I_C$  يكون ثابتا هو الآخر.

مثال:

في الدائرة ادناه ارسم خط الحمل الـ D.C وعين نقطة العمل . افترض ان الترانزستور من مادة السيلكون .



الحل :-

أ - خط الحمل الـ D.C.  
لدينا في هذه الدائرة ان

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C (R_E + R_C)$$

عندما يكون  $I_C = 0$  تصبح

$$V_{CE(max)} = V_{CC} = 15V$$

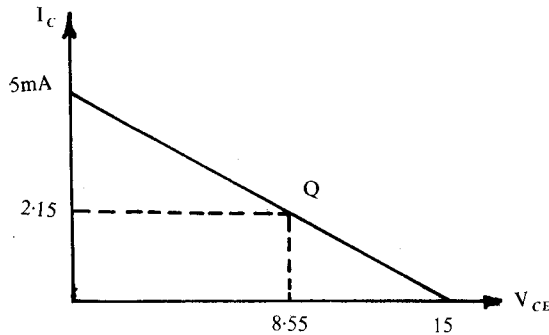
هذا يعين النقطة الاولى على محور السينات (0 و 15) عند وضع ( $V_{CE} = 0$ ) نحصل على

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_L} = \frac{15}{(1 + 2)k} = 5mA$$

وهذه تعين النقطة الثابتة على محور الصادات (0,5) ويتم رسم خط الحمل - الشكل - من الربط بين النقطتين اعلاه .

ب - لتعين نقطة التشغيل -Q- يلزمنا ايجاد قيمة  $I_C$  في المنطقة الفعالة  
لدينا ان

$$V_2 = \frac{15 \times 5}{10 + 5} = 5V$$



خط الحمل المستمر

وحيث ان

$$V_E = V_2 - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

لذا فان

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4.3}{2k} = 2.15 \text{ mA}$$

أي ان

$$I_C \approx I_E = 2.15 \text{ mA}$$

وبهذا تكون

$$V_{CE} = 15 - 2.15 \text{ mA} \times 3k = 8.55V$$

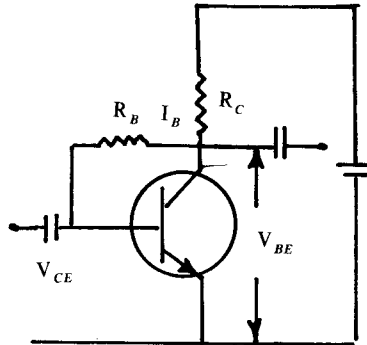
وبهذا تكون احداثيات نقطة العمل  $Q$  هي  $(2.15, 8.55)$  - انظر الشكل - .

مثال :-

في الدائرة ادناه احسب كلاً من  $S_B, S_C$ .

الحل :-

عند تطبيق قانون كيرشوف للفولتية على هذه الدائرة يكون لدينا



$$V_{CC} = (I_B + I_C) R_C + I_B R_B + V_{BE} \quad \dots (41)$$

او ان

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_C R_C}{R_C - R_B} \quad \dots (42)$$

وعليه فان

$$\frac{dI_B}{dI_C} = \frac{-R_C}{R_C + R_B} \quad \dots (43)$$

وعلى فرض ان  $V_{BE}$  ثابت

عند التعويض عن قيمة  $\frac{dI_B}{dI_C}$  في المعادلة (8) الخاصة بـ S نحصل على

$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{\beta R_C}{R_C + R_B}} \quad \dots (44)$$

وكذلك

$$S_\beta = \frac{I_{CO} + I_B}{1 + \frac{\beta R_C}{R_C + R_B}} \quad \dots (45)$$

مثال :-

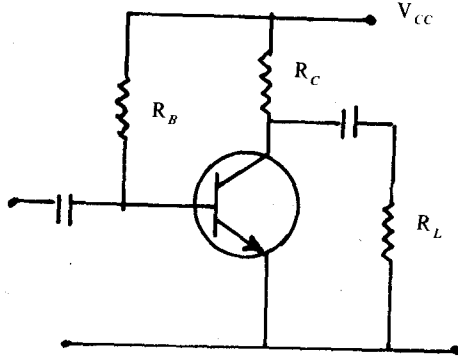
في الدائرة ادناه احسب كلاً من  $S_\beta, S$

الحل :-

لدينا ان

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$





او ان

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

وحيث ان  $R_C, V_{CE}, V_{CC}$  هي كميات ثابتة لذا فان

$$\frac{dI_C}{dB} = 0$$

وعند التعويض عن هذه الكمية في المعادلتين (44) و (45) نحصل على

$$S = \beta + 1 \quad \dots (46)$$

و

$$S_\beta = I_{CO} + I_B \quad \dots (41)$$

يلاحظ في هذا المثال ان  $S$  اصبحت مساوية لـ  $(\beta + 1)$  وهي بذلك اكبر مما هي عليه في مثال التغذية الخلفية . الان اذا فرضنا ان  $\beta = 50$  فان  $S = 51$  وهذا يعني انه اذا زاد  $I_{CO}$  بسبب من زيادة الحرارة فان  $I_C$  سوف يزداد بـ 51 مرة اكثر من زيادة  $I_{CO}$  لنفس الارتفاع في درجة الحرارة ولهذا السبب فان الانحياز الثابت غير مرغوب . كذلك نلاحظ ان  $S_\beta$  هي الاخرى ، قد زادت في هذا المثال ذلك ان  $S_\beta$

تكون اقل ما يمكن عندما تكون  $\frac{\beta R_C}{R_C + R_B}$  اكبر ما يمكن . اي عندما تكون

$$\beta R_C \gg R_B$$

من الناحية العملية هذا الشرط لا يمكن تحقيقه ، وعليه فان  $S_\beta$  تبقى في دائرة الانحياز - الثابت عالية وتكون اقل ما يمكن - عمليا - عندما تكون  $\beta R_C = R_B$

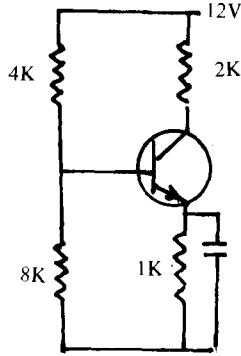
اي عندما تساوي  $\frac{1}{2} (I_{CO} + I_B)$  وهذا هو سبب اخر في عدم استخدام

الانحياز الثابت في دوائر الترانزستور بشكل كبير .

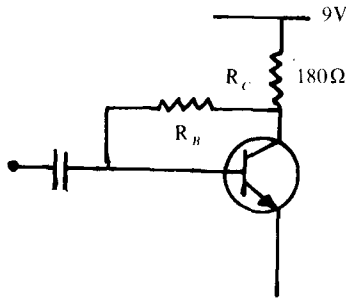
## اسئلة ومسائل

- (1) ما المقصود بالتكبير الأصيل ؟ وما شرط تحقيقه ؟
- (2) ما المقصود بانحياز الترانزستور ؟
- (3) في الدائرة الشكل (3) ما فائدة كل من  $V_{CC}$  و  $V_{BB}$  ؟ وضح بالتفصيل مع الرسومات اللازمة .
- (4) اشرح معنى كل رسم في الشكل ( ٤ ) .
- (5) ما الفوائد المرجوة من المنحى  $(I_B - V_{BE})$  والمنحى  $(I_C - V_{CE})$  لعمل الترانزستور كمكبر ؟ وضح ذلك
- (6) ما المقصود باستقرارية نقطة التشغيل للترانزستور ؟ وهل من الضروري تحقيقها ؟ ولماذا ؟
- (7) ما اهم العوامل التي تؤدي الى عدم استقرارية نقطة التشغيل للترانزستور ؟ عدددها ثم بين ايهما اكثر تأثيراً .
- (8) ما المقصود بدائرة الانحياز ؟ وهل هي ضرورية لعمل الترانزستور ؟ وضح ذلك
- (9) ارسم دائرة ترانزستور بانحياز ثابت ثم بين محاسن ومساوىء هذا النوع من الانحياز .
- (10) ما المقصود بانحياز مجزىء الجهد ؟ ارسم الدائرة اللازمة ثم بين محاسن هذا النوع من الانحياز
- (11) هل يفضل ان تكون  $R_1, R_2$  في دائرة مجزىء الجهد ، كبيرتين ؟ وضح ذلك
- (12) ما اهم المساوىء الخاصة بدائرة الانحياز الذاتي ؟ وكيف يتم معالجتها ؟ اشرح ذلك مع الرسم
- (13) في الشكل ( ١٧ ) اشرح كيف تعمل  $R_B$  على تقليل مقاومة الادخال للدائرة وكيف يتم معالجته ؟
- (14) في دائرة انحياز الباعث هل هناك ضرورة لربط القاعدة الى مصدر خارجي ؟ ولماذا ؟ وضح بالتفصيل
- (15) اذا كان  $V_B = 0$  صفراً في الدائرة - الشكل ( ١٩ ) فكيف لا يحدث تشويه ( قطع ) في الموجة الخارجة ؟ وضح ذلك .
- (16) ما المقصود بالتعويض ؟ وما سبب استخدامه ؟ وضح ذلك .
- (17) في مكبر الترانزستور ادناه احسب عامل الاستقرارية S اذا علمت ان  $\beta = 90$  و

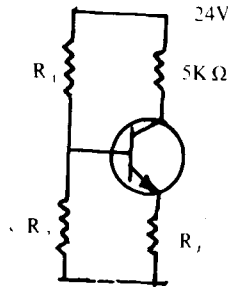
$$I_{CO} = 4 \mu A$$



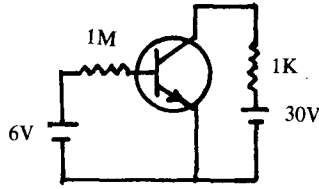
(18) في الدائرة ادناه احسب  $R_B$  وعامل الاستقرار  $S$  اللازمين لجعل نقطة التشغيل في منتصف خط الحمل



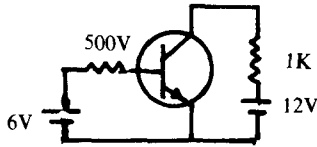
(19) اذا كانت  $\beta = 52$  و  $V_{CE} = 12V$  و  $I_C = 2mA$  فاحسب  $R_2, R_1, R_E$  التي تعطى  $S = 4$



(20) في الدائرة ادناه احسب كلا من  $I_C, I_B$  عند درجتي الحرارة  $25 C, 55 C$  اذا كان الترانزستور من السيلكون وكانت  $I_{CBO} = 0.1 \mu A, \beta = 100$  عند



- (21) في البائرة ادناه اذا كانت  $V_{BE} = 0.25\text{V}$ ,  $\beta = 200$  فاحسب  $I_C$  و  $V_{CE}$  عند  $25^\circ\text{C}$ . اعد الحسابات عند  $75^\circ\text{C}$  (تزداد  $V_{BE}$  بـ  $2\text{mV}$  لكل ارتفاع في درجة الحرارة  $10^\circ\text{C}$ ).



# الفصل التاسع

## تحليل دوائر الترانزستور

### Analysis of Transistor Circuits

1 - 9 المقدمة :-

أينا في الفصول السابقة ان وجود مصادر القدرة المستمرة في دائرة مكبر الترانزستور . يؤدي الى احداث التيارات والفولتيات الضرورية لعمل الترانزستور . من جهة أخرى تنتج مصادر الاشارات المتناوبة تموجات في تيارات وفولتيات دوائر مكبرات الترانزستور وبتصميم مناسب نستطيع تكبير الاشارات المتناوبة الداخلة .

ان ابط طريقة لفهم عمل الترانزستور يكون عن طريق تحليل دائرة مكبر الترانزستور بتطبيق نظرية التراكب باسلوب خاص . أي تجزئة تحليل عمل دائرة الترانزستور الى قسمين تحليل D.c وتحليل A.c . بعبارة أخرى نأخذ جميع مصادر القدرة المستمرة في نفس الوقت ونحسب التيارات والفولتيات المستمرة الناتجة عنها ثم نأخذ . بعد ذلك . جميع مصادر القدرة المتناوبة ونحسب التيارات والفولتيات المتناوبة الناتجة عنها .

ان هذا الاجراء سيقود بالضرورة الى استبدال الترانزستور بنماذج او دوائر مكافئة تعبر عن السلوك المستمر والمتناوب للترانزستور ومن ثم استخدام هذه النماذج في تحليل عمل دوائر الترانزستور عند وجود التيارات المستمرة والاشارات المتناوبة وعلى التوالي .

ان مصطلح العمل مع الاشارات الصغيرة small-signal operation سوف يظهر طالما ان التغير في الفولتية والتيار يقع ضمن المنطقة الخطية لمنحنيات الخواص للترانزستور .

في هذه المنطقة يمكن اعتبار المتغيرات الخاصة بالترانزستور parameters ثابتة القيمة مما يسمح باستخدام نماذج تحتوي على هذه الثوابت . ان مفتاح تحليل الاشارة - الصغيرة small-signal analysis يكمن في استنباط دائرة مكبر الترانزستور وسوف لن يكون صعب المنال طالما ان استخدام نظرية تفنين Thevenin ونورتن Norton معروفتان ، كما ان قانوني أوم وكيرشوف سيكونان في الطليعة عند تحليل هذه الدوائر المكافئة .

من جهة اخرى فان مصطلح العمل مع الاشارات الكبيرة large-signal operation يشير الى الحالة التي تكون فيها الفولتية الخارجة ( $v_o$ ) اكبر من  $10 / V_{CC}$  من قيمة الفولتية المستمرة المجهزة  $V_{CC}$  . في هذه الحالة تكون خواص الترانزستور عرضة للتغير بسبب من التغيرات الكبيرة الحاصلة في الفولتيات والتيارات الناتجة . وعليه فان طريقة أخرى في التحليل . تأخذ في الحسبان هذه التغيرات . تدعى بطريقة التحليل البياني graphical analysis ستكون ضمن مواضع هذا الفصل . هذه الطريقة تشتمل على استخدام منحنيات الخواص وخطي الحمل الـ D.c والـ A.c

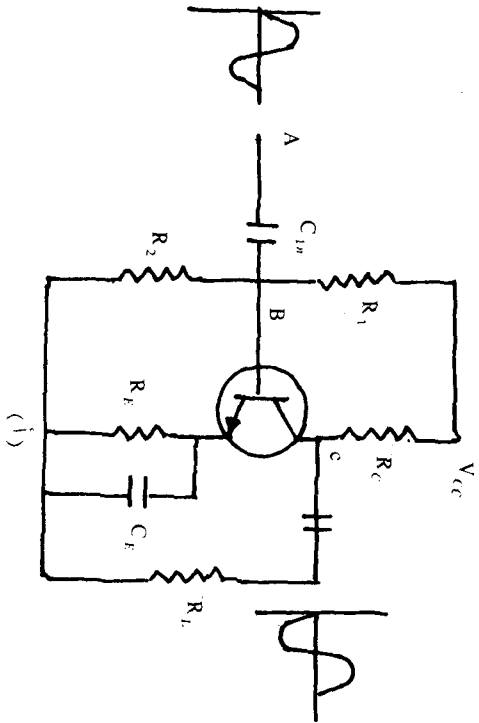
واخيرا فان هذا الفصل سيكون خاصا بتحليل دوائر مكبر الترانزستور لذا فانه يستحسن أن نبدأ بشرح مبادئ عمل دائرة نموذجية لمكبر الترانزستور .

## 2- 9 دائرة عملية لمكبر ترانزستور :-

يبين الشكل ( ١ أ ) دائرة نموذجية لمكبر ترانزستور . في هذه الدائرة نستطيع ان نلاحظ ما يأتي :-

أ - دائرة الانحياز :- وتتكون من المقاومات  $R_1$  ،  $R_2$  ،  $R_f$  وتعمل المقاومتان  $R_2$  ،  $R_1$  على تجزئة الجهد  $V_{CC}$  وتجهيز قاعدة الترانزستور بالفولتية والتيار المناسبين لعمل الترانزستور بحيث لا يسمح بحدوث التشوية ( قطع ) في الموجة الخارجة خلال النصف السالب من الموجة الداخلة . اما المقاومة  $R_f$  فتعمل على زيادة استقرارية عمل الترانزستور - راجع البند 4 8 من الفصل الثامن

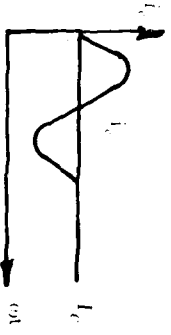
ب - متسعة الادخال  $C_{in}$  :- تستخدم لأمرار الاشارة الداخلة الى قاعدة



الشكل ( ١ ) دائرة مكبر والترانسفور .



(ب) تيار القاعدة عند النقطة B



(ج) تيار الاخراج عند النقطة C



الترانزستور وتعمل على منع الفولتية المستمرة - حول  $R_2$  - من التأثير على مصدر الإشارة وكذلك عزل مقاومة المصدر المذكور من التأثير على المقاومة  $R_2$ . ذلك ان عدم وجود المتسعة سوف يجعل من مقاومة المصدر مربوطة حول  $R_2$  وعلى التوازي. هذا ويتم حساب  $C_{1n}$  عادة من العلاقة

$$x_{C_{1n}} = \frac{Z_{1n}}{10} \quad \dots (1)$$

$$\frac{1}{2\pi f C_{1n}} = \frac{1}{\omega C_{1n}} = x_{C_{1n}}$$

حيث تمثل  $Z_{1n}$  ممانعة الادخال لدائرة المكبرو

وأن  $f$  تؤخذ على اساس انها تساوي 50 هرتز .

ج- متسعة الامرار  $C_E$  :- وتتراوح قيمتها عادة ما بين 40 الى 100 مايكروفراد وتربط على التوازي مع  $R_E$  وتعمل على امرار الاشارات المتناوبة المكبرة ، التي تظهر حول  $R_E$  . الى الارض وبهذا تقلل من تأثير التغذية الخلفية السالبة ، حيث تعمل هذه الاخيرة على خفض الكسب للمكبر بدرجة كبيرة - راجع البند ( ٨٠٤ ) من الفصل الثامن - ولكنها لا تؤثر على شروط الـ D.C .

من المرغوب فيه عمليا الا تكون ممانعة المتسعة  $C_E$  اكبر من  $\left( \frac{1}{10} \right)$  من قيمة

المقاومة  $R_E$  عند اوطأ تردد يراد للترانزستور ان يعمل عنده وعليه فإنه يمكن حساب  $C_E$  من العلاقة :

$$\frac{1}{\omega C_k} = \frac{R_E}{10}$$

حيث ان  $\omega = 2\pi f$

د- متسعة الاقران  $C_c$  :- تستخدم هذه المتسعة عادة في المكبرات المتعددة المراحل - انظر الفصل الثامن - وتعمل على اقران مرحلة تكبير بمرحلة لاحقة . تعمل هذه المتسعة على منح تأثير الفولتية  $V_{CE}$  على قاعدة ترانزستور المرحلة اللاحقة وكذلك تأثير  $R_C$  على دائرة انحياز هذه المرحلة ( في حالة عدم وجود  $C_c$  تكون  $R_C$  مربوطة على التوازي مع  $R_{in}$  للمرحلة اللاحقة ) . ومن هنا فإن  $C_c$  تحافظ على شروط الـ D.C للمرحلة اللاحقة ( تمنع تأثير  $V_{CE}$  للمرحلة السابقة من التأثير على قاعدة الترانزستور للمرحلة اللاحقة ) ولكنها تسمح بمرور الاشارات المتناوبة من مرحلة الى اخرى .

هـ- مركبات التيار المختلفة :- انه لمن المفيد ان نذكر ثانية التيارات السارية في دائرة الترانزستور عند وجود الفولتيات المستمرة والمتناوبة معا . هذه التيارات يوضحها الشكل ( 20 ب وج ) وهي :

1- تيار القاعدة : عند عدم وجود اشارة متناوبة في دائرة القاعدة فان التيار المستمر  $I_B$  سوف يسري في هذه الدائرة بسبب من وجود دائرة الانحياز . اما في حالة تسليط الاشارة المتناوبة ( A.c ) فان تياراً متناوباً ( $i_b$ ) سيسري هو الاخر وعليه فان تيار القاعدة الكلي  $i_B$  سيكون مساوياً لـ

$$i_B = i_b + I_B \quad \dots (2)$$

2- تيار المجمع :- تيار القاعدة المستمر  $I_B$  سوف يؤدي الى احداث تيار مجمع مستمر قدره  $\beta I_B$  كذلك يفعل التيار المتناوب للقاعدة  $i_b$  . وعليه فان تيار المجمع الكلي سيكون مساوياً لـ

$$i_c = I_c + i_c \quad \dots (3)$$

3- تيار الباعث :- من المعروف ان تيار الباعث يرتبط بعلاقة مع تيار القاعدة والمجمع وعليه فان تيار الباعث المستمر  $I_E$  ( في حالة عدم تسليط فولتية متناوبة عند مدخل المكبر ) سوف يكون مساوياً لـ  $I_B + I_c$  . كذلك فان تيار الباعث المتناوب  $i_e$  عند وجود الاشارة المتناوبة . هو  $i_b + i_c$  . وعليه فان تيار الباعث الكلي  $i_E$  سيكون مساوياً لـ

$$i_E = I_E + i_e \quad \dots (4)$$

في معظم الاحيان حيث يكون تيار القاعدة صغيراً . يمكن اعتبار تيار الباعث مساوياً لتيار المجمع . وأخيراً لا بد لنا من الاشارة الى ان الموجة الخارجة على الرغم من أنها نسخة مكبرة من الموجة الداخلة . الا انها معكوسة الطور . اي ان الجزء الموجب من الموجة الداخلة اصبح سالبا والجزء السالب اصبح موجبا وبهذا فان فرق الطور بين الموجة الداخلة والخارجة في مكبر الباعث المشترك . يساوي  $180^\circ$  .

هذا واضح اذا علمنا ان الفولتية الخارجة المأخوذة من عند نقطة المجمع . تكون مساوية لـ

$$v_{ce} = V_{cc} - i_c R_c \quad \dots (5)$$

$$v_{ce} = V_{cc} - \beta i_b R_c \quad \dots (6)$$

على اعتبار ان  $\beta = \beta_{ac}$  وبذلك فان اي زيادة في  $i_b$  - خلال النصف الموجب من الموجة الداخلة - سوف يؤدي الى نقصان في قيمة  $v_{ce}$  وان اي نقصان في  $i_b$  - خلال النصف السالب من الموجة الداخلة - سيؤدي الى زيادة  $v_{ce}$  . وهكذا تكون الفولتية الخارجة معاكسة في الطور للموجة الداخلة .

### 3-9 الدوائر المكافئة المستمرة والمتناوبة :

#### -A.C and D.C Equivalent Circuits :

ذكرنا فيما سبق انه بالامكان استخدام نظرية التراكب وبطريقة خاصة ، لايجاد الدوائر المكافئة الـ D.C والـ A.C لدائرة الترانزستور . وفيما يأتي الخطوات الواجب اتباعها للحصول على هذه الدوائر المكافئة :-

أ- الدوائر المكافئة الـ d.c :- يفترض عند ايجاد دوائر الـ D.C المكافئة لدائرة الترانزستور عدم وجود اشارة متناوبة وعليه فانه يؤخذ بالاعتبار استجابة دائرة الترانزستور للفولتية المستمرة فقط . من هنا فان كل المتسعات سوف تعد دوائر مفتوحة بسبب ان المتسعة لاتمرر الفولتية اصلا . وبهذا فان رسم دائرة الـ D.C المكافئة يتم عن طريق :

1 - اختزل كل المصادر المتناوبة الى الارض .

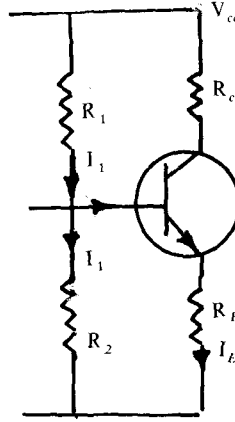
2 - افتح كل المتسعات المربوطة مع الدائرة .

والدائرة الباقية هي التي تهتم عند احتساب التيارات والفولتيات المستمرة . لهذا السبب . ندعو هذه الدائرة بالدائرة المكافئة المستمرة d.c equivalent circuit . وباستخدام

هذه الدائرة نحسب كافة التيارات والفولتيات المستمرة التي نهتم بها . وتطبيق هاتين الخطوتين على الدائرة في الشكل ( 1 ) نحصل على الدائرة المكافئة الـ D.C في الشكل

( 2 ) .

ب- الدوائر المكافئة الـ a.c :- من المتوقع ان تكون مجهزات الفولتية المستمرة غير ذات أهمية بالنسبة الى دوائر A.C المكافئة لمكبرات الترانزستور وعليه فان هذه المصادر سوف تقصر الى الصفر . كذلك هو معروف ان قيم المتسعات المستعملة بنوعها ( الاقارن والامرار ) في دوائر المكبرات . تكون كبيرة اي بممانعة صغيرة . لذا فانها تعد دوائر قصر short circuit بالنسبة للاشارات المتناوبة . من هنا فان ايجاد الدائرة المكافئة الـ A.C يتم بواسطة .



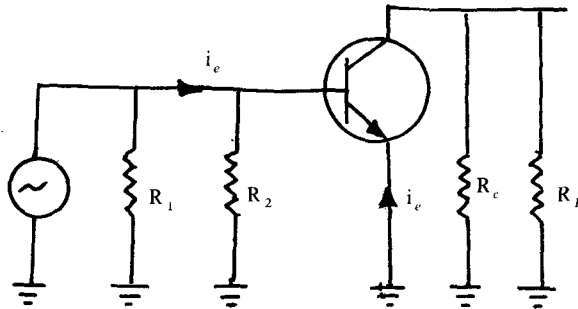
الشكل ( ٢ ) الدائرة المكافئة الـ D.C للدارة في الشكل ( ١ )

1- اختزل كافة المصادر المستمرة الى الصفر .

2- اقصر كافة متسعات الاقوان والامرار .

وتكون الدائرة الباقية هي التي تهتم عند احتساب التيارات والفولتيات المتناوبة . ولهذا السبب تدعى هذه الدائرة بالدائرة المكافئة المتناوبة a.c equivalent circuit وباستخدام هذه الدائرة نحسب كافة التيارات والفولتيات المتناوبة التي نهتم بها .

وتطبيق هاتين الخطوتين على الدائرة في الشكل ( 1 ) نحصل على الدائرة المكافئة الـ a.c في الشكل ( 3 ) .

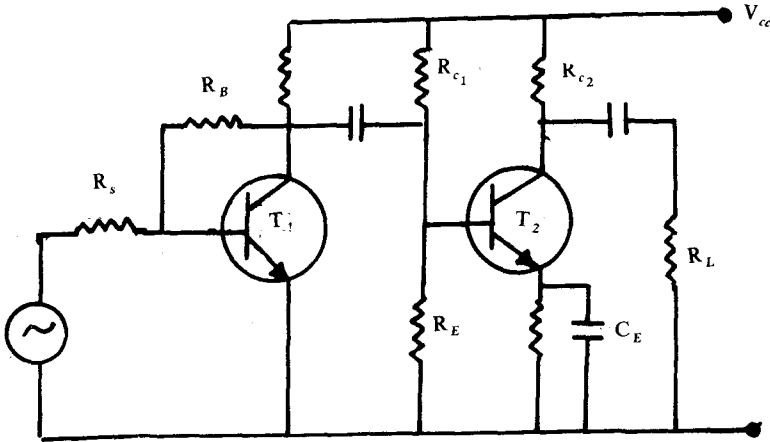


الشكل ( ٣ ) الدائرة المكافئة الـ a.c للدارة في الشكل ( ١ )

وبهذا فان التيار الكلي في أي فرع من فروع الدائرة - الشكل ( ١ ) - هو حصيللة للتيار المستمر والتيار المتناوب في ذلك الفرع وكذلك هو الحال بالنسبة للفولتية عبر اي فرع فيها .

مشال :-

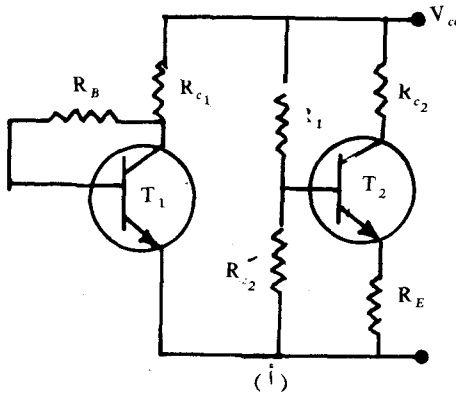
ارسم الدائرة المكافئة المستمرة والمتناوبة لمكبر الترانزستور في الشكل ( ٤ ) .



الشكل ( ٤ )

الحل :-

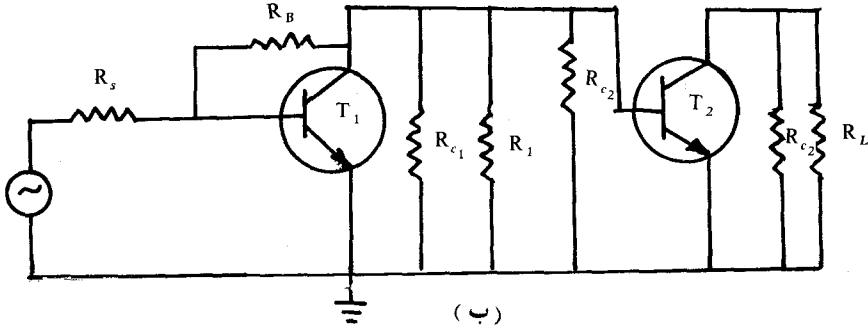
الدائرة المكافئة المستمرة هي :



( أ )

الشكل ( ٥ )

اما الدائرة المكافئة المتناوبة فهي :



الشكل ( ٦ )

#### 9 - 4 التحليل البياني : Graphical Analysis

خطي الحمل المستمر والمتناوب A.C and D.C load line - توضيح مميزات الخرج للترانزستور العلاقة بين  $V_{CE}$  و  $I_C$  وعليه فانها تصبح اداة مفيدة للتعريف بقيمة فولتية الركبة  $k_{nec}$  voltage وكيفية تغير  $I_C$  مع  $V_{CE}$  وكذلك حساب عامل التكبير  $\beta$  وممانعة الادخال والايخراج وأخيراً فولتية الانهيار. هذه المعلومات تصبح كلها لازمة عند التعامل مع دوائر الترانزستور من حيث التصميم او من حيث التعرف على طبيعة عمل هذه الدوائر.

على اية حال . يمكن الحصول على نفس المعلومات بطريقة أبسط وبشكل مختصر وذلك عن طريق تمثيل العلاقة الرياضية بين  $V_{CE}$  و  $I_C$  بيانيا . هذه العلاقة كما هو معلوم ، هي خطية لذا فانه يمكن تمثيلها بوساطة خط مستقيم على منحنيات خواص الاخراج . هذا الخط يدعى بخط الحمل load line وعليه فان النقاط الواقعة على هذا الخط تمثل كل قيم  $V_{CE}$  و  $I_C$  الممكنة .

وحيث أن لأي دائرة مكبر ترانزستور - كما اسلفنا - دائرتي تكافؤ مستمرة ومتناوبة فان هناك نوعين من خطوط الحمل : خط الحمل المستمر d.c load line وخط الحمل

المتناوب a.c load line

أ - خط الحمل المستمر d.c load line : - وكما اسلفنا فان خط الحمل المستمر يمثل كافة نقاط العمل الممكنة . النهاية الدنيا لخط الحمل المستمر تسمى بنقطة الاشباع saturation point ويمكن استخراجها من معرفة انه لو كان الترانزستور في حالة اشباع في الشكل ( ١ ) فان فولتية المصدر  $V_{CC}$  ستظهر كلها عبر  $R_C$  و  $R_E$  - انظر الدائرة المكافئة المستمرة في الشكل ( ٢ ) أي ان

او أن

$$V_{CE} = 0$$

.....

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (7)$$

من جهة أخرى تسمى النهاية السفلى من خط الحمل المستمر بنقطة القطع ويمكن استخراجها من معرفة أنه لو كان الترانزستور في الشكل ( ١ ) في حالة قطع فستظهر كل فولتية المصدر  $V_{CC}$  عبر طرفي المجمع - باعث أي ان

$$I_C = 0$$

..... او ان

$$V_{CE} = V_{CC} \quad (8)$$

ب - خط الحمل المتناوب a.c load line : - يلاحظ في الشكل ( ٢ ) - الدائرة المكافئة المستمرة - أن  $R_L$  قد اُهملت على الرغم من انها موجودة اصلا في دائرة المكبر الشكل ( ١ ) . ان السبب في ذلك يعود في الحقيقة الى كون جميع المتسعات ومن ضمنها متسعة الاقوان ، دوائر مفتوحة عند استخراج الدائرة المكافئة المستمرة . وعليه فان مقاومة الحمل المستمر الذي يراها المجمع هو  $R_C$  فقط والحمل المستمر الذي يراه الباعث هو  $R_E$  . وعلى هذا الاساس ومن خلال الدائرة المستمرة المكافئة ، تم ايجاد نقطتي النهاية ( الاشباع والقطع ) التابعين لخط الحمل المستمر ثم رسمه .

من جهة اخرى ، نلاحظ أن  $R_L$  تكون ضمن الدائرة المكافئة المتناوبة - الشكل ( ٣ ) - وعليه فان الحمل المتناوب الذي يراه المجمع هو  $r_c = R_C \parallel R_L$  والحمل المتناوب الذي يراه الباعث هو  $r_E$  . ذلك ان استخدام متسعات الاقوان والامرار يعني ان  $r_C$  قد تختلف عن  $R_C$  وان  $r_E$  قد تختلف عن  $R_E$  .

لاضافة خط الحمل المتناوب الى منحنيات الخواص. نحتاج مرة أخرى لايجاد نقطتي نهاية :- الأولى تمثل أقصى قيمة لفولتية المجمع - باعث  $V_{CE(max)}$  والثانية تمثل أقصى قيمة لتيار المجمع  $i_{c(max)}$ . على أية حال ، عندما تسوق إشارة ما مكبرا فانها تسبب تغيرات في تيار وفولتية المجمع بحيث ان التيار الكلي للمجمع يصبح مساويا - انظر المعادلة (3) - لـ

$$i_c = I_c + i_c$$

حيث يمثل  $I_c$  مركبة التيار المستمر الناتج عن وجود مصدر الفولتية المستمرة ويمثل  $i_c$  مركبة التيار المتناوب الناتج عن تسليط الفولتية المتناوبة عند مدخل دائرة مكبر الترانزستور.

الآن وعلى فرض ان  $I_c$  عند نقطة التشغيل - Q هو  $I_{CQ}$  فان  $i_c$  - انظر الدائرة المكافئة المتناوبة - يكون مساويا لـ  $\frac{V_{CEQ}}{r_c}$  ، حيث ان  $V_{CEQ}$  هي الفولتية المستمرة عن النقطة - Q . لذا فان

$$i_{c(max)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} \quad \dots (9)$$

أو بصورة عامة

$$i_{c(max)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c + r_E} \quad \dots (10)$$

نلاحظ ان المعادلة (10) تقود الى المعادلة (9) اذا كانت  $r_E = 0$  صفرًا .

كذلك فان الفولتية الكلية للمجمع  $v_{CE}$  - في حالة تسليط إشارة ادخال متناوبة - تكون مساوية لـ  $v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$  حيث تمثل  $V_{CE}$  فولتية المجمع - باعث المستمرة  $v_{ce}$  فولتية المجمع - باعث المتناوبة . عند النقطة - Q تكون  $V_{CE}$  مساوية لـ  $V_{CEQ}$  اما  $v_{ce}$  فتكون مساوية لـ

$$v_{ce} = I_{CQ} r_c$$

أو ان

$$V_{CE(max)} = V_{CEQ} + I_{CQ} r_c \quad \dots (11)$$



او بصورة عامة تكون

$$V_{CE(max)} = V_{CEQ} + I_{CQ}(\tau_c + \tau_E) \quad \dots (12)$$

مرة أخرى تقود المعادلة (12) الى المعادلة (11) في حالة كون  $\tau_E = 0$  صفراً .

مثال :-

في الدائرة المبينة في الشكل (V) اذا كانت  $R_1 = 10$  كيلو اوم و  $R_2 = 5$  كيلو اوم

و  $R_C = 1$  كيلو اوم و  $R_E = 2$  كيلو اوم و  $R_L = 1$  كيلو اوم . فأرسم

أ- خط الحمل الـ d.c .

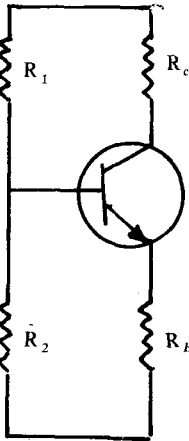
ب- جد نقطة الشغل - Q . افترض ان  $V_{BE} = 0.7$  فولت .

ج- خط الحمل الـ a.c .

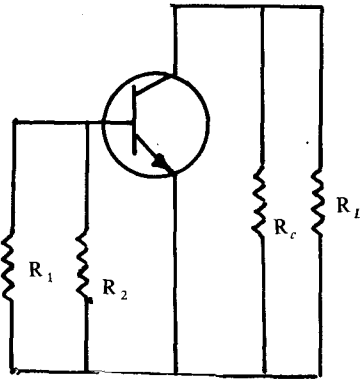
الحل :-

لايجاد خط الحمل المستمر يلزمنا رسم الدائرة المكافئة المستمرة - الشكل (A) . في

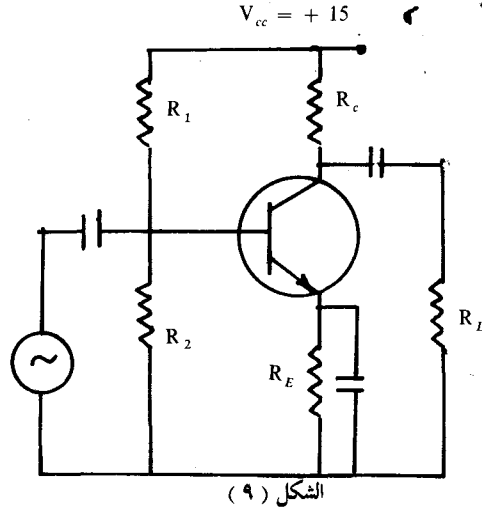
هذا الشكل نجد ان  $I_{C(max)}$  ستكون مساوية لـ



الشكل (A)



الشكل (V)



$$I_{c(max)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{15}{(1 + 2) K\Omega} = 5mA$$

كذلك فإن أقصى قيمة تصلها  $V_{CE}$  هي

$$V_{CE} = V_{CC} = 15V$$

وبهذا يتم رسم خط الحمل بين النقطتين ( 0,5 ) و ( 15,0 ) - انظر الشكل (١٠) .

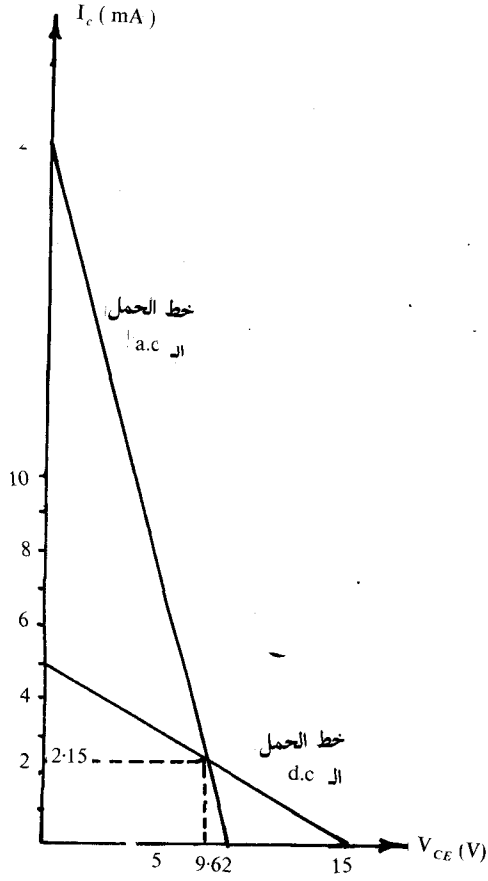
ب- نقطة الشغل - Q :- يتم تعيين نقطة الشغل - Q على خط الحمل اما عن طريق ايجاد قيمة  $I_B$  المار في الدائرة ومن ثم نقطة تقاطع  $I_B$  هذا مع خط الحمل او عن طريق ايجاد  $I_{CQ}$  و  $V_{CEQ}$  وستأخذ هنا بالثانية .  
لدينا - انظر الشكل (٧) - أن

$$V_2 = V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_2}$$

او ان

وحيث أن



الشكل ( ١٠ )

$$V_2 = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} = \frac{18 \times 5K\Omega}{(5 + 10) K\Omega} = 5V$$

وعليه فإن

$$I_E = \frac{5 - 0.7}{2K\Omega} = 2.15 \text{ mA}$$

ذكرنا أن  $I_C \approx I_E$  وعليه فإن

$$I_{CQ} = I_C = 2.15 \text{ mA}$$

من المعادلة

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

نجد ان

$$V_{CEQ} = V_{CE} = 15 - 2.15 \text{ mA} (1 + 2) \text{ K}\Omega = 8.55 \text{ V}$$

وبهذا فان احداثيات نقطة التشغيل - Q هي ( 2.15 و 8.55 ) - انظر الشكل ( 10 ) .

ج- لايجاد خط الحمل المتناوب يلزمنا ايجاد الدائرة المكافئة المتناوبة - الشكل ( 9 ) .  
في هذه الدائرة نجد ان  $r_E = r_c = 0$  صفرًا وان  $r_c$  تكون مساوية لـ

$$r_c = R_c \parallel R_L = \frac{1 \times 1}{1 + 1} = 0.5 \text{ K}\Omega$$

وباستخدام المعادلتين ( 11 و 10 ) نجد أن

$$i_{c(\max)} = 2.15 + \frac{8.55}{0.5} = 19.25 \text{ mA}$$

و

$$V_{CE} = 8.55 + 2.15 \text{ mA} \times 0.5 \text{ K}\Omega = 9.62 \text{ V}$$

وبهذا يتم رسم خط الحمل المتناوب بين النقطتين ( 0 و 19.25 ) و ( 0 و 9.62 ) - انظر الشكل ( 10 ) .

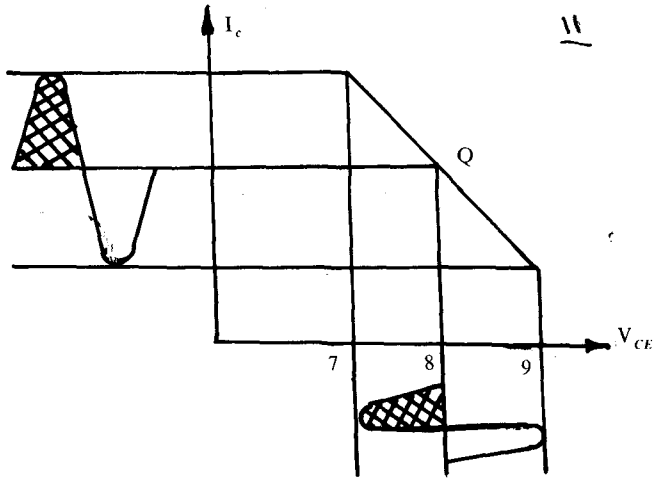
مثال :-

في دائرة مكبر ترانزستور كانت نقطة التشغيل Q مثبتة عند  $I_{CQ} = 1$  ملي أمبير و  $V_{CEQ} = 8$  فولت . عند تسليط اشارة متناوبة فان تياراً وفولتية المجمع سوف تتغير حول هذه النقطة بحيث يصبح تيار وفولتية المجمع خلال النصف الموجب من الاشارة 1.5 ملي أمبير و 7 فولت وعلى التوالي . اما خلال النصف السالب من الاشارة فان  $I_C$  يصبح مساوياً لـ 0.5 ملي أمبير و  $V_{CE} = 9$  فولت . وضح ماجاء اعلاه بيانياً .

الحل :-

يوضح الشكل ( 1.1 ) مجمل العملية كلها فقد تم رسم جزء من خط الحمل المتناوب بحيث يمر بالنقطة ( 1 mA و 8V ) التي تمثل نقطة الشغل - Q وكذلك قيمتي كل من تيار المجمع وفولتية المجمع مع كون الاشارة المسلطة تساوي الصفر . خلال النصف الموجب من الموجة يلاحظ أن قيمة  $I_C$  تتغير من 1 ملي أمبير الى 1.5 ملي أمبير وكذلك قيمة  $V_{CE}$  تتغير من 8 فولت الى 7 فولت . اما خلال النصف السالب فان  $I_C$  يتغير من

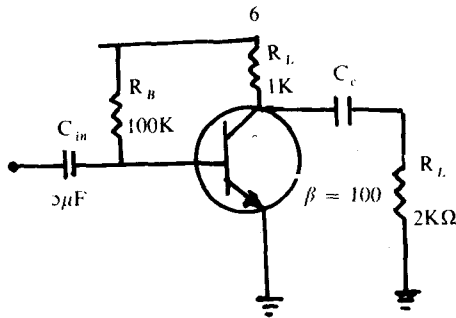
1 ملي أمبير الى 0.5 ملي أمبير أما  $V_{CE}$  فإنه يتغير من 8 فولت الى 9 فولت - انظر الشكل ( ١١ ) .



الشكل ( ١١ )

مثال :-

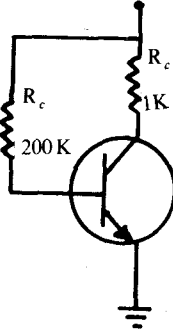
في الدائرة ادناه وضع بيانيا شكل وحجم الموجة الخارجة بدون قطع ثم علق على النتيجة .



الشكل ( ١٢ )

نحتاج هنا لمعرفة شكل وحجم الموجة أن نرسم خطي الحمل الـ d.c والـ a.c . من الاول نتعرف على موقع Q . ومن الثاني نتعرف على حجم وشكل الموجة الخارجة .

أ- خط الحمل المستمر ونقطة الشغل Q :- يوضح الشكل ( ١٣ ) الدائرة المكافئة المستمرة ، ومن هذه الدائرة نجد أن



الشكل ( ١٣ )

$$I_{c(\text{min})} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{6}{1\text{K}\Omega} = 6\text{mA}$$

كذلك فان

$$V_{CE(\text{max})} = V_{CC} = 6\text{V}$$

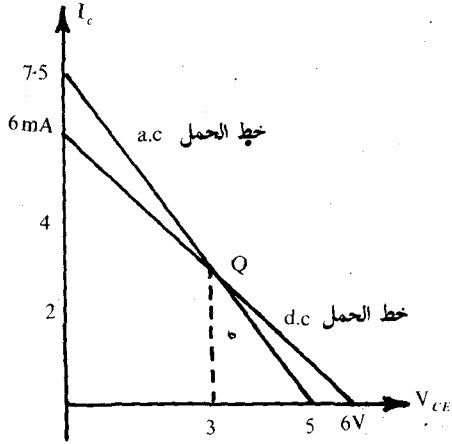
وبين الشكل ( ١٤ ) خط الحمل المستمر . لتعين النقطة - Q يلزمنا حساب  $I_c$  التي يعمل عندها الترانزستور في المنطقة الفعالة وحيث انه لايمكن حساب  $I_c$  في هذه الحالة لذا فان تعيين Q يتم من تقاطع  $I_B$  المارفي المقاومة  $R_B$  . مع خط الحمل المستمر او من ايجاد  $I_{CQ}$  بعد ايجاد  $I_B$  حيث ان قيمة  $\beta$  معلومة .  
لدينا أن

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{6}{200\text{K}\Omega} = 30\mu\text{A}$$

لذا فان

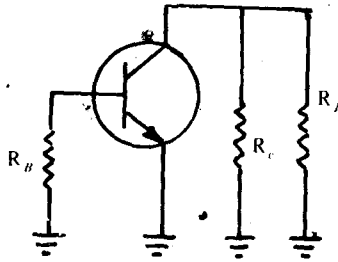
$$I_C = \beta I_B = 100 \times 30\mu\text{A} = 3\text{mA}$$

يبين الشكل ( ١٤ ) نقطة تقاطع  $I_B$  مع خط الحمل المستمر : النقطة - Q .



الشكل ( ١٤ )

ب- خط الحمل المتناوب :- لاييجاد المقاومة المكافئة  $r_c$  يلزمنا رسم الدائرة  
كافئة - الشكل ( ١٥ ) . في هذه الدائرة نجد أن



الشكل ( ١٥ )

$$r_c = R_c \parallel R_L = \frac{1 \times 2}{1 + 2} = 667 \Omega$$

ومن معرفة  $r_c$  و  $V_{CEQ}$  نستخرج قيمة  $i_c$  . حيث أن

$$\begin{aligned} i_c &= I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} \\ &= 3 + \frac{3}{667} = 7.5 \text{ mA} \end{aligned}$$

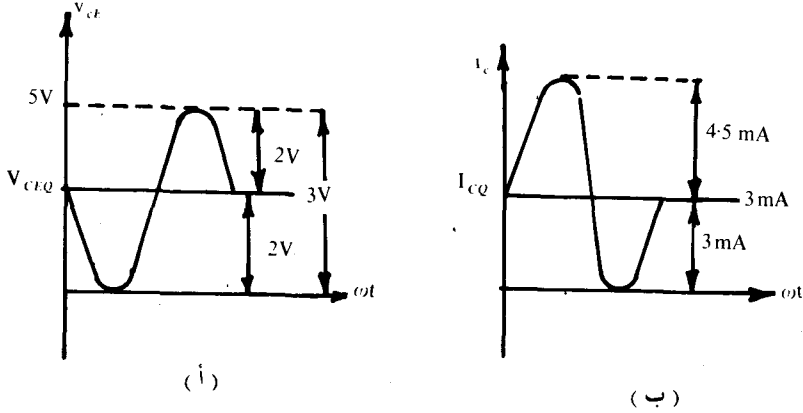
كذلك نجد ان

$$v_{CE} = V_{CEQ} + I_{CQ} r_C$$

اي ان

$$v_{CE} = 3 + 3\text{mA} \times 0.667\text{K} = 5\text{V}$$

وباستخدام هاتين القيمتين يتم رسم خط الحمل المتناوب - انظر الشكل ( ١٤ )  
وعليه فان حجم الموجة الخارجة من غير تشويه ، يكون متناوباً لـ 5 فولت حيث ان هذه  
الموجة تتغير كما في الشكل ( ١٦ ) .



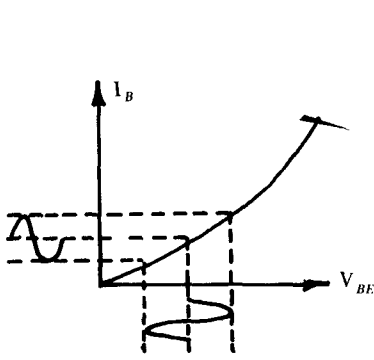
الشكل ( ١٦ )

يلاحظ من الشكل ( ١٦ أ ) ان الموجة غير متناظرة . وهذا يعود بالاساس الى عدم  
التناظر في تيار المجمع - انظر الشكل ( ١٦ ب ) . ان عدم التناظر في  $I_C$  يعود اصلا الى  
التشويه الحاصل في تيار القاعدة بسبب من عدم خطية العلاقة بين  $I_B$  و  $V_{BE}$  - انظر  
الشكل ( ١٧ ) .

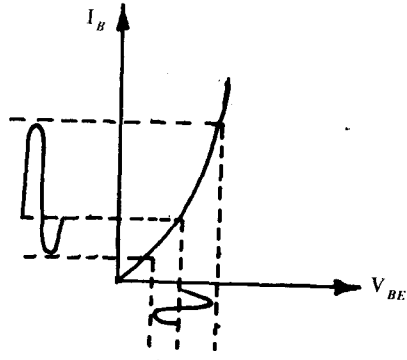
لمعالجة هذه الحالة يتم ربط مصدر للفولتية ( اي مصدر بمقاومة دخول  $R_i$  )  
عالية ) بدلا من مصدر للتيار ( مقاومة ادخاله تكون واطنة ) . ان ربط مقاومة ادخال كبيرة



على التوالي مع قاعدة الترانزستور سوف يعمل على تقليل عدم الخطية في منحنى  $(I_B - V_{BE})$  - انظر الشكل ( ١٨ ) .



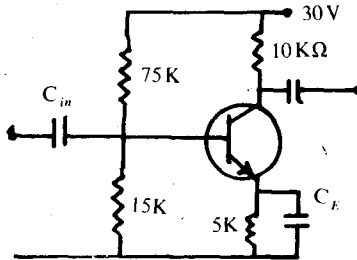
الشكل ( ١٨ )



الشكل ( ١٧ )

مثال :-

في الدائرة ادناه - الشكل ( ١٩ ) - وضح بيانيا شكل وحجم الموجة الخارجة ثم علق على النتيجة .



الشكل ( ١٩ )

الحل :-

سنقوم اولاً برسم خطي الحمل الـ d.c والـ a.c وتعين النقطة - Q ومنها نستطيع أن نبين شكل وحجم الموجة الخارجة .

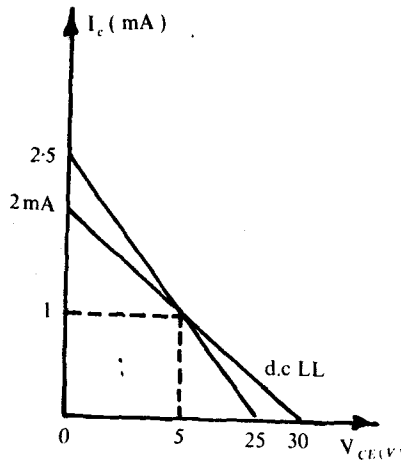
أ - خط الحمل المستمر: - في الدائرة المكافئة المستمرة الشكل (٢٠) ، نجد ان

$$I_{c(max)} = \frac{30}{10 + 5} = 2\text{mA}$$

كذلك نجد ان

$$V_{CE(max)} = V_{CE} = 30\text{V}$$

يبين الشكل (٢٠) خط الحمل المستمر ويتم تعيين نقطة التشغيل - Q عن طريق ايجاد  $I_{CP}$  و  $V_{CEQ}$  بالطريقة الآتية :



الشكل (٢٠)

$$V_2 = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_4 + R_2} = \frac{15 \times 30}{15 + 75} = 5\text{V}$$

ومنها نجد

$$V_E = V_2 - V_{BE} \approx 5\text{V}$$

وعليه فإن

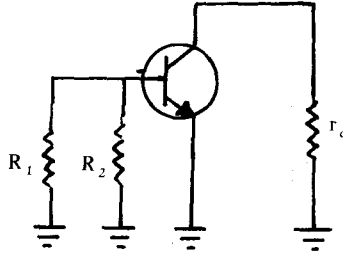
$$I_E \approx \frac{5}{5\text{K}\Omega} = 1\text{mA}$$

وحيث ان  $I_C \approx I_E$  لذا فإن

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 30 - 1\text{mA} \times 15\text{K}\Omega = 15\text{V} \end{aligned}$$

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان  $I_{CQ} = 1$  ملي أمبير وان  $V_{CEQ} = 15$  فولت ومنها يتم تعيين النقطة - Q .

ب - خط الحمل المتناوب : - في الدائرة المكافئة المتناوبة - الشكل ( ٢١ ) - لدينا أن



الشكل ( ٢١ )

$$r_c = R_c = 10 \text{ K}\Omega$$

عليه فان

$$i_c = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} = 1 + \frac{15}{10} = 2.5 \text{ mA}$$

كذلك

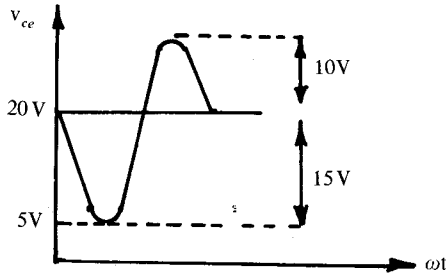
$$V_{CE} = 15 + 1 \text{ mA} \times 10 \text{ K} = 25 \text{ V}$$

يبين الشكل ( ٢٠ ) خط الحمل المتناوب .

ج - التعليق : من نقطتي النهاية لخط الحمل الى a.c يتبين لنا أن فولتية الموجة الخارجة تتحدد بـ 25 فولت . وحيث ان هذه الموجة تؤخذ من عند نقطة المجمع وبما ان الفولتية المستمرة  $V_c$  أنظر الشكل 19 - لاتساوي  $V_{CE}$  وانما تساوي

$$V_c = 30 - I_c R_c = 30 - 1 \text{ mA} \times 10 \text{ K}\Omega = 20 \text{ V}$$

فان الفولتية الخارجة سوف تتغير حول هذه القيمة ( 20V ) - انظر الشكل 22 مع الاحتفاظ بقيمتها ( 25 ) فولت . في هذا الشكل هناك نقطتان جديرتان بالملاحظة .



الشكل ( ٢٢ )

أ - عدم التناظر في شكل الموجة ويمكن معرفة السبب بالرجوع الى المثال السابق  
 ب - عدم وصول الجزء السالب من الموجة الخارجة الى الصفر دائما الى 5 فولت وذلك بسبب من وجود المتسعة التي تحتفظ بالفولتية الا في حالة كون تردد الموجة الداخلة واطناً . في هذه الحالة يمكن للمتسعة ان تفقد شحنتها وعندئذ يمكن للجزء السالب من الموجة الخارجة ان يصل الى الصفر .

وأخيراً لا بد لنا من ان نذكر ان المقادير الاساسية الاخرى التي تميز عمل دائرة الترانزستور ممانعتي الدخول والخروج وكذلك الكسب في الفولتية والتيار وغيرها ، يمكن ايضا حسابها واستخراجها من منحنيات الخواص والمثال الآتي يوضح ذلك .

مثال : -

أفرض ان لدينا دائرة مكبر ترانزستور مع مميزات الخروج والدخول المبينة في الشكلين ( ٢٣ و ٢٤ ) على التوالي . احسب (أ) ممانعتي الادخال والاخراج (ب) الكسب في التيار والفولتية .

الحل : -

من معاينة هذه المميزات نجد أن

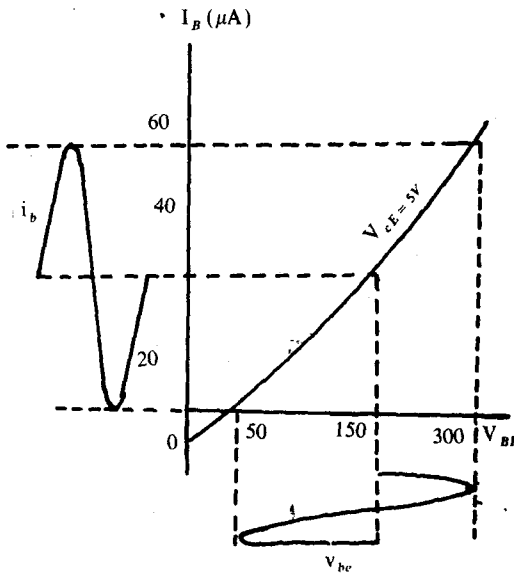
$$Z_{in} = \frac{260 \times 10^{-3}}{80 \times 10^{-6}} = 3250 \Omega \quad \text{ـ ا}$$

$$Z_o = \frac{10^{-5}}{(2.5 - 2) 10^{-3}} = \frac{5}{0.5} \times 10^3 = 10^4 \Omega$$

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{10}{260} \times 10^3 = 39 \quad \text{ـ ب}$$

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{5 \times 10^{-3}}{80 \times 10^{-6}} = 62.5$$

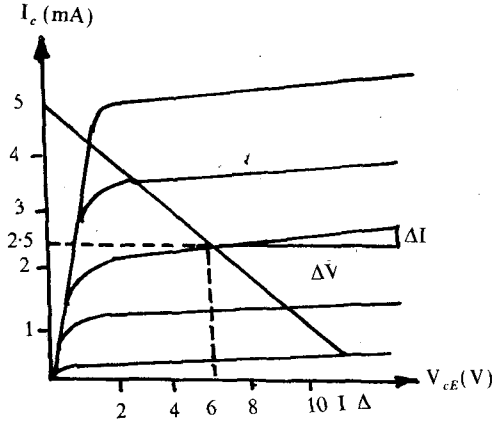
$$A_p = A_v A_i = 62.5 \times 39 =$$



الشكل ( ٢٣ )

أو بطريقة اخرى

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{0.5 i_c v_{ce}}{0.5 i_b v_{be}} = \frac{5 \times 10^{-3} \times 10}{80 \times 260 \times 10^{-9}} =$$



الشكل ( ٢٤ )

انموذج الاشارة الصغيرة للترانزستور ( القاعدة - المشتركة ) :

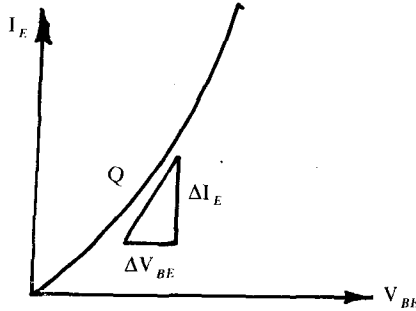
### Small-Signal Transistor Model ( Common-base ) 9 - 5

رأينا فيما سبق كيف انه كان بالامكان التعرف على السلوك الكمي quantitative behaviour ( تحديد حجم الاشارة الداخلة والخارجة وكذلك الحصول على المعلومات عند حدوث التشويه في شكل الموجة ... الخ ) لمكبر الترانزستور باستخدام منحنيات الخواص . وعلى الرغم من كل هذا فان هذه الطريقة في تحليل الدوائر تبدو مملة لما تتطلبه من تدقيق في تحديد واختيار القيم المناسبة لاجراء الحسابات اللازمة . فضلاً عن ذلك فان هذه المنحنيات تكون خاصة بنوع معين من الترانزستورات وعليه فان هذه الطريقة تفتقد خاصية التعميم generality علاوة على ذلك فان الترانزستورات التي هي من نفس النوع قد تختلف من واحد الى آخر ومن هنا فان استمارة المواصفات سوف تحتوي على منحنيات الخواص التي تشير بشكل عام الى طبيعة سلوك هذا النوع من الترانزستورات .

من جهة اخرى فان التعرف على السلوك المتناوب للترانزستور بالطريقة البيانية ، يتم من خلال رسم خطي الحمل المستمر والمتناوب ونقطة العمل ولا تتعرض هذه الطريقة

للخواص الكهربائية او الفيزيائية للترانزستور . نتيجة لذلك ولأن الترانزستور يستعمل المنطقة الفعالة للتكبير ولخطية المنحنيات بصورة كافية\* في هذه المنطقة لذا فقد اقترح إنموذج دائرة *circuit model* يستبدل الترانزستور ويعتمد على هذه الخاصية الخطية ومن هنا فان هذا النموذج يتكون اساساً من مجموعة من العناصر الخطية تكون أبسط فهما وأيسر تحليلاً من العنصر الذي تمثله ( الترانزستور) . هذه العناصر الموجودة عادة في الدوائر المكافئة هي المقاومات ومصادر الفولتية والتيار .

دعنا الآن نأخذ ترانزستور من نوع PNP بهيئة القاعدة المشتركة وقد تم تحيزه بحيث يعمل في المنطقة الفعالة للتعرف على السلوك المتناوب لهذا الترانزستور (سلوك الترانزستور مع الاشارات الصغيرة (small-signal behaviour) يلزمنا أن نرسم خواص الادخال لهذه الدائرة : منحنى ثنائي مثالي يوضح العلاقة بين  $V_{BE}$  و  $I_E$  - أنظر الشكل ( ٢٥) .



الشكل ( ٢٥) حسب  $I_E$  من منحنى الادخال .

نلاحظ في هذا الشكل أن تغيراً صغيراً  $\Delta V_{BE}$  سوف يؤدي الى تغير صغير  $\Delta I_C$  والذي يؤدي بدوره الى تغير صغير  $\Delta I_E$  . لذا فان سلوك الاشارة الصغيرة هذا الترانزستور يمكن ان يوصف بـ

• لاحظ ان المسافات بين منحنيات الخواص  $(I_C - V_{CE})$  لدائرة الباعث المشترك متساوية تقريبا .  
 • تصلح دائرة الترانزستور المكافئة هذه للترددات الواطئة فقط وفي نطاق الترددات العالية لابد من ان نأخذ في الاعتبار سعتي الباعث والمجمع .

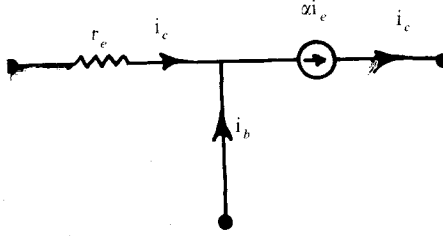
$$v_{eb} = r_e i_e \quad \dots (13)$$

$$i_c = \alpha i_e$$

حيث أن  $r_e$  هي المقاومة الحركية لوصلة الباعث وتكون مساوية لـ

$$r_e = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} = \frac{v_{eb}}{i_e} \quad \dots (14)$$

من المعادلات اعلاه ومن قانون التيار لكبيرشوف نستطيع أن نتصور مايمكن ان تكون عليه الدائرة المكافئة المتناوبة للترانزستور - انظر الشكل ( ٢٦ ) .



الشكل ( ٢٦ ) الدائرة المكافئة للترانزستور .

ولرب سائل يسأل : هل يعقل ان تكون الدائرة المكافئة المتناوبة - الشكل ( ٢٤ ) - بهذه الصورة المبسطة ؟ والجواب نعم عندما يكون التردد اقل من ( 100 MHz ) الا أن نموذج التردد الواطىء Low-frequency model للترانزستور يكون في الحقيقة اكثر تعقيدا . انظر الشكل ( ٢٧ ) .

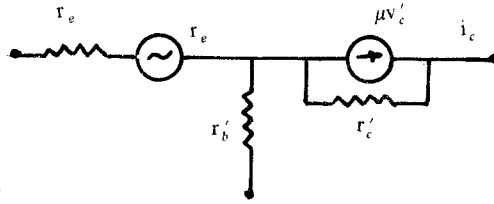
في هذا الشكل تمثل الفولتية  $v_c'$  فرق الجهد عبر طبقة استنزاف المجمع . عندما تتغير فولتية المجمع يتغير عرض طبقة الاستنزاف مما يؤثر على تيار القاعدة قليلا . لأخذ هذا التأثير بالحسبان تضمنت دائرة الباعث المولد  $\mu v_c'$  . تقع قيمة المولد  $\mu v_c'$  في مدى المي فولت وبذلك يمكن اهماله . من ناحية أخرى تكون قيمة  $r_c'$  لمعظم الترانزستورات في مدى الميكا اوم وهي عالية بحيث يمكن اهمالها ( لا يمر فيها تيار يذكر ) .

واخيراً قد يمكن أهمل  $r_b'$  وهذا يعتمد على مقدار تيار المجمع المستمر المار وغالبا ما تكون الفولتية المتناوبة عبر  $r_b'$  صغيرة لتيار مجمع في غضون ١٠ ملي أمبير او اقل .



وعلى العموم يكون الهبوط في الفولتية  $i_b r_b'$  صغيراً بحيث يمكن إهماله .

بهذه التقريبات يتقلص الشكل ( ٢٧ ) الى الشكل ( ٢٦ ) فهذا هو تقريب الترانزستور المثالي . هذا النموذج على بساطته يطل على الافكار الرئيسة لعمل الترانزستور ، انه كاف لكثير من التحليل وتصميم دوائر الترانزستور .



الشكل ( ٢٧ )

لاستعمال تقريب الترانزستور المثالي نحتاج الى معرفة المزيد عن  $r_e$  ، في الشكل ( ٢٥ ) بما أن  $r_e$  تساوي نسبة التغير في  $V_{BE}$  الى التغير في  $I_E$  لذا فان قيمتها تعتمد على موقع  $Q$  . فكلما كانت  $Q$  في مكان اعلى من المنحنى تصبح  $r_e$  أصغر لان نفس التغير في الفولتية ينتج تغيراً أكبر في التيار او بعبارة أخرى يتم تعيين قيمة  $r_e$  من الانحدار منحنى الثنائي عند النقطة  $Q$  . هذا ويمكن استخدام الرياضيات ليجاد هذا الانحدار وبالطريقة الآتية :

لدينا أن

$$I = I_s ( e^{qV/KT} - 1 ) \quad \dots (15)$$

ويأخذ التفاضل بالنسبة الى  $V$  لكلا الطرفين من المعادلة اعلاه نحصل على

$$\frac{dI}{dV} = \frac{q}{KT} I_s e^{qV/KT} = \frac{q}{KT} ( I + I_s ) \quad \dots (16)$$

وحيث ان  $I_s$  صغيرة بالمقارنة مع  $I$  عليه فان

$$\frac{dI}{dV} \approx \frac{qI}{KT} \quad \dots (17)$$

لدينا أن

$$r_e = \frac{dV}{dI} = \frac{dV_{BE}}{dI_E} = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{KT}{qI_E} \quad \dots (18)$$

عند درجة حرارة الغرفة تكون قيمة  $\frac{KT}{q}$  مساوية لـ 0.025 V او 25 mV وعليه فان

$$r_e = \frac{25}{I_E (\text{mA})} \Omega \quad \dots (19)$$

تعد المعادلة (19) اعلاه ، تقريبا ممتازا لأي ترانزستور سواء أكان جرمانيوم ام سيلكون شريطة أن يكون  $I_E$  اكبر من الصفر. اي عندما يكون الترانزستور في حالة انحياز امامي .

مثال :-

اذا كانت  $\alpha = 0.98$  للترانزستور وكان يعمل عند درجة حرارة الغرفة مع  $I_E = 0.5$  ملي أمبير فأحسب .

- أ - مقاومة الباعث المشترك عند هذه الدرجة .
- ب - مقاومة الباعث اذا ازدادت درجة حرارة الوصلة ب  $60^\circ K$  .
- ج - اذا كانت  $R_L = 5$  كيلو اووم وكانت الاشارة الخارجة تساوي 2 فولت فاحسب تيار الادخال والكسب في الفولتية .

الحل :-

أ - لدينا أن

$$r_e = \frac{25}{I_E (\text{mA})} = \frac{25}{0.5} = 50 \Omega$$

ب - في هذه الحالة تكون  $\frac{kT}{q}$  مساوية لـ

$$\frac{KT}{q} = 25 (300 + 60) / 300 = 30 \text{ mV}$$

وعليه فان

$$r_e = \frac{30}{0.5} = 60 \Omega$$

- الحل :-

(أ) لدينا ان

$$V_2 = \frac{10 \times 20}{10 + 10} = 10V$$

$$V_2 = V_{BE} + V_E \approx V_E$$

$$V_E = I_E R_E$$

لدينا ان

ج- على فرض ان الدائرة هي مكبر قاعدة مشتركة لذا فان تيار الادخال يكون مساويا

لـ  $i_e = i_1$  وأن

$$v_o = i_c R_L = \alpha i_e R_L$$

وعليه فان

$$i_1 = \frac{v_o}{\alpha R_L} = \frac{2}{0.98 \times 5000} = 410 \mu A$$

وبهذا فان الفولتية الداخلة واللازمة هي

$$r_e i_1 = 50 \times 410 \times 10^{-6} = 0.0205 V$$

وان الكسب في الفولتية هو

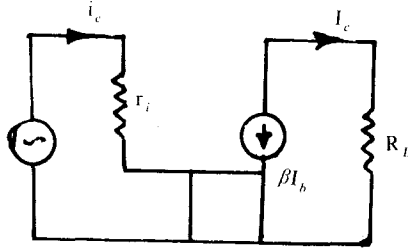
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{2}{0.0205} = 98$$

- مثال :-

مكبر يستخدم ترانزستور مع  $\beta = 50$  ويعمل مع  $I_c = 0.5$  ملي أمبير بهيئة الباعث -  
المشترك فاذا كانت القيمة الفعالة لتيار الاخراج هي 0.2 ملي أمبير. فاحسب مقدار الكسب  
في الفولتية اذا كانت  $R_L = 5$  كيلو اوم .

الحل :-

يبين الشكل ( ٢٨ ) الدائرة المكافئة لدائرة الباعث المشترك ويلاحظ في هذه الدائرة ان



الشكل ( ٢٨ )

$$r_i = (\beta + 1) r_e \cong \beta r_e \quad \dots (20)$$

$$r_i = \beta \cdot \frac{25}{I_c \text{ (mA)}} \text{ } \Omega \quad \dots (21)$$

لدينا ان

$$I_c = I_o$$

وبهذا فان

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} = 50$$

أوان

$$I_B = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{50} = 4 \mu\text{A}$$

وعليه فان

$$r_i = 50 \times \frac{25}{0.5} = 2500 \Omega$$

لدينا ان

$$v_i = I_B r_i = 4 \times 10^{-6} \times 2.5 \times 10^3 = 10 \text{ mV}$$

وبهذا فان

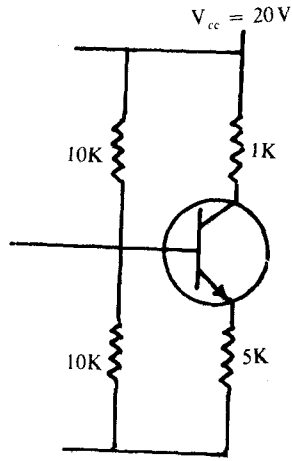
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{I R_L}{v_i} = \frac{2 \times 10^{-4} \times 5000}{10 \times 10^{-3}} = 100$$

مشال :-

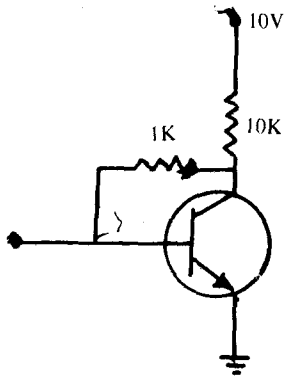
احسب قيمة  $r_e$  لكل من

أ- الدائرة في الشكل ( ٢٩ أ ) .

ب- الدائرة في الشكل ( ٢٩ ب ) .



( أ )



( ب )

الشكل ( ٢٩ )

أو أن

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{10}{5K} 2 \text{ mA}$$

وبهذا فإن

$$r_e = \frac{25}{2} = 12.5 \Omega.$$

$$V_{cc} = I_c R_c + I_B R_B + V_{BE}$$

ب- لدينا أن

أو أن

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_c + R_B/\beta} \approx \frac{10}{10^4 + 10^6/100} = 0.5 \text{ mA}$$

عليه فإن

$$r_e = \frac{25}{0.5} = 50 \Omega.$$

Hybrid Parameters :

6-9 الثوابت الهجينية :-

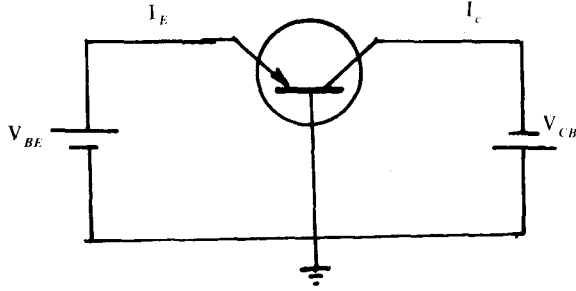
ذكرنا فيما سبق ان الدائرة المكافئة المتناوبة - الشكل (٢٦) - هي تقرب جيد للترانزستور . الا ان الكشف الدقيق عن سلوك الترانزستور يتطلب التعامل مع دوائر تكون اكثر التصاقا بتركيبه وخواصه وما يطرأ على هذه الاخيرة من تغيرات .

وعلى الرغم من الفرق الشاسع بين العمل الفيزيائي للترانزستور وعناصر الدائرة المكافئة والمقاومات ومصادر التيار ... الخ ) الا انه يفترض ان تعكس هذه الدوائر المكافئة الخصائص الكهربائية للترانزستور وتأخذ في الاعتبار خصائصه كمكبر وعليه فانه يصبح من الضروري ان نفترض وجود مصدر للذبذبات المراد تكبيرها في هذه الدوائر المكافئة .

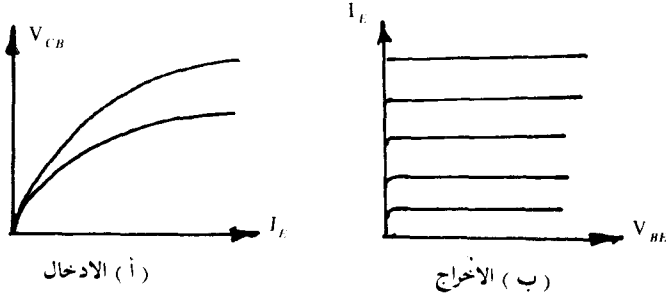
على اية حال . تعدد الدوائر المكافئة المختلطة (الهجينية hybrid ) في الوقت الحاضر . الأكثر استخداما في تحليل دوائر الترانزستور بسبب ان الثوابت الهجينية التابعة لهذه الدوائر المكافئة . هي ثوابت سهلة القياس وتعطي بعض البيانات عن خواص الترانزستور عند الترددات الواطئة بدلالة ثوابت (متغيرات خاصة ) اربع يرمز لها بالحرف h . ان السبب وراء اطلاق تسمية المختلطة او «الهجينية» على هذه الثوابت هو وجود مقدرين بينهما . مجردين من الوحدات ومقاومة واحدة وتوصيلة واحدة .

دعنا الآن نأخذ ترانزستور مربوطا بهيئة القاعدة المشتركة - الشكل (٣٠) - بحيث

ان وصلة الباعث -قاعدة منحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع - قاعدة منحازة عكسيا . يبين الشكل ( ٣١ أ و ب ) مميزات الادخال والاخراج لهذه الدائرة وعلى التوالي .



الشكل ( ٣٠ ) دائرة القاعدة المشتركة .

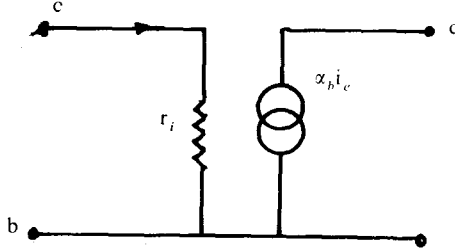


الشكل ( ٣١ ) منحنيات الخواص :- الادخال والاخراج .

كتقريب اولي يمكننا من تمثيل الترانزستور بوساطة الدائرة المكافئة المبسطة في الشكل (٣٢) التي هي صحيحة عندما تكون الاشارة المسلطة صغيرة . في هذه الدائرة نلاحظ ان مصدر التيار  $\alpha_b i_c$  يكون منضبطا بوساطة تيار الاشارة الصغيرة - اي تيار الباعث - وعليه فانه يدعى بمصدر التيار المنضبط بالتيار current controlled current source . أما متغير السيطرة الخاص  $\alpha_b$  فيكافىء عامل التكبير للتيار المتناوب في دائرة القاعدة المشتركة بحيث أن

$$\alpha_b = - \left( \frac{dI_C}{dI_E} \right)_{V_{CB} = \text{ثابت}} \quad \dots (22)$$

المقاومة  $r_i$  في الشكل (٣٢) تمثل انحدار منحني الخواص للدخال ذلك ان



الشكل ( ٣٢ )

$$r_i = \left( \frac{dV_{BE}}{dI_E} \right)_{V_{CB} = \text{ثابت}} \quad \dots (23)$$

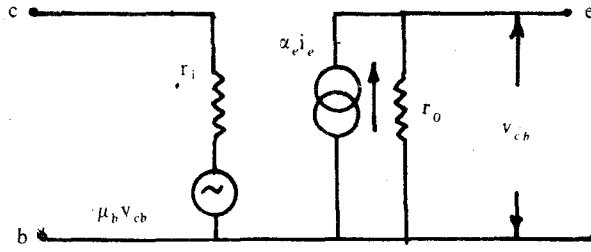
على أية حال . ان الدائرة البسيطة في الشكل (٣٢) لاتأخذ في الحسبان التأثير الصغير الذي يحدثه تغير فولتية المجمع - قاعدة  $V_{CB}$  على منحنيات الادخال والايخراج للخواص . ان تأثير  $V_{CB}$  على تيار المجمع يمكن اخذه في الحسبان عند ربط المقاومة  $r_o$  بين طرفي المجمع والقاعدة وكما في الشكل (33) . ان قيمة  $r_o$  تساوي انحدار منحني الخواص للاخراج الشكل ( ٣١ ب ) حيث ان

$$r_o = \left( \frac{dV_{CB}}{dI_C} \right)_{I_E = \text{ثابت}} \quad \dots (24)$$

اما اعتماد منحنيات الخواص للدخال على فولتية المجمع - قاعدة  $V_{CB}$  فيمكن ان يمثل بوساطة ادخال مصدر للفولتية  $\mu_b V_{cb}$  على التوالي مع طرف الباعث - انظر الشكل (٣٣) . مرة أخرى تعتمد فولتية المصدر على فولتية الإشارة  $V_{cb}$  وعليه فانه يدعى بمصدر الفولتية المنضبط بالفولتية voltage controlled voltage source يعرف  $\mu_b$  بوساطة

$$\mu_b = \left( \frac{dV_{EB}}{dV_{CB}} \right)_{I_E = \text{ثابت}} \quad \dots (25)$$





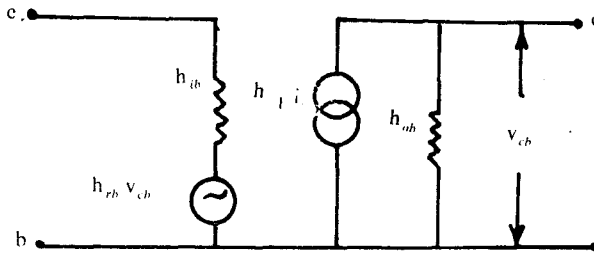
الشكل ( ٣٣ ) تأثير الفولتية  $V_{CB}$  على منحنيات الخواص للادخال .

مما تقدم يتبين لنا ان الدائرة المكافئة للاشارة الصغيرة

Small signal equivalent circuit - الشكل ( ٣٤ ) - هي الدائرة المناسبة

التي تمثل الدائرة المكافئة المختلطة او الهجينة hybrid equivalent circuit

للترانزستور . يلاحظ في هذه الدائرة انه تم استبدال المتغيرات  $r_i$  و  $\alpha_b$  و  $\mu_b$  و  $r_o$  بالمتغيرات الهجينة  $h$  حيث ان



الشكل ( ٣٤ ) الدائرة المكافئة للاشارة الصغيرة .

$$r_i = h_{ib}$$

$$\mu_b = h_{rb}$$

$$\alpha_o = h_{fb}$$

$$1/r_o = h_{ob}$$

حيث يشير الحرف  $i$  الى ممانعة الادخال input impedance والحرف  $o$  الى

ممانعة الاخراج output impedance اما الحرف  $r$  فيشير الى نسبة التغذية الخلفية

المعكوسة reverse voltage feedback ratio واخيراً الحرف  $f$  الذي يرمز الى نسبة التيار الامامية forward current ratio .  
 اما  $b$  فتدل على الربط ذي القاعدة المشتركة ويرمز لربط الباعث المشترك بالحرف وللجمع المشترك بالحرف  $c$  وتكون هذه الثوابت في ربط الباعث المشترك - مثلاً - بالصيغة  $h_{ie}$  و  $h_{re}$  و  $h_{fe}$  و  $h_{oe}$  .

على اية حال ، نستطيع بدلالة الثوابت الهجينية ان نحصل على كافة المعلومات اللازمة عن مكبرات الترانزستور من خلال رسم الدوائر المكافئة الهجينية لهذه المكبرات ومن ثم الربط بين الكميات الداخلة ( تيار وفولتية الاخراج .. الخ ) مع الكميات الخارجة ( تيار وفولتية الاخراج .. ) لهذه الدوائر المكافئة . فعلى سبيل المثال ، في ربط القاعدة المشتركة - انظر الشكل ( ٣٤ ) - لدينا أن

$$v_{cb} = h_{ib} i_c + h_{rb} v_{cb} \quad \dots (26)$$

$$i_c = h_{fb} i_c + h_{ob} v_{cb} \quad \dots (27)$$

في المعادلتين اعلاه عند وضع  $v_{cb} = 0$  صفراً نحصل على :

$$h_{ib} = \left( \frac{v_{cb}}{i_c} \right)_{v_{cb}=0} \quad \dots (28)$$

$$h_{fb} = \left( \frac{i_c}{i_c} \right)_{v_{cb}=0} \quad \dots (29)$$

من جهة أخرى عند وضع  $i_c = 0$  صفراً نحصل على

$$h_{rb} = \left( \frac{v_{cb}}{v_{cb}} \right)_{i_c=0} \quad \dots (30)$$

$$h_{ob} = \left( \frac{i_c}{v_{cb}} \right)_{i_c=0} \quad \dots (31)$$

من الجدير بالملاحظة ان الشرط  $v_{cb} = 0$  يعني قصر short دائرة الاخراج لدائرة القاعدة المشتركة اي نظام تشغيل بدون مقاومة حمل  $R_L = 0$  ، وذلك لكي يكون تغير تيار الاخراج  $i_c$  معتمدا على تغير تيار الادخال  $i_b$  وعند تحقق هذا الشرط بالذات فان الثابت  $h_{fe}$  يعطي فعلاً مقدار الكسب في التيار للترانزستور ولو تغير جهد الاخراج لأثر ذلك على تيار الاخراج ولأصبح من الصعوبة تقدير الكسب في التيار تقديراً صحيحاً . من جهة أخرى يؤكد الشرط  $v_{cb} = 0$  صفراً ، عدم وجود تيار متناوب في دائرة الادخال وبالتالي فان تغير جهد الادخال  $v_{cb}$  ينتج عن تغير جهد الاخراج فقط .

مما جاء أعلاه يمكننا الخروج بالتعاريف الآتية : -

أ - الثابت  $h_{ie}$  : - يمثل مقاومة الترانزستور بين طرفي ادخاله بالنسبة الى تيار الادخال المتناوب عند قصر دائرة الاخراج Short-circuit input resistance اي عند انعدام جهد الاخراج المتناوب . عند تحقق هذا الشرط يكون تغير تيار الادخال نتيجة تغير جهد الادخال  $v_{cb}$  فقط . ولو وجد جهد اخراج متناوب لأثر ذلك في تيار الادخال بسبب التغذية الخلفية في الترانزستور لنتجت عن ذلك مقاومة ادخال تختلف تبعاً لاختلاف مقدار جهد الاخراج المتناوب والذي يعتمد بدوره على مقدار مقاومة الحمل  $R_L$

ب - الثابت  $h_{fc}$  : - ويعطي مقدار الكسب في التيار المتردد للترانزستور في نظام التشغيل بدون تحميل  $v_{cb} = 0$  و  $v_{cb} = 0$  صفراً

Short-circuit forward current gain

ج - الثابت  $h_{rb}$  : - وهو يحدد ذلك الجزء من جهد الاخراج الذي ينتقل الى مدخل الترانزستور بسبب من وجود ما يسمى بالاقتران الخلفي الداخلي ( internal back coupling ) والشرط  $i_c = 0$  صفراً يؤكد عدم وجود تيار متناوب في دائرة الادخال .

---

لاحظ أن مولد الفولتية في دائرة الادخال  $(h_{rb}, v_{cb})$  يشتمل على فولتية الاخراج  $v_{cb}$  كما ان مولد التيار في دائرة الاخراج يشتمل على تيار الادخال  $i_b$  وهذا يعود الى الاقتران بين الدائرتين .

أي ان هذه الدائرة مفتوحة بالنسبة الى التيار المتناوب وبالتالي فان تغير جهد الادخال ينتج من تغير جهد الاخراج فقط .

د - الثابت  $h_{ob}$  : - وهو عبارة عن توصلية الترانزستور الداخلية بين طرفي اخرجه بالنسبة الى التيار المتناوب ولكي تكون  $h_{ob}$  هي فعلاً توصلية الترانزستور الداخلية لتيار الاخراج المتناوب فيجب ان يتغير التيار  $i_e$  بتأثير تغير جهد الاخراج  $v_{cb}$  فقط ذلك ان تغير  $i_e$  اثناء ذلك سيؤدي الى تغير  $i_c$  ايضاً ويصبح تحديد  $h_{ob}$  عندئذ غير دقيق .

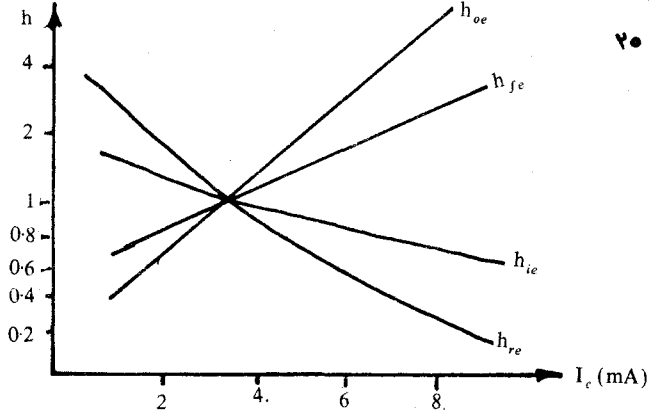
يقاس  $h_{ob}$  عادة ، بالوحدات فهو ( mho ) وفي الحسابات العملية فكما تستعمل التوصلية بالمقارنة مع المقاومة ، لذا فان  $h_{ob}$  تستبدل بمقاومة الاخراج  $r_o = \frac{1}{h_{ob}}$

على اية حال ، تعتمد الثوابت الهجينية - h على نقطة التشغيل لـ D.C للترانزستور وكذلك على نوع الترانزستور . هذا وقد اصبح من المعتاد ان تذكر في استمارة المواصفات للترانزستور الثوابت الهجينية بالنسبة لنوع واحد من الربط ( عادة ما يكون ربط الباعث - المشترك وأحياناً ربط القاعدة - المشتركة ) ويمكن ايجاد الثوابت الهجينية للانواع الاخرى من الربط بالاستعانة بالعلاقات المبينة في الجدول ( ١ ) ادناه

يبين الشكل ( ٣٥ ) قيم الثوابت الهجينية لربط الباعث - المشترك وكذلك تغير هذه الثوابت مع تغير تيار الباعث ويلاحظ ان عامل الكسب في التيار  $h_{fe}$  وكذلك عامل الكسب في الفولتية  $h_{re}$  ببقيان ثابتين بينما يتغير بشكل واضح كل من ممانعة الدخول  $h_{ie}$  والتوصيلية الخارجة  $h_{oe}$  . ان التغير في  $h_{re}$  ناتج اساساً من التقصان في مقاومة وصلة الباعث بسبب من زيادة التيار . من المناسب ان نذكر هنا انه من المرغوب فيه ان تكون  $h_{fe}$  للترانزستور عالية ( كبر  $\beta$  يكافىء كسباً عالياً في التيار ) و  $h_{oe}$  صغيرة ( صغر  $h_{oe}$  يكافىء مقاومة مجمع كبيرة ) ومن هنا فان كبر  $\beta$  وصغر  $h_{oe}$  يكونان مقياساً لمدى جودة الترانزستور .

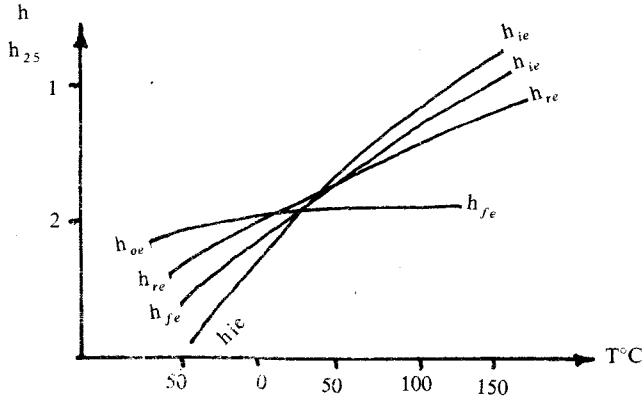
جدول ( ١ ) يبين العلاقات بين الثوابت للترانزستور

ثوابت		المجمع المشترك	الدائرة المكافئة - T
القاعدة المشترك	الباعث المشترك		
$h_{ib} =$	$h_{ic}/(1 + h_{fe})$	$- h_{ic}/h_{fc}$	$r_e + (1 - \alpha)r_b$
$h_{rb} =$	$h_{ie} h_{oe}/(1 + h_{fe}) - h_{re}$	$h_{re} - 1 - h_{ic} h_{oc}/h h_{fc}$	
$h_{fb} =$	$- h_{fe}/(1 + h_{fe})$		
$h_{ob} =$	$h_{oe}/(1 + h_{fe})$		
ثوابت		القاعدة المشتركة	الدائرة المكافئة - T
المجمع المشترك	الباعث المشترك		
$h_{ic}$	$h_{ie}$	$h_{ib}/(1 + h_{fb})$	$r_b + r_e/(1 - \alpha)$
$h_{rc}$	$1 - h_{rc}$	1	$1 - r_e/(1 - \alpha)r_c$
$h_{fc}$	$-(1 + h_{fc})$	$-1(1 + h_{fb})$	$-1/(1 - \alpha)$
$h_{oc}$	$h_{oc}$	$h_{ob}/(1 + h_{fb})$	$1/(1 - \alpha)r_c$
ثوابت		المجمع المشترك	الدائرة المكافئة - T
الباعث - المشترك	القاعدة - المشتركة		
$h_{ic}$	$h_{ib}/(1 + h_{fb})$	$h_{ic}$	$r_b + r_e/(1 - \alpha)$
$h_{re}$	$h_{ib} h_{ob}/(1 + h_{fb}) - h_{rb}$	$1 - h_{rc}$	$r_e/(1 - \alpha)r_c$
$h_{fe}$	$- h_{fb}/(1 + h_{fb})$	$-(1 + h_{fc})$	$\alpha/(1 - \alpha)$
$h_{oe}$	$h_{ob}/(1 + h_{fb})$	$h_{oc}$	$1/(1 - \alpha)r_c$
ثوابت		قاعدة مشتركة	مجمع مشترك
T - الدائرة المكافئة	باعث مشترك		
$\alpha$	$h_{fc}/(1 + h_{fc})$	$- h_{fb}$	$(1 + h_{fc})/h_{fc}$
$r_c$	$(h_{fc} + 1)/h_{oe}$	$(1 - h_{rb})/h_{ob}$	$- h_{fc}/h_{oc}$
$r_c$	$h_{re}/h_{oe}$	$h_{ib} - (1 + h_{fb})h_{rb}/h_{ob}$	$(1 - h_{rc})/h_{oc}$
$r_b$	$h_{ie} - h_{re}(1 + h_{fe})/h_{oc}$	$h_{rb}/h_{ob}$	$h_{ic} + \frac{h_{fc}}{1 - h_{rc}}(1 - h_{rc})/h_{oe}$



الشكل ( ٣٥ ) تغير الثوابت الهجينية مع  $I_c$ .

من جهة اخرى يبين الشكل (٣٦) تغير الثوابت الهجينية  $h$  مع درجة حرارة الترانزستور بين 50 درجة مئوية تحت الصفر ولغاية 150 درجة مئوية مقاسة بالنسبة الى قيم هذه الثوابت فمناذ درجة حرارة تساوي 25 درجة مئوية . ان تغير هذه الثوابت مع درجة الحرارة هو ليس غريبا حيث ان هذه الثوابت اشتقت اصلا من منحنيات الخواص التي تتغير هي الاخرى - وكما اسلفنا - مع درجة الحرارة .

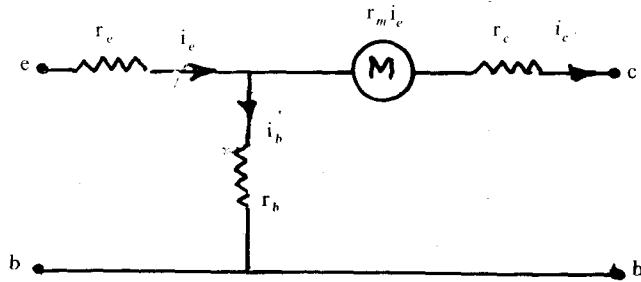


الشكل ( ٣٦ ) تغير الثوابت الهجينية مع درجة الحرارة .

9 - 7 الدائرة المكافئة T - T-Equivalent Circuit :

على الرغم من الميزة العظيمة التي تمتلكها الثوابت الهجينية من حيث السهولة والدقة التي يمكن بهما قياس هذه الثوابت ( من السهولة بمكان قصر دائرة الاخراج اوفتح دائرة الادخال وهذا كل مايتطلبه قياس هذه الثوابت ) الا ان الدوائر الهجينية تبقى تحليلية وذلك بسبب من وجود مصدري التيار المنضبط بالتيار ومصدر الفولتية المنضبط بالفولتية ومن هنا فانها لاتعرض للخواص الكهربائية لوصلة الترانزستور .

لتمثيل هذه الخواص الكهربائية لوصلة الترانزستور يتم استخدام دائرة مكافئة اخرى للترانزستور تدعى بالدائرة المكافئة - T-equivalent circuit ويبين الشكل (٣٧) هذه الدائرة المكافئة ذات الشكل T- بالنسبة الى توصيل الترانزستور بالدائرة ذات القاعدة - المشتركة - في هذه الدائرة تم تمثيل المقاومة التي يلقاها تيار الباعث عند مروره خلال وصلة الباعث بالمقاومة  $r_c$  . هذه المقاومة تتكون اصلاً من مركبتين : الاولى وتسمى المقاومة الاومية لمنطقة الباعث والثانية وتسمى مقاومة وصلة الباعث المنحاز اماميا ، هذا وقد اهملت الاولى لصغر قيمتها . من جهة اخرى فان تيار المجمع خلال سريانه في وصلة المجمع يلاقي مقاومة  $r_c$  تتكون من : مقاومة عالية لوصلة المجمع المنحازة عكسيا والمقاومة الاومية لمنطقة المجمع والمقاومتان مربوطتان على التوالي . هذا وقد اهملت الاخيرة ايضاً لصغر قيمتها . المقاومة  $r_b$  تمثل المقاومة الاومية لمنطقة القاعدة التي يلاقيها تيار القاعدة عند مروره فيها .



الشكل ( ٣٧ ) دائرة T - المكافئة .

على اية حال ، ان الوصول الى هذه الدائرة المكافئة يمكن ان يتم من خلال حل المعادلة (27) وذلك بايجاد  $v_{cb}$  من هذه المعادلة حيث ان

$$v_{cb} = - \frac{h_{fb}}{h_{ob}} i_e + \frac{1}{h_{ob}} i_c \quad \dots (32)$$

ثم التعويض عن  $v_{cb}$  هذه في المعادلة (26) لنحصل على :

$$v_{eb} = \left( h_{ib} - \frac{h_{rb} h_{fb}}{h_{ob}} \right) i_e + \frac{h_{rb}}{h_{ob}} i_c \quad \dots (33)$$

المعادلتان (33) و (32) يمكن كتابتهما على التوالي ، كما يأتي :

$$v_{eb} = i_e r_e + (i_e + i_c) r_b \quad \dots (34)$$

$$v_{cb} = (i_e + i_c) r_b + r_m i_e + r_c i_c \quad \dots (35)$$

بحيث أن

$$r_e = h_{ib} - \frac{(1 + h_{fb}) h_{rb}}{h_{ob}}$$

$$r_b = \frac{h_{rb}}{h_{ob}} \quad \dots (36)$$

$$r_m = \frac{h_{fb} + h_{rb}}{h_{ob}}$$

$$r_c = \frac{1 - h_{rb}}{h_{ob}}$$

في حالة كون  $h_{rb} \ll 1$  - عادة ماتكون صحيحة - و  $h_{fb} = 1$  فان  $r_m$  و  $r_c$

يمكن اعادة كتابتهما

بحيث أن

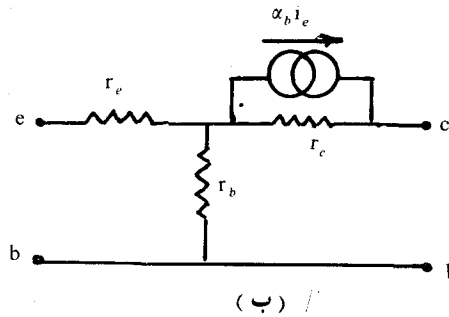
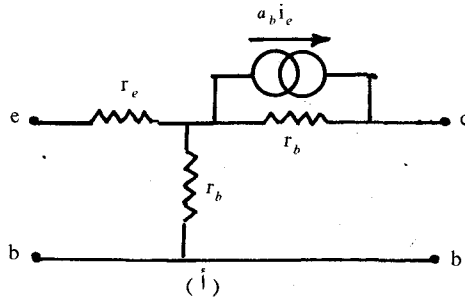
$$r_m = - \frac{h_{fb}}{h_{ob}} \quad \dots (37)$$

$$r_c = \frac{1}{h_{ob}}$$



على أية حال ، المعادلة (34) تقود مباشرة الى الدائرة المكافئة في الشكل (37) ويلاحظ في هذه الدائرة وجود مصدر فولتية منضبط بالتيار  $(i_e r_m)$  ومع هذا فقد وجد أنه من المفيد استخدام مصدر تيار منضبط بالتيار ويتم ذلك باستخدام نظرية نورتن لتحويل المقاومة  $r_c$  ومصدر الفولتية  $r_m i_e$  الى مصدر للتيار  $- a_b i_e$  أنظر الشكل (38) - بحيث ان  $a_b$  يكون مساوياً لـ

$$a_b = \frac{r_m}{r_c} \quad \dots (38)$$



الشكل (38) الدائرة المكافئة للدائرة في الشكل (37) بعد استخدام نظرية نورتن .

وعند مقارنة المعادلة (37) بالمعادلة (38) نجد ان  $a_b$  تساوي  $(-h_{fb})$  وحيث ان  $(-h_{fb})$  تساوي  $(-\alpha)$  لذا فان  $a_b = \alpha_b$  وبهذا يمكن إعادة رسم الدائرة المكافئة (38 أ) بالدائرة المكافئة (38 ب) .

مما تجدر الإشارة اليه هنا انه على الرغم من ان الدائرة المكافئة - الشكل (38 ب) - تحوي مصدراً واحداً (مصدر التيار  $\alpha_b i_e$ ) بينما تحتوي الدائرة المكافئة الهجينية على

مصدرين للفولتية والتيار الا ان ثوابت الدائرة ذات الشكل - T يصعب قياسها عمليا وبذلك فان الثوابت الهجينية تكون اكثر ملائمة في تحليل دوائر الترانزستور رغم كثرة انواعها . هذا وبالمكان التحويل بين الثوابت الهجينية وثوابت الشكل - T ، ويبين الجدول (1) العلاقة بين هذه الثوابت مع بعض القيم النموذجية

مثال :-

استنبط ثوابت الدائرة - T المكافئة لثوابت دائرة القاعدة - المشتركة لترانزستور ذي الثوابت h - التالية ,  $h_{ob} = 0.5 \times 10^{-8} \text{ v}$  ,  $h_{fe} = -0.98$  ,  $h_{rb} = 2 \times 10^{-4}$  ,  
 $h_{ib} = 28 \Omega$  :

لدينا من المعادلة (36) ان

$$r_e = 28 - \frac{(1 - 0.98) \times 2 \times 10^{-4}}{0.5 \times 10^{-6}} = 20 \Omega$$

و

$$r_b = \frac{2 \times 10^{-4}}{0.5 \times 10^{-6}} = 400 \Omega$$

وباستخدام المعادلة (37) نجد ان

$$r_m = \frac{0.98}{0.5 \times 10^{-6}} = 1.96 \text{ M}\Omega$$

و

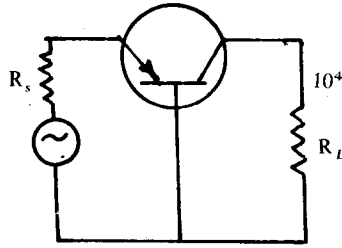
$$r_c = \frac{1}{0.5 \times 10^{-6}} = 2 \text{ m} \text{ M}\Omega$$

ومن المعادلة (38) نحصل على

$$\alpha_b = \frac{1.96}{2} \approx 0.98$$

مثال :-

استنبط الثوابت h لدائرتي الباعث المشترك والمجمع المشترك لترانزستور في المثال اعلاه .



الحل :-

المجمع المشترك

الباعث المشترك

1-  $h_{ie} = 1400 \Omega$

$$h_{ie} = \frac{28}{1 - 0.98} = 1400 \Omega$$

2-  $h_{fc} = (1 + 49) = 50$

$$h_{fc} = \frac{0.98}{1 - 0.98} = 49$$

3  $h_{rc} = 1$

$$h_{rc} = \frac{28 \times 0.5 \times 10^{-6}}{1 - 0.98}$$

$$= 2 \times 10^{-4} = 5 \times 10^{-5}$$

4  $h_{oc} = 25 \times 10^{-6} \text{ U}$

$$h_{oc} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{1 - 0.98} = 25 \times 10^{-6} \text{ U}$$

مثال :-

ترانسستور بهيئة القاعدة المشتركة مع الثوابت الهجينية التالية :-

$$h_{ib} = 28, h_{rb} = 2 \times 10^{-4}, h_{fb} = -0.98, h_{ob} = 0.5 \times 10^{-6} \text{ U}$$

احسب الكسب في التيار والفولتية والقدرة وكذلك ممانعتي الادخال والاخراج واخيرا الكسب الاجمالي في الفولتية علما بأن  $R_s = 100 \Omega$  - انظر الشكل ادناه

الحل :

$$A_i = \frac{h_{fb}}{1 + h_{ob} R_L} = 0.975$$

$$Z_{in} = h_{ib} - \frac{h_{fb} h_{rb} R_L}{1 + h_{ob} R_L} = 30 \Omega$$

$$G_o = \frac{1}{z_o} = h_{ob} - \frac{h_{fb} h_{rb}}{h_{ib} + R_s} = 2.04 \times 10^{-6} \text{ U}$$

$$\therefore z_o = 0.49 \text{ M}\Omega$$

$$A_v = \frac{A_i R_L}{Z_{in}} = 325$$

$$A_p = A_i A_v = 315$$

$$A_{v,s} = A_v \frac{v_i}{v_s} = A_v \times \frac{R_L}{R_L + R_s}$$

$$= 75$$

## أسئلة ومسائل

- (1) ما المقصود بكل مما يأتي :-
  - أ - تحليل الدوائر .
  - ب - العمل مع الاشارات الصغيرة .
  - ج - العمل مع الاشارات الكبيرة .
 وضح بالتفصيل
- (2) في الدائرة - الشكل ( ١ ) - اشرح وظيفة كل من
  - أ -  $R_1$  و  $R_2$  و  $R_L$  و  $R_E$  .
  - ب -  $C_{in}$  و  $C_E$  و  $C_c$  .
- (3) في الدائرة - الشكل ( ١ ) - ارسم كلاً من
  - أ - الموجة الداخلة قبل وبعد المتسعة  $C_{in}$  .
  - ب - الموجة الخارجة قبل وبعد المتسعة  $C_c$  .
- (4) ما المقصود بكل من
  - أ - ممانعة الادخال .
  - ب - ممانعة الاخراج .
  - ج - الكسب الاجمالي .
- (5) لماذا تكون الموجة الخارجة من مكبر الباعث المشترك معكوسة الطور؟ وضح بالتفصيل
- (6) ما المقصود بالدائرة المكافئة الـ D.C ؟ ثم بين كيف يتم استخراجها .
- (7) ما المقصود بالدائرة المكافئة الـ A.C ؟ ثم بين كيف يتم استخراجها .
- (8) تعد طريقة التحليل البياني افضل من طريقة الدوائر المكافئة في تحليل عمل دوائر الترانزستور . لماذا ؟
- (9) ما المقصود بخط الحمل المتناوب ؟ وما فائدته ؟
- (10) وضح كيف يتم رسم كل من خطي الحمل الـ D.C والـ A.C .
- (11) كيف يبدو خط الحمل المتناوب لو كانت
  - أ -  $\infty = R_L$  .
  - ب -  $R_L =$  صفر
- (12) ما الاسباب التي يعتمد عليها نموذج الاشارة الصغيرة في تمثيل الترانزستور ؟ تحت اي الظروف يكون هذا الانموذج دقيقاً ؟ اشرح بالتفصيل مع الرسم .
- (13) اشتق المعادلة  $r_c = \frac{26}{I_E}$  ثم بين معناها .

- (14) ما المقصود بالثوابت الهجينية ؟ ولماذا سميت كذلك ؟  
 (15) ما المقصود بالمصدر المنضبط بالتيار وما المصدر المنضبط بالفولتية ؟  
 (16) اذكر اهم الشروط اللازمة لاشتقاق الثوابت الهجينية الخاصة بدائرة القاعدة - المشتركة .

(17) ايهما افضل عند تحليل دوائر الترانزستور ، استخدام الثوابت الهجينية ام الدائرة المكافئة - T ؟ وضح ذلك بالتفصيل مبينا محاسن ومساوي كل طريقة .

(18) احسب ثوابت دائرة - T المكافئة لترانزستور بهيئة القاعدة المشتركة وبممتلك

$$h_{ib} = 30 \quad \text{و} \quad h_{rb} = 5 \times 10^{-4} \quad \text{و} \quad h_{fb} = 0.99 \quad \text{و} \quad h_{ob} = 0.2 \times 10^{-6}$$

(19) استخرج قيم الثوابت - h للترانزستور في السؤال ( ١٨ ) . بهيئة الباعث والمجمع المشترك .

(20) احسب الكسب في التيار والفولتية والقدرة وكذلك ممانعتي الادخال والايخراج

بالنسبة للترانزستور في السؤال ( ١٨ ) علما بأن  $R_s = 500 \Omega$  و  $R_L = 2K \Omega$

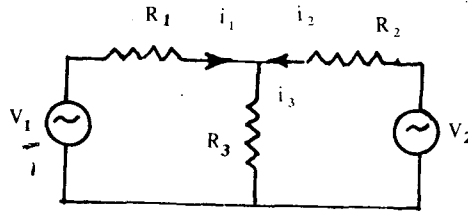
(21) اذا كان الترانزستور المذكور في السؤال ( ١٨ ) يمتلك معامل دائرة - T الاتية :

$$r_e = 200 \Omega \quad \text{و} \quad r_b = 400 \Omega \quad \text{و} \quad r_c = 2 M\Omega \quad \text{و} \quad r_m = 1.96 M\Omega \quad \text{فاحسب}$$

الكسب في التيار والجهد وممانعتي الادخال والايخراج علما بأن  $R_s = 100 \Omega$  و

$$R_L = 10 K\Omega$$

(22) استخرج معامل  $h^i$  للدائرة في الشكل ادناه .



(23) اذا كانت الثوابت - h لترانزستور هي كالآتي :

$$h_{oc} = 8.5 \mu \Omega \quad \text{و} \quad h_{rc} = 1.3 \times 10^{-4} \quad \text{و} \quad h_{fc} = 120 \quad \text{و} \quad h_{ic} = 3.5 K\Omega$$

فاحسب قيم كل من  $\alpha$  و  $\beta$  و  $r_c$  و  $r_e$  مع كون التيار  $(I_c = 1 \text{ mA})$  .

(24) باستعمال الثوابت المعطاة في السؤال ( ٢٣ ) احسب  $A_i$  و  $A_o$  و  $Z_{in}$  و  $Z_o$  عندما

يكون  $(r_c = 2K)$  .

(25) استخدم الترانزستور في السؤال ( ٢٣ ) بهيئة الباعث المشترك مع  $R_s = 1.5K$  و  $r_E = 100 \Omega$  . احسب كلاً من  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$  .

(26) استعمل الترانزستور في السؤال ( ٢٥ ) بهيئة القاعدة المشتركة ثم احسب  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$

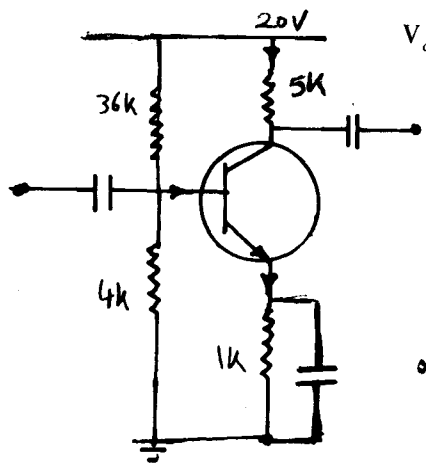
(27) اثبت ان ممانعة الادخال لأي ترانزستور تعطى بالمعادلة

$$Z_{in} = \frac{h_i}{1 - h_r A_r}$$

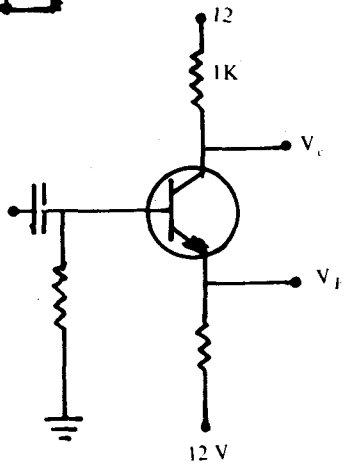
(28) اكتب كلاً من  $r_c$  و  $r_b$  و  $r_e$  بدلالة الثوابت الهجينية ثم اشتقها .

(29) كيف ترتبط  $h_{ie}$  مع  $r_e$  ؟ ما تأثير مقاومة مصدر الإشارة الداخلة و  $h_o$  على  $A_r$  ؟  
وضح ذلك

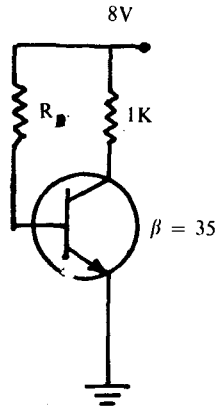
(30) في الدائرة ادناه احسب  $V_{ce}$  و  $V_c$



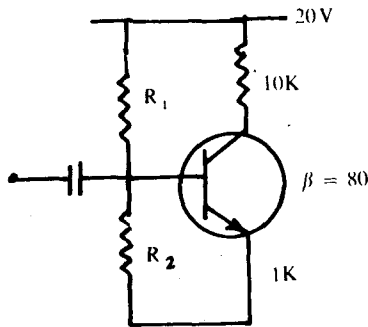
(31) احسب  $V_{ce}$  و  $I_c$  في الدائرة ادناه



(32) في الدائرة ادناه احسب  $R_B$  اللازم لجعل  $V_{CB} = \frac{V_{cc}}{2}$



(33) في الدائرة ادناه احسب قيمتي  $R_1$  و  $R_2$  لتضع  $V_{cQ} = \frac{V_{cc}}{2}$





# الفصل العاشر

## مكبرات الإشارة الصغيرة

### Small Signal Amplifiers

1 - 10 المقدمة

سنقوم في هذا الفصل بالتعرف على بعض مكبرات الإشارة الصغيرة ، وهي المكبرات التي يكون التغيير في تيار المجمع المتناوب صغيراً مقارنة مع تيار المجمع الهامد وعلى الاخص الأساسية منها ذات المرحلة الواحدة single stage amplifiers وهي : مكبر الباعث المشترك ومكبر القاعدة المشتركة ثم مكبر المجمع المشترك . وعلى الرغم من اننا قد تعرضنا لبعض من هذه المكبرات ( على سبيل المثال مكبر الباعث المشترك ) بالتحليل البياني الا اننا سنتعرف هنا على كثير من مميزاتهما والفرق بينها مستخدمين طريقة مغايرة في التحليل وذلك استكمالاً للفائدة وتجنباً للتكرار .

بعد ان نكون قد تعرفنا على مكبرات المرحلة الواحدة . سنتقدم خطوة أخرى باتجاه دراسة المكبرات المتعددة المراحل وطرق الاقتران coupling methods لهذه المراحل مروراً ببعض المكبرات الخاصة : كمكبر زوج دارلنكوتون Darlington pair amplifier والمكبر الكاسكودي cascode amplitier وصولاً الى المكبر التفاضلي defferential amplifier

## 2 10 المكبرات الأساسية : Principle Amplifiers

وتكون على ثلاثة أنواع هي :-

أ- مكبر الباعث المشترك Common emitter amplifier :-  
 يبين الشكل ( ١ ) الدائرة العملية لمكبر الباعث المشترك وقد استخدم فيها ترانزستور من نوع NPN . سنقوم هنا بتحليل عمل هذه الدائرة بطريقتين : تحليل الـ D.C وتحليل الـ A.C . وسنكتب المعادلات الخاصة بهذه الدائرة التي تصلح فقط للعمل في المنطقة الفعالة .

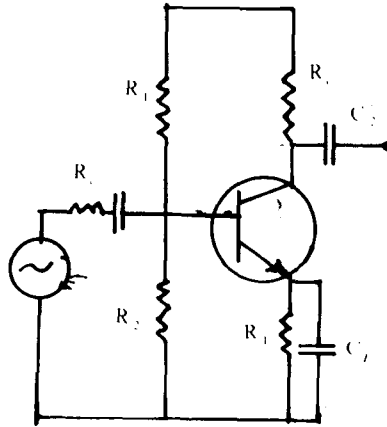
تحليل الـ D.C :-

في هذه الدائرة لدينا بالنسبة لدائرة القاعدة أن

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots (1)$$

و

$$V_2 = \frac{V_{cc} R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots (2)$$



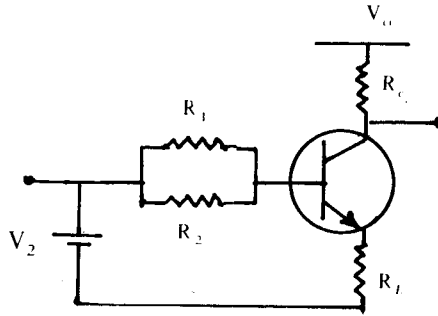
الشكل ( ١ ) دائرة مكبر الباعث المشترك .

وكذلك - انظر الدائرة الـ D.C المكافئة الشكل ( ٢ )

$$V_2 = I_B R_B + V_{BE} + V_E \quad \dots (3)$$

اما بالنسبة لدائرة المجمع فلدينا ان

$$V_{cc} = V_{ce} + I_c (R_c + R_L) \quad \dots (4)$$

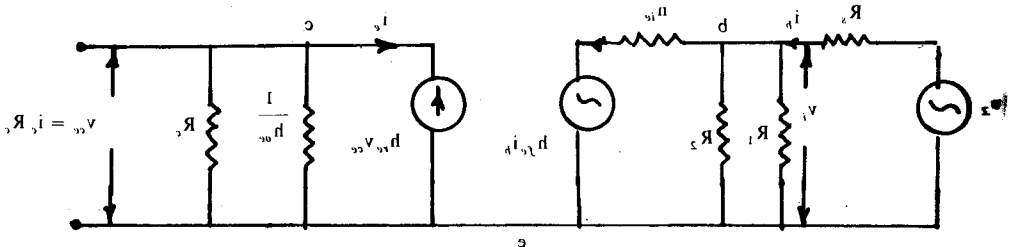


الشكل ( ٢ ) الدائرة المكافئة للشكل ( ١ ) .

تحليل الـ A.C :-

على اعتبار ان المتسعات و دوائر قصر فان دائرة h المكافئة لدائرة مكبر الباعث المشترك تكون كما في الشكل ( ٣ ) .

من استخدام قانوني كيرشوف للفولتية والتيار في الدائرة - الشكل ( ٣ ) - نحصل على



الشكل ( ٣ ) دائرة الثوابت المعجينة المكافئة للدائرة في الشكل ( ١ ) .

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad \dots (5)$$

$$\frac{v_{ce}}{R_c} + h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} = 0 \quad \dots (6)$$

من المعادلة (6) نحصل على

$$v_{ce} = \frac{-h_{fe} R_c i_b}{1 + h_{oe} R_c} \quad \dots (7)$$

لدينا ان  $i_c = -\frac{v_{ce}}{R_c}$  وعليه فان

$$i_c = \frac{h_{fe} i_b}{1 + h_{oe} R_c} \quad \dots (8)$$

بعد التعويض عن  $v_{ce}$  من المعادلة (8) في المعادلة (5) نحصل على

$$v_{be} = h_{ie} i_b - \frac{h_{re} h_{fe} R_c i_b}{1 + h_{oe} R_c} \quad \dots (9)$$

وباستخدام المعادلتين (9, 5) نستطيع ان نجد ما يأتي :

(1) الكسب في التيار  $A_i$  : لدينا أن

$$A_{ie} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_c} \approx h_{fe} \quad \dots (10)$$

على فرض ان  $h_{oe} R_c$  صغيرة ويكن اهمالها مقارنة مع الواحد .

(2) الكسب في الفولتية  $A_v$  :- لدينا ان

$$A_{ve} = \frac{v_{ce}}{v_i} = \frac{-h_{fe} R_c}{h_{ie} (1 + h_{oe} R_c) - h_{re} h_{fe} R_c} \quad \dots (11)$$

أو أن

$$A_{ve} \approx \frac{-h_{fe} R_c}{h_{ie}} \quad \dots (12)$$

لاحظ ظهور الاشارة السالبة في المعادلة (12) دلالة على الاختلاف في الطور بين موجة الادخال وموجة الاخراج .

(3) العكسب في القدرة  $A_p$  :- لدينا أن

$$A_{pe} = A_{ie} A_{ve} = \frac{(h_{fe})^2 R_c}{h_{ie} (1 + h_{oe} R_c)} \quad \dots (13)$$

(4) ممانعة الادخال  $Z_{in}$  :- لدينا ان

$$Z_{in} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{h_{ie} (1 + h_{oe} R_c) - h_{re} h_{fe} R_L}{1 + h_{oe} R_c} \quad \dots (14)$$

او ان

$$Z_{in} \approx h_{ic} \quad \dots (15)$$

ممانعة الاخراج  $Z_o$  :- لحساب ممانعة الاخراج لمكبر الباعث المشترك ترفع  $R_c$  من الدائرة المكافئة . وعليه فان معادلة التيار تصبح عند النقطة (C) من الشكل ( ٣ ) كالآتي :

$$i_c - h_{oe} v_{ce} - h_{fe} i_b = 0 \quad \dots (16)$$

اما معادلة التيار عند النقطة (b) - من نفس الشكل - فتكون

$$h_{re} v_{ce} + i_b (h_{ie} + R_s) = 0 \quad \dots (17)$$

ومنها نجد ان

$$v_{ce} = \frac{(h_{ie} + R_s) i_c}{(h_{ie} + R_s) h_{oe} - h_{re} h_{fe}} \quad \dots (18)$$

لدينا ان

$$Z_o = \frac{v_{ce}}{i_c} = \frac{h_{ie} + R_s}{(h_{ie} + R_s) h_{oe} - h_{re} h_{fe}} \quad \dots (19)$$

واذا ما أهملت  $h_{re} h_{fe}$  لصغرهما فان

$$Z_o \approx \frac{1}{h_{oe}} \quad \dots (20)$$

وهذا ما تشير اليه الدائرة المكافئة - الشكل ( ٣ )

لا بد ان القارئ قد لاحظ اننا أهملنا تأثير  $R_1, R_2$  على ممانعة الادخال وكذلك  $R_c$  على ممانعة الاخراج والحقيقة ان هاتين المقاومتين يجب ان تؤخذا بالاعتبار بحيث ان

$$Z_{ic} = Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2 \quad \dots (21)$$

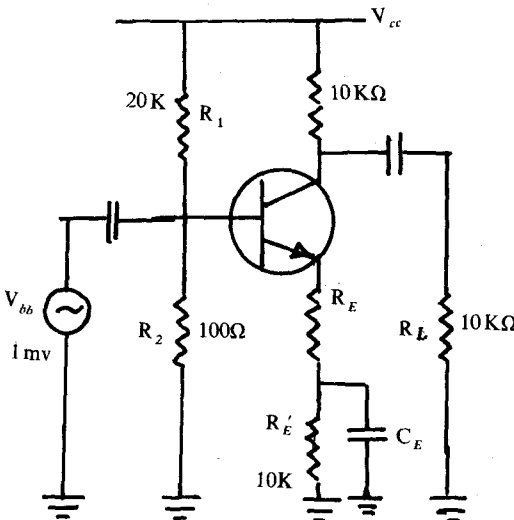
حيث تمثل  $Z_{ic}$  ممانعة الادخال للدائرة وكذلك فان ممانعة الاخراج للدائرة  $Z_{oc}$  تكون مساوية لـ

$$Z_{oc} = Z_o \parallel R_c \quad \dots (22)$$

على الرغم من كل الوضوح الملموس في طريقة التحليل اعلاه الا ان طريقة التحليل عن طريق رسم الدائرة المكافئة المستمرة والدائرة المكافئة المتناوبة لدائرة الترانزستور - لاستخراج خطي الحمل الـ D.C والـ A.C وعلى التوالي - تبقى هي الاسهل والاكثر فهما والامثلة الآتية توضح ذلك .

مشال ( ١ ) -

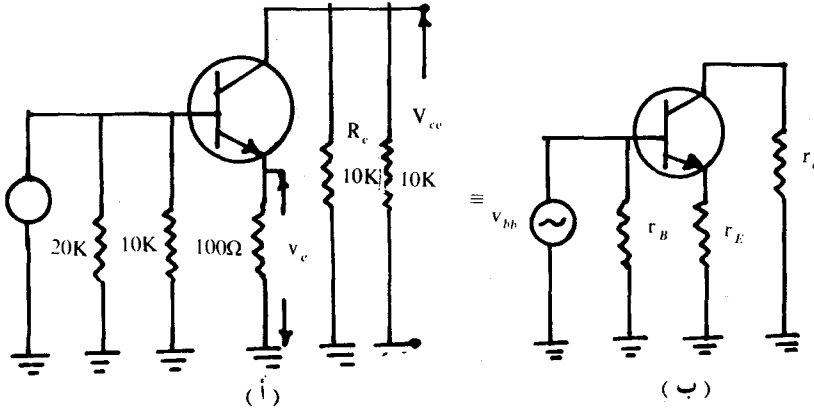
في الدائرة - الشكل ( ٤ ) - ادناه احسب كل من  $V_c, V_b, V_e, A_i, A_v, A_F$  .



الشكل ( ٤ )

الحل :-

لحساب الكميات المطلوبة اعلاه ستقوم برسم دائرة الـ A.C المكافئة الشكل ( ٥ ) .



الشكل ( ٥ )

في هذه الدائرة المكافئة الـ A.C نجد أن

$$v_c = i_c r_c \quad \dots (22)$$

و

$$v_e = i_e r_E \quad \dots (23)$$

كذلك نجد أن

$$v_{bb} = i_b r_B + i_c (r_c + r_E) \quad \dots (24)$$

تذكر ان  $r_B$  هي مقاومة ثمنن المكافئة المربوطة على التوالي مع المصدر  $v_{bb}$  وأن  $r_c = I_E$  (mA) على <sup>26</sup> عند التعويض عن  $i_c$  بـ  $\frac{i_c}{\beta}$  في المعادلة (24) نحصل

$$i_c = \frac{v_{bb}}{r_c + r_E + r_B \beta} \quad \dots (25)$$

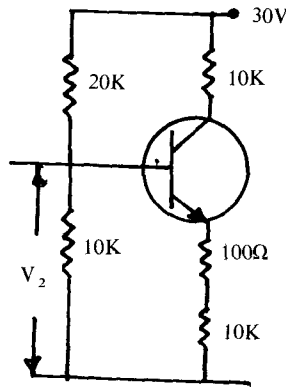
لدينا في الدائرة المكافئة - الشكل ( ٥ أ ) - أن

$$V_{bb} = 1 \text{ mv} = 0.001 \text{ v}$$

$$r_E = 100 \Omega$$

$$r_e = \frac{25}{I_E (\text{mA})} \quad r_B = 0$$

يستخرج  $I_E$  عن طريق رسم الدائرة المكافئة المستمرة - الشكل ( ٦ ) . في هذه الدائرة لدينا أن



الشكل ( ٦ )

$$V_2 = \frac{30 \times 10}{30 \text{ K}} = 10 \text{ V}$$

لدينا

$$V_2 \approx I_E R_E$$

$$\therefore I_E = \frac{10}{10.1 \text{ K}} \approx 1 \text{ mA}$$

وبهذا فإن

$$r_e = \frac{25}{1} = 25 \Omega$$

ومنها نجد ان

$$i_c = \frac{0.01}{100 + 25 + 0} = 8 \mu\text{A}$$



وعلى فرض ان  $i_c \approx i_e$  نستطيع ان نجد

$$v_c = i_c r_c = 8 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^3 = 40 \text{ mv}$$

$$v_e = i_c r_E = 8 \times 10^{-6} \times 100 = 0.8 \text{ mv} \quad \text{و}$$

$$v_b = i_c (r_c + r_B) = 8 \times 10^{-6} (125) = 1 \text{ mv} \quad \text{و}$$

يلاحظ في اعلاه ان  $v_{bb} = v_b$  وذلك لأن  $r_B = 0$

على فرض ان  $\beta_{ac} = \beta_{dc}$  نستطيع ان نجد

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \beta \frac{i_b}{i_b} = \beta_{ac} = 100$$

و

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{v_c}{v_b} = \frac{40}{1} = 40$$

أو أن

$$A_v = \frac{i_c r_c}{i_i (r_E + r_c)} = \frac{5000}{125} = 40$$

لدينا ان ممانعة القاعدة

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{v_{bb}}{i_b} = \beta \frac{v_{bb}}{i_c}$$

أو أن

$$Z_{in} = \beta (r_E + r_c) \quad \dots (26)$$

هذه الممانعة مربوطة على التوازي مع  $R_2, R_1$  لذا فان  $Z_{ic}$  — من المعادلة (20) تساوي

$$Z_{ic} = Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2$$

$$Z_{ic} = 100 (100 + 125) \parallel 20 \text{ K} \parallel 10 \text{ K}$$

أو أن

$$= 4.7 \text{ K}\Omega$$

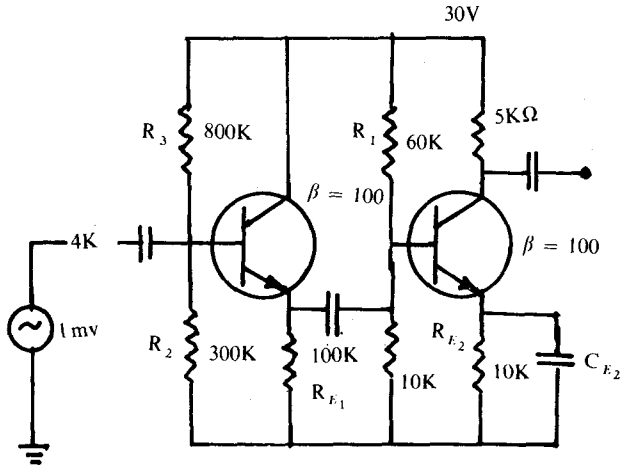
مثال ( ٢ ) :-

احسب قيمة  $v_o$  في الشكل ( ٧ ) .

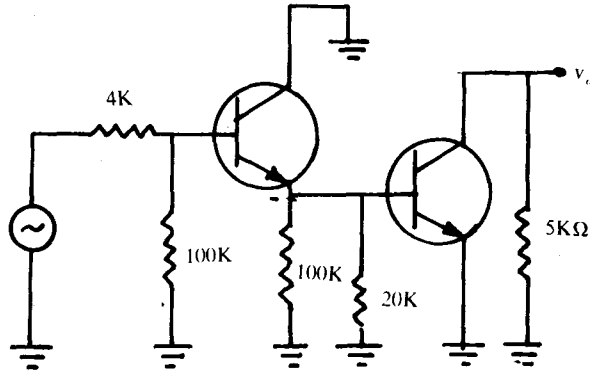
الحل :-

يتم رسم الدائرة المكافئة المتناوبة كما في الشكل ( ٨ )

R



الشكل ( ٧ )

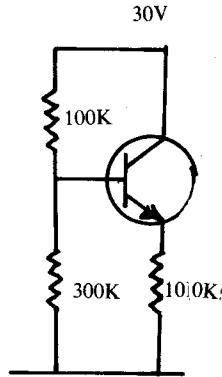


الشكل ( ٨ )

نلاحظ في هذه الدائرة وجود مرحلتين مما يستوجب الفصل بينهما بالرمز لكل مرحلة بما يناسبها .  
في المرحلة الاولى لدينا من المعادلة (26)

$$Z_{in_1} = \beta (r_E + r_v)$$

وبنفس الطريقة نجد  $r_e$  من رسم الدائرة المكافئة المستمرة - الشكل ( ٩ ) . في هذه الدائرة لدينا أن



الشكل ( ٩ )

$$V_2 = \frac{300 \times 30}{900} = 10 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_2}{R_E} = \frac{10}{100 \text{ K}} = 0.1 \text{ mA}$$

وعليه فإن

$$r_e = \frac{25}{I_E} = \frac{25}{0.1} = 250 \Omega$$

يلاحظ بالنسبة لـ  $r_E$  للمرحلة الأولى انها مربوطة مع  $Z_{ic}$  للمرحلة الثانية وعليه فإن استخراجها يتم بالصورة الآتية :

$$r_{E1} = R_{E1} \parallel Z_{ic2} \quad \dots (27)$$

لدينا أن

$$Z_{ic2} = Z_{in2} \parallel R_3 \parallel R_4 \quad \dots (28)$$

حيث ان

$$Z_{in2} = \beta (r_{I2} + r_{c2})$$

نستخرج  $r_{c2}$  بنفس الطريقة اعلاه وذلك من خلال رسم الدائرة المكافئة المستمرة للمرحلة الثانية - الشكل ( ٩ ) - ثم نجد  $r_{I1}$  في هذه الدائرة لدينا أن

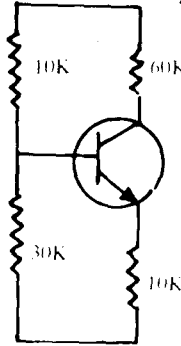
$$V_2 = \frac{30 \times 30}{90} = 10 \text{ V}$$

لذا فان

$$I_{I2} = \frac{10}{10 \text{ K}} = 1 \text{ mA}$$

او ان

$$r_{c2} = \frac{25}{1} = 25 \Omega$$



الشكل ( ٩ )

بالنسبة لـ  $r_{I2}$  فانها تستخرج من الدائرة المكافئة الـ A.C. وبسبب من وجود  $r_{c1}$  فان  $r_{I2} = \text{صفرا}$  وعليه فان

$$Z_{in2} = 100 (0 + 25) = 2500 \Omega$$

او ان

$$Z_{in2} = 2500 \parallel 60000 \parallel 30000 = 2.22 \text{ K}$$

وبهذا فان

$$r_{E_1} = 100 \parallel 2.22 = 2.17 \text{ K}$$

بعد ان حسبنا  $r_{e_1} > r_{E_1}$  نستطيع ان نحسب  $Z_{in_1}$  حيث ان

$$Z_{in_1} = \beta (r_{E_1} + r_{e_1}) = 100 (2170 + 250) = 242 \text{ K}$$

ومن ثم نستطيع حساب  $Z_{ic_1}$  حيث ان

$$\begin{aligned} Z_{ic_1} &= R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{in_1} \\ &= 600 \parallel 300 \parallel 242 = 110 \text{ K} \end{aligned}$$

لذا فان الفولتية الحقيقية الداخلة الى الترانزستور هي

$$v_b = \frac{v_{bb} \times Z_{ic_1}}{Z_{ic_1} + R_s} = \frac{110000}{4000 + 110000} \times 1 = 0.965 \text{ mV}$$

على الرغم من ان الفرق بين  $v_b$  و  $v_{bb}$  صغير جدا (الفرق بين 0.965 mV , 1mV) الا انه من الواضح ان حساب مثل هذا الفرق يعطي فهما أكبر واعمق لدوائر الترانزستور وما يحدث فيها الان وبعد ان تم حساب  $v_b$  يمكننا ان نستمر في الحل لنجد  $A_{v_1}$  و  $A_{v_2}$  حيث ان

$$A_{v_1} = \frac{r_{E_1}}{r_{E_1} + r_{e_1}} \quad \dots (29)$$

هذه المعادلة تمثل الكسب في الجهد لدائرة مكبر تابع الباعث emitter follower وعليه فان

$$A_{v_1} = \frac{2170}{2170 + 250} \approx 0.897$$

اما بالنسبة لدائرة مكبر الباعث المشترك فان الكسب في الجهد يكون مساويا لـ

$$A_{v_2} = \frac{r_{c_2}}{r_{e_2}} \quad \dots (30)$$

$$A_{v_2} = \frac{5000}{25} = 200 \quad \text{أي ان}$$

وعليه فان الكسب الكلي للدائرة في الشكل ( ٧ ) - يكون مساويا لـ

$$A = A_1 A_2 \quad \dots (31)$$

اي ان

$$A = 0.897 \times 200 = 179$$

وحيث ان

$$v_o = A v_b \quad \dots (32)$$

لذا فان

$$v_o = 179 \times 0.965 \text{ mV} = 173 \text{ mV}$$

كما تقدم اعلاه ومن الامثلة نستطيع ان نخرج بالنقاط الآتية :

1- ان تحليل دوائر المكبرات عن طريق رسم الدوائر المكافئة المتناوية والمستمرة هو أكثر وضوحا واسهل فهما وعليه فاننا سنحاول وضع المعادلات الخاصة بالكسب والممانعات لدوائر التكبير الاخرى بصيغ هذه الدوائر المكافئة مع الاشارة الى مايقابلها من الثوابت الهجينية .

2- تكون ممانعة الادخال لمكبر الباعث المشترك بدون مقاومة باعث مساوية لـ  $\beta r_e$

$$\text{حيث ان } \left( r_e = \frac{25}{I_F (\text{mA})} \right) \text{ وكذلك هو الحال ايضا مع وجود المتسعة } C_E$$

على الرغم من وجود  $R_E$  حيث ان  $r_e = R_E$  صفراً مع وجود المتسعة  $C_E$  . من جهة اخرى اذا كانت  $R_E$  موجود من دون المتسعة  $C_E$  فان ممانعة الدخول ستكون مساوية لـ  $\beta (r_e + R_E)$  حيث ان  $R_E = r_e$  في حالتي الدائرة المكافئة الـ A.C او الـ A.C .

3- ان التكبير في الفولتية لمكبر الباعث ( عندما تؤخذ الفولتية الخارجة من نقطة

المجمع ) تكون مساوية لـ  $\frac{r_c}{r_e + R_E}$  ( مع وجود  $R_E$  ) اما بالنسبة لتابع الباعث ( عندما تؤخذ الفولتية الخارجة من نقطة الباعث ) فيكون مساويا لـ  $\left( \frac{r_e}{r_e + R_E} \right)$

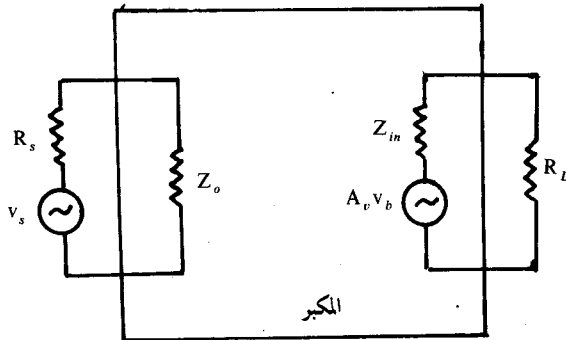
وتساوي 1 تقريبا . اما بالنسبة للتكبير في التيار فيكون مساويا لـ  $\beta$  ,  $(\beta + 1)$  وعلى التوالي .

4- تأثير  $R_s$  :- تعمل  $R_s$  مع  $Z_{in}$  على تقسيم الفولتية الداخلة المتناوبة ويلاحظ ذلك واضحا في المثال الثاني فبدون تابع الباعث ستكون ممانعة الادخال للمرحلة الثانية حملاً ثقيلًا على المصدر وسيكون مقسم الفولتية من (4K) على التوالي مع (2.22 K) والذي يعني ان معظم الاشارة ستسقط عبر مقاومة المصدر (4K) لانها الاكبر في هذه الحالة . الا ان استعمال تابع الباعث قد رفع منسوب ممانعة الادخال من (2.22 K) الى (110 K) وبهذا فان معظم فولتية المصدر -96.5% منها - ظهرت عند قاعدة المرحلة الاولى . ولان لتابع الباعث كسب في الفولتية يقرب من الواحد لذا فان الاشارة تصل الى قاعدة المرحلة الثانية وهذا هو عمل المصدر .

5- تأثير  $R_L$  :- لو كان المطلوب في المثال حساب  $v_o$  بدلا من  $v_c$  لوجدنا ان

$$v = \frac{v_c R_L}{R_L + Z_o} \quad \dots (33)$$

وعليه فان تأثير  $R_L$  عند ربطها بالصورة المبينة في الشكل (10) هو كتأثير  $R_s$  ، اي تقسيم الفولتية الخارجة بدلا من الداخلة - انظر الشكل .



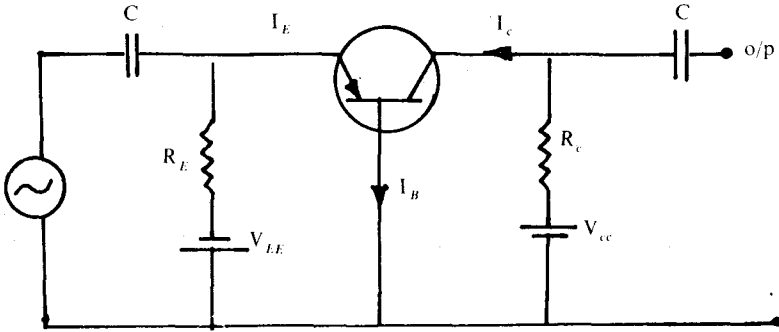
الشكل (10)

لا بد لنا أخيراً من ان نذكر ان مكبر الباعث المشترك يمتاز بقدرته على تكبير الفولتية والتيار كما يلاحظ ان ممانعة الادخال  $Z_{ic}$  وممانعة الاخراج تكون ذات قيم متوسطة بين

الربطين الآخرين ( القاعدة المشتركة والمجمع المشترك ) كذلك فان الموجة الخارجة تختلف بالطور بـ 180 من الموجة الداخلة .

ب - مكبر القاعدة المشتركة Common base amplifier .

تكون معظم الدوائر البسيطة لمكبر الترانزستور ذي القاعدة المشتركة التي تستخدم مصدرين للبولتية ، مشابهة الى حد كبير للدائرة في الشكل ( ١١ ) . تمتاز هذه الدوائر بممانعة ادخال واطئة وممانعة اخراج عالية وكسب كبير نوعا ما في الفولتية . لذا فان استخدام هذه الدوائر يكون في المجالات التي يلزم فيها كون ممانعة الادخال واطئة او عند الترددات العالية نوعا ما .



الشكل ( ١١ ) دائرة مكبر القاعدة المشتركة .

ان الكسب الكبيرة في الفولتية لهذه الدائرة يعود الى سببين : - اولاهما ان وصلة الباعث - قاعدة تكون منحازة اماميا وبذلك فان مقارنة هذه الوصلة صغيرة مقارنة مع مقاومة وصلة المجمع - قاعدة المنحازة عكسيا وثانيهما ان التيار المار في دائرة الدخل  $I_E$  يكون مساويا او اكبر قليلا من التيار المار في دائرة الاخراج  $I_C$  وعليه فان

$$I_C r_f \gg I_E r_f \quad \dots (34)$$

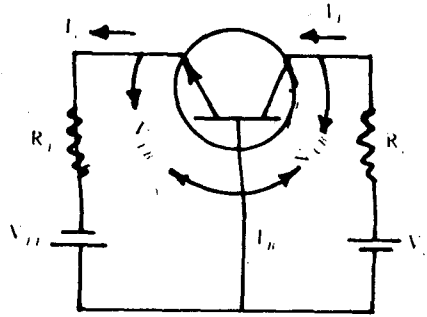
حيث تمثل  $r_f \cdot r_f$  مقاومة وصلة المجمع - قاعدة العكسية ومقاومة وصلة الباعث - قاعدة الامامية وعلى التوالي .



سنقوم هنا ايضا . بتحليل دائرة مكبر القاعدة المشتركة بنفس الطريقة التي قمنا بها عند تحليل دائرة مكبر الباعث - المشترك .

تحليل ال D.C :-

يبين الشكل ( ١٢ ) الدائرة المكافئة المستمرة لمكبر القاعدة المشتركة في هذه الدائرة نجد أن



الشكل ( ١٢ ) الدائرة المكافئة المستمرة للدائرة في الشكل ( ١١ ) .

$$V_{11} = I_B R_1 + V_{BE} \quad \dots (35)$$

$$I_B = \frac{V_{11} - 0.6}{R_1} \quad \dots (36)$$

كذلك نجد ان

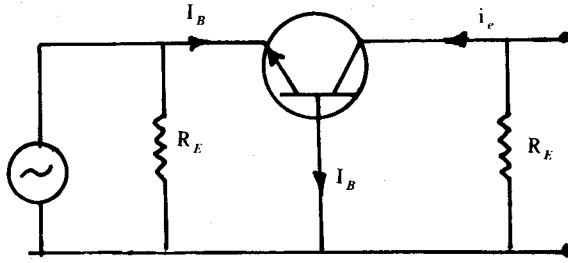
$$I_C = \beta I_B$$

و

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad \dots (37)$$

تحليل ال A.C :-

يبين الشكل ( ١٣ ) الدائرة المكافئة المتناوبة لمكبر القاعدة المشتركة . في هذه الدائرة نجد ان



الشكل (١٣) الدائرة المكافئة المتناوية للدائرة في الشكل (١١).

$$Z_{ic} = R_E \parallel h_{ib} \approx h_{ib} \quad \dots (38)$$

$$Z_o = R_c \parallel r_{ob} \approx R_c \quad \dots (39)$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_c}{i_e} \approx h_{fb} \quad \dots (40)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{i_c Z_o}{i_e Z_{ic}} \quad \dots (41)$$

$$= \frac{i_c R_c}{i_e h_{ib}} = h_{fb} \left( \frac{R_c}{h_{ib}} \right) \quad \dots (42)$$

$$A_p = (h_{fb})^2 \left( \frac{R_c}{h_{ib}} \right) \quad \dots (43)$$

مثال (٣) :-

في الدائرة - الشكل (١٤) - احسب كل من  $Z_{in}$ ,  $A_v$ ,  $v_{cb}$ ,  $v_{cB}$  وكذلك  $Z_o$ .

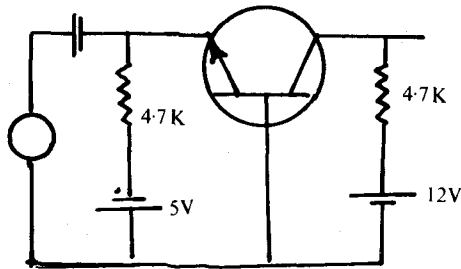
الحل :-

بالنسبة لـ  $V_{CB}$  لدينا ان

$$I_E = \frac{5 - 0.3}{4.7 \text{ K}} \approx 1 \text{ mA}$$

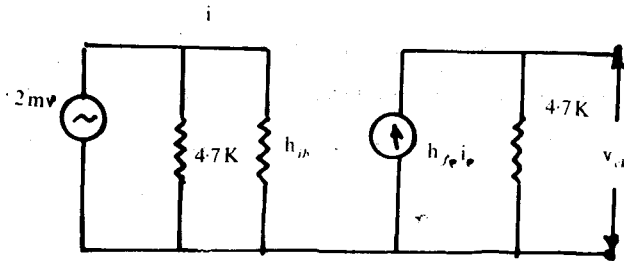
$$I_C = \alpha I_E \approx I_E = 1 \text{ mA}$$

$$V_{cB} = 12 - 1 \text{ mA} \times 4.7 \text{ K} = 7.3 \text{ V}$$



شكل (١٤)

بالنسبة لـ  $V_{cb}$  نجد الدائرة المكافئة المتناوبة - الشكل (١٥) . في هذه الدائرة لدينا ان



الشكل (١٥)

$$h_{ib} = \frac{25}{I_B \text{ (mA)}} = 25 \Omega$$

$$i_e = \frac{2}{25} = 80 \mu\text{A}$$

$$v_{i_b} = v_o = 80 \mu A \times 4.7 K = 376 mV$$

لدينا ان

$$Z_{i_c} = h_{i_b} \quad R_L = \frac{h_{i_b} R_L}{h_{i_b} + R_L}$$

$$= \frac{4700 \times 25}{4700 + 25} \approx 25 \Omega = h_{i_b}$$

اما بالنسبة لـ  $Z_o$  فان

$$Z_o = r_{o_b} \quad R_c \approx R_c = 4.7 K\Omega$$

ج- مكبر المجمع - المشترك common collector amplifier :-

رأينا في البند السابق ان مكبر القاعدة المشتركة يمتلك ممانعة ادخال واطئة وممانعة اخراج عالية وكسبا في الفولتية عاليا نوعا ما وكسبا في التيار يساوي واحدا تقريبا . من جهة أخرى فان مكبر المجمع - الشكل ( ١٦ ) - يمتلك خصائص تكاد تكون معكوسة لخصائص مكبر القاعدة المشتركة . فهو يمتلك ممانعة ادخال عالية جدا وممانعة اخراج واطئة جدا وكسبا عاليا في التيار بينما يكون كسبه للفولتية مساويا للواحد تقريبا . وبهذا فان الكسب في القدرة في مكبر المجمع المشترك يكون اقل مما هو عليه في مكبر الباعث المشترك .

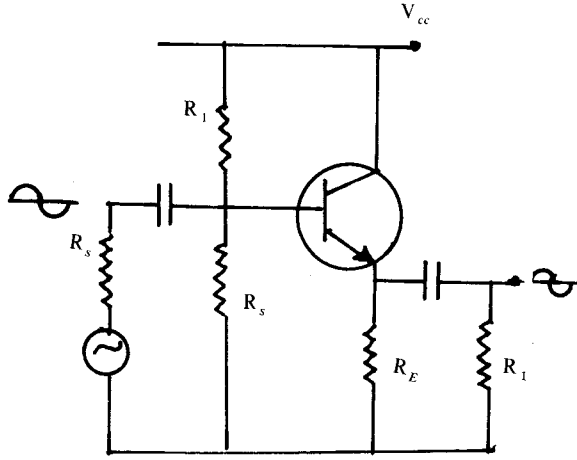
يبين الشكل ( ١٦ ) . دائرة نموذجية لمكبر المجمع المشترك ويلاحظ ان فيها شها كبيرا بدائرة الباعث - المشترك سوى ان المقاومة  $R_c$  لم تعد موجودة وعليه فان الفولتية الخارجة قد أخذت من نقطة الباعث . من هنا فانه يصبح من غير الجائز ربط متسعة امرار ( $C_E$ ) حول المقاومة  $R_E$  .

تحليل الـ D.C :-

تكون فولتية المجمع مساوية لـ

$$V_E = V_2 - V_{BE} - I_B R_B \quad \dots (45)$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{حيث ان . وبهذا فان}$$



الشكل ( ١٦ ) دائرة مكبر المجمع - المشترك .

$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE} - I_B R_B}{R_E} \quad \dots (46)$$

ويكون الكسب في الفولتية مساويا لـ

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_e}{V_b} \approx 1$$

وبهذا فان فولتية الباعث تتبع ( follows ) فولتية القاعدة - أي انها نسخة منها -  
لذا فان هذا المكبر يدعى احيانا بتابع الباعث ( emitter followers ) .  
يكون الكسب في التيار مساويا لـ

$$A_i = \frac{i_o}{i_1} = \frac{I_E}{I_B} = \frac{(\beta + 1) I_B}{I_B} = (\beta + 1) \quad \dots (44)$$

يستخدم تابع - الباعث كمصد buffer amplifier . اي يتم تشغيله بوساطة  
مصدر فولتية ذي ممانعة اخراج عالية ليجهز بدوره مكبراً ذا ممانعة ادخال واطئة ، بالقدرة  
اللازمة .

مثال ( 4 ) :-

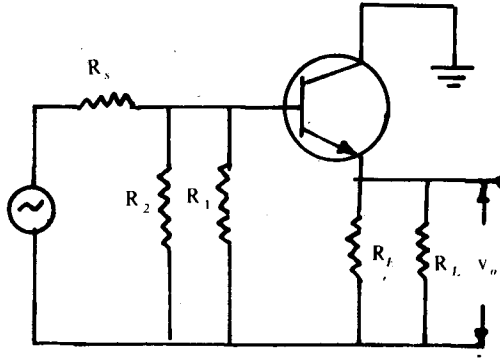
احسب  $Z_o, A_v, Z_{ic}$  للدائرة في الشكل ( ١٦ )

الحل :-

عند رسم الدائرة المكافئة المتناوبة - الشكل ( ١٧ ) - نجد ان

$$r_E = \frac{R_E R_L}{R_E + R_L} \quad \dots (45)$$

كذلك نجد



الشكل ( ١٧ ) الدائرة المكافئة المتناوبة للدائرة في الشكل ( ١٦ ) .

$$Z_{in} = h_{ic} + (h_{fc} + 1) r_E \quad \dots (46)$$

$$\approx \beta (r_e + r_E) \quad \dots (47)$$

ومنه نجد  $Z_{ic}$  حيث ان

$$Z_{ic} = Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2$$

لدينا ان

$$A_v = \frac{v_o}{v_b} = \frac{h_{fc} r_L}{h_{fc} r_L + h_{ic}} \quad \dots (48)$$

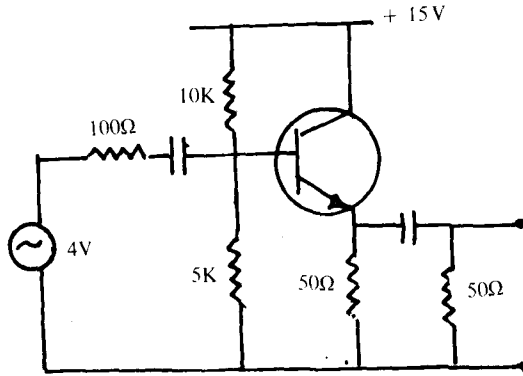
$$= \frac{h_{fe} r_E}{h_{fe} (r_E + r_e)} = \frac{r_E}{r_E + r_e} \quad \dots (49)$$

اما بالنسبة لـ  $Z_o$  فان

$$Z_o = \left( h_{ib} + \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_s}{h_{fe}} \right) \parallel R_E \quad \dots (50)$$

مثال (5) :-

في الدائرة ادناه - الشكل ( ١٨ ) احسب كلاً من  $A_v$  و  $A_i$  و  $Z_{in}$  و  $Z_o$  و  $v_o$  اذا علمت ان  $h_{ib} = 3\Omega$  و  $h_{fe} = 100$ .



الحل :-

لدينا أن

$$A_v = \frac{r_L}{r_L + r_e} \quad \dots (51)$$

حيث ان

$$r_L = R_L \quad R_L = 25\Omega$$

اما  $r_c$  فيتم حسابها من ايجاد  $I_E$  من الدائرة المكافئة المستمرة حيث ان (يترك للطالب رسم الدائرة المكافئة المستمرة).

$$I_E = \frac{25}{500} = 10 \text{ mA}$$

وعليه فان

$$r_c = 2.5 \Omega$$

لذا فان

$$A_v = \frac{25}{25 + 2.5} = 0.90$$

لدينا ان

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = (\beta + 1)$$

فاذا فرضنا ان  $\beta_{ac} = \beta_{dc}$  وهذا صحيح الى حد كبير. وعليه فان

$$A_i = 100 + 1 = 101$$

لدينا ان

$$Z_{in} = \beta (r_c + r_E) = 100 (28) = 2800$$

لذا فان

$$Z_{ic} = 2.8 \parallel 5 \parallel 10 = 2.2 \text{ K}$$

من جهة أخرى فان

$$Z_o = \left( 3 + \frac{10 \text{ K} \parallel 5 \text{ K} \parallel 0.1}{100} \right) 50$$

$$= 3 \Omega$$

بالنسبة الى  $v_o$  فان

$$v_o = A_v v_i$$

وحيث ان

$$v_b = v_s \times \frac{Z_{ic}}{Z_{ic} + R_s}$$



أى ان

$$v_b = 4 \times \frac{2.8}{2.8 + 0.1} \approx 4V$$

لذا فان

$$v_o = 0.9 \times 4 = 3.6 V$$

### 3-10 مقارنة بين المكبرات الاساسية للترانزستور :-

تم في البنود السابقة التعرف واشتقاق العلاقات الخاصة بممانعة الادخال والايخراج وكذلك الكسب في التيار والفولتية والقدرة لكل من الانواع الثلاثة للمكبرات الاساسية للترانزستور بدلالة الثوابت الهجينية  $h$  وكذلك بدلالة الدوائر المكافئة المستمرة والمتناوبة .

وحيث ان الحاجة الى مثل هذه المتغيرات ، قائمة بصورة دائمية ولغرض التعرف عليها بسهولة سنقوم هنا برسم منحنيات الكسب في التيار والفولتية وممانعة الادخال والايخراج ، اعتمادا على المعادلات الخاصة بها التي اشتقت في القسم السابق ، وعلاقتها جميعا بمقاومة الحمل  $R_L$  - انظر الجدول ( ١ ) .

يلاحظ في الجدول (١) عدم وجود المعادلات الخاصة بممانعة الادخال كذلك يلاحظ ان المعادلات الاخرى قد كتبت بدلالة ثوابت الدائرة المكافئة  $T$  ولغرض فهم هذه المعادلات سنقوم هنا بدرج المعادلات الخاصة بممانعة الادخال للانواع الثلاثة . والتعليق عليها بعض الشيء ليتسنى للطالب فهم المعادلات الاخرى بصورة أسهل .

أ- ممانعة الادخال بالنسبة لمكبر القاعدة المشتركة يكون مساويا لـ

$$Z_{isc} = r_c + r_b \frac{r_c - r_m}{r_c + r_b} \quad \dots (52)$$

اذا كانت  $R_L = 0$  - اي في حالة قصر الدائرة . اما اذا كانت  $R_L = \infty$  فان ممانعة الادخال للدائرة المفتوحة تكون مساوية لـ

$$Z_{ioc} = r_c + r_b \quad \dots (53)$$

يلاحظ من المعادلتين (52) و (53) ان  $Z_{ioc}$  - ممانعة الدائرة المفتوحة - اكبر من  $Z_{isc}$  - ممانعة الدائرة المقصورة وعليه فان  $Z_{ic}$  لربط القاعدة المشتركة تزداد مع زيادة  $R_L$  - انظر الشكل (أ) في الجدول (1).

ب- ممانعة الادخال بالنسبة لمكبر الباعث - المشترك تكون مساوية لـ

$$Z_{isc} = r_b + r_e \frac{r_c}{r_d + r_e}$$

لـ  $R_L = \infty$  وتكون مساوية لـ

$$Z_{ioc} = r_b + r_e$$

لـ  $R_L = 0$  . وبهذا فان ممانعة الادخال لربط الباعث المشترك تقل نوعا ما . مع زيادة  $R_L$  - الشكل (أ) .

ج- في حالة ربط المجمع المشترك لدينا ان

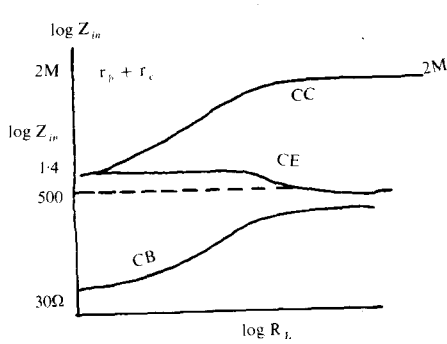
$$Z_{isc} = r_b + r_e \frac{r_c}{r_d + r_e}$$

في حالة  $R_L = 0$  اما في حالة كون  $R_L = \infty$  فان ممانعة الادخال تكون مساوية لـ

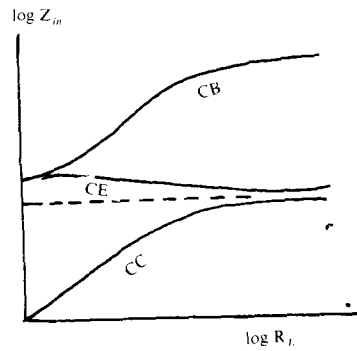
$$Z_{ioc} = r_b + r_e$$

وهكذا نجد ان  $Z_{ios}$  لربط المجمع المشترك تكون اكبر من  $Z_{isc}$  وتزداد هذه الممانعة لذلك . مع زيادة  $R_L$  .

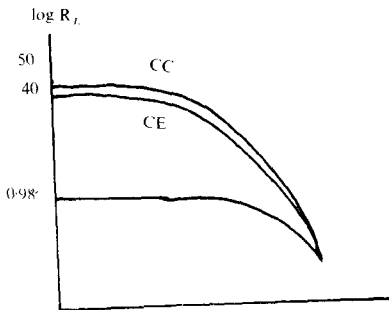
$R_L = 0$			$R = \infty$		
القاعدة - المشتركة	الباعث المشترك	المجمع المشترك	CB	CE	CC
$r_c - r_b \frac{r_m - r_e}{r_b + r_e}$	$r_d + r_e \frac{r_m + r_b}{r_e + r_b}$	$r_c + r_d \frac{r_b}{r_c + r_b}$	$r_c + r_b$	$r_d + r_e$	$r_c + r_d$
$A_v \frac{r_b + r_m}{r_b + r_e}$	$\frac{r_m - r_e}{r_d + r_e}$	$\frac{-r_c}{r_d + r_e}$	o	o	o
$A_r$ o	o	o	$\frac{r_m + r_b}{r_e + r_b}$	$\frac{-(r_m - r_e)}{r_e + r_b}$	$\frac{r_c}{r_c + r_b}$



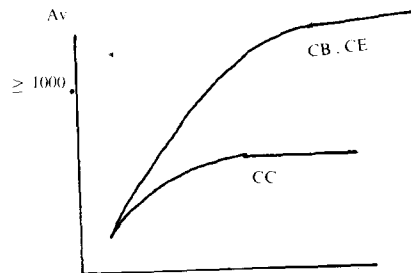
(أ)



(ب)



(ج)



(د)

الجدول (١)

## اسئلة ومسائل

- (1) ما المقصود بمكبرات الاشارة الصغيرة .
- (2) عدد المكبرات الاساسية للترانزستور ثم بين أهم مميزاتهما .
- (3) بين كيف تؤثر  $R_s$  على حجم التكبير؟ وهل في ادخالها من فائدة؟ وضح ذلك .
- (4) هل لمقاومة الحمل لمكبر المرحلة الاولى - في مكبر ذي مرحلتين - تأثير على ممانعة الادخال لمكبر المرحلة الثانية؟ اشرح ذلك .
- (5) هل هناك اختلاف في الطور بين الموجة الداخلة والخارجة في مكبر القاعدة المشتركة؟ اشرح ذلك .
- (6) لماذا يسمى مكبر المجمع - المشترك بتابع الباعث؟ اشرح ذلك ثم بين اهم استعمالاته .
- (7) لماذا يكون التحليل بواسطة الدوائر المكافئة الـ D.C والـ A.C هو الافضل لدوائر المكبرات؟ اشرح ذلك .
- (8) بين اوجه الشبه والاختلاف بين المكبرات الاساسية من حيث
  - أ - الكسب في التيار .
  - ب - الكسب في الفولتية .
  - ج - الكسب في القدرة .
  - د - ممانعة الادخال .
  - هـ - ممانعة الاخراج .
  - و - الاستعمال .
- (9) وضح اياً من المكبرات الاساسية يمتلك ايأ من هذه المواصفات
  - (1) اختلاف في الطور بين الاشارة الخارجة والداخلة قدره  $180^\circ$  .
  - (2) اعلى ممانعة ادخال .
  - (3) اوطأ ممانعة ادخال .
  - (4) اوطأ كسب في القدرة .
  - (5) اعلى تكبير في التيار .
  - (6) الكسب في الجهد فيه اقل من واحد .
  - (7) اعلى ممانعة اخراج .
  - (8) لا يستعمل ممانعة امرار .
- (10) في مكبر الباعث المشترك اشرح ماذا يحدث لجهد الاخراج اذا

أ - زاد  $V_{cc}$  .

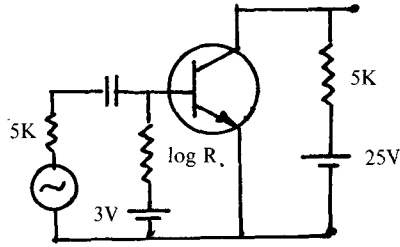
ب - تقليل  $R_c$  .

ج - زيادة في  $R_B$  .

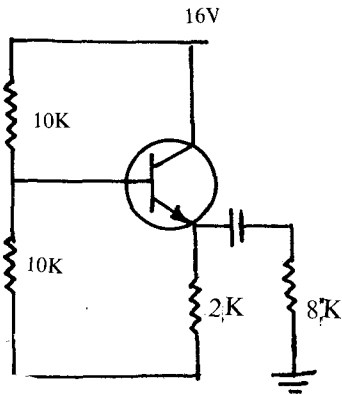
د - زيادة في  $\beta$  .

هـ - ربط مقاومة  $R_L$  الى الدائرة .

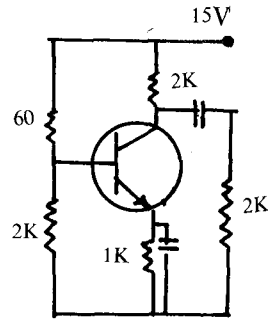
(11) احسب الكسب في كل من التيار والفولتية وكذلك ممانعتي الادخال والاخراج للدائرة ادناه .



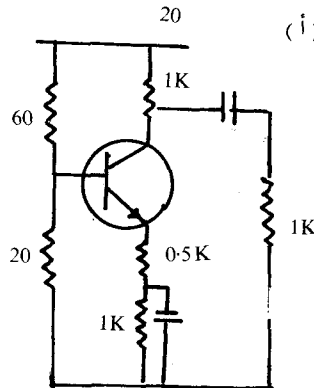
(12) احسب كلاً من  $A_v$  و  $A_i$  و  $Z_{ic}$  و  $Z_o$  لكل من الدوائر ادناه .



(ب)



(أ)



(ج)

# الفصل الحادي عشر

## ترانزستور تأثير المجال

### Field-Effect Transistor

1 - 11 المقدمة :-

على الرغم من أن فكرة ترانزستور تأثير المجال field-effect transistor أو اختصاراً (FET) كانت معروفة منذ ان عرف الترانزستور الثنائي القطبية الا ان عملية تصنيعه لم تتم بنجاح حتى سنة 1960 على أثر الاقتراحات التي جاء بها شوكلي في عام 1952

ويعد ترانزستور تأثير المجال ، في الوقت الراهن ، العمود الفقري للدوائر المتكاملة وهو يفضل على الترانزستور الثنائي القطبية BJT في عدة نواح منها :-

أ - سهولة تصنيعه وكذلك صغر المساحة التي يحتلها لذا فإنه أكثر استعمالاً وملائمة في الدوائر المتكاملة (IC) وكذلك أطول عمراً وأكبر كفاءة من الترانزستور الثنائي القطبية .

ب - يمتلك ممانعة ادخال عالية جداً (عادة ماتكون أكبر من 100 ميكا أوم) مقارنة مع ممانعة الادخال الصغيرة للترانزستور الثنائي القطبية وذلك لان دائرة الادخال لهذا الترانزستور - وكما هو معروف - منحازة امامياً .

ج - يكون أقل عرضة للتأثيرات الحرارية .

د - يكون اقل توليداً للضوضاء ويقصد بالضوضاء هنا ، التغيرات الكهربائية التي تسببها حركة الإلكترونات - التي تظهر على شكل اشارات غير مرغوب فيها عادة ، مع موجة الاخراج داخل التركيب شبه الموصل .

هـ - يمكن استعماله عند الترددات العالية وذلك لان حركة الحاملات في القناة - كما سنرى لاحقاً - لاتتم عن طريق الانتشار بل في مجال معجل وحيث ان تردد القطع لا يتحدد عملياً بزمان مرور الحاملات في القناة بل بسعة الملتقى P-N لذا فان ترانزستور تأثير المجال يفضل ترانزستور ثنائي القطبية كثيراً في هذا الخصوص .

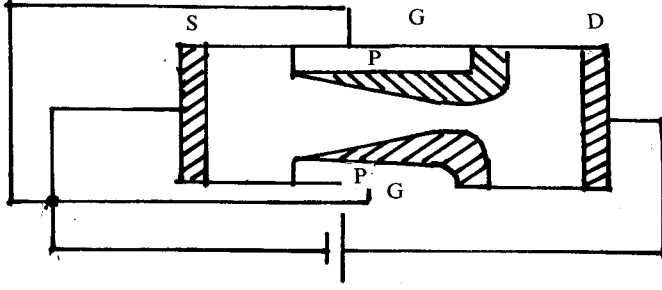
ان اساس عمل ترانزستور تأثير المجال هو التحكم في قيمة التيار الخارج بوساطة التأثير الذي يحدثه المجال الكهربائي ، الناتج عن تسليط جهد على مسار هذا التيار ومن هنا جاءت التسمية بترانزستور تأثير المجال ويسمى ايضا بالترانزستور الاحادي القطبية وذلك لان التيار الناتج يعتمد على حركة نوع واحد من الحاملات للشحنة اما الإلكترونات او الفجوات وذلك حسب نوع القناة channel المستعملة في الترانزستور .

واخيراً لا بد لنا من القول أن هناك نوعين رئيسيين من ترانزستور تأثير المجال هما :-

- 1- ترانزستور المجال الوصلي junction field-effect transistor او اختصاراً JFET .
- 2- ترانزستور تأثير المجال ذو القاعدة المعزولة insulated-gate field-effect transistor او اختصاراً بـ IGFET ويسمى ايضا بالترانزستور ذي الاوكسيد المعدني metal-oxide semiconductor transistor او اختصاراً (MOSFET) ويعمل كلا النوعين على نفس الاساس وهو التحكم بالتيار بوساطة مجال كهربائي الا ان لهما بعض الخواص المختلفة . لذلك فان خواصهما ستدرس في هذا الفصل كل على انفراد .

## 2- 11 ترانزستور المجال الوصلي JFET

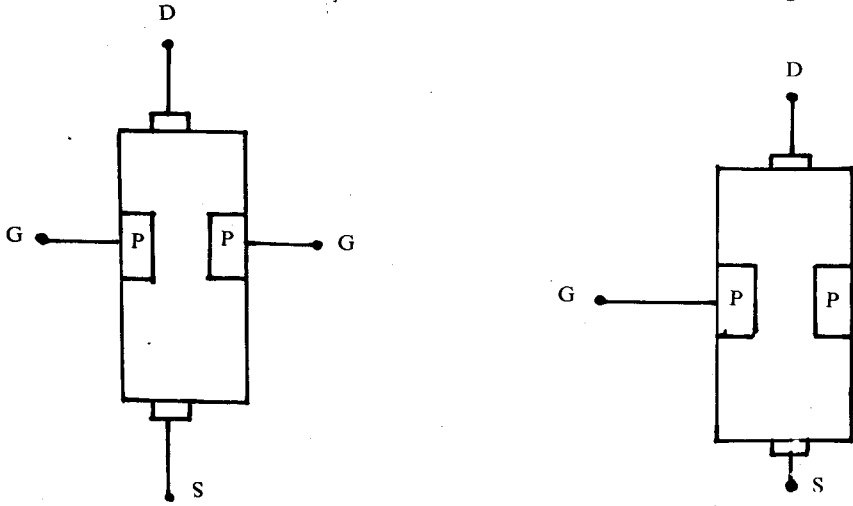
(أ) المكونات :- يبين الشكل ( ١ ) الرسم الاصطلاحي لترانزستور تأثير المجال ، وهو عبارة عن لوح من شبه موصل اما سالب (N) واما موجب (P) ( غالباً مايكون اللوح من السيليكون الا في حالات الاستعمال الخاصة - في الترددات العالية مثلاً - فيكون من



الشكل ( ١ ) ترانزستور تأثير المجال مع فولتية الإنحياز.

الكاليوم ارسينايد ( GaAs ) ويسمى بالقناة channel وتسمى النهاية السفلى من القناة بالمنبع source اما النهاية العليا من القناة فتدعى بالمصرف drain .

يلاحظ في الشكل ( ١ ) ايضا ، وجود وصلتين من نصف موصل مخالف لمادة اللوح - وعلى جهتي القناة - تدعى كل من هاتين الوصلتين بالبوابة ( gate ) . عند ما يربط طرف خارجي منفصل لكل بوابة يدعى المكون باسم ترانزستور المجال الوصلي ذي البوابة المزدوجة dual-gate الشكل ( ٢ أ ) . اما اذا ربطت البوابتان داخليا بحيث يمتلك الترانزستور طرف بوابة خارجياً واحداً فان الترانزستور سيدعى بذي البوابة المنفردة single-gate الشكل ( ٢ ب ) .



( أ ) ذو البوابة المزدوجة .

الشكل ( ٢ ) ترانزستور تأثير المجال .

ب - ذو البوابة المنفردة .



وعليه فان ترانزستور تأثير المجال يحتوي على ثلاثة اطراف ( على الأقل ) وهي :

### 1- المنبع ( S ) source

وهو الطرف الذي تدخل من خلاله حاملات التيار الاغلبية ( الالكترونات او الفجوات ) ويعرف التيار الداخلى اليه او الخارج منه بتيار المصرف ويرمز له بـ  $I_s$  . هذا ويناظر المنبع ( S ) في ترانزستور تأثير المجال ، الباعث ( E ) في الترانزستور الثنائي القطبية .

### 2- المصرف ( D ) drain

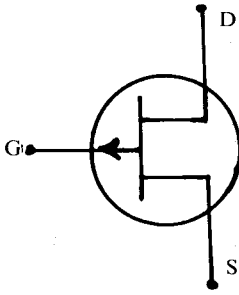
وهو الطرف الذي تخرج منه حاملات التيار الاغلبية مولدة تياراً يعرف بتيار المصرف  $I_D$  وهو يناظر تيار المجمع  $I_C$  في الترانزستور الاعتيادي مما يناظر المصرف ( C ) المجمع ( D ) في هذا الاخير .

### 3- البوابة ( G ) gate

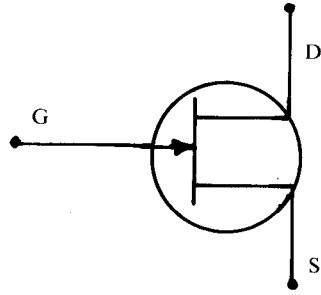
وكما اسلفنا تكون البوابة من مادة معاكسة لنوع مادة المنبع والمصرف وترب على وجهي القناة بطريقة السبك او الانتشار ويكون منسوب التطعيم في القناة ، عادة ، اكبر منه في القناة ولذا فكثيراً ما نلاحظ وجود العلامة ( + ) مضافة الى p بالصورة  $p^+$  او العلامة ( - ) مضافة الى n بالصور (  $n^-$  ) لتشير الى ذلك . هذا ويناظر طرف البوابة ( G ) في ترانزستور تأثير المجال طرف القاعدة في الترانزستور الاعتيادي أو بالاحرى شبكة التحكم في الصمام الخماسي .

على أية حال ، يدعى ترانزستور تأثير المجال اذا كانت مادة اللوح ( القناة التابعة له ) من شبه موصل سالب ، بترانزستور تأثير المجال ذي القناة - n ويرمز له بالشكل ( ٣ أ ) وتكون حاملات الشحنة في هذه الحالة الالكترونات . اما اذا كانت مادة اللوح من النصف الموجب ( P ) فان حاملات الشحنة ستكون هذه المرة هي الفجوات ويدعى الترانزستور بترانزستور تأثير المجال ذي القناة - P ويرمز له بالشكل ( ٣ ب )

يلاحظ في الشكل ( ٣ ) ان السهم - في كلا النوعين - يكون عمودياً على مركز القناة وذلك لمكانية استبدال المنبع مع المصرف في العديد من ترانزستورات المجال الوصلي بحيث يمكن استعمال اي نهاية كمنبع واستعمال الاخرى كمصرف وهذا مالا يصح



( ب ) قناة -



( أ ) قناة -

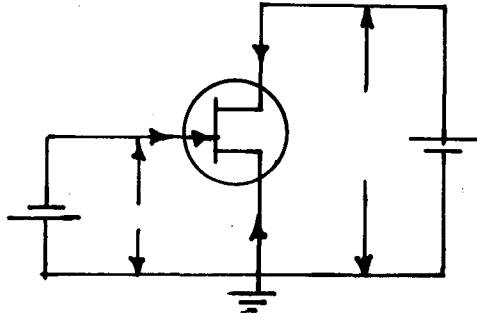
الشكل ( ٣ ) الرمز المتداول لترانزستور تأثير المجال .

عمله في الترانزستور الثنائي القطبية حيث يكون المجمع اكبر حجماً وأقل تطعيمياً من الباعث . ويشير اتجاه السهم الى اتجاه التيار الذي يسري في دائرة البوابة عندما تكون منحازة امامياً .

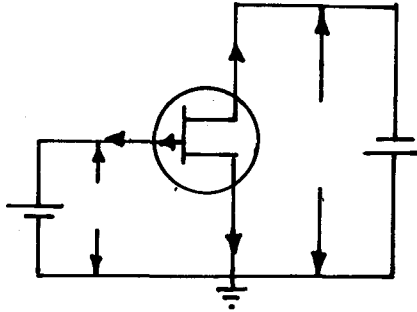
ب - طريقة ربط ترانزستور المجال الوصلي : - خلافاً لما هو عليه الحال في الترانزستور الثنائي القطبية - من حيث ان التيار يسري عبر وصلة الـ PN - فان سريان التيار في ترانزستور المجال الوصلي يتم خلال القناة وبين الشكل ( ٤ أ ) مبدأ توصيل ترانزستور المجال الوصلي ذي القناة n في الدوائر الكهربائية بينما يشير الشكل ( ٤ ب ) الى كيفية ربط ترانزستور المجال الوصلي ذي القناة p

عند معاينة الشكل ( ٤ ) يلاحظ ان الجهد بين البوابة والمنبع ( $V_{GS}$ ) قد اختير - في كلا الحالتين - بحيث تكون البوابة منحازة عكسياً وبذلك فان تياراً صغيراً سوف يسري في طرف البوابة بحيث تكون قيمته كتقريب اولي . مساوية للصفر .

مما جاء اعلاه . يتبين لنا ان الفرق الرئيس بين ترانزستور المجال الوصلي والترانزستور الثنائي القطبية هو ان البوابة تكون منحازة عكسياً في الأول بينما تكون في الثاني منحازة امامياً . هذا الفرق الحاسم بين الاثنين يشير الى ان ترانزستور المجال الوصلي يعمل كجهاز منضبط بالجهد . حيث يسيطر جهد الاخراج وحده على تيار الاخراج الذي يختلف



( أ ) دائرة الانحياز الترانزستور قناة -



( ب ) دائرة الانحياز لترانزستور قناة -

الشكل ( ٤ ) دائرة الانحياز لترانزستور تأثير المجال .

عن الترانزستور الثنائي القطبية حيث ان هذا الاخير يعد جهازاً منضبطاً بالتيار ذلك لأن تيار الادخال يتحكم بتيار الاخراج .

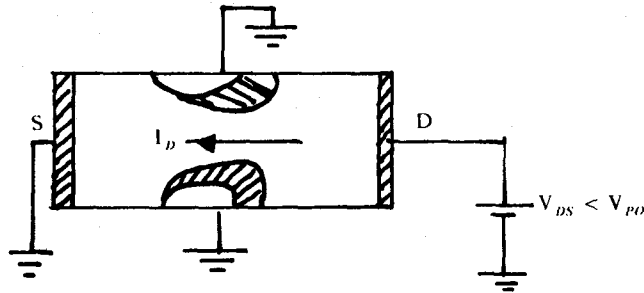
كذلك نستطيع تلخيص الفرق بين الترانزستورين بدلالة ممانعة الادخال ذلك ان كون تيار انبوبة في ترانزستور المجال الوصلي . صغيراً جداً يعني ان مقاومة الادخال لهذا الترانزستور تقترب من ما لانهاية وهي تساوي عدة ميكاوم معتمدة على JFET الخاص . لذا يفضل الـ JFET في التطبيقات التي نحتاج فيها الى مقاومة ادخال عالية .

ان الثمن الذي ندفعه مقابل مقاومة الادخال العالية هذه هو سيطرة أقل على تيار

الاخرج أو بعبارة اخرى يكون الـ JFET أقل حساسية للتغيرات في جهد الادخال من ترانزستور الثنائي القطبية .

كذلك يلاحظ من الشكل (4) ان الجهد بين المصرف والمنبع  $V_{DS}$  قد اختير بحيث ان حركة حاملات الشحنة ( الالكترونات أو الفجوات ) تكون باتجاه المصرف .

### 3-11 مبدأ عمل ترانزستور المجال الوصلي :-



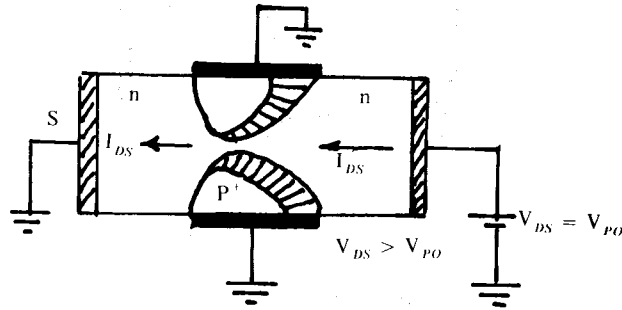
الشكل ( ٥ ) تأثير الجهد الموجب للمصرف على عمل ترانزستور تأثير المجال .

لفهم عمل ترانزستور المجال الوصلي سنأخذ ترانزستور بقناة من نوع  $n$  ونفترض كذلك ان المنبع والبوابتين عند الجهد الصفري ثم نحاول دراسة التأثير الذي يحدثه تسليط جهد موجب صغير على المصرف - انظر الشكل (5) .

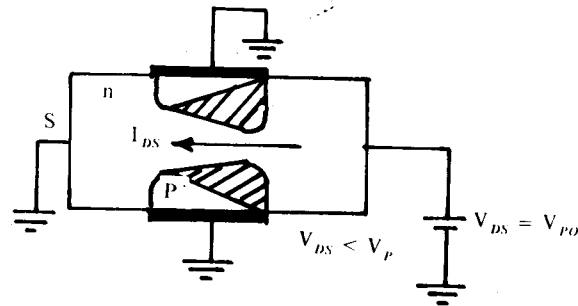
ان وجود مثل هذا الجهد الموجب بين المصرف والمنبع سوف يؤدي الى سريان الالكترونات من المنبع الى المصرف ( بينما يسري التيار من المصرف الى المنبع ) وان قيمة هذا التيار تعتمد في البداية على الأقل . على قيمة هذا الجهد المسلط وكذلك على قيمة مقاومة القناة ( هذه الأخيرة هي دالة لمنسوب التطعيم في القناة وكذلك عرضها وطولها وسمكها ) .

من جهة اخرى فان تسليط جهد موجب على المصرف سيؤدي كذلك الى احداث جهد انحياز سالب على وصلة الـ PN الذي يكونها كل من المصرف او المنبع ( اي جسم القناة ) مع البوابة ، وبذلك فان تياراً صغيراً سوف يسري في دائرة البوابة .

مما تقدم يتضح لنا ان زيادة جهد المصرف  $V_{DS}$  سوف يؤدي الى زيادة جهد القناة العكسي وبالتالي الى زيادة مساحة منطقة الاستنزاف ( الموجودة عادة في وصلة الـ  $V_{DS}$  ) حول البوابة نتيجة لاندفاع الالكترونات نحو الطرف الموجب من مصدر الجهد والفجوات نحو الطرف السالب منه مؤدياً بذلك الى احداث منطقة خالية من الشحنات الحرة حول البوابة وكلما زاد الجهد المعاكس كلما زاد اتساع منطقة الاستنزاف - انظر الشكل (6) .



( أ )

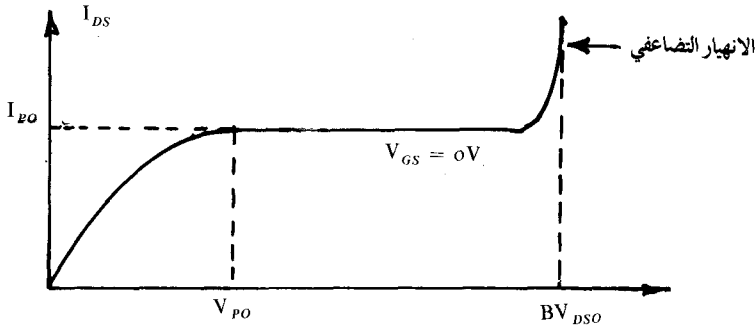


الشكل ( ٦ ) تأثير زيادة  $V_{DS}$  على عرض القناة .

( ب )

هذه النتيجة تنطبق بشكل مباشر على ترانزستور المجال الوصلي ويلاحظ في الشكل (٦) تأثير زيادة  $V_{DS}$  على عرض منطقة الاستنزاف . ان زيادة عرض الاستنزاف سيؤدي

على تقليل عرض القناة الذي يمر خلاله التيار من المنبع الى المصرف وبذلك تكبر المقاومة التي يجب على التيار ان يواجهها عند ضرورتها فيها وبالتالي فانه من المتوقع ان يقل التيار  $I_D$  من جهة اخرى فان زيادة  $V_{DS}$  يفرض الزيادة في قيمة  $I_D$  وهكذا وبسبب من تأثير فعليين يعملان بشكل مضاو لأحدهما الآخر - نتيجة لزيادة  $V_{DS}$  فان التيار  $I_D$  يظل ثابتاً تقريباً - انظر الشكل (7) .



الشكل (٧) منحنى الخواص لترانزستور تأثير المجال .

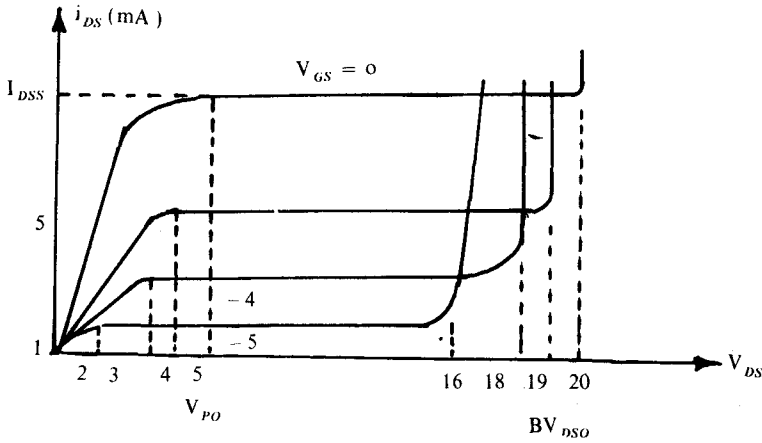
من الجدير بالملاحظة في الشكل (7) ان التيار  $I_D$  يثبت بعدما يصل الجهد  $V_{DS}$  الى قيمة معينة يعرف بجهد الضيق pinch-off voltage ويرمز له عادة بـ  $V_p$  ويعرف بأنه جهد المصرف الذي يكون تيار المصرف بعده ثابتاً تقريباً وعندما يساوي جهد المصرف  $V_{DS}$  جهد الضيق تصبح القناة ضيقة وتوشك طبقتنا الاستنزاف على التلامس - انظر الشكل (6 ب) . ومن الجدير بالذكر انه لا يمكن لعملية تضيق القناة ان تصل الى حد غلق القناة لان فرق الجهد الذي ادى الى حدوث هذه الظاهرة ، سينعدم ، كما يلاحظ من الشكل (6) . ان عرض طبقة الاستنزاف ليس متجانساً حيث أنها تكون عريضة من جهة المصرف وضيقة نوعاً ما من جهة المنبع والسبب في ذلك ان جهد المصرف هو موجب بينما يكون المنبع عند الجهد الصفري وبالتالي فان ثنائي المصرف - البوابة يكون منحازاً عكسياً بصورة أكبر مما هو عليه ثنائي المنبع - البوابة ..

ظهرت  $V_p$  في الشكل (٧) بالرمز  $V_{PO}$  اضيف الحرف O ، هنا ، ليشير الى الجهد الصفري لجهد البوابة .

لابد لنا اخيراً من القول ان لكل FET جهد الضيق  $V_p$  الخاص به كما هو الحال مع  $\beta$  بالنسبة للترانزستور الاعتيادي .

#### 4 - 11 منحنيات الخواص للترانزستور المجال الوصلي :

وتدعى ايضا بمنحنيات الاخراج وذلك لانها تمثل العلاقة بين التيار الخارج  $I_D$  مع جهد الاخراج  $V_{DS}$  عند قيم مختلفة ولكنها ثابتة لجهد الادخال (البوابة)  $V_{GS}$  وبين الشكل ( 8 ) مجموعة من هذه المنحنيات . عند النظر الى الشكل ( 8 ) يمكن ملاحظة النقاط الاتية :-  
أولاً - وجود ثلاث مناطق متميزة وهي



الشكل ( ٨ ) منحنيات الخواص للترانزستور تأثير المجال .

أ- المنطقة الاومية ohmic region :- وتسمى ايضا بالمنطقة الخطية وذلك لأن مقاومة الترانزستور (القناة) تكون ثابتة في هذه المنطقة ومن ثم فان تيار التوصيل  $I_D$  يزداد بزيادة الجهد  $V_{DS}$  عند ثبوت جهد البوابة  $V_{GS}$  . في هذه المنطقة لا تستطيع منطقة الاستنزاف احتراق القناة بشكل كاف للتأثير على مقاومة القناة بشكل فاعل . مما يشير الى تأثير  $V_{DS}$  يكون اقل فاعلية من  $V_{GS}$  - ومما سنرى في الفقرة اللاحقة .

ب- منطقة الضيق pinch-off region :- وتسمى ايضا بالمنطقة الفعالة active region ويكون التيار  $I_D$  في هذه المنطقة غير حساس بالنسبة للتغير في  $V_{DS}$  . وبلاحظ في هذه المنطقة وجود حالتين متميزتين هما :

1- حالة قصر البوابة :- في هذه الحالة تكون (  $V_{GS} =$  صفراً ) وبهذا فان  $I_D$  يكون مقاسا تحت شرط قصر البوابة ومن ثم فان قيمته تمثل اقصى قيمة لتيار المصرف ويرمز لها بـ (  $I_{DSS}$  ) .

2- حالة القطع :- وهي الحالة التي يكون فيها  $I_D$  مساويا للصفر اي عندما تتلامس طبقتا الاستنزاف بفعل من تسليط الجهد المعاكس  $V_{GS}$  . ان قيمة  $V_{GS}$  التي تولد حالة القطع يرمز لها بـ  $V_{GS(off)}$  وان قيمة  $V_{GS(off)}$  تساوي دائما نفس قيمة ومقدار جهد الضيق . اي ان

$$|V_{GS(off)}| = |V_p| \quad \dots (1)$$

هذه العلاقة صحيحة لجميع ترازستورات تأثير المجال وفي استمارة المواصفات تعطى قيمة واحدة لـ  $V_p$  او تعطي قيمة  $V_{GS(off)}$

ج- منطقة الانهيار التضاعفي avalanche breakdown region :- وبلاحظ في هذه المنطقة ان التيار  $I_{DS}$  يزداد بشكل كبير لأي زيادة طفيفة في  $V_{DS}$  شأنه شأن تيار الانهيار في الترانزستور الاعتيادي ، ويسمى الجهد الذي يحدث عنده الانهيار ( حدوث انكسار في منحنيات الخواص ) بجهد الانهيار التضاعفي ويرمز له بـ  $BV_{DS}$  . وبلاحظ ان قيمة هذا الجهد تقل ( اي يظهر عند قيم اقل لـ  $V_{DS}$  ) عند ازدياد  $V_{GS}$  ، ولكن في الاتجاه السالب مما يشير الى وجود علاقة بينهما وتكون من نوع :

$$BV_{DS} = BV_{DSO} + V_{GS} \quad \dots (2)$$

حيث تمثل  $BV_{DSO}$  جهد الانهيار في حالة قصر البوابة .

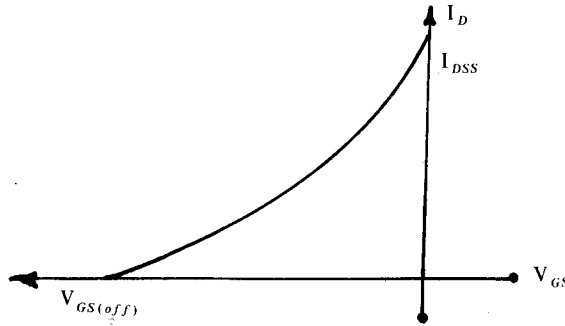
ثانيا :- يلاحظ على هذه المنحنيات أن قيمة  $V_p$  تقل هي الاخرى مع الزيادة السالبة لـ  $V_{GS}$  مما يشير ايضا الى وجود علاقة بينهما وتكون من نفس العلاقة (2) . أي ان

$$V_p = V_{p0} + V_{GS} \quad \dots (3)$$



حيث تمثل  $V_{p0}$  جهد الضيق في حالة قصر البوابة .

ثالثاً - تظهر المنحنيات مزدحمة مع بعضها ( قريبة من بعضها الاخر ) عندما تقترب  $V_{GS}$  من  $-V_p$  ولكنها تتباعد عندما تقترب  $V_{GS}$  من الصفر مما يشير الى ان  $I_D$  دالة غير خطية لـ  $V_{GS}$  عند ثبوت  $V_{DS}$  . وفي معظم ترانزستورات تأثير المجال يكون تغير  $I_D$  مع  $V_{GS}$  ( قريباً من منطقة القطع ) قطع مكافئ - انظر الشكل ( 9 ) - بحيث ان



الشكل ( 9 ) تغير  $I_D$  مع  $V_{GS}$

$$I_D \propto (V_p + V_{GS})^2 \quad \dots (4)$$

اوان

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 + \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad \dots (5)$$

- حيث ان هذه المعادلة تشير الى ان  $I_D = 0$  عندما تكون  $V_p = -V_{GS}$  وان  $I_D$  يكون مساوياً لـ  $I_{DSS}$  عندما يكون  $V_{GS} = 0$  وهذا ما وجدناه فعلاً وعليه فان المعادلة (5) تسمى بمعادلة تيار المصرف .

## 5 - 11 ثوابت ترانزستور تأثير المجال : Parameters OF FET :

كما هو الحال في الصمامات المفرغة والترانزستورات الاعتيادية فان ترانزستور FET يمتلك ثوابت معينة تعمل على تحديد طبيعة عمله في الدوائر ومن هذه الثوابت الرئيسة :

أ- مقاومة المصرف الحركية dynamic drian resistance - ويرمز لها بـ  $r_d$  وهي لا تختلف كثيراً عن المقاومة الحركية للمصعد في الصمام الخماسي وتعرف بأنها النسبة بين التغير في جهد المصرف - المنبع الى التغير في تيار المصرف عند ثبوت جهد البوابة - المنبع وتكتب كما يأتي :

$$r_d = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \quad \text{ثابت} \quad v_{GS} = \dots (6)$$

وتتراوح قيمة  $r_d$  ما بين  $1K\Omega$  في المنطقة الاومية وترتفع الى حد  $1M\Omega$  في منطقة الضيق حيث يستوي التيار في هذه المنطقة ويكون تغيره عند ثبوت  $V_{GS}$  ، صغيراً مقابل التغير في  $V_{DS}$  . ولا تدون استمارات المواصفات قيمة  $r_d$  وانما تعطي عوضاً عن ذلك مقلوبها : أما  $g_o$  ( توصلية الاخراج ) أو  $y_o$  ( مسامحة الاخراج ) وتكون العلاقة بين  $r_d$  وهاتين القيمتين كما يأتي :

$$r_d = \frac{1}{g_o} \quad \dots (7)$$

$$r_d = \frac{1}{y_o} \quad \dots (8)$$

ب- التوصلية التبادلية mutud conductance - ويرمز لها بـ  $g_m$  وتشير الى مقدار التحكم الذي يفرضه جهد البوابة على تيار المصرف وهي مشابهة لنظيراتها في الصمامات المفرغة ويمكن لذلك تعريفها : بانها النسبة بين التغير في تيار المصرف الى التغير في جهد البوابة - المنبع عند ثبوت جهد المصرف - المنبع وتكتب كما يأتي :

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad \text{ثابت} \quad V_{DS} = \dots (9)$$

وباستخدام هذا التعريف لـ  $g_m$  مع المعادلة (5) نحصل على

$$g_m = \frac{2 I_{DSS}}{V_p} \left\{ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right\} \quad \dots (10)$$

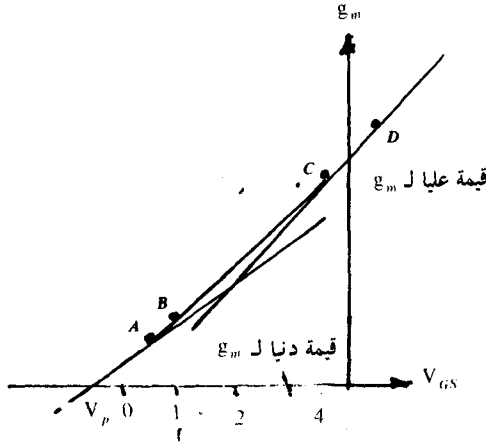
اوان

$$g_m = g_{m0} \left\{ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right\} \quad \dots (11)$$

حيث تمثل  $g_{m0}$  قيمة  $g_m$  عندما تكون  $V_{GS} = 0$  صفرًا وتكون مساوية لـ

$$g_{m0} = \frac{2 I_{DSS}}{V_p} \quad \dots (12)$$

تشير المعادلة (11) الى وجود علاقة خطية بين  $g_m$  و  $V_{GS}$  وبما ان لـ  $V_{GS}$  و  $V_p$  اشارتين متشابهتين فان  $g_m$  تقل بزيادة الجهد العكسي  $V_{GS}$  وتصل قيمة  $g_m$  الى الصفر عندما تساوي  $V_{GS}$  جهد الضيق  $V_p$  - انظر الشكل (10).



الشكل (10) منحنى التوصلية التبادلية .

يوضح الشكل (10) معنى  $g_m$  بدلالة منحنى التوصلية التبادلية . لحساب  $g_m$  عند اي نقطة عمل نختار نقطتين متقاربتين مثل A و B تقعان على جهتي النقطة Q وتكون

$g_m$  مساوية لنسبة التغير. في  $I_D$  الى التغير في  $V_{GS}$  - على اية حال لو اخترنا زوجا آخر من النقاط في اعلى المنحى لحصلنا على تغير اكبر في  $I_D$  لنفس التغير السابق في  $V_{GS}$  وعليه فان  $g_m$  تمتلك قيمة اكبر في اعلى المنحى. هذا متوقع لان هذه القيمة الاخيرة تمثل قيمة  $g_{m0}$ . اي قيمة  $g_m$  عند  $V_{GS} = 0$  صفرًا. ومن المعتاد ان تحتوي استمارة المواصفات على قيمة  $g_{m0}$ . ان معرفة  $g_{m0}$  سيؤدي بنا الى معرفة  $V_{GS}(\text{off})$  وذلك من خلال المعادلة (12) حيث ان

$$V_{GS}(\text{off}) = \frac{2 I_{DSS}}{g_{m0}} \quad \dots (13)$$

هذه المعادلة مفيدة بسبب سهولة قياس  $I_{DSS}$  بدقة عالية وصعوبة قياس  $V_{GS}(\text{off})$  ومن ثم فان المعادلة اعلاه تزودنا بطريقة دقيقة جدا لحساب  $V_{GS}(\text{off})$

بقي لنا ان نذكر أخيراً ان وحدات  $g_m$  هي السيمنس ( siemens ) التي تسمى سابقا مهو ( mho ).

ج- عامل التكبير amplification factor :- ويرمز له ( $\mu$ ) ايضا ويعرف بأنه النسبة بين التغير في جهد المصرف - المنبع الى التغير في جهد البوابة - المنبع ويكتب على النحو الآتي :

$$\text{ثابت} \quad \dots (14)$$

وكما هو الحال في الصمامات المفرغة فان هناك علاقة تربط بين الثوابت الثلاثة  $\mu$  و  $g_m$  و  $r_o$ . ذلك ان :

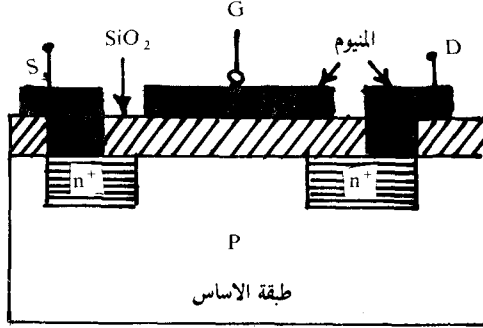
$$\dots (15)$$

## 6 11 ترانزستور تأثير المجال ذو الاوكسيد المعدني

### Metal-Oxide Semiconductor FET ( MOSFET )

يبين الشكل (11) تركيب ترانزستور تأثير المجال ذي الاوكسيد المعدني ويتضح منه ان اساس الجهاز عبارة عن لوح سيلكون من النوع الموجب (p) يدعى بطبقة الاساس

حيث يتم ترسيب بقية اجزاء الترانزستور على هذه الطبقة ومن هنا جاءت التسمية بطبقة  
الاساس ( substrate )



الشكل ( ١١ ) مركبات ترانزستور تأثير المجال ذي الاكسيد المعدني .

يكون منسوب التطعيم . في طبقة الاساس منخفضا بالنسبة الى منسوب التطعيم في  
المنطقتين السالبتين التي يتم نشرهما على هذه الطبقة بتركيز عال من الالكترونات وقد  
رمز لهما - انظر الشكل - بالرمز ( n+ ) . وتقوم هاتان المنطقتان مقام المنبع والمصرف  
وتكون المسافة التي تفصلهما في حدود بضعة مايكرون .

كذلك يتم نشر طبقة سالبة ذات منسوب تطعيم واطىء ( n ) بين المنبع والمصرف  
تعرف بالقناة وتكون ذات توصلية الكترونية . اما على سطح القناة فتوجد طبقة عازلة من  
ثاني اوكسيد السيلكون ( SiO2 ) يكون سمكها في حدود عشرة مايكرون . اما البوابة  
فتوجد فوق هذه الطبقة العازلة وتكون على هيئة غشاء معدني رقيق ( الالنيوم عادة ) .  
بعدها يتم قطع العازل وعمل التوصيل المعدني الخاص بالمنبع والمصرف .

مما جاء اعلاه يتبين لنا انه على الرغم من ان ترانزستور تأثير المجال ذا الاوكسيد المعدني  
يشارك مع ترانزستور تأثير المجال الوصلي في كونه يمتلك منبعا وبوابة ومصرفا وكذلك من  
ناحية كونه جهازاً قليل الاستهلاك للقدره الا انه يختلف عن هذا الاخير في جملة أمور  
منها :-

أ- ان ترانزستور MOSFET يمتلك بالإضافة الى المنبع والمصرف والقناة والبوابة طبقة - لا توجد في ترانزستور JFET - تسمى طبقة الاساس . المنطقة P في الشكل ( 11 ) .

ب- ان تركيب البوابة في MOSFET غير ماهو عليه في JFET حيث انها تتكون من طبقة من اوكسيد عازل وغشاء معدني يتم ترسيبه فوق هذا العازل . وبهذا تكون البوابة معزولة عن القناة ومن هنا جاءت التسمية بترانزستور تأثير المجال ذي البوابة المعزولة . عليه فانه يوجد هنا - بدلا من وصلتي البوابة - المنبع والبوابة - المصرف - طبقة رقيقة لمادة عازلة بين البوابة والقناة وبسبب من عدم وجود هذه الوصلة ( ال PN ) فانه لا يوجد قيود على قطبية جهد البوابة حيث انه يمكن تسليط جهد موجب على بوابة ترانزستور MOSFET مع بقاء تيار البوابة صفراً .

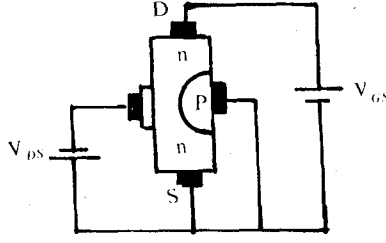
ج- نظراً لكون البوابة معزولة في ترانزستور MOSFET لذا فانه يمتلك ممانعة ادخال عالية جداً في حدود  $10^{14}$  أوم مقارنة مع  $10^{10}$  أوم للترانزستور JFET كما انه يمتاز بسهولة تصنيعه وصغر المساحة التي يحتلها وكذلك عدم تأثره بالمؤثرات الخارجية لكونه معزولاً .

علاوة على ما ذكر اعلاه . فان ترانزستور MOSFET يوجد من حيث اسلوب العمل على نوعين هما :

اولاً - النوع الاستنزافي - التعزيزي enhancement-depletion FET :-  
كما هو الحال بالنسبة لترانزستور المجال الوصلي فان جهد البوابة يسيطر على مقاومة القناة ولكن بما ان البوابة معزولة عن القناة - n فانه يكون بالامكان تسليط جهد موجب او سالب على البوابة .

وكما اسلفنا فانه لا يوجد هنا ثنائي للبوابة كما هو الحال في ال FET وانما تعمل البوابة مع الاوكسيد المعدني والقناة على احداث متسعة صغيرة يكون أحد لوجيها البوابة وتكون القناة لوجيها الاخر بينما يقوم الاوكسيد المعدني مقام الوسط العازل .

من النظريات الاساسية نعلم بأن شحنات على لوح متسعة تحث شحنات معاكسة على اللوح الآخر لذا فان جهداً سالباً على البوابة يعني وجود شحنات سالبة على هذه البوابة - انظر الشكل ( ١٢ ) . هذه الشحنات السالبة تنافر الكترولونات حزمة التوصيل في القناة ( n )

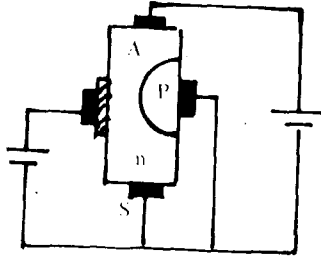


الشكل ( ١٢ ) ترانزستور تأثير المجال الاستنزافي .

تاركة ايونات موجبة في هذه القناة تعمل على اقتناص بعض من الكترولونات القناة . وحيث ان عملية الحث للايونات الموجبة والقنص للالكترولونات مستمرة لذا فاننا نكون قد اخلينا بعضا من الكترولونات حزمة التوصيل للقناة ( n ) .

مع جهد بوابة سالب بشكل كاف نستطيع قطع التيار بين المنبع والمصرف . لذا فان اداء الترانزستور MOSFET مع جهد بوابة سالب يكون شبيها لاداء JFET لان الاداء بجهد بوابة سالب يعتمد على استنزاف الكترولونات حزمة التوصيل من القناة . يسمى الاداء مع بوابة سالبة بالاسلوب الاستنزافي depletion mode .

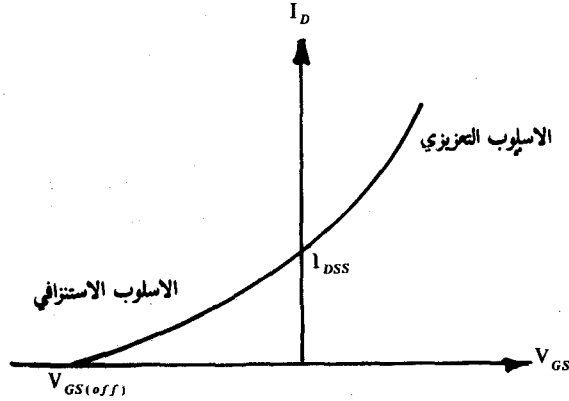
من جهة اخرى . اذا ماسلط جهد موجب على البوابة فان الشحنات الموجبة تحث هذه المرة شحنات سالبة في القناة ( n ) - الشكل ( 13 ) . ولان هذه الالكترولونات تضاف



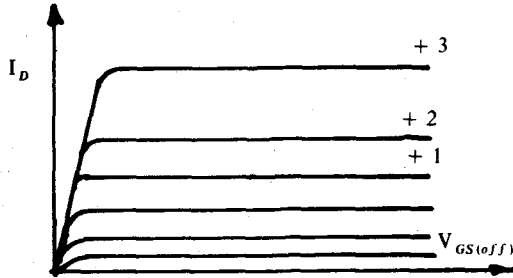
الشكل ( ١٣ ) ترانزستور تأثير المجال التعزيزي .

الى الالكترولونات الموجودة اصلا فان العدد الكلي لالكترولونات حزمة التوصيل يزداد في القناة . بعبارة اخرى فان جهدا موجبا يزيد او يعزز توصيلية القناة وكلما كان جهد البوابة موجبا بصورة اكبر كان التوصيل من المنبع الى المصرف اعظم - انظر الشكل ( 14 ) - ولهذا السبب فان اداء بوابة موجبة يسمى بالاسلوب التعزيزي enhancement mode .

كذلك يبين الشكل ( 14 ب ) منحنيات الخواص لترانزستور MOSFET ذي قناة من نوع - n في حالته الاستنزافي والتعزيزي ويلاحظ ان هذه المنحنيات لا تختلف



( أ ) منحنى لترانزستور MOSFET قناة - n



( ب ) منحنى الخواص لترانزستور Mos FET قناة n

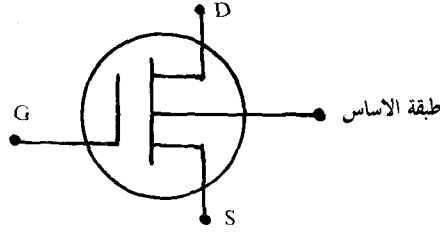
الشكل ( 14 )

كثيرا عن منحنيات الـ JFET .. من جهة أخرى يبين الشكل ( 15 ) الرمز التخطيطي لترانزستور MOSFET بنوعيه : ذي القناة السالبة ( 15 أ ) وذي القناة الموجبة ( 15 ب ) .

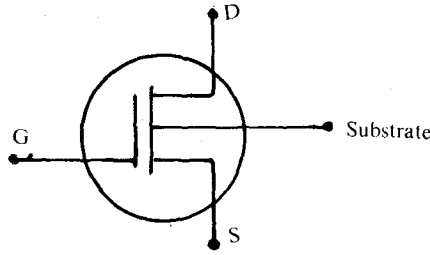
ثانيا - النوع التعزيزي فقط enhancement FET :-

يبين الشكل ( 16 ) مبدأ تصنيع ترانزستور تأثير المجال ذي الاوكسيد المعدني - التعزيزي





( أ ) قناة -



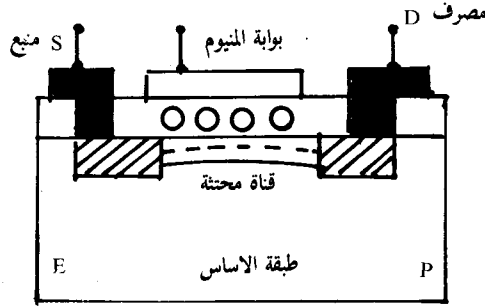
( ب ) قناة -

الشكل ( ١٥ ) الرمز المتداول لترانزستور

فقط E-MOSFET بطبقة اساس موجبة ( P ) . والاختلاف بين هذا التركيب والتركيب المبين في الشكل ( 11 ) ، هو ان طبقة الاساس هنا . تمتد حتى تصل الى الاوكسيد وبذلك لم تعد هناك قناة ( n ) بين المنبع والمصرف .

بما ان المنبع مفصول عن المصرف بطبقة الاساس الموجبة ( P ) لذا فان التيار سيكون صغيراً جداً بسبب من وجود وصليتي PN مربوطتين ظهراً لظهور ( وصلة المنبع طبقة الاساس ووصلة المصرف - طبقة الاساس ) وعليه فان ربط المجهز  $V_{DS}$  - الشكل ( 16 ) - لن يعمل على احداث تيار بين المنبع والمصرف وبخلاف الحاملات الاقلية المنتجة حرارياً وبعض التسرب السطحي - فان هذا التيار يكون صفراً ولهذا السبب فان E-MOSFET يدعى احيانا باسم ترانزستور تأثير المجال غير الموصل اعتيادياً .

على اية حال . ان تسليط جهد موجب على البوابة مع المحافظة على الجهد  $V_{DS}$  ثابتا



الشكل (١٦) مركبات ترانزستور MOSFET

عند قيمة معينة يعني تولد شحنات موجبة على هذه البوابة ، تعمل على حث شحنات سالبة في طبقة الاساس . هذه الشحنات المحتنة هي ايونات سالبة ناتجة عن الالكترونات التكافؤية المألثة للثقوب في طبقة الاساس وعندما تكون البوابة موجبة بما فيه الكفاية تستطيع ان تكون طبقة زقيقة من الكترونات حزمة التوصيل التي تمتد على طول الطريق من المنبع الى المصرف . وهكذا تزداد ابعاله المادة الموجبة وتتولد قناة سالبة (n) بين المنبع والمصرف تكون طريقا للتيار الساري بينهما وهكذا يتعزز التيار بتسليط جهد موجب على البوابة ولذلك يسمى هذا النوع من الترانزستور بالتعريزي .

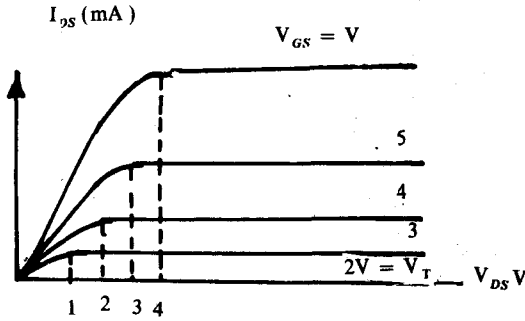
ان ادنى جهد بين البوابة والمنبع تنشأ معه القناة (n) في طبقة الاساس الموجبة (p) ، يسمى بجهد العتبة threshold voltage ويرمز له بـ  $V_T$  . وعندما تكون  $V_{GS}$  اقل من  $V_T$  لا يمر تيار بين المنبع والمصرف ولكن عندما تكون  $V_{GS}$  اكبر من  $V_T$  تصل القناة (n) بالمنبع بالمصرف ونحصل على التيار . هذا ولكل ترانزستور جهد العتبة الخاص به ويمكن ان تتغير من اقل من فولت واحد الى اكثر من 5 فولت .

يتبين لنا مما تقدم ، ان اساس عمل كل من E.MOSFET و JFET هو واحد ذلك ان اي زيادة في جهد المصرف فوق منطقة الضيق لن تؤدي الى زيادة تيار المصرف وان الزيادة في هذا التيار تأتي فقط من الزيادة في جهد البوابة .

ان الفرق الرئيسي بين JFET وبين MOSFET التعريزي هو كما ذكرنا ، ان هذا الاخير لا يعمل الا عندما تكون  $V_{GS}$  موجبة . ذلك ان  $V_{GS}$  يجب ان تكون

موجة لنشوء القناة . الان بما أن التيار لا يسري الا في حالة تولد القناة لذا فان التيار لا يسري الا في حالة كون  $V_{GS}$  اكبر من قيمة معينة  $V_{GS(th)}$  .

في الشكل ( 17 ) نلاحظ مجموعة من منحنيات الخواص من بينها المنحى  $I_D = 0$  صفراً ، عندما يكون  $V_T = V_{GS} = 2$  فولت ، لكل قيم  $V_{DS}$  وكذلك المنحنيات التي تمثل تغير  $I_D$  مع  $V_{DS}$  لعدد من قيم  $V_{GS}$  التي هي اكبر من  $V_T$  .



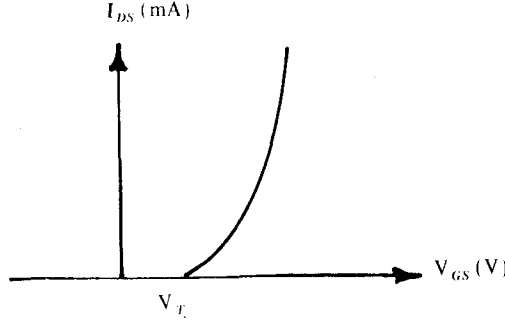
الشكل ( ١٧ ) منحنيات الخواص لتوازنستور E - MOS FET

من جهة اخرى ، يبين الشكل ( 18 ) منحنى التوصلية التبادلية الذي هو عبارة عن قطع مكافئ يقع رأسه عند  $V_T$  ولهذا السبب فان معادلة التيار الخاص بهذا القطع المكافئ هي

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 \quad \dots (16)$$

حيث يمثل  $K$  ثابت التناسب ويعتمد على نوع MOSFET ذلك ان

$$K = \frac{\mu\epsilon}{4t} \cdot \frac{W}{L}$$



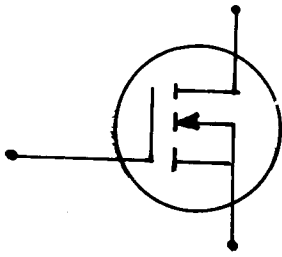
الشكل ( ١٨ ) منحى التوصلية التبادلية لترانزستور E-MOS FET

حيث ان

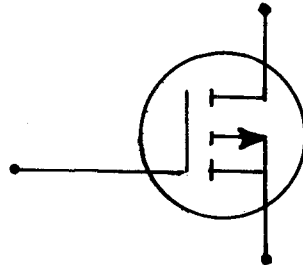
$\mu \equiv$	حركية الحاملات في القناة
$\epsilon \equiv$	ثابت العازل للاوكسيد المعدني
$t =$	سمك العازل
$w =$	عرض القناة
$L =$	طول القناة

تكون وحدات  $k$  بالامبير/ فولت مربع وتقع قيمتها ما بين  $10^{-3}$  الى  $10^{-2}$  وعلية فان الـ FET حين يصمم ليعمل كمقاومة صغيرة يجب ان تكون  $\left(\frac{w}{L}\right)$  كبيرة ومن ثم  $k$  صغيرة والعكس صحيح .

ومن الجدير بالذكر انه اصطلاح على ان يرمز للترانزستور E-MOSFET بالرمز المبين ( 19 ) ويتضح من هذا الرمز ان البوابة مفصولة عن بقية جسم الترانزستور مشيراً بذلك الى ان البوابة معزولة كهربائياً عن القناة . كذلك يلاحظ ان السهم في الترانزستور ذي القناة من النوع - n ، يشير الى الداخل بينما يشير السهم في الترانزستور ذي القناة من نوع - p ، الى الخارج . ان وجود الخط المتقطع العمودي بين المصرف والمنبع يدل على ان الترانزستور يكون غير فعال في الحالة العادية ( $V_{GS} \leq 0$ ) .



n - بقناة MOS FET



P MOS FET بقناة

( الشكل ١٩ )

## 7- 11 مكبرات الـ FET

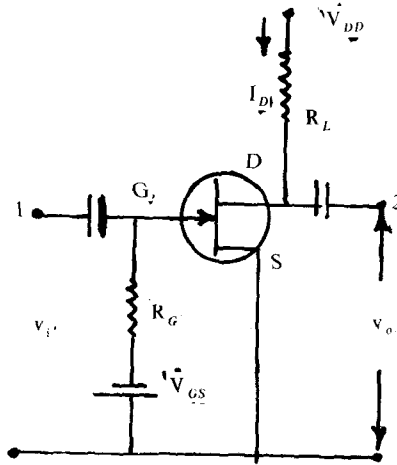
ان مقدرة الترانزستور FET على تكبير اشارات الجهد تنبع اساساً من السيطرة التي يفرضها جهد البوابة على تيار المصرف ذلك ان أي تغير في جهد البوابة كما رأينا ، يؤدي الى احداث تغير في تيار المصرف . هذا التغير في تيار المصرف سوف يحدث هبوطاً في الجهد عند مروره في مقاومة حمل تربط على التوالي مع المصرف - انظر الشكل ( 20 ) - فاذا كانت  $R_L$  كبيرة بما فيه الكفاية فان الاشارة الخارجة سوف تكون اكبر من الاشارة الداخلة مما يعني حصول كسب في الجهد .

يمثل الشكل ( 20 أ ) دائرة مكبر المنبع - المشترك common - source aplifier ويلاحظ فيه ان الاشارة الداخلة  $v_{gs} = v_i$  قد تم تسليطها بين البوابة والمنبع اما الموجة الخارجة فتم اخذها من عند نقطة المصرف D . في الشكل ( 20 ب ) تم استبدال المكبر بالدائرة المكافئة والمكونة من منبع التيار  $g_m v_{gs}$  ومقاومة المصرف  $r_d$  . المقاومة  $R_G$  تكون عادة في حدود الميكا اوم وعليه فانها عدت دائرة مفتوحة . في هذه الدائرة المكافئة لدينا ان

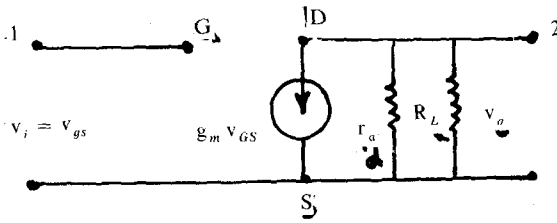
$$v_o = - g_m v_{gs} ( R_L \parallel r_d ) \quad \dots (17)$$

أو أن

$$v_o = - g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} v_{gs} \quad \dots (18)$$



(أ) دائرة مكبر ال FET



(ب) الدائرة المكافئة .

الشكل ( ٢٠ ) دائرة مكبر ال FET والدائرة المكافئة

تشير العلامة السالبة الى ان هناك فرقاً في الطور قدره  $180^\circ$  بين الاشارة الداخلة والخارجة .  
وحيث ان  $A_v$  وكما هو معروف ، يساوي

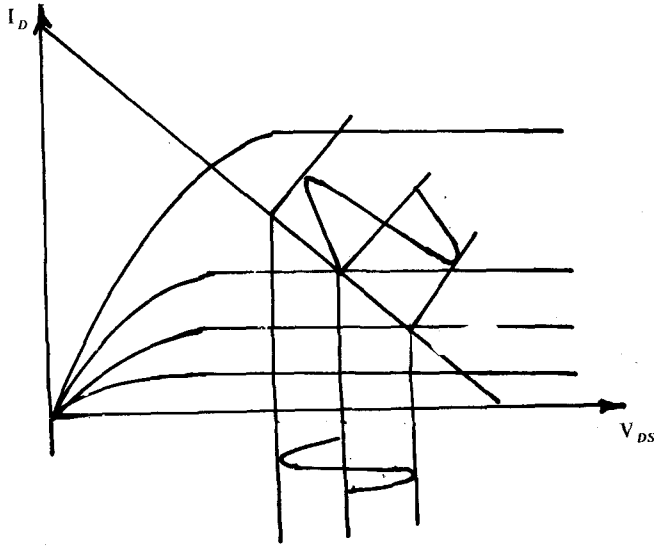
$$A_v = \frac{v_o}{v_{gs}} \quad \dots (19)$$

لذا فان

$$A_v = -g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} \quad \dots (20)$$

اوان

$$A_v = -g_m \frac{R_L}{1 + R_L/r_d} \approx -g_m R_L \quad \dots (21)$$



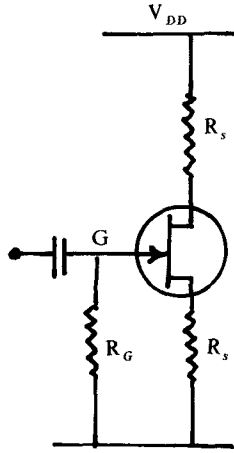
الشكل ( ٢١ ) خط الحمل لمكبر الـ FET

حيث تكون  $r_d$  كبيرة جداً مقارنة مع  $R_L$  وبهذا فان الحد  $\left( \frac{R_L}{r_d} \right)$  يصبح صغيراً بحيث يمكن أهمله . ويبين الشكل ( 21 ) الطريقة البيانية لتمثيل عمل مكبر ترانزستور الـ FET .

## 8 - 11 طرق انحياز ترانزستور FET

يقصد بالانحياز كما اسلفنا في الفصل ( 8 ) ، اختيار نقطة عمل مناسبة لمكبر FET على خط الحمل ويتم ذلك بنفس الطريقة التي تم شرحها بالنسبة لمكبر ترانزستور BJT آخذين بنظر الاعتبار حجم الاشارة الخارجة والتشويه والقدرة المستهلكة والكسب في الجهد وتيار المصرف وستقوم في هذا المبحث بشرح بعض دوائر التغذية في مكبرات الـ FET بنوعها الاستنزافي والتعزيدي .

أ- الانحياز الذاتي :- يتم في هذه الطريقة تغذية مكبر الـ FET بالجهد المطلوب بطريقة غير مباشرة ودون الاستعانة ايضاً بمصدر خارجي في دائرة البوابة . ففي الشكل ( 22 ) نلاحظ ان  $V_{GS} = 0$  صفرأ بينما تكون  $V_{GS}$  في حالة مرور التيار  $I_D$  ، مساوية لـ



الشكل ( ٢٢ ) الانحياز الصفري .

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) \quad \dots (22)$$

اما جهد المنبع  $V_S$  فتكون مساوية لـ

$$V_S = I_S R_S \quad \dots (23)$$

وعليه فان الفرق في الجهد بين البوابة والمنبع يكون مساويا لـ

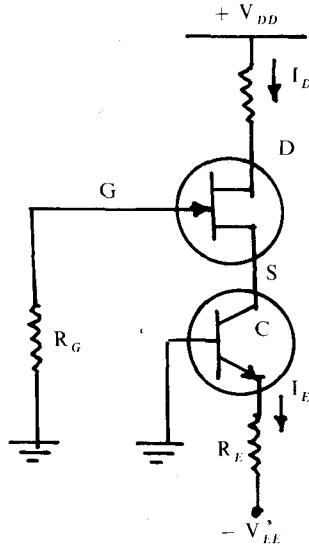
$$\begin{aligned} V_{GS} = V_G - V_S &= 0 - I_S R_S \\ &= - I_S R_S \end{aligned} \quad \dots (24)$$

وهذا هو جهد الانحياز السالب المطلوب لترانزستور FET بقناة من نوع (n) .  
وعليه فانه تم الحصول على هذا الجهد السالب ذاتيا ولكن عن طريق ادخال المقاومة  $R_S$  .

ب- انحياز عن طريق مجهز قدره ومصدر للتيار :- يستخدم في هذا النوع من الانحياز . ترانزستور ثنائي قطبية يقوم مقام مصدر التيار ولكن بعد ربط الباعث لهذا الترانزستور الى مجهز القدرة  $V_{EE}$  - انظر الشكل (23) .  
يكون التيار  $I_D$  في هذه الحالة مساويا لـ  $I_E$  حيث ان

$$I_D = I_C \approx I_E = \frac{V_{EE}}{R_E} \quad \dots (25)$$





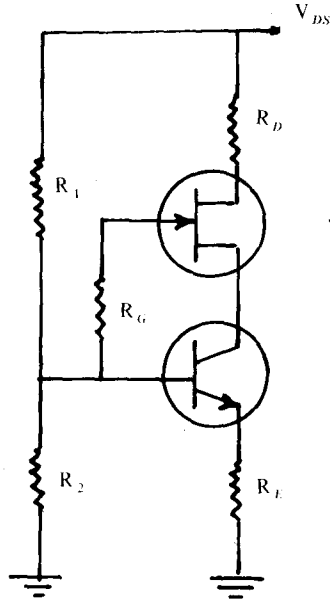
الشكل ( ٢٣ ) انحياز مجهز القدرة ومصدر التيار .

في هذا النوع من التغذية يكون  $V_{GS}$  سالباً مادام  $I_D$  اصغر من  $I_{DSS}$  . وهذا في الواقع متحقق لأن قاعدة الترانزستور الثنائي القطبية مبروطة الى الارض . لذا فان المتغير الوحيد هنا هو  $V_{BE}$  . وبما ان تغير هذا الجهد يكون عادة ، قليلاً مع تغير درجات الحرارة لذا فانه يصبح لدينا قيمة ثابتة لـ  $I_D$  من خلال ثبوت  $I_E$  .

ج- انحياز بمصدر تيار فقط :- بالامكان الاستغناء عن مجهز القدرة السابق  $V_{EE}$  والاقتصار على المجهز  $V_{DD}$  لتغذية ترانزستور ثنائي القطبية عن طريق استخدام مجزىء الجهد  $R_1$  و  $R_2$  - انظر الشكل ( 24 ) - مرة ثانية يعمل ثنائي المجمع مثل مصدر تيار مرغماً تيار المصرف على ان يساوي تيار المجمع .

ومن الجدير بالذكر ان الطرق المذكورة اعلاه خاصة بالترانزستور JFET اما بالنسبة للانواع الأخرى من ترانزستور FET فهناك :

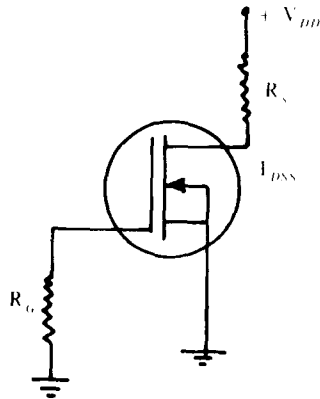
د- انحياز الصفر :- يستخدم هذا النوع من التغذية - الشكل ( 25 ) مع ترانزستور D - MOSFET ذلك لان هذا الترانزستور وكما هو معلوم ، يستطيع ان يعمل بالاسلوبين الاستنزافي والتعزيزي وعليه فانه يمكن اختيار نقطة التشغيل لهذا المكبر عند



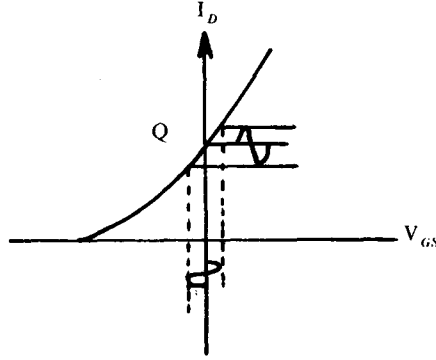
الشكل ( ٢٤ ) الانحياز بمصدر التيار .

(  $V_{GS} = 0$  صفراً ) - انظر الشكل ( 26 ) - عندئذ تستطيع اشارة الادخال المتناوبة عند البوابة ان تنتج تغيرات فوق وتحت النقطة Q في هذه الدائرة . عندما يكون  $V_{GS} = 0$  صفراً فان  $I_{DSS} = I_D$  وبذلك فان

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS} R_D \quad \dots ( 26 )$$



الشكل ( ٢٥ ) الانحياز الصفري .



الشكل ( ٢٦ ) منحى التوصلية التبادلية .

وطالما ان  $V_{DS}$  اكبر من  $V_p$  يكون الاداء على الجزء المستوي من منحى المصرف وبذلك يعمل في المنطقة الفعالة .

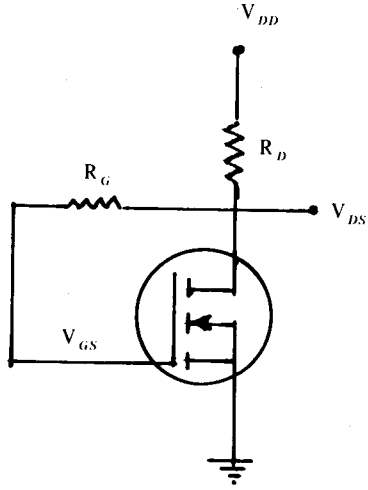
لابد لنا من التنبيه على ان انحياز الصفري يقتصر فقط على الترانزستور من نوع D-MOSFET

هـ - انحياز التغذية الخلفية :- يتم استخدام هذا النوع - كما هو الحال في ترانزستورات ثنائي القطبية - من التغذية في دوائر مكبر الترانزستور من نوع E-MOSFET - انظر الشكل ( 27 ) - . يلاحظ في هذا الشكل انه تم ربط البوابة بنقطة المصرف وحيث ان تيار البوابة يكون مهملًا لذا فان

$$V_{GS} = V_{DS} \quad \dots (27)$$

وحيث ان عمل الترانزستور كمكبر يجب ان يكون في المنطقة الفعالة ( فوق منطقة الضيق ) لذا فان  $V_{DS}$  وبالتالي  $V_{GS}$  يجب ان تحفظ عند قيمة معينة نموذجيا فوق ( 10V ) .

ومن الجدير بالذكر ان طريقة التغذية الخلفية ليست الوحيدة في مكبر ترانزستور E-MOSFET ويمكن استخدام اي من الطرق المستعملة لتحيز ترانزستور ثنائي القطبية الفصل ( 8 )



الشكل ( ٢٧ ) انحياز التغذية الخلفية .

# الفصل الثاني عشر

## مكبرات متعددة المراحل

## Multistage Amplifiers

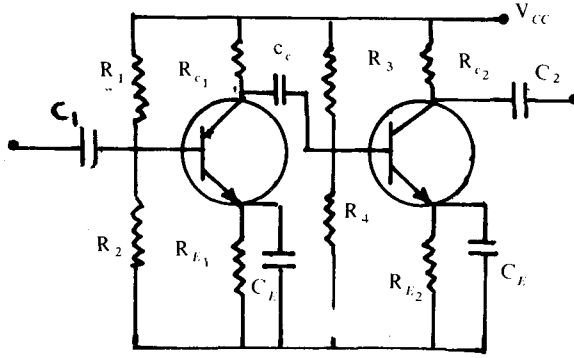
### 1- 12 المقدمة :-

في معظم الاجهزة الألكترونية - مثال ذلك التلفزيون - لا يكفي استخدام مكبر ترانزستور واحد للحصول على التكبير العالي واللازم لعمل مثل هذه الأجهزة وبخاصة عند استخدام مكبر الترانزستور مع المقاومة  $R$  الذي يعني استقرارية أكبر في عمل المكبر وتكبيراً أقل - راجع الفصلين الثامن والتاسع

ولغرض زيادة الكسب في دوائر المكبرات تستخدم أكثر من مرحلة تكبير واحدة بحيث تصبح اشارة الاخراج من المرحلة الاولى اشارة ادخال الى المرحلة التي تليها ويدعى هذا النوع من الدوائر بالمكبرات المرحلية او المكبرات متعددة المراحل وهناك عدة طرق لربط مراحل التكبير مع بعضها وهي :-

### 2 12 اقتران مقاومة - متسعة RC Coupling :

يعد هذا النوع من الاقتران أكثر الأنواع استعمالاً وذلك لرخصة ولاستقرارية عمله ( ثبوت قيمة الكسب ) في مدى واسع من الترددات - المسموعة منها على الأخص - وعادة ما يستخدم لتكبير الفولتية . ويبين الشكل (1) مكبراً ذا مرحلتين تم ربط مجمع المرحلة الاولى منه الى قاعدة المرحلة الثانية له بوساطة متسعة الاقتران  $C_c$  التي تكون مع مقاومة الادخال للمرحلة الثانية مايسمى باقتران مقاومة - متسعة RC coupling وستقوم هنا بشرح بعض مواصفات هذا المكبر .

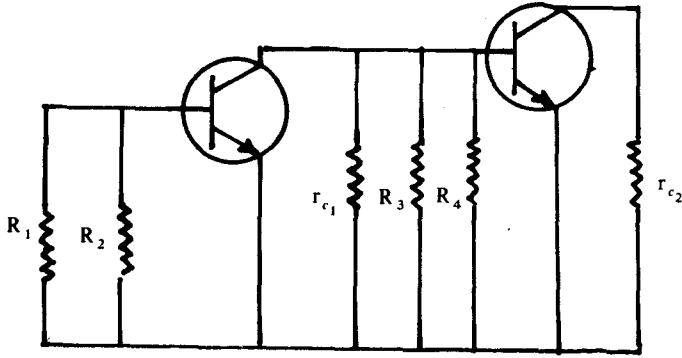


الشكل ( ١ ) مكبر متعدد المراحل .

١ - العمل operation :- تقوم المتسعة  $C_1$  بتوصيل الإشارة الداخلة من مصدرها الى قاعدة الترانزستور  $T_1$  اما  $C_2$  فتقوم بتوصيل الإشارة الخارجة اما الى مرحلة تكبير لاحقة او الى دائرة حمل . من جهة اخرى تعمل المتسعة  $C_E$  على زيادة كسب الفولتية للمكبر وذلك من خلال امرار إشارة ال a.c المتولدة حول  $R_E$  الى الارضية ولكنها تحتفظ بفولتية الباعث المستمره - راجع الفصل التاسع .

على أية حال . عند تسليط إشارة متناوبة على قاعدة الترانزستور الاول  $T_1$  يعمل على تكبيرها ثم ضخها خلال المتسعة  $C_c$  الى قاعدة الترانزستور الثاني  $T_2$  الذي يقوم بدوره بتكبيرها مرة اخرى . وبهذه الطريقة فانه من المتوقع ان يزداد حجم الإشارة الخارجة بعد كل مرحلة ويكون الكسب الكلي مساويا لحاصل ضرب كسب المراحل المنفردة كافة .

هذا من الناحية النظرية أما الكسب الكلي الحقيقي فيكون عادة أقل من حاصل ضرب الكسب لكل المراحل المنفردة وذلك لأن ربط مجمع المرحلة الاولى الى قاعدة المرحلة الثانية سوف يقلل من قيمة مقاومة الحمل الفعالة effective load resistance للمرحلة الاولى - انظر الدائرة المكافئة الشكل (2) - ثم لاحظ ان مقاومة الحمل للمرحلة الاولى اصيحت مربوطة على التوازي مع ممانعة الادخال للمرحلة التي تليها . على أية حال . تبقى المرحلة الأخيرة من مراحل المكبر المتعدد المراحل محتفظة بقيمة الكسب الخاص بها .



الشكل ( ٢ ) دائرة الـ a.c المكافئة .

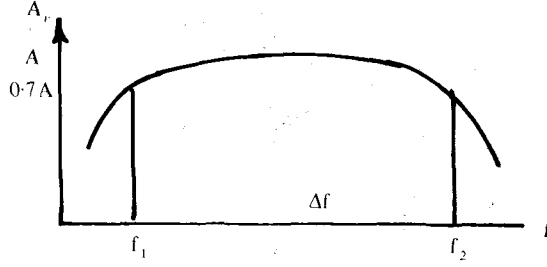
2- الاستجابة الترددية frequency response : - يقاس جودة الاستجابة الترددية لأي مكبر بما يسمى بعرض الحزمة band width وتعرف بأنها : مدى التردد الذي يكون كسب المكبر فيه اكبر او مساوياً لـ 0.707 من أقصى كسب له . ففي الشكل (3) يكون عرض النطاق ( الحزمة ) الترددي مساوياً لـ

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad \dots (1)$$

حيث يدعى  $f_1$  بتردد القطع الواطيء lower cut off frequency و  $f_2$  بتردد القطع العالي cut off frequency upper .

يتضح من الشكل (3) ان الكسب في الفولتية يكون مساوياً لـ 0.707 عند الترددين 20 KHZ , 50HZ وعليه فان عرض حزمة التردد يكون في حدود 20KHZ . هذا ويمكن ان يعزى السبب المباشر وراء هذا النوع من الاستجابة الى

أ- عند الترددات الواطئة ( اقل من 50HZ ) تكون ممانعة المتسعة  $C_1$  عالية بحيث ان الفولتية الداخلة  $V_{in}$  الى المكبر فعلا تكون اصغر بكثير من فولتية المصدر  $V_s$  . فضلا عن هذا فان ممانعة المتسعة  $C_E$  تكون هي الاخرى كبيرة مما تسمح بوجود جزء كبير من فولتية الباعث المتناوبة وعليه فان الفولتية الداخلة الى المكبر حقيقة هي  $(V_b - V_e)$  التي تكون صغيرة نوعا ما وبالتالي فان الكسب الكلي يكون صغيرا هو الآخر .



الشكل ( ٣ ) الاستجابة الترددية للمكبر .

ب- عند الترددات العالية ( اكبر من 20KHZ ) تكون ممانعة  $C_c$  صغيرة بحيث تزيد من تأثير ممانعة الادخال على مقاومة الحمل للمرحلة الاولى ومن هنا فان تكبير المرحلة الاولى يهبط بدرجة كبيرة من ناحية اخرى فان تأثير وجود المتسعات بين المجمع - قاعدة والقاعدة - باعث سوف يظهر عند هذه الترددات . يظهر تأثير الأول بسبب من ظهور التغذية الخلفية السالبة ( تصبح ممانعة متسعة المجمع . قاعدة صغيرة عند هذه الترددات بحيث تسمح لجزء من الاشارة الخارجة والظاهرة عند المجمع . بالمرور الى القاعدة وحيث ان هذه الاشارة مختلفة في الطور ب 180 عن الاشارة الداخلة عند القاعدة . لذا فان الموجة الداخلة الفعلية ستكون اصغر مما هي عليه أصلاً ) وبذلك يقل التكبير . أما بالنسبة لمتسعة القاعدة - باعث فانها تعمل على زيادة تيار القاعدة وبهذا يقل عامل الكسب في التيار (  $\beta$  ) وبالتالي يقل التكبير في الفولتية .

ج- عند الترددات الوسطية : - يلاحظ في الشكل (3) . ان الكسب في الفولتية في هذا المدى من الترددات . يكون ثابتا ويمكن ان يعزى هذا الثبات الى تأثير متسعة الاقوان  $C_c$  . ان زيادة التردد سوف يؤدي الى نقصان في ممانعة هذه المتسعة وبهذا يزداد الجزء العابر من الاشارة . من مجمع  $T_1$  الى قاعدة  $T_2$  ويزداد تبعاً لذلك الكسب . من جهة ثانية فان تأثير ممانعة دخول  $T_2$  على مقاومة حمل  $T_1$  - بسبب من زيادة ممانعة  $C_c$  عند الترددات الواطئة - سوف يقل وبذلك يزداد كسب المرحلة الاولى ومن هنا يأتي التعويض ويكون الثبات .

د - المميزات : - مما تقدم يتبين لنا ان هذا النوع من الاقوان يمتاز بما يأتي :-



1- يمتلك استجابة ترددية جيدة وبخاصة في مدى الترددات المسموعة وعليه فان هذا النوع من الأقران يستخدم في الأجهزة الصوتية والموسيقية .

2- تكون رخيصة التكاليف وخفيفة الوزن وتشغل مساحة صغيرة خاصة اذا تم تصنيعها عن طريق الدوائر المتكاملة ( انظر الفصل الثامن عشر ) .

هـ- المساوىء : - على الرغم من المميزات التي يمتلكها اقران نوع RC فان هناك بعضاً من المساوىء التي ترافقه ومنها : -

1- يكون الكسب الاجمالي لمكبر اقران نوع RC ، صغيراً نوعاً ما بسبب من ظاهرة التحميل loading effect التي تفرضها ممانعة المرحلة اللاحقة على مقاومة المجمع للمرحلة السابقة .

2- تميل هذه المكبرات لأن تصبح ذات ضوضاء noisy مع الزمن وبخاصة عند تشغيلها في الأجواء الرطبة

3- يكون التوافق في الممانعات impedance matching في هذا النوع من الاقران ، ضعيفاً فعلى سبيل المثال تكون ممانعة الاخراج للمرحلة الأخيرة في حدود عدة مئات من الأومات بما لا يسمح بربط السماعه - مثلاً - اليها حيث ان ممانعة هذه الأخيرة تكون في حدود بضع اومات ومن هنا فان القدرة المنقولة تكون صغيرة .

مثال (1)

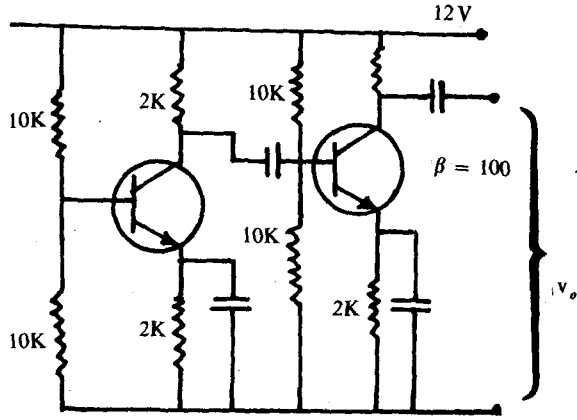
في الدائرة - الشكل (4) - اذا علمت ان الكسب في الفولتية لكل مرحلة هو (60) وان مقاومة المجمع  $R_C = 2K\Omega$  . فما الكسب الكلي لهذا المكبر .

الحل : - كما ذكرنا فان كسب المرحلة الثانية يكون مساوياً لكسب المرحلة المنفرد أي ان

$$A_2 = 60$$

اما بالنسبة للمرحلة الاولى فان مقاومة الحمل الفعلية ستكون مساوية لـ

$$R'_C = R_C \parallel Z_{i2} \quad \dots (1)$$



الشكل ( ٤ ) مكبر متعدد المراحل ( اقوان مقاومة - متسعة ) .

وعليه فان

$$A'_1 = A_1 \frac{R'_C}{R_C} \quad \dots (2)$$

$$Z_{i2} = Z_{in} // R_1 // R_2 \quad \dots (3)$$

و

$$Z_{in(base)} = \beta (r_e + r_E) \quad \dots (4)$$

وحيث ان  $R_E$  مربوطة على التوازي مع  $C_E$  ( التي هي دائرة قصر في الدائرة المكافئة المتناوية ) لذا فان

$$r_E = \text{صفر}$$

اما بالنسبة لـ  $r_e$  فان

$$r_e = \frac{25}{I_E (\text{MA})}$$

وكما هو معروف يتم حساب  $I_E$  من الدائرة المكافئة المستمرة ( يترك للطالب رسمها )  
أي ان

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_2}{R_E} = \frac{6}{2K} = 3mA$$

$$\therefore r_e = \frac{25}{3} \approx 8\Omega$$

وعليه فان

$$Z_{i1} = 100 \times 8 = 0.8 K\Omega$$

او ان

$$Z_{i2} = 0.8 \parallel 10 \parallel 10 = 0.7 K\Omega$$

وعليه فان

$$R_C = 2 \parallel 0.7 = 0.51 K\Omega$$

$$A_1 = 60 \times \frac{0.51}{2} = 15$$

وبهذا فان

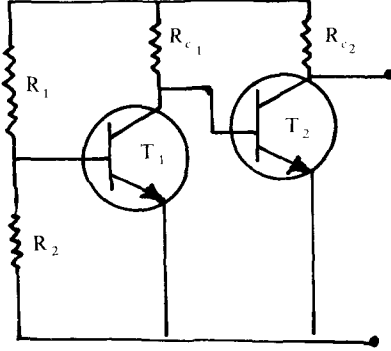
$$A = A_1 A_2 = 15 \times 60 = 900$$

بدلاً من 3600 . هذا الانخفاض في الكسب هو بسبب ... ( يترك للطالب للتعليل  
عليه )

### 3-12 الاقتران المباشر Direct Coupling :

يتم في هذا النوع من الاقتران - الشكل (5) - ايصال الاشارة الخارجة من المرحلة الاولى الى ادخال المرحلة الثانية مباشرة . ومع ان هذه الطريقة اقتصادية في عدد العناصر الكهربائية ( المئات والمتسعات ) المستخدمة فيها وان استجابة المكبر

فيها للترددات - الواطئة منها على الأخص - أفضل من غيرها الا انه يلزم عند استخدام هذا النوع من الربط ان تكون الفولتية الخارجة من الترانزستور  $T_1$  هي في نفس مستوى فولتية الانحياز المطلوب لقاعدة الترانزستور  $T_2$ .



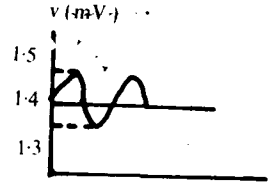
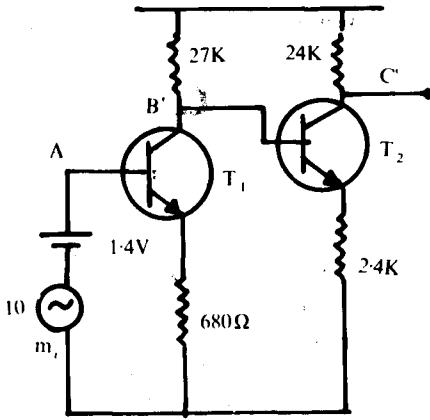
( ٥ ) مكبر ذو مرحلتين ( اقربان مباشر ) .

يمتاز هذا النوع من الاقربان بالبساطة وسهولة الربط وكذلك برخص الثمن وصغر المساحة الذي يشغلها نظرا لقلّة العناصر المستخدمة فيه من المقاومات والمتسعات . من جهة اخرى فان هذا النوع من الاقربان لا يستخدم في الترددات العالية وكذلك لا يمتلك هذا المكبر استقرارية جيدة بسبب من التأثيرات الحرارية .

مما تقدم اعلاه يتبين لنا ان استخدام هذا النوع من المكبرات يكون عند الترددات الواطئة ( أقل من 10Hz ) كالحاجة مثلاً الى تكبير التيار الناتج عن خلية ضوئية أو المتسعات أو المحولات وذلك بسبب من الحجم الكبير لهذه المتسعات وكذلك بدون متسعات اقربان او متسعات امرار ومن ثم يقرون التيار المستمر كما يقرون التيار المتناوب ولا يوجد حد ادنى للترددات الواطئة فالمكبر يضخم الاشارات بغض النظر عن تردداتها وبضمنها الـ d.c او التردد صفر .

مثال (2) :-

في الدائرة الشكل (6) ارسم شكل الاشارة الناتجة عند النقاط A و B و C



الشكل (٦)

الحل :-

عند النقطة A يكون شكل الموجة كالآتي :-  
الإشارة المتناوبة 10 mV متراكبة مع الفولتية المستمرة 1.4V

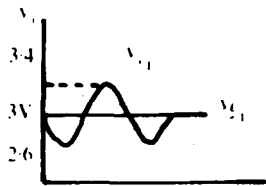
عند النقطة B :

التيار المار في مقاومة الباعث  $T_1$  يكون مساويا لـ

$$I_{E1} = \frac{V_{E1}}{R_{E1}} = \frac{1.4 - 0.7}{680} \approx 1 \text{ mA}$$

إذا فإن الفولتية المستمرة عند النقطة B تساوي

$$V_{C1} = 30 - 1 \text{ mA} \times 27 \text{ K} = 3 \text{ V}$$



اما التكبير في الفولتية فيكون مساويا

$$A_{r1} = \frac{r_{c1}}{r_{e1} + r_{c1}} \approx \frac{r_c}{r_E} = \frac{27000}{680} = 40$$

لذا فان

$$v_{c1} = 40 \times 10 \text{ mV} = 400 \text{ mV} = 0.4 \text{ V}$$

وبهذا تكون الفولتية المتناوبة 0.4V متراكبة مع 3V عند النقطة B

حد النقطة C : لدينا ان

$$I_{E2} = \frac{3 - 0.7}{2.4} \approx 1 \text{ mA}$$

وبهذا يكون

$$V_{c2} = 30 - 28 \text{ K} \times 1 \text{ mA} = 6 \text{ V}$$

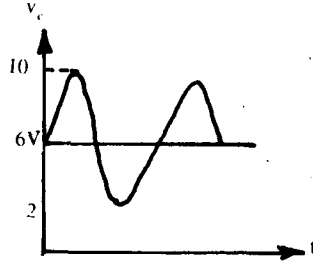
وان التكبير في الفولتية المتناوبة يكون مساويا لـ

$$A_{r2} = \frac{r_{c2}}{r_{E2}} = \frac{24}{2.4} = 10$$

أي أن الفولتية الخارجة ستكون مساوية لـ

$$v_o = 400 \text{ mV} \times 10 = 4 \text{ V}$$

وبهذا تكون الموجة عند النقطة C مكونة من الفولتية المتناوبة الخارجة (4V) والفولتية المستمرة (6V)



يتضح من المثال اعلاه ان التغير في تيار المجمع وفولتياته بسبب من تغير درجات الحرارة - مثلاً - سوف يظهر نتيجة للاقوان المباشر . في الاخراج النهائي كتغير في الفولتية مكبر . هذا التغير في تيار المجمع او الفولتية غير مرغوب فيه عادة ويسمى التيار الناتج عن تيار الانجراف drift current والمشكلة مع تيار الانجراف هي انك لا تستطيع تمييزه عن التغير الحقيقي في التيار الناتج عن اشارة الادخال وهذا هو العيب الرئيسي في الاقوان المباشر :

لا بد لنا من ان نذكر هنا ان هناك نوعاً ثالثاً من الاقوان يسمى باقتران محولات coupling transformer وهو خاص بمكبرات القدرة وسنرجىء الكلام عنه حتى الفصل الثالث عشر - عند الكلام عن هذه المكبرات - لما يلزمه من فهم خاص لدور المحولات في المكبرات المتعددة المراحل .

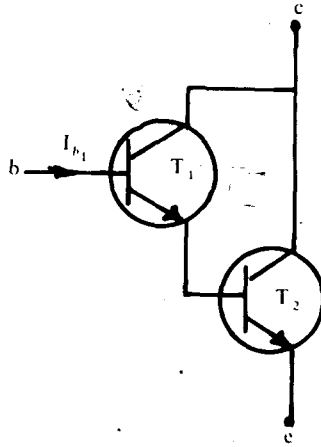
#### 4 - 12 مكبرات أخرى

1 - 4 - 12 مكبر زوج دارلنكتون Darlington - pair amplifier :

يتكون مكبر زوج دارلنكتون - انظر الشكل (7) - من ترانزستورين ربط مجموعهما معاً واستخدام تيار الباعث للترانزستور الاول  $T_1$  كتيار قاعدة للترانزستور الثاني  $T_2$  .

هذه الهيئة تستخدم عادة لزيادة ممانعة الادخال لدائرة المكبر وللحصول على كسب عال في التيار يكون مساوياً لـ  $\beta_1 \beta_2$  . ففي الشكل (7) ، وبعد اهمال تيار التسرب يكون لدينا

$$I_{c1} = \beta_1 I_{b1} = \beta_1 I_b \quad \dots (5)$$



الشكل (٧) مكبر دارلنكتون .

كذلك لدينا من نفس الشكل . ان

$$I_{b2} = I_{c1} = I_{c1} + I_{b1} = (1 + \beta_1) I_b$$

و

$$I_{c2} = \beta_2 I_{b2} = \beta_2 (1 + \beta_1) I_b \quad \dots (6)$$

وعلى اساس ان

$$I_c = I_{c1} + I_{c2} \quad \dots (7)$$

نحصل على

$$I_c = \beta I_b + \beta_2 (1 + \beta_1) I_b \quad \dots (8)$$

$$\approx \beta_1 \beta_2 I_b \quad \dots (9)$$

وحيث ان  $\beta_1 \beta_2 \gg 1$  لذا فان قيمة  $\beta$  الفعالة لمكبر زوج دارلنكتون تكون مساوية لـ

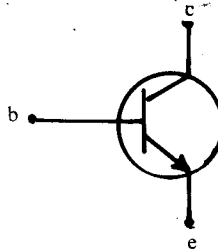


$$\beta = \beta_1 \beta_2 \quad \dots (10)$$

من الناحية العملية تكون قيمة  $\beta$  لمكبر زوج دارلنكتون في حدود  $10^3$  الى  $10^4$  فاذا كان  $I_{c1}$  صغيراً فان هذا يعني ان تيار القاعدة  $I_{b1} = I_b$  لا يكون كبيراً مقارنة مع تيار التسرب . وبهذا فان المعادلة (5) يجب ان تستبدل بمعادلة اخرى اكثر دقة وهي

$$I_{c1} = \beta_1 (I_b + I_{cho1}) \quad \dots (11)$$

ان كون القيمة الفعالة لـ  $\beta$  لمكبر زوج دارلنكتون كبيرة جداً ، يجعل من هذا الاخير دائرة عملية ذات فائدة كبيرة في التطبيقات التي يحتاج فيها الى استخدام مكبر بممانعة ادخال عالية . ذلك ان زوج دارلنكتون يمكن عده كترانزستور واحد - انظر الشكل (8) - بمعامل كسب في التيار مقداره  $\beta$  لذا فان



الشكل (8) الترانزستور المكافئ لزوج دارلنكتون

$$Z_{in}(\text{base}) = \beta (r_e + r_E) \quad \dots (12)$$

في بعض الاحيان فان قيمة  $\beta$  العالية لتابع الباعث نوع دارلنكتون تنتج ممانعة ادخال تفوق الميكاوم

في مثل هذه الحالة لانستطيع اهمال  $r'_c$  المبينة - الشكل (27) في الفصل التاسع - وتصبح ممانعة ادخال القاعدة

$$Z_{in}(\text{base}) = \beta (r_e + r_E) \parallel r'_c \quad \dots (13)$$

وكما بينا سابقاً تكون  $r'_c$  عادة بالميكروم نتيجة لذلك تمثل  $r'_c$  الحد الأعلى لممانعة الإدخال في تابع الباعث نوع دارلنكتون

مثال (3) :-

كم هي ممانعة ادخال المرحلة الاولى في (9) ؟ اذا كانت  $\beta$  دارلنكتن تساوي 200 و  $r'_c = 2M \Omega$

الحل :-

لدينا من المعادلة (13) ان

$$Z_{in}(\text{base}) = \beta (r_e + r_E) \parallel r'_c$$

لايجاد  $r_{e1}$  علينا ان نحسب  $I_{E1}$  . حيث ان

$$I_{E1} = \frac{V_E - 2V_{BE}}{R_E} = \frac{10 - 1.4}{8200} = 1 \text{ mA}$$

$$r_{e1} = 25 \Omega$$

ترتبط  $R_{E1}$  مع  $Z_{i2}$  على التوازي لذا فان

$$r_{E1} = R_E \parallel Z_{i2}$$

لدينا ان

$$Z_{i2} = Z_{in}(\text{base 2}) \parallel R_1 \parallel R_2$$

وكذلك فان

$$Z_{in}(\text{base 2}) = \beta r_{e2} = 100 \times \frac{25}{I_{E2}} = 100 \times 25 = 2.5 \text{ K}\Omega$$

$$Z_{i2} = 2.5 \parallel 30 \parallel 60 = 2.2 \text{ K}\Omega$$

وان

$$r_{E1} = 8.2 \parallel 2.5 \parallel 30 \parallel 60 = 1.75 \text{ K}$$

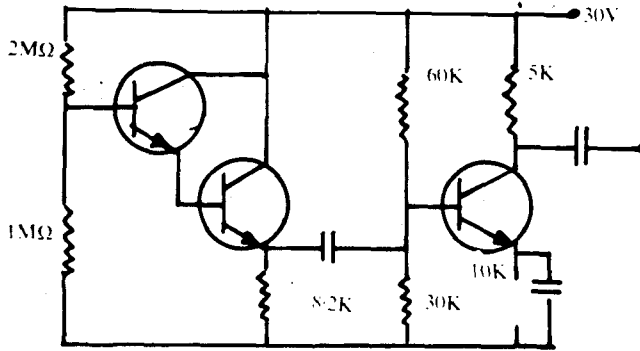
وبهذا يكون لدينا

$$Z_{in}(\text{base 1}) = 5000(0.025 + 1.75) \quad r_c \approx 1.63 \text{ M}\Omega$$

عندما تؤخذ مقاومتنا القاعدة بنظر الاعتبار تكون ممانعة الادخال

$$Z_{i1} = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{in}(\text{base 1}) = 2 \text{ M}\Omega \parallel 1 \text{ M}\Omega \parallel 1.63 \text{ M}\Omega \\ = 473 \text{ K}\Omega$$

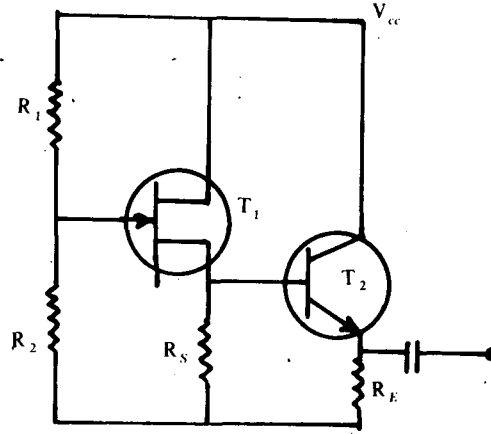
نلاحظ من نتائج الحسابات اعلاه ان ممانعة الادخال للدائرة - الشكل (٩) - تكون من دون تابع الباعث نوع دارلنكتون . تكون مساوية لـ 2.22K بينما ترتفع بوجود هذا التابع الى 473 KΩ



الشكل (٩)

يبين الشكل (١٠) دائرة نموذجية لمكبر دارلنكتون حيث جمعت هذه الدائرة محاسن كل من الترانزستورين  $T_1$  الى FET. وتوازنسور الوصلة  $T_1$  ذلك ان  $T_2$  لا يؤثر على ممانعة الادخال الكبيرة لـ  $T_1$  . مع هذا فان ممانعة الاخراج تكون اقل من ممانعة الاخراج المعتادة لترانزستور FET.

على الرغم من المميزات التي تصاحب مكبرزوج دارلنكتون الا انه لا بد ان نذكر ان هناك جملة أمور يجب ان تؤخذ في الاعتبار عند مقارنته بالمكبرات الاخرى ومنها :-



الشكل (١٠) دائرة دارلنكتون مكونة من BJT و FET

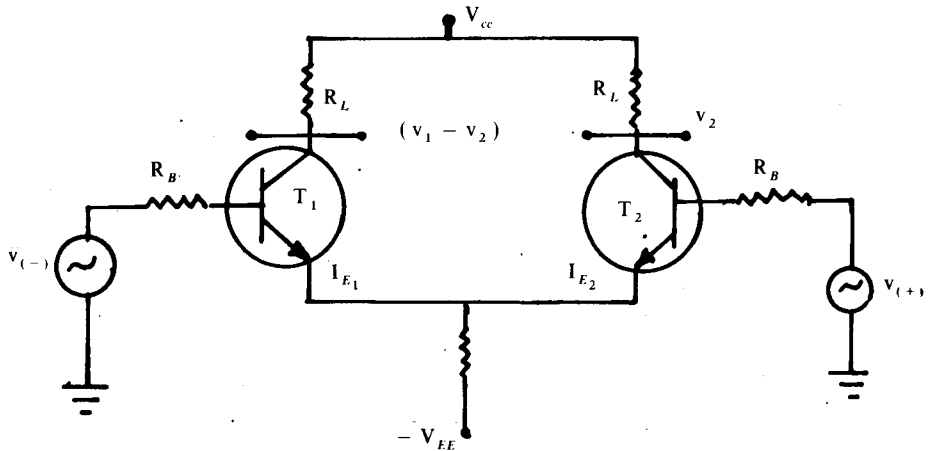
- 1- ان كون مكبر زوج دارلنكتون تابعاً باعثاً . يجعل الكسب في الفولتية اقل من واحد . ذلك ان زيادة  $R_s$  - في الشكل (١٠) - لن يؤدي الى زيادة كسب الفولتية وذلك لان هذه الزيادة في  $R_s$  سوف يقابلها نقصان في  $(I_d = -I_s)$  وان خير علاج لهذه المشكلة هو استبدال  $R_s$  بمصدر تيار ثابت .
- 2- تكون الاستجابة الترددية لمكبر زوج دارلنكتون ضعيفة نوعاً ما بسبب من صغر قيمة  $I_{c1}$  وبالإمكان تحسين هذه الاستجابة ولكن على حساب تقليل ممانعة الادخال
- 3- بسبب من وجود تيار التسرب وبالنظر لقيمة  $\beta$  لذا فانه يصبح من غير العملي استعمال اكثر من توازنستورين في دائرة مكبر دارلنكتون .

## 12-4-2 المكبر التفاضلي The differential amplifier

يستعمل المكبر التفاضلي بكثرة في الدوائر المتكاملة الخطية linear integrated circuits وذلك لعدم حاجته الى استخدام متسعات الاقارن والامرار التي يصعب تصنيعها في هذا المضمار . وهو بذلك يستطيع تكبير الاشارات ذات التردد الواطيء - ال D.C - فضلاً عن الاشارات ذات التردد العالي وعليه فانه يشكل دائرة الادخال لمعظم الدوائر المتكاملة الخطية .

يبين الشكل ( 11 ) الدائرة الاساسية لمكبر تفاضلي ، ويلاحظ فيها وجود مدخلين : يدعى احدهما بالمدخل العاكس ( - V ) والآخر بالمدخل غير العاكس ( + V ) وثلاثة مخارج :  $V_2 - V_1$  ,  $V_2$  ,  $V_1$  . واهمية المكبر التفاضلي تكمن في ان فولتية الاخراج تتناسب مع الفرق difference بين اشارتي الادخال ومن هنا جاءت التسمية بمكبر الفرق او المكبر التفاضلي . وعليه فان بالامكان استخدام هذا المكبر لتكبير الفرق بين اشارتي الادخال لهذا المكبر او تكبير اشارة ادخال واحدة وذلك عن طريق تأريض طرق الادخال الآخر وكما سنرى لاحقا .

يلاحظ كذلك ، في الشكل ( 10 ) ان كلا الترانزستورين  $T_2$  ,  $T_1$  يشتركان بمقاومة باعث واحدة ومن ثم فان المكبر التفاضلي يسمى احيانا بالزوج ذي الذيل الطويل \* long tail pair ، وان لكل منها مقاومة حمل  $R_L$  ومثالياً يجب ان تكون الدائرة متماثلة فكل نصف يجب ان يشابه النصف الاخر وتحقق هذا التماثل في الدوائر المتكاملة احادية البلورة وذلك لامكانية تصنيعها على شريحة واحدة تمتلك خواصا موحدة .



الشكل ( 11 ) دائرة المكبر التفاضلي

• لأنه يتكون من زوج من الترانزستورات المتماثلة مربوطة بمقاومة الباعث المشترك ( الذيل ) .

يعمل الترانزستورين  $T_2, T_1$  في المنطقة الفعالة وذلك لتحيزهما - باستعمال طريقة انحياز الباعث - بواسطة المصدر  $(-V_{EE})$  الذي يقوم بتحيزهما بتيار الانحياز اللازم الذي يمر عبر المقاومة المشتركة  $R_E$ . ويعرف بتيار الذيل  $I_T$ . ذلك أن

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E} \quad \dots (13)$$

عندما يكون كلا الترانزستورين متشابهين فإن تيار الذيل ينقسم بالتساوي بينهما . اي انه اذا كانت  $(V_{c1}) = (V_{c2})$  فإن جانبي الدائرة يكونان متناظرين وبهذا

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{I_T}{2} \quad \text{وعليه فإن}$$

$$V_{c1} = V_{c2} = V_{cc} - \frac{I_T R_L}{2} \quad \dots (14)$$

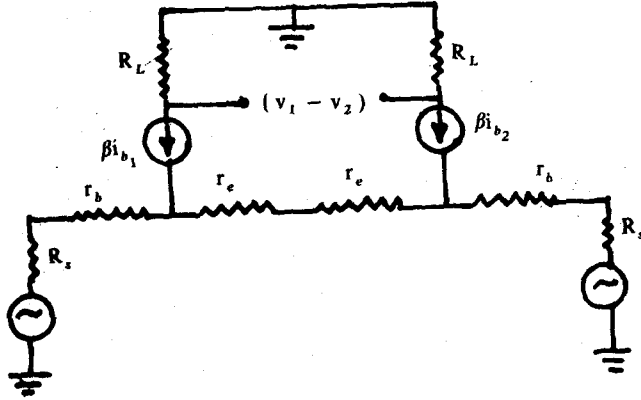
واضح ان أي تأثير من تغير في درجة الحرارة او تغير في  $\beta$  او  $V_{BE}$  سوف يحدث لكلا الترانزستورين بالتساوي وبهذا تبقى الدائرة محفظة بخاصية التناظر على الدوام .

من جهة أخرى اذا كانت  $(V_{c1}) \neq (V_{c2})$  فإن  $I_T$  سوف لا ينقسم بالتساوي على الرغم من بقاء  $I_{c1} + I_{c2} = I_T$ . وبهذا فإن أي نقصان في احد التيارين سوف يقابله زيادة في التيار الآخر.

(أ) دائرة الاشارة الصغيرة المكافئة للمكبر التفاضلي :-

بعد أن اصبح لدينا فكرة عامة عن عمل المكبر التفاضلي من حيث التيار المستمر ويقصد الوصول الى فهم أعمق لهذه الدائرة دعنا ندرس عمل المكبر التفاضلي عند تسليط اشارة متناوبة على قاعدتي الترانزستورين  $T_2, T_1$ .

للوصول الى هذا الغرض يلزمنا رسم دائرة الـ a.c المكافئة للمكبر التفاضلي وذلك عن طريق قصر جميع مصادر الفولتية المستمرة الى الارض واستبدال  $T_2, T_1$  بدائرة الـ a.c المكافئة لهما - انظر الشكل ( 12 ) .



الشكل (١٢) الدائرة المكافئة للمكبر الطاقلي .

لدينا في دائرة القاعدة المقاومة  $R$  مبروطة على التوالي مع مقاومة امتداد القاعدة وبذلك فانها ستقتصر الى  $R_s$  حيث أن  $R_s = r_b + R$  . من جهة الباعث لدينا المقاومة  $r_e$  وعلى الرغم من ان قيمة هذه المقاومة تعتمد على قيمة تيار الباعث الا انها ستكون هنا ثابتة تقريبا بسبب من ان التغيير في تيار الباعث - الذي يحدث نتيجة للتغير في اشارتي الادخال - سيكون صغيراً .

باستخدام قانون كيرشوف للفولتية مع الدائرة المكافئة نستطيع كتابة ماياتي :

$$v_a = i_{b1} R_s + i_{e1} r_e + (i_{e1} + i_{e2}) R_E \quad \dots (14)$$

$$v_b = i_{b2} R_s + i_{e2} r_e + (i_{e1} + i_{e2}) R_E \quad \dots (15)$$

حيث ان  $i_{e1}$  و  $i_{e2}$  هما تيارا الباعث لكلا الترانزستورين بحيث ان  $i_{e1} = (1 + \beta) i_{b1}$  وكذلك  $i_{e2} = (1 + \beta) i_{b2}$  وعند التعويض عنها في المعادلتين اعلاه نجد ان

$$v_a = i_{b1} \{ R_s + (\beta + 1)(R_E + r_e) \} + i_{b2} R_E (\beta + 1) \quad \dots (16)$$

$$v_b = i_{b2} \{ R_s + (\beta + 1)(R_E + r_e) \} + i_{b1} R_E (\beta + 1) \quad \dots (17)$$

وعلى اعتبار أن  $R_E \gg r_e$  وكذلك  $(\beta + 1) R_E \gg R_s$  وعند حل المعادلتين اعلاه

$$i_{b1} = \frac{v_a - v_b}{2 \{ R_s + r_e (\beta + 1) \}} \quad \dots (18)$$

$$i_{b2} = \frac{-(v_a - v_b)}{2 \{ R_s + r_e (\beta + 1) \}} \quad \dots (19)$$

ان الفولتية التي تظهر حول المجمع لكلا الترانزستورين هي

$$v_o = \beta R_L (i_{b1} - i_{b2}) \quad \dots (20)$$

$$= \frac{\beta R_L (v_a - v_b)}{R_s + (\beta + 1) r_e} \quad \dots (21)$$

وفي حالة عدم وجود R واعتبار  $r_b$  صغيرة بحيث يمكن اهمال  $R_s$  في المقام فان المعادلة ( 21 ) ستؤول الى :-

$$v_o = \frac{R}{r_e} (v_a - v_b) \quad \dots (22)$$

هذا يتفق مع نظرية التراكب التي تخبرنا بأنه عندما يعمل المصدران في آن واحد فان فولتية الاخراج تكون مساوية لحاصل الجمع الجبري للاشارتين المنفصلتين ، مضروبا بعامل الكسب أي ان :

$$v_o = A (v_a - v_b)$$

حيث A يساوي  $\frac{R}{r_e}$  تقريبا .

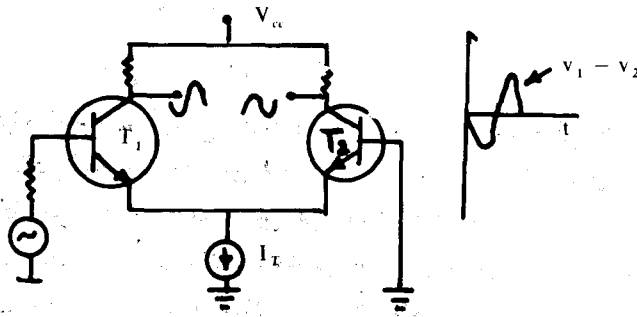
(ب) اساليب الادخال والاخراج في المكبر التفاضلي :-

ان امتلاك المكبر التفاضلي لمدخلين وثلاثة مخارج يشير الى تعدد اساليب الادخال والاخراج التي يمكن ان يعمل معها المكبر التفاضلي فعلى سبيل المثال ، نستطيع تأريض احد طرفي الادخال ونموق الطرف الاخر وكذلك نستطيع سوق المكبر التفاضلي باشارة بين القاعدتين وهكذا ... الخ . يمكن اجمال طرق او اساليب الادخال والاخراج في المكبر التفاضلي باربعة انواع هي :-

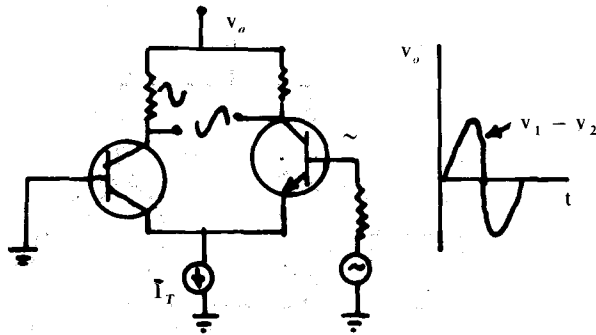


١ - الإدخال المنفرد single-ended input :-

يتم في هذه الحالة تأريض أحد طرفي الإدخال وسوق الطرف الآخر. ففي الشكل (١٣) - تم تأريض قاعدة الترانزستور  $T_2$  وسلطت إشارة ادخال على قاعدة  $T_1$  وعليه فإن  $T_1$  سوف يعمل كمكبر باعث - مشترك (CE) أما  $T_2$  فيعمل كمكبر قاعدة - مشتركة (CB) وتكون إشارة ادخاله هي إشارة باعث  $T_1$ . وعليه فإن الموجة الخارجة عند مجمع  $T_1$  تكون مختلفة في الطور عن تلك الموجة التي تظهر عند مجمع  $T_2$ .



(أ)



(ب)

الشكل (١٣) طريقة الإدخال المنفرد.

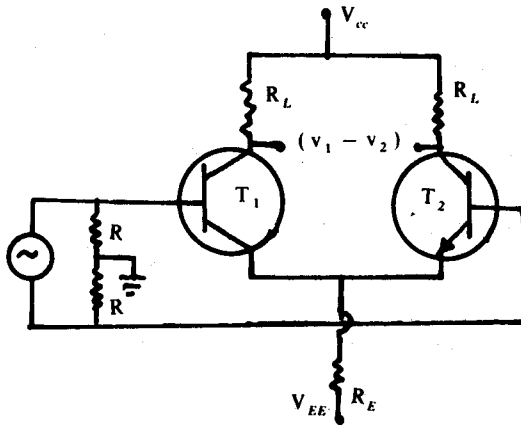
وحيث ان فولتية الاخراج المتناوبة تؤخذ بين المجمعين ولكونها حاصل الجمع الجبري بين موجتين متساويتين بالسعة ومتعاكستين في الطور . لذا فانها ستكون متساوية لضعف سعة الموجتين لاحظ الشكل ( 13 أ ) .

من جهة ثانية عند تأريض قاعدة  $T_1$  وتسليط اشارة ادخال على قاعدة  $T_2$  فان الترانزستور  $T_1$  سوف يعمل هذه المرة عمل مكبر قاعدة - مشتركة بينما يعمل  $T_2$  عمل مكبر باعث - مشترك وتكون فولتية الاخراج كما في الشكل ( 13 ب ) ومن هنا يتضح لنا سبب تسمية المدخلين بالعاكس *inverting* والاخر غير عاكس *non inverting* .

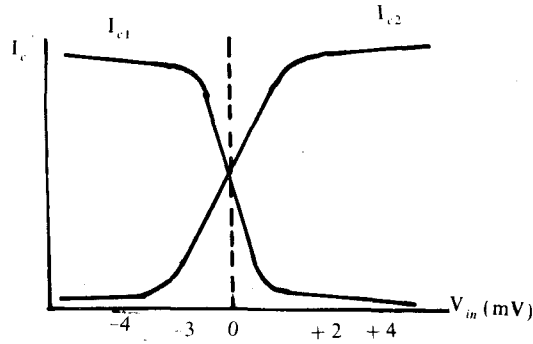
## 2 - الادخال التفاضلي differential input :-

يسمى احيانا بالادخال المزدوج *double-ended input* . ويتم في هذا النوع من الادخال سوق المكبر التفاضلي باشارة بين قاعدتي الترانزستورين - انظر الشكل ( 14 ) - بحيث تكون كل من  $v_1$  و  $v_2$  متساويتين في المقدار ومتعاكستين في الطور ذلك ان  $v_1 = -v_2$  . ان تسليط مثل هاتين الاشارتين على ترانزستورين متماثلين سوف يؤدي الى زيادة في تيار مجمع احدهما ونقصان التيار الاخر بنفس المقدار وبالتعاقب وذلك مايكشف عنه منحنى الانتقال *transfer curve* للمكبر التفاضلي - الشكل ( 15 ) .

مما جاء اعلاه يتضح لنا انه عندما يكون لدينا ادخال تفاضلي فان الفولتية الداخلة  $v_{in}$  تساوي حاصل الفرق بين  $v_1$  و  $v_2$  . اي ان



الشكل ( 14 ) الادخال التفاضلي .



الشكل (١٥) تغير  $I_c$  مع  $V_{in}$  للمكبر التفاضلي .

$$v_{in} = v_1 - v_2 \quad \dots (24)$$

وعليه فان فولتية الاخراج تكون مساوية لـ

$$v_o = A(v_1 - v_2) \quad \dots (25)$$

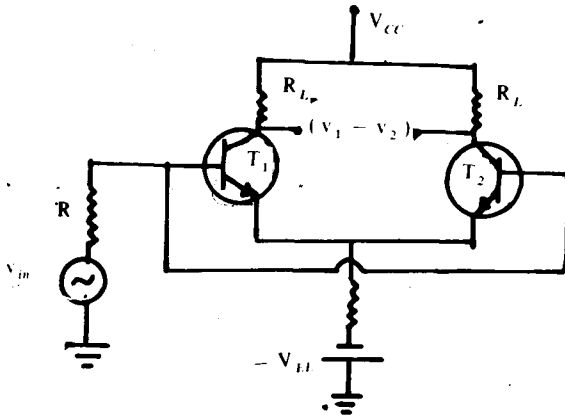
اوان

$$v_o = A v_{in} \quad \dots (26)$$

### 3- ادخال الاسلوب المشترك common-mode :-

في هذا النوع من الادخال يتم تسليط اشارة ادخال واحدة الى كلا الترانزستورين - انظر الشكل (١٦) - وحيث ان اشارة الادخال هي واحدة لذا فان  $v_1 = v_2$  اي ان اشارتي الادخال لكلا الترانزستورين متساويتان في المقدار والطور وبهذا فان التغير في تيارى المجمع لكلا الترانزستورين سوف يكون متماثلا : اي ينقصان معا ويزدادان معا . فاذا كان نصفا المكبر التفاضلي متساويين فان فولتية الاخراج المتناوبة ستكون صفرا ومن هنا فان اسلوب الادخال هذا يستخدم فقط عند فحص المكبر التفاضلي لملاحظة مدى توازن صفية .

من جهة أخرى اذا فقد التناظر بين نصفى المكبر التفاضلي بسبب من عدم التوازن وظهور اشارة الاخراج على الرغم من أن  $v_1 = v_2$  فان هذه الاشارة ستؤدي الى حدوث خطأ في عمل المكبر التفاضلي . بالامكان تلافي عدم التناظر هذا وتقليل الخطأ الى أدنى



الشكل ( ١٦ ) ادخال الاسلوب المشترك .

حد ممكن عن طريق جعل ما يعرف بنسبة رفض الاسلوب المشترك  
common-mode ratio أو اختصاراً بـ CMRR اعلى ما يمكن

تعرف نسبة رفض الاسلوب المشترك CMRR كالآتي

$$CMRR = \frac{A v_{m(CM)}}{V_{o(CM)}} \quad \dots (27)$$

حيث بحسب البسط وبقاس المقام . فعلى سبيل المثال افرض ان  $v_{m(CM)}$  تساوي 1v في الشكل ( ١٥ ) مثالياً يجب ان لانحصل على شيء في الاخراج ولكن بسبب عدم التوازن قد تكون هناك اشارة صغيرة في الاخراج ( $V_{o(CM)} = 0.01v$ ) وعلى فرض ان ( $A = 100$ ) نجد ان

$$CMRR = \frac{100 \times 1v}{0.01v} = 10000$$

وفي استمارة المواصفات تعطى CMRR بـ dB لذا تكون بهذا المثال بالذات مساوية لـ

$$CMRR = 20 \log 10000 = 80 \text{ dB}$$

وكلما زادت قيمة CMRR كان المكبر التفاضلي أحسن ويلاحظ من المعادلة اعلاه اذا كانت  $V_{o(CM)}$  صفراً فان CMRR تساوي مالانهاية . كذلك بالامكان حساب النسبة CMRR من المعادلة

$$\text{CMRR} = \frac{\text{كسب الاسلوب المشترك}}{\text{كسب الاسلوب التفاضلي}}$$

$$= \frac{A_{vD}}{A_{vCM}} \quad \dots (28)$$

وعلى اعتبار ان نصف دائرة المكبر التفاضلي هي دائرة مكبر باعث - مشترك بمقاومة باعث قدرها  $2R_L$  ( تذكر ان تيار الباعث لأي من الترانزستورين هو  $\frac{I_T}{2}$  )  
لذا فان

$$A_{vCM} = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{-g_m R_L}{1 + 2g_m R_L} \quad \dots (29)$$

وان

$$A_{vD} = \frac{v_o}{v_D} = g_m R_L \quad \dots (30)$$

وعند التعويض عن المعادلتين (29) ، (30) في المعادلة (28) نحصل على

$$\text{CMRR} = \frac{g_m R_L (1 + 2g_m R_L)}{g_m R_L} \approx 2g_m R_L \quad \dots (31)$$

مثال (1) :-

اذا كان كسب الاسلوب - التفاضلي لمكبر هو  $66 \text{ dB}$   $A_{vD}$  وكان  $\text{CMRR}$  مرة يساوي (100) ومرة يساوي (10000) . فاحسب فولتية الاخراج ثم وضع تأثير زيادة  $\text{CMRR}$  على هذه الفولتية علما بأن  $v_1 = 1 \text{ mV}$  ،  $v_2 = 0.9 \text{ mV}$  .

الحل :-

فولتية الإدخال التفاضلي تساوي

$$v_D = v_1 - v_2 = 1 - 0.9 = 0.1 \text{ mV}$$

اشارة ادخال الاسلوب - المشترك تساوي

$$v_{CM} = \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{1.0 + 0.9}{2} = 0.95 \text{ mV}$$

مع  $CMRR = 100$  لدينا ان

$$v_o = Av_D + Av_{CM} v_{CM} \quad \dots (32)$$

أي أن

$$v_o = Av_D v_D \left( 1 + \frac{1}{CMRR} \frac{v_{CM}}{v_D} \right) \quad \dots (33)$$

أي أن

$$v_o = 2 \times 10^3 \times 0.1 \left( 1 + \frac{1}{100} \frac{0.95}{0.1} \right) = 219 \text{ mV}$$

أما بالنسبة للاسلوب التفاضلي فان

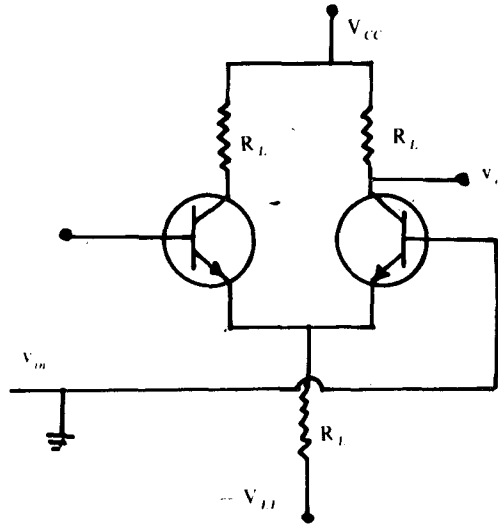
$$v_o = 2 \times 10^3 \times 0.1 = 200 \text{ mV}$$

لاحظ ان الفرق هو 19 mV وهو يمثل مقدار الخطأ في اشارة الاخراج عندما يكون  $CMRR = 10000$  نجد ان  $v_o = 200.19 \text{ mV}$  وعليه فان نسبة الخطأ هنا هي في حدود 0.095

single-ended output

#### 4. ادخال واخراج النهاية المنفردة

يتم هنا تأريض قاعدة احد الترانزستورين وتؤخذ فولتية الاخراج من عند احد المجمعين - انظر الشكل ( ١٧ ) - لذا فان الكسب في الفولتية يكون نصف ما هو عليه في حالة الادخال بالاسلوب التفاضلي . ذلك ان



الشكل ( ١٧ ) دائرة ادخال واخراج النهاية المنفردة .

$$v_o = \frac{\Lambda}{2} v_{in} \quad \dots (34)$$

$$\Lambda = \frac{R_L}{r_c} \quad \text{حيث ان}$$

يستعمل المكبر التفاضلي ذو النهاية المنفردة بالاجزاء عادة . في المراحل النهائية من دوائر المكبرات .

مثال (٢) :-

احسب فولتية الاخراج التقريبية لكل مكبر تفاضلي في الأشكال (12-13-16)

$$\text{حيث ان } R_L = 10 \text{ K}\Omega, R_E = 5 \text{ K}\Omega, V_{EE} = 10 \text{ V}$$

الحل :-

لحساب  $\Lambda$  يجب استخراج  $r_c$  وبذلك فان هناك حاجة لحساب  $I_E$  اولا  
ذلك لأن  $r_c = \frac{25}{I_E}$  . يتم حساب  $I_E$  من المعادلة

$$I_L = \frac{V_{LL}}{R_L} = \frac{10}{5000} = 2 \text{ mA}$$

وعليه فان تيار الباعث المستمر في كل ترانزستور . يكون مساويا لـ 1 mA تقريبا وهذا يعني ان  $R_L$  تكون مساوية لـ 25Ω ويكون الكسب في الفولتية مساويا لـ

$$A \approx \frac{R_L}{r_c} = \frac{10000}{25} = 400$$

في الشكل (١٢) لدينا ان

$$v_o = A v_m = 400 (1 \text{ mV}) = 400 \text{ mV}$$

وتكون فولتية الاخراج هذه في نفس طور فولتية الادخال في الشكل (١٣) لدينا مصدر واحد للاشارة بدلا من مصدرين منفصلين وعليه فان

$$v_o = A v_m = 400 (1 \text{ mV}) = 400 \text{ mV}$$

في الشكل (١٦) لا يزال تسليط اشارة الادخال بالاسلوب التفاضلي لكننا نستعمل هنا اخراجا ذا نهاية منفردة وعليه فان

$$v_o = \frac{A}{2} v_m = 200 \text{ mV}$$

(ج) - المكبر التفاضلي مع مصدر تيار ثابت :

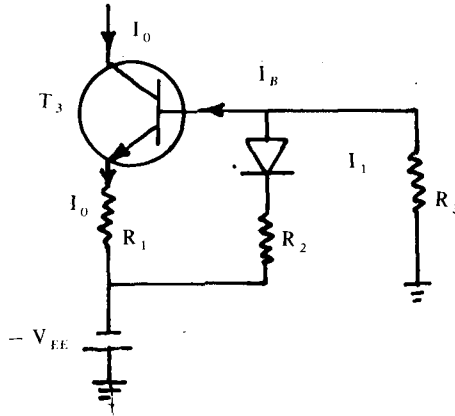
رأينا في السابق المعادلة (29) - ان زيادة  $R_L$  يعمل على زيادة CMRR مما يؤدي بالتالي الى تقليل نسبة الخطأ في قيمة الفولتية الخارجة . والناتج عن وجود الحد  $A_{v_{CM}} v_{CM}$  في المعادلة (32) وعليه فانه يلزم للحصول على اشارة خروج تفاضلية فقط . ان تكون كل من  $V_{EE} \cdot R_E$  كبيرتين ليكونا بمثابة مصدر ثابت للتيار . على اية حال . ان زيادة  $R_E \cdot V_{EE}$  . سوف يؤدي الى تبديد اكبر للقدرة اضع الى ذلك ان تكلفة صناعة  $R_E$  في الدوائر المتكاملة مثلا . تعادل تكلفة صناعة ترانزستور ومن هنا فان استبدال  $R_E$  بترانزستور يعمل كمصدر ثابت للتيار مع الابقاء على قيمة  $V_{EE}$  يصبح ضروريا وعمليا . ذلك ان الترانزستور يعد مصدرا ثابتا للتيار



عندما يعمل في المنطقة الفعالة . اي عندما تكون قيمة التيار  $I_o$  غير معتمدة على التغير في الفولتية  $V_{CE}$  وبذلك فان الترانزستور سوف يمتلك مقاومة عالية جداً ومنها يمكن الحصول على CMRR عالية أيضاً .

الدائرة في الشكل (18) تعمل كمصدر ثابت للتيار بشكل يكاد ان يكون مثالياً . ذلك لان التيار الخارج  $I_o$  يكون مساوياً لـ

$$I_o = \frac{V_{EE} R_2}{R_1 (R_2 + R_3)} \quad \dots (35)$$



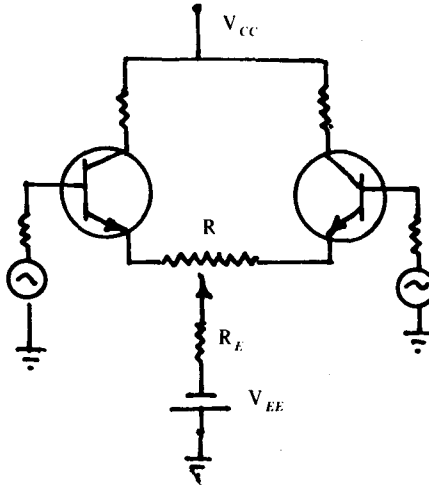
الشكل ( ١٨ ) مصدر نموذجي للتيار الثابت .

ولا يعتمد على مواصفات اي من الترانزستور او الثنائي البلوري . هذا الأخير يصنع من نفس مادة الترانزستور ويعمل كعنصر للتعويض عن التغير في التيار بسبب من التغير في درجات الحرارة فضلاً عما ذكر اعلاه فان الترانزستور T يمتلك مقاومة الباعث  $R_1$  وبهذا فان الفولتية المتولدة عبر هذه المقاومة  $I_o R_1$  ، سوف تعمل على احداث تغذية تيار خلفية تجعل من مقاومة الاخراج لهذا الترانزستور عالية جداً وبهذا يتم الحصول على CMRR عالية .

مما تقدم فان الدائرة في الشكل ( 18 ) تعد مصدراً نموذجياً للتيار الثابت ، يتم ربطها مع المكبرات التفاضلية . في هذه الدائرة يعمل  $T_3$  كمصدر ثابت للتيار يقوم

بتجهيز المكبر التفاضلي بالتيار اللازم ويمتلك ممانعة اخراج عالية جداً . فعلى سبيل المثال اذا كان التيار المطلوب  $I_o = 0.5 \text{ mA}$  وكانت  $Z_o = \frac{1}{h_{oc}}$  مساوية لـ  $500 \text{ K}\Omega$  فانه يلزم استخدام  $R_E = 500 \text{ K}\Omega$  وان تكون  $V_{EE}$  مساوية لـ  $250 \text{ V}$  وكلاهما غير مناسب للاستعمال في الدوائر المتكاملة كما سنرى لاحقاً .

بقي ان نذكر اخيراً انه يلزم في بعض الأحيان . عندما يكون هناك اختلاف في خواص كل من  $T_2, T_1$  استخدام مقاومة متغيرة تربط بين باعث كل من  $T_2, T_1$  وتعمل هذه على اعادة التوازن لدائرة المكبر التفاضلي - انظر الشكل ( ١٩ ) .



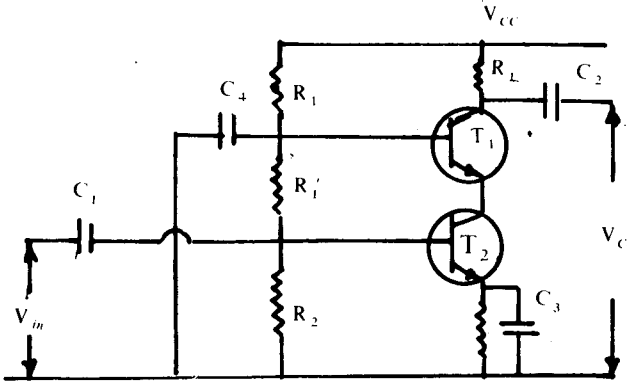
الشكل ( ١٩ ) المكبر التفاضلي مع المقاومة R

Cascode amplifier : مكبر كاسكود 12-4-3

يتكون المكبر الكاسكودي من مكبر باعث مشترك CE يسوق مكبر قاعدة مشتركة CB انظر الشكل ( 20 ) وبالتالي فانه يمتلك ممانعة ادخال لا تختلف عن ممانعة ادخال أي مكبر من نوع باعث مشترك وممانعة اخراج عالية جداً وهي ممانعة الاخراج لمكبر قاعدة مشتركة .

بسبب من ممانعة الاخراج الواطئة التي يراها المكبر الاول - الباعث المشترك - لذا فان التحصيل في الفولتية يكون صغيراً ومساوياً للواحد . اي ان

$$A_{r1} = \frac{r_c}{r_c} = \frac{I_{c1}}{25} Z_{in2} \quad \dots (35)$$



الشكل (٢٠) دائرة المكبر الكاسكودي .

حيث ان  $I_{c1}$  هو تيار المجمع لـ  $T_1$ ،  $Z_{in2}$  هي ممانعة الادخال لمكبر القاعدة المشتركة . والذي يساوي :

$$Z_{in2} = h_{ib} = \frac{25}{I_{c2}} \quad \dots (36)$$

وعليه فان

$$A_{r1} = \frac{I_{c1}}{I_{c2}} = 1 \quad \dots (37)$$

ذلك لأن  $I_{c1}$  يمثل تيار الباعث في مكبر القاعدة المشتركة والذي يساوي تيار المجمع فيه وبالتالي فان المكبر الكاسكودي يعمل بدون تأثير ميلر Miller effect ومن هنا فانه يستخدم في الترددات العالية ( في المديات 10 mHz فأكثر ) كما ان الموجة الناتجة تخلو من الضوضاء الكهربائية مما يجعله صالحاً للعمل كمكبر مرحلة اولى preamplifier للاشارات الصغيرة في الكثير من اجهزة التكبير .

وعلى الرغم من ان التكبير في الفولتية لمكبر الباعث المشترك هو واحد الا ان التكبير في التيار يكون مساوياً لـ  $\beta_{d-c} = h_{fe}$  وبالتالي فان التكبير الكلي في الفولتية للدائرة

يكون مساوياً لـ

$$A_v = - h_{fc} \frac{R_L}{h_{ic}} \quad \dots (38)$$

فإذا كانت  $R_L = 3000 \Omega$  ,  $h_{ic} = 1200 \Omega$  ,  $h_{fc} = 50$

$$A_v = - 50 \times \frac{3000}{1200} = - 125$$

كذلك يستخدم مكبر كاسود في مكبرات الدوائر المتكاملة ( IC amplifiers ) لتغيير مستوى الـ d.c level shifter المرافق للإشارات الصغيرة الخارجة من الدوائر الأخرى . فعلى سبيل المثال يقوم المكبر الكاسكودي في الشكل ( 21 ) بإلغاء الفولتية المستمرة  $V_1$  المرافقة للإشارة الصغيرة  $v_i$  بالطريقة الآتية :-

في هذا الشكل يعمل  $T_1$  كتابع باعث و  $T_2$  كمصدر تيار ثابت يجهز  $T_1$  بالتيار  $I_{E2}$  وعليه فإن مركبة الـ d.c في الإشارة الخارجة ستكون مساوية لـ

$$V_L = V_1 - \frac{R_1 I_{E2}}{h_{fc} + 1} - 0.7 - R_2 I_{E2} \quad \dots (39)$$

وبهذا فإنه يمكن التحكم بقيمة مستوى الفولتية المستمرة ( d.c ) الخارجة من خلال التحكم بقيمة  $R_2$  حيث إن  $I_{E2}$  هو ثابت القيمة . يكون  $V_L = 0$  صفراً إذا كان

$$I_{E2} R_2 = V_1 - 0.7$$

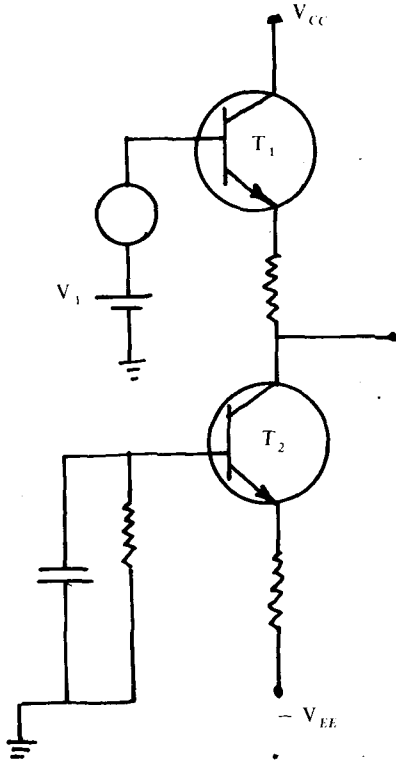
وأخيراً لرب سائل يسأل : أليس بالإمكان الحصول على نفس النتيجة باستخدام مجزئ الجهد المبين في الشكل ( 22 ) مثلاً ؟ والجواب عن هذا السؤال سيكون بالإيجاب طبعاً في حالة كون

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_2}{R_2} \quad \dots (40)$$

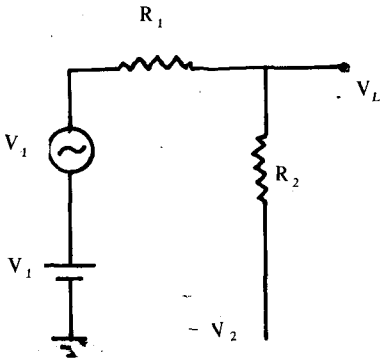
ولكن ماذا يحدث لـ  $v_L$  المتناوبة ؟ والجواب أنها ستكون أقل من  $v_i$  طبعاً بحيث إن

$$v_L = v_i \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad \dots (41)$$

وهكذا ندرك وظيفة المكبر الكاسكودي في تكبير  $v_i$



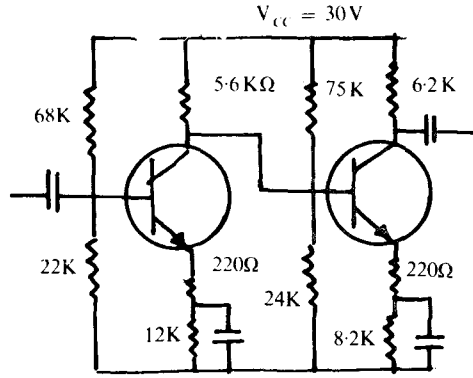
الشكل ( ٢١ ) طريقة القاء الفولتية المستمرة



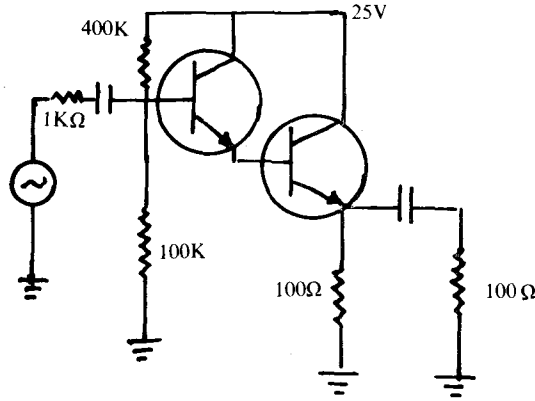
الشكل ( ٢٢ ) دائرة مجزىء الجهد .

## اسئلة ومسائل

- (1) لماذا يستخدم في بعض الاحيان اكثر من مرحلة تكبير واحدة ؟
- (2) ما المقصود بالاقران ؟ وما انواعه ؟
- (3) اشرح بالتفصيل لماذا يكون الكسب الكلي لمكبر متعدد المراحل اقل من حاصل ضرب الكسب الكلي لكل المراحل المنفردة ؟
- (4) اشرح بالتفصيل لماذا ينخفض الكسب في الفولتية في المكبرات عند الترددات اقل من  $f_1$  واكبر من  $f_2$  . انظر الشكل ( ٣ ) .
- (5) لماذا يكون تحقيق الاقران المباشر صعباً ؟ وضح بالتفصيل
- (6) اذكر أهم مميزات مكبر زوج دارلنكتون
- (7) وضح الكيفية التي يؤثر بها تيار المجمع - في مكبر زوج دارلنكتون - مع الاستجابة الترددية لهذا المكبر .
- (8) لماذا يستخدم المكبر التفاضلي بكثرة في الدوائر المتكاملة ؟
- (9) في الشكل ( ١١ ) اذكر فائدة كل من  $V_{IE}$  ,  $R_E$  .
- (10) اشرح بالتفصيل كيف يعمل المكبر التفاضلي
- (11) عدد اساليب الاخراج والادخال في المكبر التفاضلي مع ذكر استعمالات كل نوع من هذه الاساليب .
- (12) ما المقصود بنسبة رفض الاسلوب المشترك وما تأثير ذلك على عمل المكبر ؟
- (13) اشتق المعادلة (35) .
- (14) اشرح ما المقصود بتأثير ميلر .
- (15) في الشكل ( ١ ) اذا كانت  $R_{L1} = R_{L2} = R_{E1} = R_{E2} = 5K\Omega$  و  $R_2 = R_4 = 5K\Omega$  ,  $R_1 = R_3 = 10K\Omega$  وكانت ممانعة الادخال لكل مرحلة تساوي  $1K\Omega$  فاحسب
  - أ- الكسب في الفولتية للمكبر الاول .
  - ب- الكسب في الفولتية للمكبر الثاني .
  - ج- الكسب الكلي للفولتية .
- (16) مكبر ذو مرحلة واحدة مع  $R_c = 10K\Omega$  و  $R_{in} = 1K\Omega$  و  $\beta = 100$  . اذا كانت  $R_L = 100\Omega$  . احسب الكسب في الفولتية . علق على النتيجة .
- (17) في الشكل ادناه احسب  $v_o$  اذا كان  $v_{in} = 5mV$  .



(18) لزوج دارلنكتن في الشكل ادناه ( $\beta = 10000$ ) كم هي ممانعة الادخال ؟



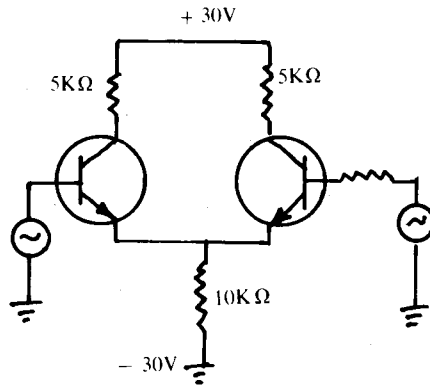
(19) في الدائرة ادناه احسب تيار الباعث .

(20) احسب فولتية الاخراج اذا كان

أ -  $v_1 = v_2 = 1 \text{ mv}$

ب -  $v_1 = 0 \text{ v}_2 = 1 \text{ mv}$

ج - كم هي الفولتية المستمرة في كلا الحالتين .





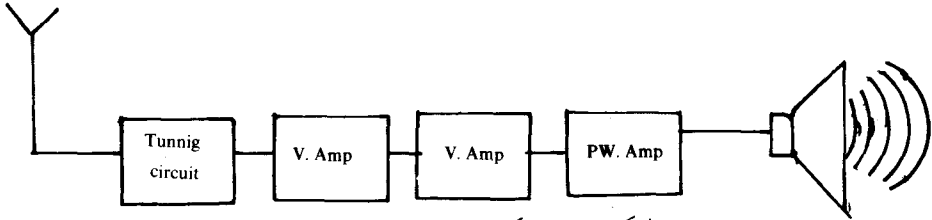
# الفصل الثالث عشر

## مكبرات القدرة

### Power Amplifiers

13 1 المقدمة :-

تتكون المكبرات العملية عادة . من عدة مراحل - انظر الشكل (١) - تعمل على تكبير الاشارات الضعيفة الداخلة اليها حتى يتم الحصول أخيرا على القدرة الكهربائية الكافية واللازمة لتشغيل أجهزة الاخراج المختلفة كمكبرات الصوت ( loud speaker ) كما هو الحال في أجهزة الراديو او دوائر التسجيل . الخ من الأجهزة الاخرى .



الشكل (١) مكبر قدرة ذو ثلاثة مراحل

على أية حال تعمل المراحل الأولية من هذا المكبر المتعدد المراحل . على تكبير الفولتية فقط بينما يتم تصميم المرحلة الأخيرة منه لاعطاء أقصى قدرة ممكنة . وعلى هذا الأساس تعرف المرحلة الأخيرة من أي مكبر متعدد المراحل بمرحلة القدرة Power stage ويسمى المكبر عندئذ بمكبر القدرة Power amplifier .

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان الحصول على قدرة اخراج محسوسة لا يتم الا عند تسليط اشارة ادخال كبيرة . ان تسليط مثل هذه الفولتية الكبيرة على قاعدة الترانزستور سوف يعمل على سوق نقطة العمل Q-point للترانزستور على طول خط الحمل صعودا

ونزولاً . وحيث انه من النادر أن تكون منحنيات الخواص لأي ترانزستور خطية - عادة ما تكون المسافات بين هذه المنحنيات غير متساوية - لذا فان الموجة الخارجة لن تكون نسخة طبق الأصل من الموجة الداخلة وسوف يصاحبها نوع من التشويه .

وعلى الرغم من ان هذا التشويه يتم معالجته عادة اما عن طريق التغذية الخلفية السالبة او عن طريق ربط السحب والدفع - سيتم شرح ذلك لاحقاً - الا انه يجب ان يظل مائلاً في الاذهان ان مكبرات القدرة هي مكبرات الاشارات الكبيرة خلافاً لمكبرات الفولتية التي هي مكبرات الاشارات الصغيرة . وكقاعدة عامة يكون لترانزستور الاشارة تبديد قدرة أقل من نصف واط ولترانزستور القدرة تبديد اكثر من واط .

على اية حال . ان تسليط فولتية دخل كبيرة للحصول على قدرة اخراج كبيرة يعني بالضرورة الحصول على فولتية و تيار اخراج كبيرين . ان وجود مثل هذه الفولتية الكبيرة في دوائر الاخراج لأجهزة التكبير المفرغة هوشيء عادي مألوف ذلك لأن هذه الأجهزة تعمل عادة مع مثل هذه الفولتيات الكبيرة . الا ان وقوع اجهزة اشباه الموصلات - الترانزستور مثلاً - تحت مثل هذه الفولتية الكبيرة سوف يعمل على تغير سمك منطقة الاستنزاف ومن ثم دخول منطقة المجمع في القاعدة وبهذا يتغير سمك القاعدة وعندها تصبح رقيقة وقد تحدث لها عملية التصاق او انسداد - انظر الفصل السابع - اذ تتصل وصلة المجمع بوصلة الباعث . وعندئذ تختفي منطقة القاعدة ويتوقف الترانزستور عن العمل السليم مما يشير الى حدوث انهيار كهربائي .

بالرغم مما جاء أعلاه فبالامكان رفع فولتية الثقب Punch through Voltage الى قيمة اعلى وذلك بتقليل تركيز الحاملات الاكثرية في كل من منطقتي القاعدة والمجمع وبذلك تزداد مقاومتهما . ان هذا العمل سوف يؤدي الى تقليل كفاءة الباعث مؤدياً بالتالي الى التقليل في كسب التيار وعليه فان مكبرات القدرة تمتاز بامتلاكها كسب تيار قليل .

بقي ان نذكر اخيراً ان مكبرات القدرة عادة ما تستخدم ربطاً من نوع مكبر الباعث - المشترك وذلك لقدرة هذا الاخير على تكبير كل من الفولتية والتيار اي تكبير القدرة وبالتالي فان ربط المقاومات في دائرة المجمع في مكبرات القدرة . يصحح غير عملي ويستعاض عنه المحولات .

## 2 13 مصطلحات مهمة

ذكرنا - سابقا - ان الهدف الرئيس لمكبر القدرة هو الحصول على اقصى قدرة اخراج وبذلك فان كفاءة هذا المكبر في تحويل الفولتية المستمرة الـ d.c الى قدرة متناوبة الـ a.c . يكون أحد المعايير الاساسية لمدى صلاحية هذا المكبر او ذلك .

من جهة أخرى نجد ان الترانزستور . كأى جهاز الكتروني آخر . يمتلك حدودا معينة لمقدار الفولتية المسلطة وكذلك التيار المار فيه وبالتالي القدرة المسموح له بتبديدها ومن ثم فانه يصبح من الضروري التعرض لمثل هذه المصطلحات وكذلك بعض المفاهيم الاخرى ذات العلاقة المباشرة بطبيعة عمل مكبر القدرة . ومنها :-

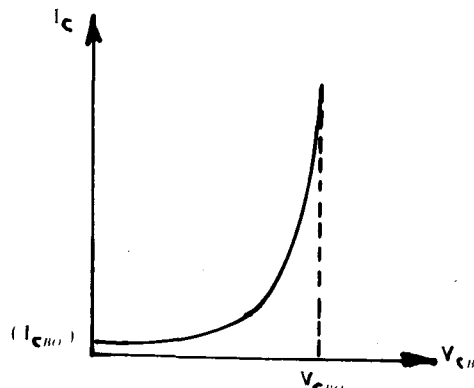
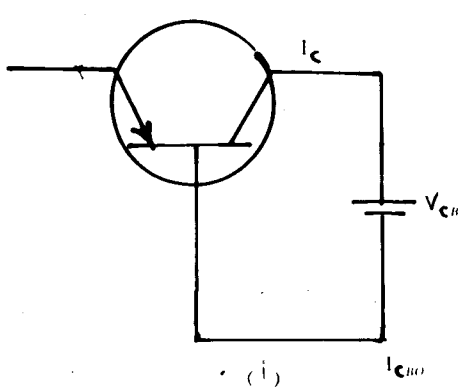
### أ - منطقة العمل المسموحة :-

تحتوي استمارة المواصفات لأي ترانزستور على قيم معينة خاصة بذلك الترانزستور وهي تشمل على ارقام معينة تحدد القيمة القصوى لفولتية المجمع التي يمكن للترانزستور ان يتحملها وكذلك اقصى قيمة لتيار المجمع التي يمكن أن يمر في دائرة المجمع ومن ثم اقصى قدرة مجمع يسمح لذلك الترانزستور بتبديدها . وبهذا فان الترانزستور سوف يعمل بشكل مرضي عندما تكون هذه القيم ضمن الحدود المثبتة في استمارة المواصفات .

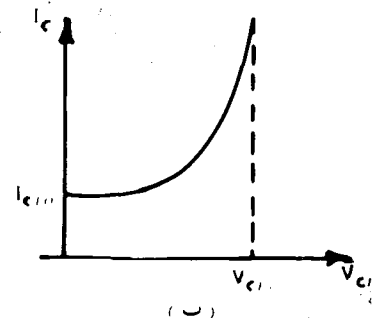
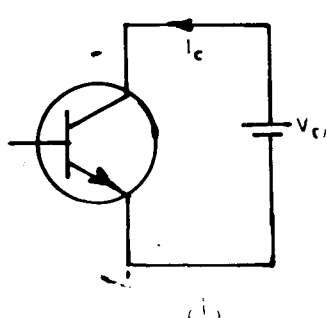
ان اقصى قيمة لفولتية المجمع يمكن تحديدها من خلال معرفة الفولتية التي يحدث عندها الانهيار ويتم ذلك بطريقتين : ففي الشكل ( ١٢ ) تم تسليط الفولتية بين المجمع والقاعدة وترك طرف الباعث دائرة مفتوحة . ان تيار المجمع الذي يمر في هذه الدائرة هو تيار التسرب مجمع - قاعدة  $I_{cbo}$  - يزداد هذا التيار بزيادة الفولتية  $V_{cb}$  - انظر الشكل ( ٢ ب ) - حتى تصل هذه الاخيرة الى قيمة معينة تدعى بفولتية الانهيار الحرجة  $V_{cb0}$  ( critical breakdown voltage ) . وعندها تكون الزيادة في  $I_{cbo}$  حادة نتيجة لحدوث ظاهرة الانهيار - التضاعفي .

من جهة أخرى . اذا ما سلطت الفولتية بين المجمع والباعث - انظر الشكل ( ١٣ ) - وتركت دائرة القاعدة مفتوحة فان التيار المار سيكون تيار التسرب للمجمع - باعث  $I_{cbo}$  . مرة أخرى عند زيادة  $V_{cb}$  فان  $I_{cbo}$  يزداد - انظر الشكل ( ٣ ب ) - وان الانهيار يحدث عندما تصل  $V_{cb}$  الى الفولتية الحرجة  $V_{cb0}$  . ان السبب في

حدوث هذا الانهيار يعود الى حدوث اتصال بين منطقتي المجمع والباعث - ظاهرة التصاق القاعدة - ونشوء ممر يتصف بان مقاومته واطئة . يربط الباعث بالمجمع .



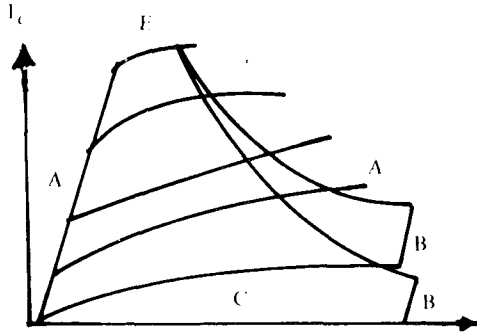
الشكل ( ٢ ) تيار التسرب  $I_{CBO}$  في دائرة المجمع ( القاعدة وعلاقته مع الفولتية  $V_{CE}$



الشكل ( ٣ ) تيار التسرب  $(I_{CBO})$  في دائرة المجمع - الباعث وعلاقته مع الفولتية  $V_{CE}$

• مما تقدم يصبح بالامكان تحديد منطقة عمل الترانزستور - المسموح بها - وذلك باستخدام منحنيات الخواص بعد معرفة قيمة كل من الفولتية والتيار التي يحدث معها

الانهيار - انظر الشكل ( ٤ ) . توضح المنحنيات المرسومة هذه . انه عند القيم الكبيرة للتيار  $I_c$  يبدأ الانهيار الكهربائي عند قيم اقل لـ  $V_{CL}$  .



الشكل ( ٤ ) منطقة عمل الترانزستور المسموح بها

يلاحظ في الشكل ( ٤ ) انه تم رسم الخطوط A و B و C و D بحيث يمثل الخط الاول B اقصى قدرة يسمح للجهاز بتبديدها والعمل عند قيم فوق تلك المحددة بهذا الخط يعني تلف الترانزستور . اما الخط A فيعكس حقيقة أن تسليط فولتية  $V_{CE}$  اكبر من حد معين سوف يؤدي الى احداث زيادة كبيرة وحادة في تيار المجمع .

الخط C يحدد المنطقة التي يكون فيها  $I_c$  ساويا للصفر : أي منطقة القطع بينما يمثل الخط D حدود منطقة الأشباع حيث ان اي زيادة في تيار القاعدة لن تؤدي الى زيادة مماثلة في تيار المجمع وأخيرا الخط E الذي يمثل الحدود العليا التي يعمل فيها الترانزستور بشكل مقنع في المنطقة الفعالة .

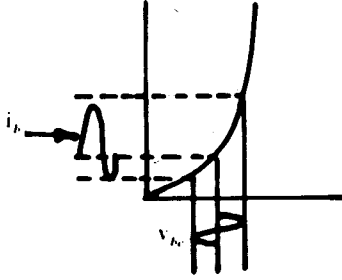
ب - التكبير والتشويه amplification and distortion

عندما يكون شكل موجة الاخراج لأي مكبر صورة غير صادقة من شكل موجة الادخال فنحن عندئذ نتكلم عن تشويه شكل الموجة waveform distortion : على اية حال هناك انواع من التشويه الذي يحدث للموجات عند تكبيرها الا اننا سنقتصر

لانعد منطقة الانهيار منطقة تشغيل عادية للترانزستور .

هنا على ثلاثة انواع فقط على ان تتعرض للانواع الاخرى من التشويه في الاماكن المناسبة وعند الضرورة . هذه الانواع الثلاثة هي :-

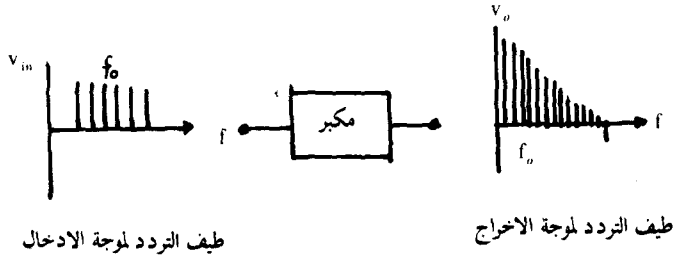
التشويه اللاخطي non linear distortion او تشويه الاتساع amplitude dictortion :- من المعروف ان العلاقة بين  $I_B$  و  $V_{BE}$  للترانزستور تكافئ المنحنى ( I - V ) الثنائي البلوري وهي لذلك ليست خطية وبالتالي فان تسليط اشارة ادخال جيبيه  $v_{be}$  لن يؤدي الى احداث تيار قاعدة جيبي - انظر الشكل ( ٥ ) - بسبب من عدم الخطية هذه . في العلاقة بين  $I_B$  و  $V_{BE}$  . كذلك هو الحال بالنسبة لتيار الاخراج ومن ثم فان فولتية الاخراج لا تكون صورة صادقة من فولتية الادخال وانما تمتلك تشويها يدعى بالتشويه اللاخطي او تشويه الاتساع الناتج من عدم التناظر بين نصفي الموجة الخارجة .



الشكل ( ٥ ) التشويه اللاخطي

من جهة ثانية بصرنا حقل التردد frequency domain - الشكل ( ٦ ) بما يحدث في داخل تشويه الاتساع حيث نلاحظ في هذا الشكل ان طيف التردد لموجة الادخال يتكون من خط منفرد  $f_0$  الذي يمثل التردد الاساس للموجة الجيبيه بينما يحتوي طيف التردد لموجة الاخراج على التردد الاساس ومضاعفاته وكذلك على المركبة المستمرة وتدل شدة ( اتساع ) المضاعفات الاعلى على مدى التشويه .

2 تشويه التردد frequency distortion :- وجدنا - سابقا - ان الاستجابة الترددية او عرض الحزمة الترددية لأي مكبر يعتمد على نوعية الدائرة الخارجية مع هذا المكبر وعليه فان كل مركبات الموجة الداخلة التي تقع تردداتها ضمن مدى التردد



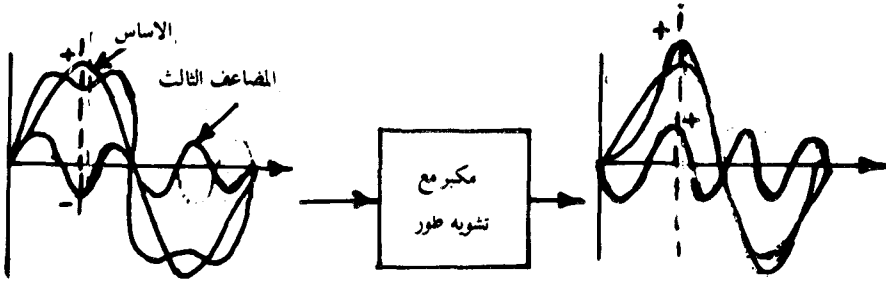
الشكل (٦) تشويه الاتساع في حقل التردد .

انظر الشكل  $\Delta f = f_2 - f_1$  من الفصل - سيتم تكبيرها بشكل متساوٍ .  
 اما تلك المركبات التي تكون تردداتها اقل من  $f_1$  او اكبر من  $f_2$  فان تكبيرها سيكون  
 اقل من سابقاتها وبذلك يحدث ما يسمى بتشويه التردد frequency distortion  
 - انظر الشكل (7)



الشكل (٧) الكسب كدالة للتردد .

٣ - تشويه الطور phase distortion او تشويه التأخير deley distortion :-  
 يبين الشكل (٨) اشارة داخلية ويلاحظ فيها ان ذروة المضاعف الثالث بنفس الطور مع  
 ذروة الاساس . فاذا كان هناك تشويه طور . فان المضاعف الثالث يغير طوره نسبة الى  
 الاساس .



الشكل ( ٨ ) تشويه الطور .

ج- المحولات ونقل القدرة :-

معروف لدينا ان الفولتية الخارجة  $v_2$  - في المحولة - ترتبط مع الفولتية الداخلة  $v_1$  بالعلاقة :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{n_2}{n_1} \quad \dots (1)$$

كذلك هو معروف أن

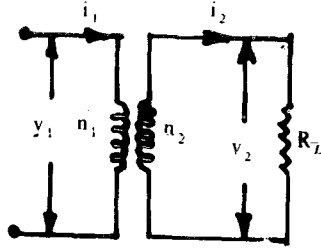
$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2} \quad \dots (2)$$

حيث يمثل  $n_1$  عدد لفات الملف الابتدائي للمحولة بينما يمثل  $n_2$  عدد لفات الملف الثانوي لها . من هاتين المعادلتين يتضح لنا استطاعة التحكم بمقدار الفولتية الخارجة ومن ثم التيار الخارج من خلال التحكم بالنسبة  $\left( \frac{n_1}{n_2} \right)$  وبالتالي التحكم بمقدار القدرة الضائعة  $(i^2 R)$  حيث تمثل  $R$  مقاومة الاسلاك - مثلا - المراد نقل القدرة عبرها .

من جهة أخرى تشير المعادلتان (1) و (2) الى أن

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{i_2}{i_1} \quad \dots (3)$$





الشكل (٨) استخدام المحولة في التحكم بقيمة ممانعة الإدخال  $R_L'$ .

الآن اذا ماربطت المقاومة  $R_L$  الى الملف الثانوي - انظر الشكل (٩) - فان الممانعة الابتدائية primary impedance التي يملكها الملف الابتدائي ستكون مساوية لـ

$$R_L' = \frac{v_1}{i_1} = \frac{(n_1/n_2)v_2}{(n_2/n_1)i_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L \quad \dots (4)$$

على اساس من المعادلة (4) فان المحولات تستخدم في نقل أقصى قدرة الى أجهزة الحمل المربوطة اليها ، من مخارج مكبرات القدرة وذلك لسهولة التحكم بقيمة  $R_L'$  ومن ثم امكانية الحصول على التوافق في الممانعات impedance matching بين  $R_L$  وهذه وممانعة الاخراج لدائرة مكبر القدرة من جهة وبين  $R_L$  وممانعة الملف الثانوي للمحولة من جهة أخرى .

مثال (٩) :-

مكبر قدرة بمرحلتين ، يستعمل اقران نوع محولة . فاذا كانت ممانعة الاخراج للترانزستور هي  $10 \text{ K}\Omega$  وممانعة الادخال لمكبر المرحلة الثانية هو  $2.5 \text{ K}\Omega$  . احسب حثية كل من الملف الابتدائي والملف الثانوي عند التردد  $200 \text{ Hz}$  لنقل أقصى قدرة .

الحل :-

يتم نقل أقصى قدرة في الحالتين :

أ - الممانعة الابتدائية للمحولة = ممانعة الاخراج للترانزستور

أي ان

$$10 \text{ K}\Omega = 2\pi f L_p$$

او ان

$$L_p = 8 \text{ H}.$$

ب- ممانعة الملف الثانوي = ممانعة الادخال لمكبر المرحلة الثانية

او ان

$$2.5 \text{ K}\Omega = 2\pi f L_s$$

أي ان

$$L_s = 2 \text{ H}$$

من ناحية أخرى هناك ميزة ثانية في اقران المحولة وهي ان الهبوط في الفولتية على الملف الابتدائي يكون صغيراً بسبب من صغر ممانعة هذا الملف بالنسبة للتيار المستمر وبالتالي فان  $V_{CE}$  تكون مساوية لـ  $V_{CC}$  بدلا من  $V_{CC} - I_c R_L$  ومن ثم فان القدرة المستمرة اللازمة تكون أقل مما هي في حالة ربط المقاومة  $R_L$ .

هذان السببان . الاول منهما على الاخص - يجعل من استخدام المحولات مرغوبا في مكبرات القدرة وخصوصا عند الترددات الراديوية حيث ان حجم هذه المحولات RF تكون صغيرة بسبب عملها مع هذه الترددات العالية .

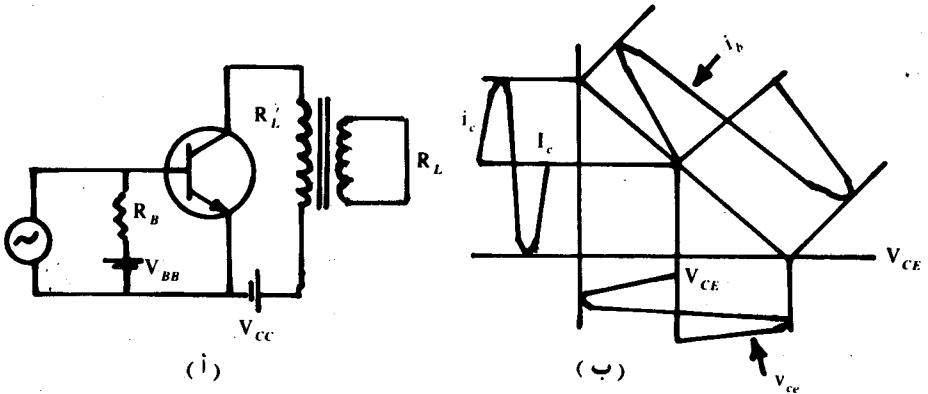
د- القدرة والكفاءة :-

يعمل مكبر القدرة على تحويل جزء من القدرة المستمرة المجهزة اليه بوساطة المصدر الخارجي الى قدرة اشارة متناوبة اما الجزء المتبقي فيكون على هيئة قدرة ضائعة . أو بعبارة أخرى أن :

القدرة الداخلة المستمرة = القدرة الخارجة المتناوبة + القدرة الضائعة

سقوم هنا بحساب كل من القدرة الداخلة المستمرة والقدرة الخارجة المتناوبة وكذلك القدرة الضائعة بالاستعانة بمكبر القدرة المبين في الشكل ( ٩ أ ) وعلى فرض أن خط الحمل التابع له وكذلك الفولتية الداخلة اليه والخارجة منه هي كما في الشكل ( ٩ ب ) . في هذه الحالة تكون القيمة الفعالة لتيار الاخراج  $(i_{r.m.s})$  مساوية لـ

$$i_c = \frac{1}{2\sqrt{2}} (i_{\max} - i_{\min}) \quad \dots (5)$$



الشكل (٩) مكبر قدرة بمرحلة واحدة

وان قدرة الاشارة الخارجة تكون مساوية لـ

$$P_o = i_c^2 R'_L = v_{ce} i_c = \frac{v_{ce}^2}{R'_L} \quad \dots (6)$$

حيث يمثل  $v_{ce}$  القيمة الفعالة  $v_{R.M.S}$  للفولتية المتولدة عبر  $R'_L$  من جهة أخرى يكون مقدار القدرة المجهزة من قبل المصدر، الى دائرة المجمع مساوية لـ

$$P_{dc} = V_{CE} I_C \quad \dots (7)$$

وعليه فان كفاءة المجمع ( $\eta$ ) التي هي النسبة بين القدرة المتناوبة الخارجة والقدرة المستمرة الداخلة، تكون مساوية لـ :

$$\text{Efficiency} = \eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{v_{ce} i_c}{V_{CE} I_C} \quad \dots (6)$$

وبالتالي فان كفاءة المكبر في الشكل (٩) تكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{(V_{CE} / \sqrt{2}) (I_C / \sqrt{2})}{V_{CE} I_C} \times 100 = \frac{100}{2} = 50\% \quad \dots (7)$$

هذه القيمة 50% تمثل القيمة النظرية ( المثالية ) للكفاءة اما من الناحية العملية فان الكفاءة تكون اقل من 50% .

اما بالنسبة للقدرة الضائعة ( $P_d$ ) فيمكن استخراجها من معرفة ان القدرة الضائعة للاشارة المتناوبة تمثل حاصل ضرب معدل القيمة لكل من التيار والفولتية لهذه الاشارة .  
أي أن

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ce} i_c (d\omega t) \quad \dots (8)$$

أو

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_{CE} - \sqrt{2} V_C \sin \omega t) (I_C - \sqrt{2} I_C \sin \omega t)$$

$$d(\omega t) \quad \dots (9)$$

أي

$$P_d = V_{CE} I_C - v_{ce} i_c \quad \dots (10)$$

واضح من المعادلة (10) ان القدرة الضائعة او المبددة تساوي الفرق بين القدرة المجهزة المستمرة والقدرة الخارجة المتناوبة ومما يجدر ملاحظته ان القدرة الضائعة تكون اكبر ما يمكن في حالة عدم وجود الاشارة الداخلة .

### 3-13 اصناف مكبرات القدرة ( شروط العمل )

Classes of Power Amplifiers ( operating conditions ) :-

رأينا في السابق أنه ينبغي للحصول على تكبير أصيل faithful amplification أن تقع نقطة العمل Q ( عن طريق تجهيز الانحياز المناسب ) في وسط خط الحمل وان حجم الاشارة الداخلة يجب ان يكون بالقدر الذي يجعل من منطقة تحرك نقطة العمل Q على خط الحمل ، هي المنطقة الفعالة دون المنطقتين الاخيرتين ( القطع والاشباع ) .  
في هذه الحالة يكون زمن مرور التيار في دائرة القاعدة وكذلك المجمع ، هوزمن مرور الاشارة الداخلة .

من جهة أخرى ، اذا ما أختيرت نقطة العمل - Q بحيث تقع تحت نقطة منتصف الحمل وكان حجم الموجة الداخلة بالقدر الذي يسمح بوصول النقطة Q الى منطقة القطع

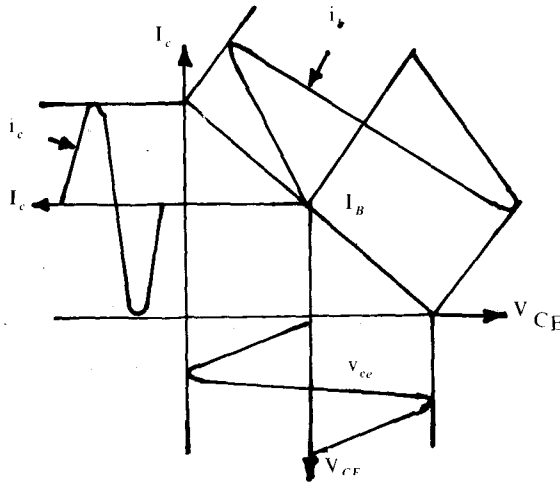
فان زمن مرور التيار سيكون في هذه الحالة . أقل من زمن تسليط الاشارة الداخلة .

مما تقدم ومن خلال اختيار نقطة العمل - Q للترانزستور ( شروط تغذية الانحياز ) وكذلك حجم الاشارة المسلطة على دائرة الادخال للمكبر يصبح بالامكان تحديد زمن مرور التيار في دائرة الاخراج للترانزستور ومن ثم تحديد نوعية المكبر تبعاً لذلك . هذا وقد اصطلح على ان الاسماء : مكبر من صنف A ومكبر من صنف B ومكبر من صنف C تستخدم لتشير الى موقع نقطة عمل المكبر على خط الحمل وكذلك الى زمن مرور التيار في دائرة الاخراج وستقوم هنا بالنظر لكل منهما على انفراد :- .

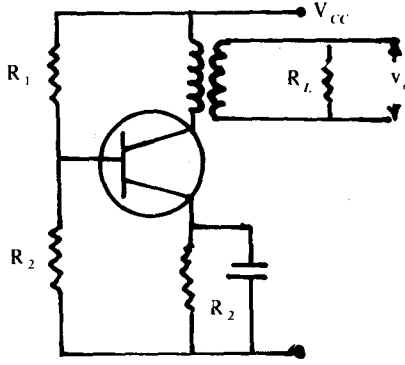
أ- مكبر قدرة صنف A amplifier A :- يوضح الشكل ( ١٠ ب ) طبيعة عمل المكبر من نوع A المبين في الشكل ( ١٠ أ ) ويمكن ان نلاحظ عليه ما يأتي :-

١- ان نقطة عمل الترانزستور - Q تقع في منتصف خط الحمل .

ب- أن تيار المجمع نسخة مكبرة من تيار القاعدة . ذلك هو ان التيار في دائرة الاخراج للمكبر - الشكل ( ١ أ ) يسري خلال  $360^\circ$  . اي خلال الزمن الكلي لتيار القاعدة .



( ١ )  
الشكل ( ١٠ )



( ب )

الشكل ( ١٠ ) مكبر قدرة صنف A

مما تقدم يتبين لنا ان مكبر صنف A يمتاز بما يأتي :

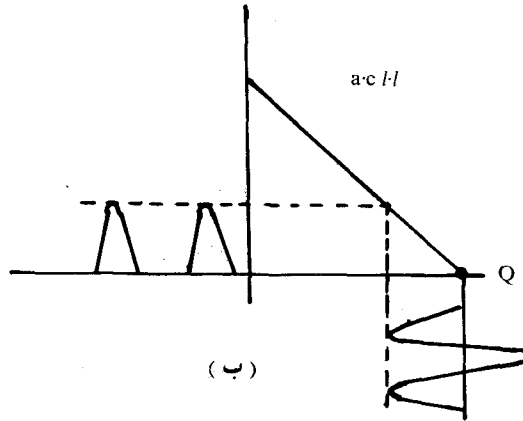
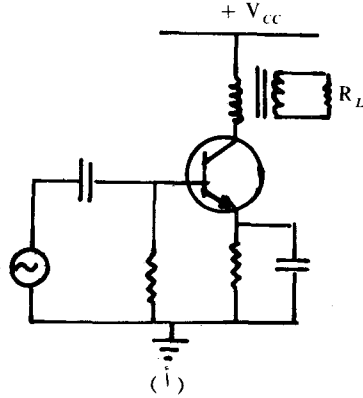
أ- خلو الاشارة الخارجة من التشويه حيث ان شكل اشارة الاخراج يكون مشابها لشكل اشارة الادخال عدا عن كونها مكبرة .

ب- يكون تكبيره للقدرة عالياً جداً حيث ان التكبير في القدرة يمثل النسبة بين قدرة الاخراج الى قدرة الادخال ( التي هي صغيرة جداً ) .  
من جهة أخرى فان مكبر صنف A يمتلك عدداً من المساوئ ومنها

أ- كفاءة مجمع واطئة حوالي 35% .

ب - بسبب قلة الكفاءة فان القدرة الناتجة تكون قليلة ايضا هي الاخرى . هذا ويستعمل مكبر صنف A اينما كانت الحاجة الى اشارة اخراج مكبرة ومن غير تشويه كما هو الحال في مكبرات الفولتية ومكبرات القدرة المسموعة .

ب- مكبر قدرة صنف B amplifier B :- في هذا الصنف من المكبرات - الشكل ( ١١ أ ) - تقع نقطة العمل - Q في نهاية خط الحمل انظر الشكل ( ١١ ب ) وبهذا فان تيار المجمع لايسري في هذه الحالة الا خلال النصف الموجب من الاشارة



الشكل ( ١١ ) مكبر قدرة من صنف B - .

الداخلة اي خلال  $180^\circ$  فقط . للحصول على ذلك ، يوضع جهد انحياز القاعدة مساويا للصفري وبذلك فان وصلة القاعدة - باعث ( في دائرة مكبر الباعث - المشترك مثلا ) تكون منحازة عكسيا خلال النصف السالب من الموجة وعندئذ يتوقف تيار القاعدة عن السريان ولا يسري الا في حالة كون وصلة القاعدة - باعث منحازة اماميا اي خلال النصف الموجب - انظر الشكل ( ١١ ب ) .  
يمتاز مكبر صنف B بما يأتي

1- كفاءة عمل عالية نوعاً ما ( 50 / ) ذلك أن التيار لا يسري الا في حالة تسليط الموجة وبذلك فان معظم تيار المجمع يمثل القدرة الخارجة .

2- بسبب من جودة الكفاءة فان القدرة الخارجة تكون هي الاخرى جيدة .  
أما عن جملة المساويء التي ترافق عمل مكبر من صنف B فهي :-

1- وجود تشويه ( قطع ) في الموجة الخارجة حيث ان النصف السالب من الموجة الخارجة لا يظهر في الموجة الخارجة .

2- يكون التكبير في القدرة أقل مما هو عليه في مكبر صنف A

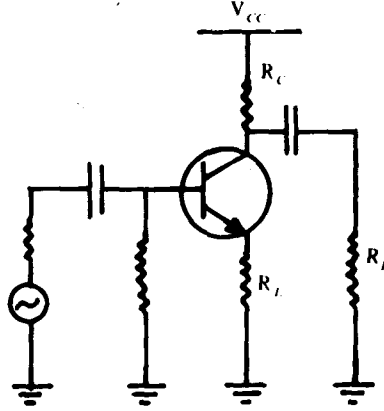
لعل اكثر استخدام مكبر صنف B . يكون بهيئة دائرة مكبر السحب والدفع - سنرى ذلك لاحقاً - الذي يمتاز بكفاءته العالية وبالتالي فان استعماله يكون بكثرة وفي كثير من التطبيقات العملية التي تحتاج الى تكبير في القدرة .

ج- مكبر قدرة صنف C amplifier C :- عندما يكون التكبير في القدرة مطلوباً عند تردد معين او في مدى ضيق من الترددات فان استخدام مكبر قدرة صنف C - الشكل ( ١٢ أ ) - يكون مثالياً . لذا فان استخدام هذا النوع من المكبرات يكون محدوداً وهو يستخدم في دوائر المذبذبات والمراحل الاخيرة من أجهزة الارسال الراديوية حيث ان العنصر المهم في هذا النوع من الاجهزة هو الكفاءة العالية من غير الاهتمام بشكل الموجة الناتجة .

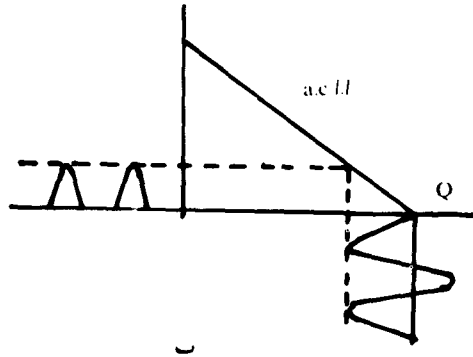
يتم في هذا الصنف من المكبرات تحيز القاعدة بفولتية انحياز تكون اكبر ب 1.5 الى 2 مرة من فولتية القطع وعليه فان تيار المجمع سوف لا يسري الا خلال أقل من  $180^\circ$  انظر الشكل ( ١٢ ب ) وبالتالي فان التشويه في شكل الموجة الخارجة يكون كبيراً على الرغم من الكفاءة العالية التي يتمتع بها هذا الصنف من المكبرات وبالتالي فان هذا الصنف لا يستخدم لتكبير القدرة .

على الرغم من كل ما ذكر عن التشويه الحاصل في الموجة الخارجة من مكبر صنف C الا ان بإمكان هذا المكبر تكبير الموجة الجيبية بشرط ان يولف tuned هذا المكبر على التردد





أ.



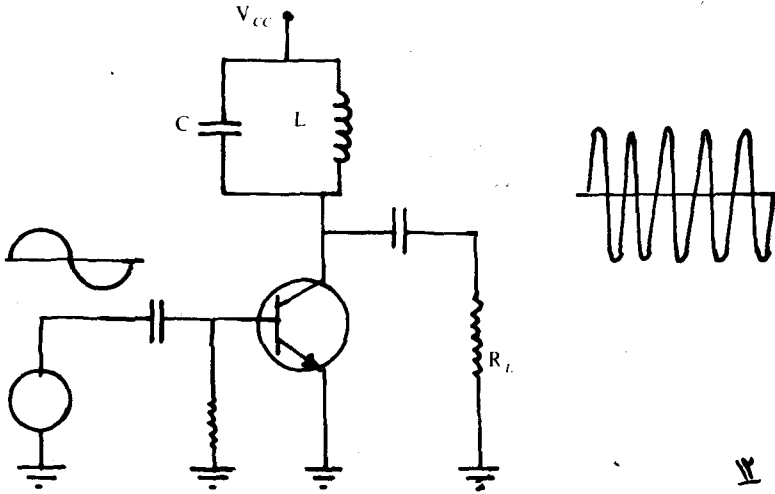
الشكل ( ١٢ ) مكبر قدرة من صف (

الاساس او مضاعفاته . لهذه الموجة . يوضح الشكل ( ١٢ ب ) تيار المجمع الناتج وهو يظهر على هيئة نبضات ضيقة . عندما تسوق نبضات تيار ضيقة دائرة رنين . فان فولتية ذات موجة جيبيه كامله تقريبا سوف تظهر . على أية حال . للحصول على موجة جيبيه بالتردد الاساس علينا ان نوفر الشروط الاتية :-

يجب ان يساوى التردد الرنيني التردد الاساس لسلسلة النبضات

2- يجب ان يكون لدائرة الرنين عامل جودة (Q) اكبر من 10 للحصول على فولتية خارجة ذات موجة جيئية كاملة تقريبا . فمثلا لو كان لشكل الموجة النبضية في الشكل (١٢ ب) زمن ذبذبة مقداره ( 10  $\mu$ S ) فان التردد الاساس سيكون مساويا لـ ( 100 K Hz ) وبتوليف الخزان LC في الدائرة - الشكل (١٣) - على ( 100 KHz ) نستطيع ان نحصل على فولتية عبر خزان الرنين ذات موجة جيئية كاملة تقريبا عندما تكون

$$Q = \frac{X_L}{R_{series}} \quad \text{اكبر من } 10$$



الشكل (١٣) دائرة مكبر مولفة عند التردد  $2\pi \sqrt{LC}$

مثال (1) :-

احسب أقصى كفاءة لكل من الاصناف الثلاثة للمكبرات .

الحل :-

أ- مكبر من الصنف A :- للحصول على أقصى كفاءة ممكنة لهذا المكبر يفترض ان تكون قيمة الذروة لتيار المجمع مساوية لتيار المجمع المستمر (تيار الاشارة صفر) . وبدلالة خط الحمل الـ a.c هذا التيار الاخير مساويا لـ  $I_{CQ}$  . لذا فان التيار الكلي المار في دائرة المجمع يكون مساويا لـ  $2I_{CQ}$  في لحظة وصول الاشارة الى الذروة الموجبة ويكون مساويا للصفر عند الوصول الى ذروة النصف السالب من الاشارة . عليه فان الحصول على

أقصى كفاءة مجمع يتم عن طريق اختيار مقاومة حمل للمجمع بحيث ان  $V_{CE} =$  صفرا عندما يكون تيار المجمع مساويا لـ  $2I_{CQ}$

وعلى وفق ماجاء اعلاه ومن استخدام المعادلة (5) نجد أن

$$i_c = \frac{1}{2} \sqrt{2} (2I_{CQ} - 0)$$

أو أن

$$i_c = \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \quad (11)$$

كذلك هو الحال بالنسبة لـ  $v_{ce}$  أي أن

$$v_{ce} = \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

وحيث ان القدرة الداخلة تكون مساوية لـ

$$P_{dc} = I_{CQ} V_{CQ} \quad (13)$$

لذا فان أقصى كفاءة مجمع تكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{P_{o(max)}}{P_{dc}} \times 100 = \frac{1}{2} \frac{I_{CQ} V_{CEQ}}{I_{CQ} V_{CEQ}} \quad (14)$$

أي أن

$$\eta = \frac{1}{2} = 50 \quad (15)$$

ب- مكبر من صنف B :- بسبب من وقوع نقطة التشغيل - في هذا النوع من المكبرات - عند نهاية خط الحمل لذا فان التيار مستمر كن يسري في دائرة المكبر الا عند تسليط الإشارة وخلال النصف الموجب فقط . لذا فان التيار المستمر الداخلى الى هذا المكبر يكون مساويا لـ

$$I_{d.c} = \frac{I_m}{\pi} \quad \dots(16)$$

وبهذا فان القدرة الداخلة الى هذا المكبر ستكون مساوية لـ

$$P_{d.c} = I_{d.c} V_{cc} = \frac{I_m V_{cc}}{\pi} \quad \dots(17)$$

لدينا ان القدرة الخارجة ( نصف موجة ) تكون مساوية لـ

$$P_o = \frac{V_{r.m.s} I_{r.m.s}}{2} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_m}{\sqrt{2}} \right| \quad \dots(18)$$

وبالتالي فان الكفاءة القصوى ستكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{P_o}{P_{d.c}} = \left( \frac{V_{cc} I_m}{4} \right) \left( \frac{I_m V_{cc}}{\pi} \right) \quad \dots(19)$$

أو أن

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 0.785 \quad \dots(20)$$

والتي تكافىء ( 78.5 ) .

ج- مكبر من صنف C :- ذكرنا فيما سبق ان عمل المكبر يكمن في قدرته على تحويل جزء من القدرة المستمرة الداخلة الى قدرة أخراج متناوبة . وعليه فان القدرة الداخلة لأي مكبر ستكون مساوية للقدرة الخارجة زائدا القدرة المبددة ( P<sub>d</sub> ) أي ان

$$P_{d.c} = P_o + P_d \quad \dots(21)$$

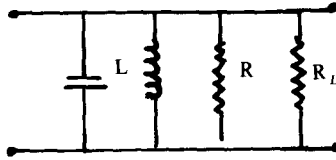
وبهذا فان الكفاءة لأي مكبر تكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_d} \quad \dots(22)$$

في مكبر من صنف C لدينا ان

$$P_o = \frac{(V_{cc} / \sqrt{2})^2}{r_c} \quad \dots (23)$$

حيث تمثل  $r_c$  المقاومة المكافئة لكل من مقاومة الملف  $R$  على التوازي مع مقاومة الحمل - انظر الشكل (١٤) - .  
كذلك لدينا ان النسبة بين احسن حالة تبديد الى أقصى قدرة اخراج تكون مساوية لـ :



الشكل (١٤)

$$\frac{P_d}{P_o} = \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}} \quad \dots (24)$$

وبهذا فان

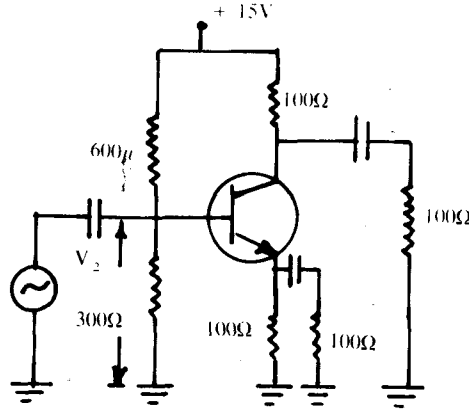
$$\eta = \frac{V_{CC}}{V_{CC} + V_{CE(sat)}} \quad \dots (25)$$

وبما ان  $V_{CC}$  اكبر من  $V_{CE(sat)}$  عادة فان الكفاءة لكبير من صنف C ، تقترب من مئة بالمئة . فمثلا اذا كان  $V_{CC} = 30V$  و  $V_{CE(sat)} = 1V$  فان

$$\eta = \frac{30}{30 + 1} = 0.968 \quad \dots (26)$$

وهي تكافىء 96.8% .

مما جاء اعلاه يتضح لنا ان الصنف A يمتلك كفاءة قصوى مقدارها (50%) عند استعمال المحول واقل من ذلك بكثير من دون المحول . اما الصنف (B) فان كفاءته القصوى تقترب من 78.5% بينما تصل كفاءة الصنف C ، قريبا من (100%) الا انه يجب ان نتذكر بان الصنف C ملائم لتطبيقات الرنين عند الترددات الراديوية فقط وهذا هو السبب في هيمنة الصنف A والصنف B في التطبيقات السمعية .



الشكل ( ١٥ )

مثال ( ٢ ) :-

احسب كفاءة الدائرة - الشكل ( ١٥ ) - لتراوحت الاشارة على طول خط الحمل .

الحل :-

لدينا في هذه الدائرة أن

$$V_2 = \frac{15 \times 300}{300 + 600} = 5V$$

لذا فإن

$$I_{CEQ} = I_E \approx \frac{5}{100} = 50 \text{ mA}$$

كذلك لدينا ان

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_L) \\ &= 5 - 50 \text{ mA} (100 + 100) \\ &= 5V \end{aligned}$$

وبهذا فان اعظم قدرة أخراج تكون مساوية لـ

$$P_o = \frac{I_{CQ} V_{CQ}}{2} = \frac{5 \times 0.05}{2} = 125 \text{ mW}$$

لذا فان الكفاءة تكون مساوية لـ

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = \frac{0.125}{15 \times 0.05} = 0.167$$

او 16.7

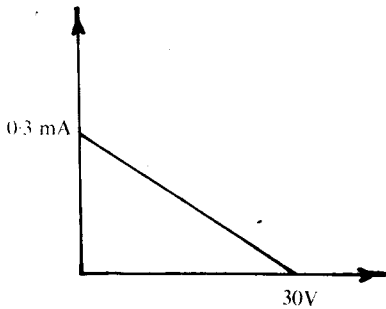
مثال (3) :-

في الدائرة - الشكل (١٦) - مكبر غير مولف صنف C

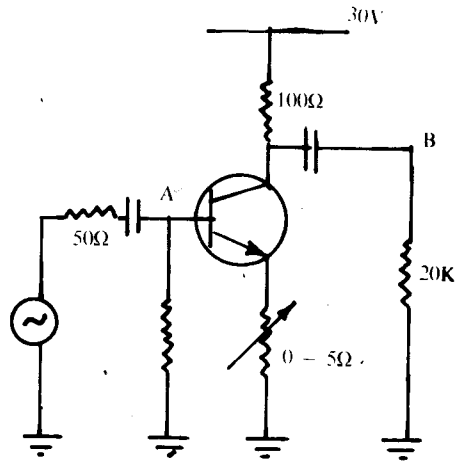
(أ) ارسم خط الحمل المستمر.

(ب) ارسم شكل الموجة عند النقطتين A و B.

(ج) على فرض ان الفولتية الداخلة عند النقطة A اكبر من فولتية انكسار الباعث  $BV_{LBO}$  بين طريقة لمعالجة المشكلة.



(ب)



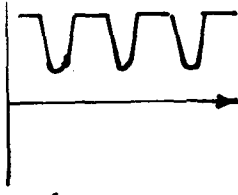
(أ)

الشكل (١٦).

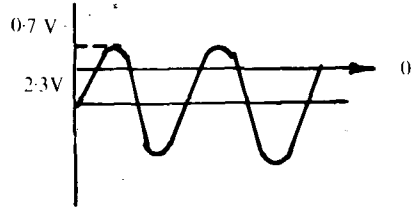
الحل :-

$$I_{c(max)} = \frac{V_{cc}}{r_c + r_E} = \frac{30}{100} = 0.3 \text{ mA} \quad (\text{أ})$$

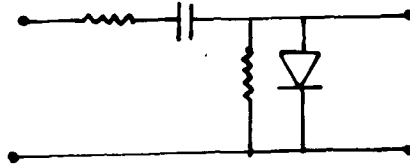
$$V_{CE(max)} = 30 \quad (\text{ب})$$



(ب) شكل الموجة عند النقطة B



(أ) شكل الموجة عند النقطة A



(ج)

الشكل ( 17 )

(ج) يكون مدى التحمل  $V_{RMSmax}$  نموذجيا أقل من ( 5V ) لترانزستورات القدرة RF وغالبا ما يكون لدينا إشارة ادخال لها ذروة الى ذروة اكبر من ( 5V ) في مثل هذه الحالة أضف ثنائيا على التوالي مع القاعدة او على التوالي مع الباعث . في نصف الموجة الموجب يوصل كلا التنائين وتنشحن المتسعة كالسابق . في نصف الموجة السالب يحافظ الثنائي بفولتية انكساره الكبيرة على ثنائي الباعث من الانكسار ( تمتلك معظم ثنائيات التقويم فولتيات انكسار اكبر من 50 V ) .

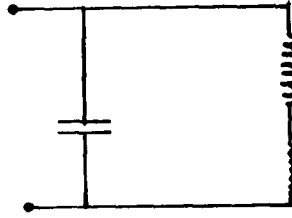
مشال (4) :-

اشتق المعادلة الخاصة بالممانعة لدائرة رنين التوازي في الشكل ( ١٨ ) . عند التردد الرنيني

الحل :-

تكون ممانعة هذه الشبكة مساويا لـ \*





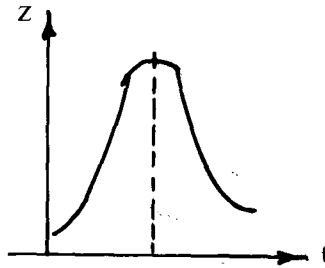
الشكل (١٨)

$$Z = \frac{(-j/\omega C)(r + j\omega L)}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad \dots (27)$$

واضح من المعادلة (٢٧) ان ممانعة الدائرة تتغير مع التردد وان قيمتها تكون أقل مايمكن عندما تكون  $\omega = 0$  ثم تزداد مع زيادة  $\omega$  حتى تصل الى أقصى قيمة بعدها تبدأ بالتقصان مع زيادة  $\omega$  - انظر الشكل (١٩) - واذا ما أهملنا قيمة  $(r)$  على اعتبار انها

صغيرة ، فأنا سنجد ان الممانعة تصبح مالانهاية عندما تكون  $\left(\omega L = \frac{1}{\omega C}\right)$  . يسمى التردد الذي تصبح معه  $\omega L$  مساوية لـ  $\frac{1}{\omega C}$  بالتردد الرنيني resonance frequency

من الناحية العملية تكون قيمة  $(r)$  صغيرة ولكنها لاتساوي صفراً وعليه فان ممانعة الدائرة عند التردد الرنيني ، لاتساوي مالانهاية وانما تكون مساوية لـ



الشكل (١٩)

$$Z_o = \frac{L}{CR} - \frac{j}{\omega_{oc}} \quad \dots (28)$$

$$Z_o = \frac{L}{CR}$$

او ان  
... (29)

على اعتبار أن  $\omega_o$  صغيرة ويمكن أهملها .

مثال (5) :-

اشتق العلاقة بين عامل الجودة (Q) و

أ - التردد الرنيني  $Z_o$  .

ب - وكذلك مع عرض حزمة التردد  $\Delta\omega$  للمكبر .

الحل :-

يعرف عامل النوعية Q بأنه « النسبة بين الممانعة الحثية للملف عند تردد الرنين الى

مقاومته » أي ان

$$Q = \frac{XL}{r} = \frac{\omega_o L}{r} \quad \dots (30)$$

ويعرف ايضا بأنه مقياس لمقدار الطاقة المخزونة في الملف خلال ذبذبة واحدة الى الطاقة

المبددة في الملف خلال نفس الزمن .

الآن عند اعادة ترتيب المعادلة (27) بالصيغة

$$Z = \frac{\frac{L}{C} \left( 1 - \frac{jr}{\omega L} \right)}{r \left( 1 + \frac{j\omega L}{r} \right) \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right)} \quad \dots (31)$$

وعند التعويض عن  $\frac{L}{r}$  بـ  $\frac{Q}{\omega_o}$  نحصل على

$$z = \frac{Q^2 r \left( 1 - j \frac{1}{Q} \frac{\omega_o}{\omega} \right)}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)} \quad \dots (32)$$

عند تردد الرنين لدينا ان  $\omega = \omega_0$  وبذلك نحصل على

$$z_{i_0} = Q^2 \left( 1 - j \frac{1}{Q} \right) \quad \dots (33)$$

وإذا ما كانت  $Q$  كبيرة ( $Q > 10$ ) فان

$$z_{i_0} = Q^2 r \quad \dots (34)$$

وهذا هو جواب الفرع (أ).

لايجاد العلاقة بين عرض الحزمة  $\Delta f$  وتردد الرنين وعامل النوعية  $Q$  ندخل العامل  $\delta$  بحيث أن

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad \dots (35)$$

أو ان

$$1 + \delta = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \dots (36)$$

وعند قسمة المعادلة (31) على المعادلة (34) والتعويض عن  $\frac{\omega}{\omega_0}$  بـ  $(1 + \delta)$  من المعادلة (36) نحصل على

$$\frac{z}{z_{i_0}} = \frac{1}{1 + jQ\delta(2 + \delta/1 + \delta)} \quad \dots (37)$$

أو (في حالة كون  $\delta$  صغيرة) أن

$$\frac{z}{z_{i_0}} = \frac{1}{1 + 2j\delta Q} \quad \dots (38)$$

واضح ان قيمة  $\left( \frac{z}{z_{i_0}} \right)$  تقل الى 0.7 من قيمتها عندما تكون

$$|1 + 2j\delta Q| = \sqrt{2}. \quad \dots (39)$$

أو أن

$$(2\delta Q)^2 = 1 \quad \dots (40)$$

وبذلك تكون

$$\delta = \pm \frac{1}{2Q} \quad \dots (41)$$

وحيث ان المعادلة (41) اشتقت على اساس ان  $Z_1$  تكون مساوية لـ  $0.7 Z_0$  لذا فان  $\omega$  في المعادلة (35) تكون مساوية اما لـ  $\omega_1$  او  $\omega_2$ . أي ان

$$\delta = \frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} \quad \dots (42)$$

أي ان

$$\omega_2 - \omega_1 = 2\delta\omega_0 \quad \dots (43)$$

او أن

$$B = \Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} \quad \dots (44)$$

وبهذا فان عرض حزمة التردد تتناسب عكسيا مع عامل الجودة  $Q$ .

مثال ( ٦ ) :-

إذا كانت الثوابت المهجينية لترانزستور هي  $h_{fe} = 80$ ,  $h_{ie} = 1.5 \text{ K}\Omega$  وكانت الدائرة المولفة تتكون من  $L$  بحثية  $100 \mu\text{H}$  على التوازي مع متسعة ذات سعة  $C = 100 \text{ pF}$  وكانت  $\omega = 50$ . فاحسب الكسب في الفولتية وكذلك عرض الحزمة الترددية.

الحل :-

لدينا ان

$$A_r = \frac{-h_{fe} Z}{h_{ie}} \quad \dots (45)$$

وعند التعويض عن  $Z = Q^2 r$  فإن  $A_r$  يصبح عند تردد الرنين مساوياً لـ

$$A_r = \frac{-h_{fe} Q^2 r}{h_{ie}} = \frac{-h_{fe} \omega_0 L Q}{h_{ie}} \quad \dots (45)$$

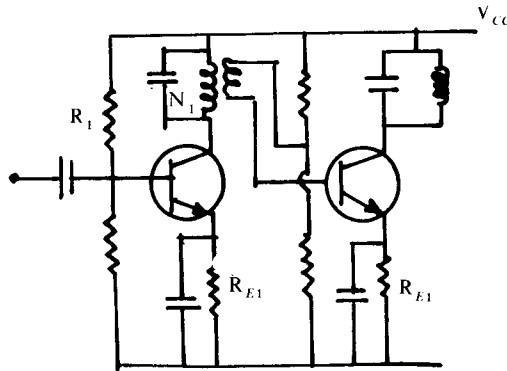
وعند التعويض عن قيم كل من  $h_{fe}$  و  $h_{ie}$  و  $Q$  وحساب  $\omega_0$  من  $\frac{1}{\sqrt{Lc}}$  نحصل على

$$A_r = 2500$$

وكذلك على

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{50} = \frac{1.6 \times 10^6}{50} = 33.9 \text{ KHz}$$

لا بد لنا هنا من ان نشير الى ان ربط المراحل المتعددة من المكبرات المولفة ، لا يتم بشكل مباشر وذلك لتلافي تأثير ممانعة الادخال لترانزستور المرحلة اللاحقة على مقاومة دائرة الرنين مما يعمل على تقليل عامل الجودة بشكل كبير وبالتالي فانه يلجأ الى اقران المراحل المتعددة عن طريق المحولات - انظر الشكل (٢٠) - في هذه الحالة ، اذا كان  $N_1$  اكبر من  $N_2$  فان  $R_L$  سوف تكون كبيرة بحيث لا تؤثر على قيمة الكسب ولا على قيمة  $Q$  . ذلك ان



الشكل (٢٠)

$$Q_e = \frac{Q}{1 + \frac{\omega_o L Q}{R_L'}} \quad \dots (46)$$

حيث ان  $R_L' = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L$  . اما عرض الحزمة الترددية فيمكن اثباته بانه يأخذ الصيغة

$$B_n = B \sqrt{2 \frac{1}{n} - 1} \quad \dots (47)$$

حيث يمثل n عدد مراحل التكبير

مثال (7) :-

في الدائرة - الشكل ( ٢٠ ) - اذا كانت  $\left( \frac{N_1}{N_2} \right) = 10$  وكانت  $(\omega_o = 3 \times 10^6 \text{ rad/s})$  فاحسب الكسب في الفولتية للمرحلة الاولى اذا علمت ان  $h_{fe} = 80$  ,  $h_{ie} = 1.5 \text{ K}\Omega$  , وان  $Q = 50$  ,  $L = 100 \mu\text{H}$  ماذا يكون عرض الحزمة لـ 3 مراحل من نفس المكبرات .

الحل :-

لدينا هنا ان

$$A_v = - \left( \frac{N_2}{N_1'} \right) \frac{h_{fe} \omega_o L Q_e}{h_{fe}} \quad \dots (48)$$

من المعادلة (46) لدينا ان

$$Q_e = \frac{Q}{1 + \frac{\omega_o L Q}{R_L'}}$$

وحيث ان

$$R_L' = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L = (10)^2 (1.5 \text{ K}\Omega) = 150 \text{ K}\Omega$$

لذا فان  $Q_c$  بعد التعويض تصبح مساوية لـ

$$Q_c = 45.5$$

وان  $A_r$  لذلك تكون مساوية لـ

$$A_r = 70$$

لدينا ان

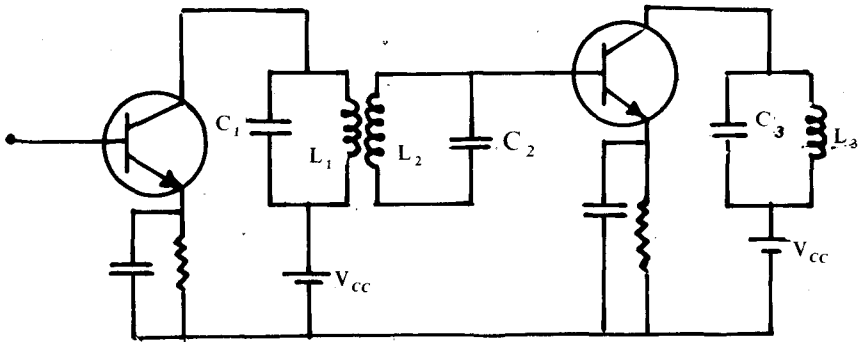
$$B = \frac{\omega_o}{Q_c} = \frac{3 \times 10^6}{45.5} = 6.8 \times 10^4 \text{ rad / se}$$

وان

$$B_{\pi} = B \sqrt{2^{1.3} - 1} = 6 \times 10^4 \text{ rad / se}$$

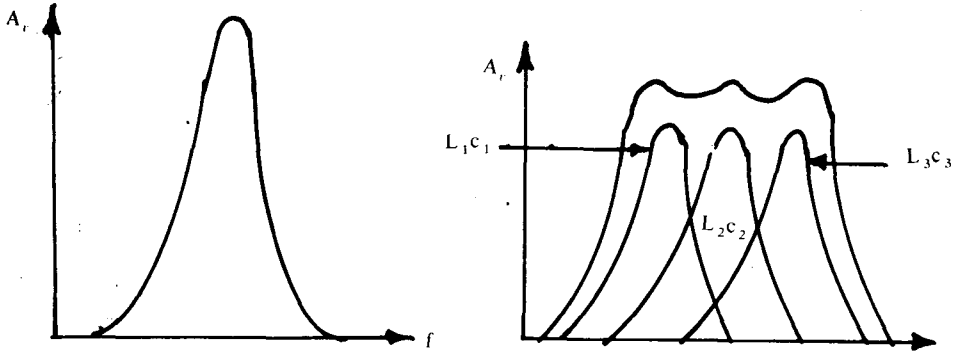
يتبين لنا مما جاء اعلاه ، ان ربط عدد من مراحل المكبر المولف عن طريق المحول سوف يؤدي الى تقليل قيمة  $Q$  الفعلية وكذلك الى تقليل عرض حزمة التردد للمكبر الامر الذي لا يكون مرغوباً فيه في الكثير من التطبيقات العملية .

لتلافي هذا النقصان في عامل النوعية وكذلك في عرض الحزمة الترددية يتم عادة اقران مرحلتي المكبر عن طريق الحث التبادلي بين الملفين في دائرتي التوليف التابعة لكل مرحلة - انظر الشكل ( ٢١ ) - ويسمى هذا النوع من المكبرات بالمكبر المضاعف التوليف double-tuned amplifier



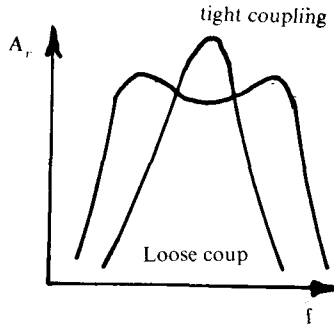
الشكل ( ٢١ ) الاقران بواسطة الحث التبادلي

الآن اذا ماتم توليف جميع دوائر الرنين الى نفس التردد اي وضع  
 $L_3 C_3 = L_2 C_2 = L_1 C_1$  فان الاستجابة الترددية سوف تكون حادة  
 - انظر الشكل ( ٢٢ أ ) - وبالتالي تكون قيمة عامل الجودة  $Q$  كبيراً ويستخدم هذا  
 النوع من التوليف عند الحاجة الى تكبير اشارة ذات تردد معين . أما اذا كان المطلوب  
 هو تكبير اشارات ذات ترددات مختلفة فان كل دائرة رنين في هذا المكبر تولف عند  
 تردد معين وبهذا تكون الاستجابة الترددية للمكبر كما في الشكل ( ٢٢ ب ) ويكون  
 الكسب في هذه الحالة أقل مما هو عليه في السابق حيث ان اقصى كسب لكل مرحلة  
 يظهر عند تردد معين ويسمى المكبر عندئذ Stagger-tuned amp .



( أ ) نفس التردد

( ب ) ترددات مختلفة



( ج )

الشكل ( ٢٢ ) الاستجابة الترددية لمكبر متعدد المراحل مولفة على



من جهة اخرى اذا ماتم لف  $L_1, L_2$  مثلا . على نفس القلب فان الاستجابة الترددية للمكبر سترى تكون كما في الشكل ( ٢٢ ج ) على الرغم من ان  $L_2 C_2 = L_1 C_1$  . في هذه الحالة يكون الكسب مساويا الى الكسب في مكبر التوليف ذي التردد المنفرد وسمى هذا النوع من الاقتران بالاقتران الفوقي over coupled ويقال للملفين بأنهما يمتلكان الاقتران المتناسك tight coupling على خلاف الاقتران المتراخي loose coupling الذي يحدث بين الملفين عندما يكونان بعيدين عن بعضهما . يلاحظ ان الكسب في حالة الاقتران المتراخي اكبر مما هو عليه في حالة الاقتران المتناسك وذلك بسبب من صغر المقاومة المنعكسة في هذه الحالة مما يشير الى كبر قيمة Q والعكس صحيح بالنسبة للحالة الثانية .

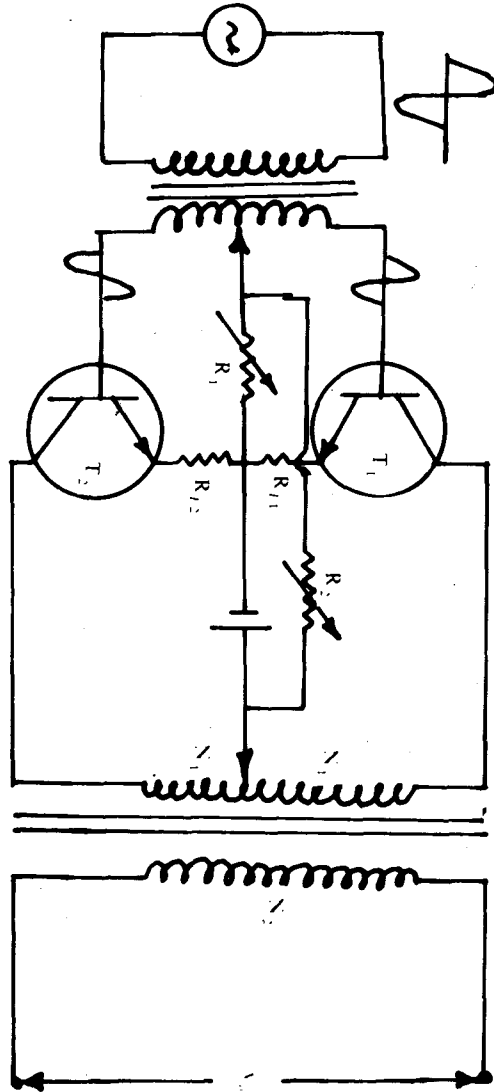
#### 4 13 مكبر السحب والدفع Push - Pull Amplifier :-

وجدنا فيما تقدم ان مكبر القدرة من نوع B يمتاز بكفاءته العالية وقدرته على الكسب في التيار والفولتية اي الكسب في القدرة . كذلك اشرنا الى حدوث قطع في الموجة الخارجة نتيجة للتكبير الحاد في نصف واحد من الموجة الداخلة وبسبب من وقوع نقطة العمل Q للترانزستور عند حافة منطقة القطع .

على اية حال . ان هذا التشويه ( القطع ) الحاصل في الموجة الخارجة يمكن التخلص منه باستخدام ترانزستورين من نوع واحد يعملان بصورة متعاقبة ( على طريقة السحب والدفع ) بحيث يكون كل ترانزستور مسؤولا عن تكبير نصف واحد من الموجة الداخلة اليه . لذا فان الفولتية الداخلة الى الترانزستورين يجب ان تكون متساوية في المقدار ومتعاكسة في الطور . يتم تحقيق هذا الشرط باستخدام محولة ذات نقطة وسطية - انظر دائرة مكبر السحب والدفع في الشكل ( ٢٣ ) .

في هذا الشكل تم ربط قاعدتي الترانزستورين  $T_1, T_2$  الى طرفي الملف الثانوي للمحولة أما الباعثان فقد ربطا خلال المقاومتين  $R_1, R_2$  الى النقطة الوسطية للمحول الثانوي وبهذا فان الاشارتين الداخلتين الى القاعدتين تكونان متساويتين ومتعاكستين في الطور مما ينتج عنه مرور التيار في احد الترانزستورين في الوقت الذي يكون فيه الترانزستور الآخر في حالة قطع تام .

على الرغم من ان حجم الموجة الخارجة من هذا المكبر تضاهي ضعف السعة للموجة التي يمكن الحصول عليها من مكبر الكاسكودي Cascode amplifier باستخدام



الشكل ( ٢٣ ) دائرة مكبر السحب والدفع

نفس الترانزستورين وانه اكفا بخمس مرات من مكبر ترانزستور من نوع A وكذلك عدم حاجته الى استخدام محولة اخراج كبيرة بسبب التماثل بين  $T_1$  و  $T_2$  وما ينتج عنه من الالغاء التام للتيار المستمر خلال هذه المحولة . الا ان الموجة الخارجة عادة مايرافقها نوع من التشويه يدعى بتشويه العبور crossover distortion او التشويه الناجم عن تحول التوصيل من ترانزستور الى - انظر الشكل (٢٤) - ذلك ان أيا من الترانزستورين لا يبدأ بالتوصيل الا في حالة كون الفولتية الداخلة اليه مساوية الى او اكبر من الجهد الحاجز للوصلة (0.7V) وبهذا فانه يلزم تسليط جهد انحياز أمامي على وصلة القاعدة - باعث لكلا الترانزستورين لكي يصبح بالامكان تمرير تيار في احد الترانزستورين عند أقل تغير في الإشارة الداخلة ويعكس ذلك ستكون هناك فترات زمنية لن يمر خلالها تيار كما هو موضح في الشكل ( ٢٤ ) . هذا ويتم الحصول على جهد الانحياز هذا عن طريق ربط المقاومين  $R_1$  و  $R_2$  الى  $V_{cc}$  بالطريقة المبينة في الشكل

كما تقدم يمكن القول ان مكبر السحب والدفع يمتاز بما يأتي . :

1 بسبب من استخدامه المحولة كمقاومة حمل فانه يسمح لذلك بنقل أقصى قدرة عند تحقق الشرط :-

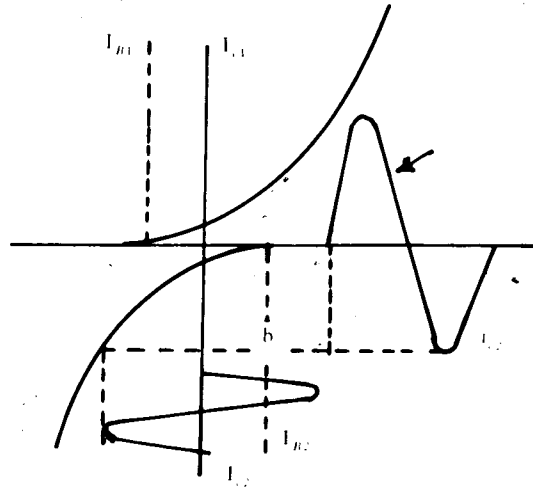
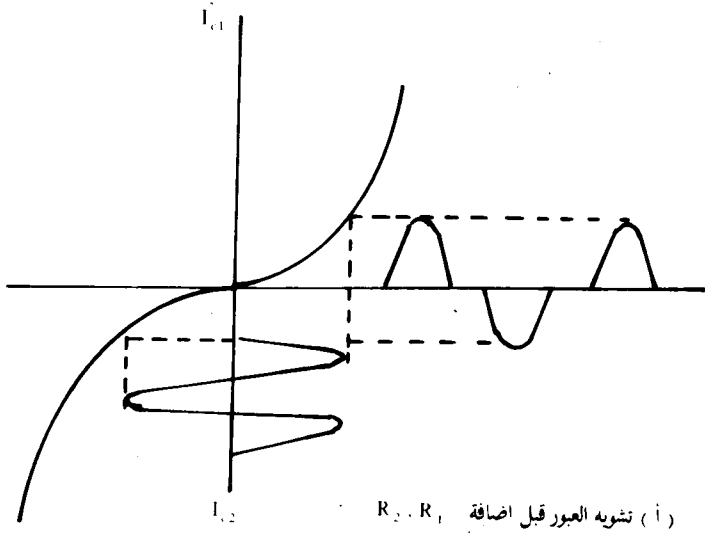
$$R_L = \left( \frac{2N_1}{N_2} \right)^2 R_i$$

حيث تمثل  $R_i$  مقاومة الحمل المربوطة حول الملف الثانوي و  $R_i$  مقاومة الملف الابتدائي ويمثل  $N_1$  نصف عدد لفات الملف الابتدائي و  $N_2$  عدد لفات الملف الثانوي .

2 بسبب من كون المكبر من الصنف B فان كفاءته لذلك . تكون عالية وقد تصل الى حوالي 78 .

3 يمكن الحصول منه . على قدرة اخراج عالية .

وعلى الرغم من هذه المحاسن . فان هناك بعض المساوئ التي ترافق عمل هذا النوع من المكبرات وكذلك طبيعة تركيبه ومنها :-



الشكل ( ٢٤ ) التشويه في دائرة مكبر السحب، والدفع

- ١ يحتاج الى ترانزستورين بدلا من واحد
- ٢ يشترط ان تكون الموجتان الداخلتان الى قاعدتي الترانزستورين متساويتين في المقدار ومتعاكستين في الطور والا فان الموجة الخارجة ستكون مشوهة في كثير من النواحي ( تحتوي على مركبة d.c او ان احد انصافها اصغرا او اكبر من النصف الآخر

... الخ ) ومن هنا فإنه يلزم استخدام مرحلة السوق ( stage driver ) - التي سيأتي شرحها - لتجهيز مثل هاتين الموجتين .

3- يلزم ان يكون كلا الترانزستورين متماثلين في جميع النواحي والا فان تشويها سوف يحدث في الاشارة الخارجة ( لاختلاف التكبير في الترانزستورين ) .

4- يرافق الموجة الخارجة من هذه المكبرات عادة . تشويه يدعى بتشويه العبور ويلزم اضافة المقاومتين  $R_1$  و  $R_2$  للتخلص منه .

5- استخدام المحولات يجعل من الدائرة ذات حجم كبير وغالية الثمن .

هذا ويتم حساب كفاءة مكبر السحب والدفع من معرفة ان التيار المستمر المار في كل ترانزستور هو :

$$I_{d.c} = \frac{I_m}{\pi}$$

وكذلك فان القيمة الفعالة للتيار الخارج ، هي

$$I_{r.m.s} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

ومن ثم القدرة الخارجة تكون مساوية لـ

$$P_o = \left( \frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 R'_L = \frac{I_m^2}{2} R'_L$$

اي ان

$$\eta = \frac{P_o}{P_{d.c}} = \frac{I_m^2 R'_L / 2}{2 I_m V_{cc} / \pi} = \left( \frac{\pi}{4} \right) \left( \frac{I_m R'_L}{V_{cc}} \right) \dots$$

وحيث ان

$$V_{cc} = I_m R_L'$$

...

لذا فان

$$\eta = \left( \frac{\pi}{4} \right) = 78.5$$

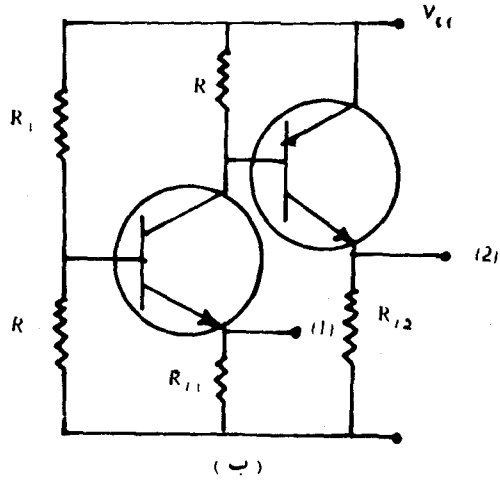
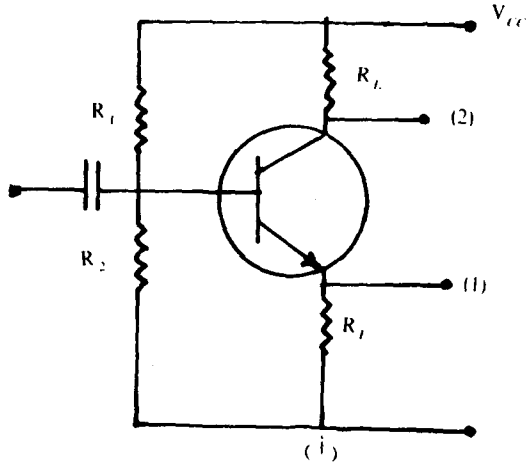
### Drive Stage :- مرحلة السوق

رأينا في دراستنا لمكبر السحب والدفع ان هذا المكبر يستخدم زوجاً من الترانزستورات (أما من نوع NPN او من النوع PNP) وفي كلا الحالتين يحتاج الى اشارتي ادخال فرق الطور بينهما مساويا لـ 180 وعلى هذا الاساس تم استخدام محولة ذات نقطة وسطية للقيام باستحداث هاتيز الموجتين من الموجة الداخلة اليها - انظر الشكل (٢٣)

وعلى الرغم من ان استعمال المحولة لا يغير عليه الا ان الحصول على اشارتي ادخال يكون الفرق في الطور بينهما 180 . من غير استعمال المحولة . هو ليس بالامر الصعب المنال ووضح الشكل (٢٥ أ) احدى هذه الطرق . حيث ان الاشارة المأخوذة من نقطة الباعث (رقم 2) تكون في نفس طور الاشارة الداخلة بينما تكون الاشارة المأخوذة من نقطة المجمع (رقم 1) مقلوبة (اي تختلف بـ 180 عن الاشارة الداخلة) .

على أية حال . تعاني الدائرة في الشكل (٢٥ أ) من حالة عدم توازن : وهو ان الاشارة رقم (1) تكون مأخوذة من دائرة باعث مشترك بينما تم اخذ الاشارة رقم (2) من دائرة مجمع مشترك . وبهذا فان الترانزستور المربوط الى النقطة (2) سوف يكون مسوقا بوساطة مصدر فولتية ذي ممانعة اخراج واطئة بينما يساق الترانزستور المربوط الى النقطة (1) بوساطة مصدر فولتية ذي ممانعة اخراج عالية وبالتالي فان تشويها غير خطي سوف يحدث . في نصفي الموجة الخارجة من مكبر السحب والدفع .

لتلاقي عدم التوازن هذا يضاف ترانزستور اخر الى الدائرة في الشكل (٢٥) لتصبح



الشكل ( ٢٥ ) دائرة انكبير مع مرحلة السوق .

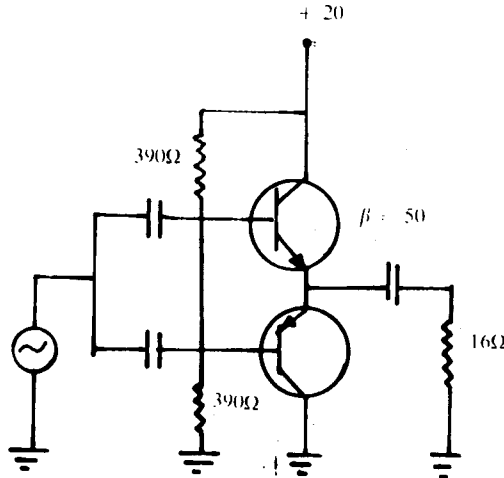
الشكل ( ٢٥ ب ) ومن ثم تؤخذ اشارتنا الادخال الى مكبر السحب والدفع من نقطتي الباعث لكلا الترانزستورين .

## أسئلة ومسائل

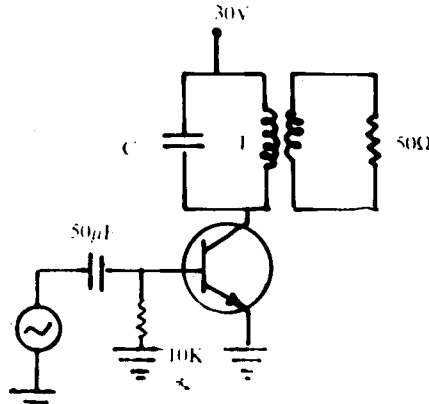
- (1) اذكر اهم الاسباب التي تؤدي الى حصول التشويه في الموجة المكبره ثم بين كيف يتم معالجته .
- (2) اذكر اهم الفروق بين مكبر القدرة ومكبر الفولتية
- (3) ما المقصود بكل مما يأتي :
  - أ- التيار  $I_{CBO}$
  - ب- الفولتية  $V_{CBO}$
  - ج- التيار  $I_{CEO}$
- (4) وضح بالتفصيل ما المقصود بكل من
  - أ- تشويه الاتساع .
  - ب- تشويه التردد .
  - ج- تشويه الطور .ثم اقترح الطريقة المناسبة لمعالجة كل نوع .
- (5) اشرح بالتفصيل الكيفية التي تستخدم فيها المحولات للحصول على التوافق في الممانعات ثم بين فائدة ذلك ؟
- (6) عرف كلاً مما يأتي :
  - أ- الكفاءة .
  - ب- مكبر من صنف A .
  - ج- مكبر من صنف B .
  - د- مكبر من صنف C .
- (7) قارن بين الاصناف الثلاثة للمكبرات من حيث أ) الكفاءة ب) شكل الموجة الناتجة ج) التكبير في القدرة د) طريقة الانحياز .
- (8) في مكبر السحب والدفع اذا كانت وظيفة  $R_2$  هو لتجهيز قاعدة الترانزستورين بفولتية الانحياز اللازمة فما فائدة  $R_1$  .
- (9) لماذا يحدث التشويه غير الخطي في موجة الاخراج من مكبر السحب والدفع عند ربطه الى مرحلة السوق .
- (10) اشرح سبب حصول تشويه العبور .
- (11) مكبر قدرة يعمل مع مصدر فولتية 12V ، ويعطي قدرة مقدارها 2W . اوجد اعلى تيار مجمع يمكن ان يمر في الدائرة .



- (12) مكبر فولتية يعمل مع مصدر فولتية 10V ويستخدم مقاومة حمل  $10\text{ K}\Omega$ . اوجد اعلى تيار مجمع يمكن ان يمر في هذا المكبر.
- (13) ترانزستور قدرة من نوع A. اذا كانت القدرة المتناوبة الخارجة لهذا الترانزستور هي 4W وكانت القدرة المبددة لهذا المكبر. هي 10W. احسب كفاءة المكبر.
- (14) مكبر قدرة من صنف A يعمل مع مصدر فولتية 12V. فاذا كان اقصى تيار مجمع يمر فيه يساوي 100mA. احسب القدرة المنقولة الى مقاومة حمل  $5\Omega$  اذا  
 أ - كانت مربوطة بشكل مباشر.  
 ب - اذا كانت مربوطة كمقاومة حمل مع الملف الثانوي للمحولة.
- (15) كم هي قيمة  $I_{c(sat)}$  في الدائرة ادناه وكم هي قدرة الاخراج القصوى المتناوبة.



- (17) في الشكل ادناه كم هي قيمة  $V_{ceQ}$  ؟ وكم هي قيمة  $V_o$ .



# الفصل الرابع عشر

## التغذية الخلفية

### The Feedback

1 - 14 المقدمة :-

سبق ان تطرقنا لمفهوم التغذية الخلفية عند مناقشتنا لدوائر مكبرات الترانزستور ، وعلى وجه الخصوص عند الكلام على التغذية الذاتية وأثرها في استقرارية عمل هذه الدوائر ضد التغير في درجات الحرارة . هذا وقد اطلقنا على ذلك النوع من التغذية بالتغذية الخلفية السالبة او المختزلة negative feedback or degenerative وذلك لكون الاشارة المعادة تعاكس الاشارة الداخلة ، من حيث الطور ، وبذلك تختزل من قيمة الاشارة الفعلية الداخلة الى هذه المكبرات .

فضلاً عما ذكر أعلاه ، هناك نوع آخر من التغذية يعمل على تقوية الاشارة الداخلة بدلاً من اضعافها يدعى بالتغذية الخلفية الموجبة positive feedback او تغذية اعادة التوليد regenerative feedback

بما تقدم يتبين لنا ان هناك نوعين أساسيين من التغذية الخلفية هما : التغذية الخلفية الموجبة والتغذية الخلفية السالبة . وحيث ان الاشارة المعادة قد تكون اشارة جهد او اشارة تيار لذا فان كلا من هذين النوعين الاساسيين سوف ينقسم قسمين : تغذية خلفية للتيار وتغذية خلفية للجهد .

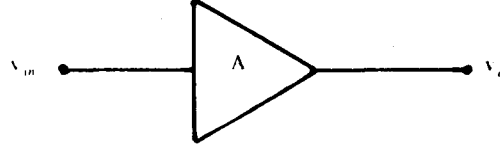
على اية حال ، وقبل التعرف على هذه الانواع الاربعة للتغذية الخلفية يتوجب علينا التعرف اولاً على المعادلة لاساسية للتغذية الخلفية .

## 2- 14 المعادلة الأساسية للتغذية الخلفية

لعل معظم المصادر في الالكترونيات تستخدم الرمز  $(\beta)$  ليشير الى الجزء المعاد من الموجة الخارجة في دوائر التغذية الخلفية. وحيث ان هذا الرمز قد استخدم في هذا الكتاب ليبدل على عامل التكبير للتيار في دوائر الباعث المشترك لذا فانه يصبح من المناسب اضافة الحرف الصغير  $(f)$  الى قاعدة الحرف  $\beta$  ليصبح رمز التغذية الخلفية المعتمد هنا هو  $(\beta_f)$ .

يشير الشكل (١) الى دائرة مكبر بجهد ادخال  $v_{in}$  وجهد اخراج  $v_o$  حيث ان  $v_o = A v_{in}$  وان  $A$  يمثل كسب الجهد للدائرة المفتوحة open - loop gain او بعبارة اخرى كسب الجهد لدائرة المكبر من غير وجود دائرة التغذية الخلفية.

الآن اذا ما اضيفت الى هذه الدائرة دارة تغذية خلفية - الشكل (٢) - تعمل على اعادة جزء مقداره  $v_f$  من الجهد الخارج الى مدخل المكبر. بحيث ان



الشكل (١) الرمز المتداول للمكبر.

$$v_o = \beta_f v_o' \quad \dots (1)$$

تمثل  $v_o'$  جهد الاخراج الجديد بعد اضافة دارة التغذية الخلفية. عندئذ فان جهد الادخال الجديد  $v_{in}'$  يصبح مساويا لـ

$$v_{in}' = v_{in} + v_f \quad \dots (2)$$

وان جهد الاخراج الجديد سيكون مساويا لـ

$$v_o' = A v_{in}' \quad \dots (3)$$

ارأ أن - وبعد التعويض عن  $v_{in}'$  من المعادلة (2) في المعادلة (3) - تكون مساوية لـ

$$v_o' = A(v_{in} + v_f) \quad \dots (4)$$

أي ان - بعد التعويض عن  $v_f$  من المعادلة (1) - تكون مساوية لـ

$$v_o' = A v_{in} + A \beta_f v_o' \quad \dots (5)$$

او ان

$$v_o' (1 - A \beta_f) = A v_{in} \quad \dots (6)$$

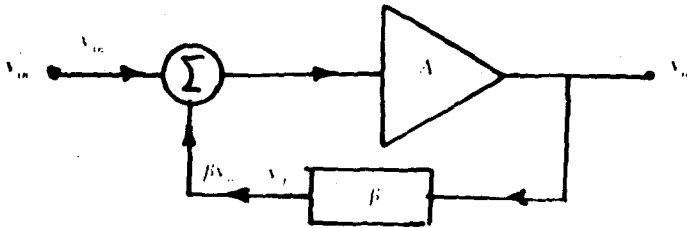
او ان

$$\frac{v_o'}{v_{in}} = \frac{A}{1 - \beta_f A} \quad \dots (7)$$

وعند التعويض عن  $\frac{v_o'}{v_{in}}$  بـ  $A_f$  يصبح لدينا

$$A_f = \frac{\bar{A}}{1 + \beta_f A} \quad \dots (8)$$

حيث يشير  $A$  كما ذكرنا . الى الكسب في الجهد للمكبر من غير التغذية الخلفية و  $A_f$  الى الكسب في الجهد للمكبر بوجود التغذية الخلفية ويدعى ايضا بكسب الدائرة المغلقة closed-loop gain . اما الحد  $\beta_f A$  فيعرف بمعامل التغذية الخلفية بينما يسمى المقدار  $\beta_f A$  بعامل التضحية Sacrifice factor لان النسبة بين كسب الدائرة المفتوحة الى كسب الدائرة المغلقة وبدل عامل التضحية عنى مقدار ما يضحى من الكسب الداخلي لتحسين مزايا المكبر . تدعى المعادلة (8) بمعادلة التغذية الاساسية .

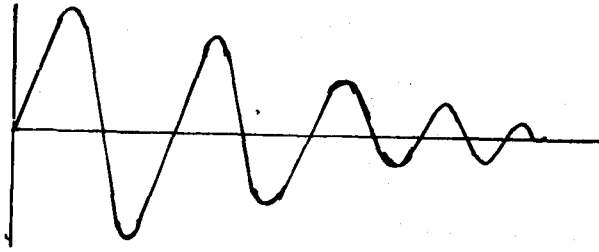


الشكل (٢) المكبر مع التغذية الخلفية

### 3 14 التغذية الخلفية الموجبة

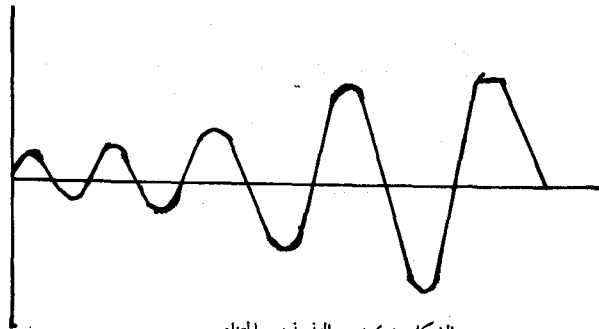
لاشك ان المتفحص للمعادلة (8) سيجد ان المقدار الذي يحدد طبيعة وسلوكية انظمة التغذية الخلفية هو المقدار  $(1 - \beta_f A)$  وبدقة اكثر الحد  $\beta_f A$  . معامل التغذية الخلفية من هذا المقدار .

الان اذا ما افترضنا ان هذا الحد كان أصغر من واحد او بعبارة أخرى أن  $A\beta_f v'_0$  هو أصغر من  $v'_0$  فان هذا يعني ان الإشارة الخارجة سوف تبدأ كبيرة بـ  $v'_0$  ثم تضمحل تدريجيا الى حد الانتهاء - لاحظ الشكل ( ٣ ) .



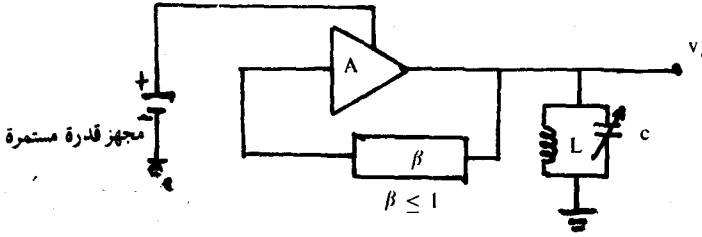
الشكل ( ٣ ) التذبذب المضمحل

من جهة أخرى ، اذا كانت  $A\beta_f$  اكبر من واحد او ان  $A\beta_f v'_0$  كانت اكبر من  $v'_0$  فان الإشارة الخارجة سوف تبدأ صغيرة ثم تزداد تدريجيا - انظر الشكل ( ٤ ) وبدون حدود حتى يصل المكبّر الى حد الاشباع .



الشكل ( ٤ ) التذبذب المتنامي

الحالة الاخيرة هي عندما يكون الحد  $A\beta_f$  مساويا للواحد . في هذه الحالة يصبح المقام في المعادلة (8) مساويا للصفر وبالتالي فان الكسب في الجهد ( $A_f$ ) سوف يزداد بلا حدود وعندها تبدأ الدائرة بالتذبذب او بعبارة أخرى يبدأ المكبر بتوليد الاشارات الخارجة من غير الحاجة الى اشارة ادخال وتدعى الدائرة ( المكبر مع دارة التغذية الخلفية ) حينئذ بدائرة المذبذب oscillator - انظر الشكل ( ٥ ) .



الشكل ( ٥ ) دائرة المذبذب .

ان كون  $A\beta_f$  يساوي عدداً موجياً ( ١ ) يعني بالضرورة ان  $\beta_f$  هو الآخر عدد موجب - لا يمكن لـ  $A$  ان يكون سالبا - وعليه فان الاشارة المعادة ستكون في نفس طور الاشارة الداخلة وتضاف اليها . هذه الحالة تعرف بالتغذية الخلفية الموجبة positive feedback

على اية حال ، لفهم التغذية الخلفية الموجبة ، دعنا نفرض ان  $A$  يساوي (10) .  
عندها فان المعادلة (8) تصبح على الشكل الآتي :

$$A_f = \frac{10}{1 - 10\beta_f} \quad \dots (8)$$

وعند التعويض عن  $\beta_f$  بقيم مختلفة سنجد ان  $A_f$  يزداد كلما ازدادت  $\beta_f$  وعندما تصبح  $\beta_f$  مساوية لـ 0.1 ، وان  $\beta_f A$  يساوي 1 عندئذ يكون المقام مساويا للصفر وبهذا فان الكسب الكلي  $A_f$  للمكبر سوف يزداد بلا حدود . من الناحية الحسابية تشير المعادلة (8) الى ان الكسب سوف يصبح مالا نهاية الا ان هذا لا يحدث من الناحية العملية وانما الذي يحدث هو ان الدائرة تبدأ بالتذبذب تلقائيا .

#### 4 14 التغذية الخلفية السالبة :- Negative Feedback

في هذا النوع من التغذية تكون الكمية  $\Lambda\beta_f$  سالبة خلافا لما هو عليه في التغذية الخلفية الموجبة . وبهذا فان المعادلة (8) تؤول الى

$$\Lambda_f = \frac{\Lambda}{1 + \Lambda\beta_f} \quad \dots (9)$$

ان كون  $\Lambda\beta_f$  سالبة يعني ان الجزء المعاد من الاشارة الخارجة يختلف عن الاشارة الداخلة بزاوية طور مقداره 180 وبهذا فان الاشارة الداخلة الى المكبر فعلا هي

$$v_i = v_m - \beta_f v_o \quad \dots (10)$$

وعليه فان التكبير الكلي لدائرة المكبر ذات التغذية الذاتية السالبة سوف يقل بعامل قدرة  $(1 + \Lambda\beta_f)$  . فاذا كان  $\Lambda = 10 \cdot \beta$  تتغير من 0.01 الى 1 مثلا فان  $\Lambda_f$  ستأخذ القيم الموضحة في الجدول أدناه .

$\beta_f$	$\beta_f \Lambda$	$1 - \beta_f \Lambda$	$\Lambda_f$
0	0	1	10
1	0.1	0.9	11
2	0.2	0.8	12.5
4	0.4	0.6	16.7
6	0.6	0.4	25.0
8	0.8	0.2	50.0
9	0.9	0.1	100.0
10	1	0	∞

تشير هذه النتائج الى ان هذا النوع من التغذية الخلفية تعمل على التقليل من قيمة الجهد الكلي الداخلة الى الدائرة . وبهذا فان التغذية الخلفية السالبة تدعى احيانا بالتغذية الخلفية المختزلة regenerative

واخيراً لا بد لنا من القول انه على الرغم من هذا النقصان الكبير في الكسب بسبب من التغذية الخلفية السالبة الا انها من جهة اخرى تعمل وبشكل فعال على تحسين كثير من الجوانب الاخرى ذات العلاقة بعمل المكبر . فهي مثلاً ، تزيد من مقدار الاستقرار في عمل المكبر وتقلل من التشويه الحاصل في اشارة الاخراج كما انها تزيد من ممانعة الدخول وتقلل من الممانعة الخارجة للمكبر ... الى آخر ، مما سيتم شرحه في أدناه .

1- زيادة الاستقرار في قيمة الكسب :- من المعروف ان الثوابت الحرجة critical parameters ( كالمقاومة الحركية والتوصيلية وعامل التكبير ) للعناصر الفعالة ( كالترانزستور والصمامات المفرغة ) الداخلة في تركيب دوائر المكبرات ، تكون عرضة للتغير عند التغير في درجات الحرارة او التردد أو مع مرور الوقت او عند الاستبدال مما يؤثر على كفاءة ودقة عمل هذه الاجهزة . لذا فان الحصول على اجهزة تكبير ذات كفاءة ودقة عاليتين في التشغيل يتطلب منا العمل على جعل الكسب في الجهد - مثلاً - هذه المكبرات غير معتمد على هذه المعاملات ومن ثم الحصول على قيمة كسب ثابتة .

يتم الحصول على هذا النوع من الكسب عند استخدام دوائر التغذية الخلفية السالبة مع المكبرات حيث لدينا من المعادلة (9) ان

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta_f A} \quad \dots (9)$$

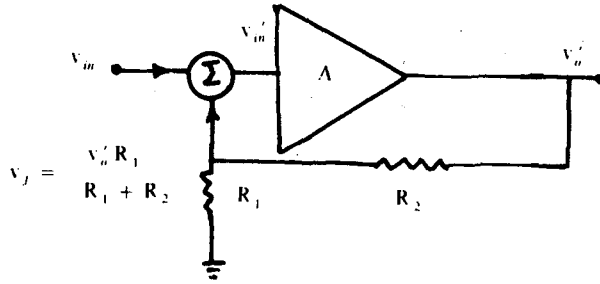
وبما ان  $\beta_f A$  تكون عادة اكبر من واحد لذا فانه يمكن اختصار المعادلة اعلاه الى

$$A_f = \frac{1}{\beta_f} \quad \dots (10)$$

تتكون دائرة التغذية الخلفية عادة من مجزئ جهد - انظر الشكل (٦) - لذا فان قيمة  $\beta$  يمكن ان تختار بدقة عالية وتكون ثابتة القيمة ، حيث ان  $\beta$  تساوي

$$\beta = \frac{R_{1 \parallel 2}}{R_1 + R_2} \quad \dots (11)$$

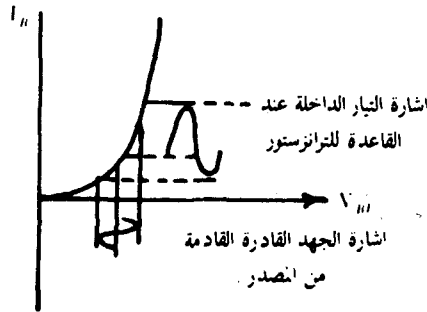




الشكل (٦) دائرة المذبذب مع مجزئ الجهد.

وبالتالي فان مقدار التكبير لن يعتمد على اي من معاملات الترانزستور او الصمام او التغير في درجات الحرارة وكذلك التردد . ويكون ثابتا .

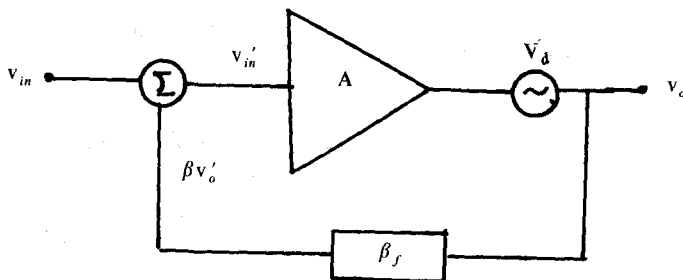
2 - تقليل التشويه في الموجة الخارجة :- تكون التغذية الخلفية السالبة فعالة ايضا - في تقليل التشويه الحادث في الموجة الخارجة من المكبر . ان التشويه الحاصل في شكل الموجة الخارجة يعود بالحقيقة الى عدم خطية منحنى الخواص  $(I - V_{in})$  انظر الشكل (٧) - بالنسبة لمكبر الباعث المشترك وكذلك في خواص  $(I - V_o)$  للصبامات



الشكل (٧) منحنى  $(I - V)$

الا انه طبقا للمعادلة (10) فان الكسب في المكبر ذي التغذية الخلفية السالبة لا يعتمد على منحنيات الخواص ولا على الثوابت الخاصة بالمكبر وكما اسلفنا . وبالتالي فان هذا يؤدي الى تقليل التشويه في الموجة الخارجة .

على اية حال لأعطاء فكرة عن مقدار التقليل في مقدار هذا التشويه ، دعنا نفرض ان الإشارة المشوهة يمكن تمثيلها - وبشكل منفصل عن الموجة الخارجة - بمولد جهد  $v_d$  في دائرة المكبر - انظر الشكل ( ٨ ) . مع هذا الفرض سيكون لدينا الجزء  $Av_1$  من الإشارة الخارجة ، غير مشوه . أي ان



الشكل ( ٨ ) الموجة المشوهة  $v_d$  في دائرة المكبر .

$$v_o' = Av_{in}' + v_d \quad \dots (12)$$

وحيث ان الجزئين ، المشوه وغير المشوه ، من الإشارة سوف يعاد حقنهما الى مدخل المكبر لذا فان

$$v_{in}' = v_{in} + \beta_f v_o' = v_{in} + \beta_f (Av_{in}' + v_d) \quad \dots (13)$$

أو ان

$$v_{in}' (1 - \beta_f A) = v_{in} + \beta_f v_d \quad \dots (14)$$

أي ان

$$v_{in}' = \frac{v_{in} + \beta_f v_d}{1 - \beta_f A} \quad \dots (15)$$

وعند التعويض عن قيمة  $v_{in}'$  هذه في المعادلة (12) نحصل على

$$v_o' = \frac{A}{1 - \beta_f A} (v_{in} + \beta_f v_d) + v_d \quad \dots (16)$$

أو أن

$$v_o' = \frac{A v_{in}}{1 - \beta_f A} + \frac{v_d}{1 - \beta_f A} \quad \dots (17)$$

يمثل الحد الاول من المعادلة (17) الاشارة الخارجة غير المشوهة بينما يمثل الحد الثاني

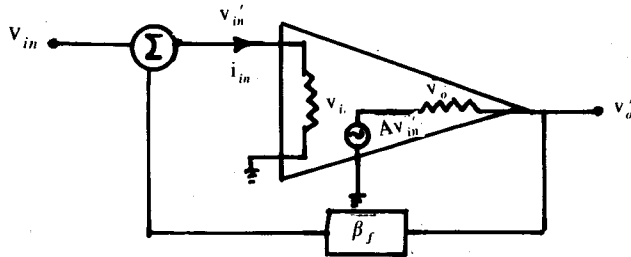
جهد التشويه . ويلاحظ ان كليهما قد قل بمقدار  $\left( \frac{1}{1 - \beta_f A} \right)$  عند اضافة دائرة

التغذية الخلفية السالبة .

على اية حال يمكن زيادة حجم الاشارة الخارجة غير المشوهة  $\left( \frac{A v_{in}}{1 - \beta_f A} \right)$

بزيادة  $v_{in}$  ولكن من غير زيادة التشويه وبهذا فاننا نكون قد اختزلنا جهد التشويه المرافق للاشارة الخارجة عن طريق التغذية الخلفية السالبة ، بمقدار  $(1 - \beta A)$  الذي هو عادة مقدار كبير . هذا الاختزال في قيمة التشويه في الاشارة الخارجة يكون مفيداً جداً فسي المكبرات وخصوصاً في مكبرات القدرة .

3- زيادة في الممانعة الداخلة وتقليل في الممانعة الخارجة : - في الشكل (9) لدينا ان



الشكل ( ٩ ) ممانعة الادخال للمكبر مع التغذية الخلفية .

$$v_{in}' = v_{in} + \beta_f v_o' \quad \dots (18)$$

أو أن

$$v_{in}' = v_{in} + \beta_f A v_{in}' \quad \dots (19)$$

أو أن

$$v_{in} = (1 - \beta_f A) v_{in}' \quad \dots (20)$$

لدينا من الدائرة - الشكل ( ٩ ) ان

$$i_{in} = \frac{v_{in}'}{r_i'} = \frac{v_{in}}{r_i} \quad \dots (21)$$

حيث تمثل  $r_i'$  مقاومة الادخال الجديدة مع وجود التغذية الخلفية السالبة . وعليه فان

$$r_i' = (1 - \beta_f A) r_i \quad \dots (22)$$

او بصورة عامة يكون

$$Z_{in}' = (1 - \beta_f A) Z_{in} \quad \dots (23)$$

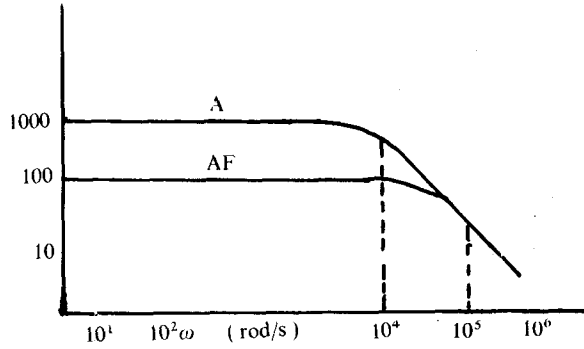
وحيث ان  $\beta_f A$  هو اكبر من واحد بكثير لذا فان  $Z_{in}'$  اكبر بكثير من  $Z_{in}$  ومن هنا فان التغذية الخلفية السالبة تعمل على زيادة ممانعة الدخول . من جهة اخرى يمكن البرهنة . مع وجود التغذية الخلفية السالبة . على ان

$$Z_{in}' = Z_{in} (1 - \beta_f A) \quad \dots (24)$$

حيث تمثل  $Z_{in}$  و  $Z_{in}'$  ممانعتي الاخراج مع وجود وعدم وجود دائرة التغذية الخلفية السالبة وعلى التوالي .

4 زيادة عرض النطاق الترددي للمكبرات : - من المعروف ان لكل مكبر عرض نطاق ترددي  $(\Delta f = f_2 - f_1)$  خاص به يكون الكسب في الجهد . مثلاً . لهذا المكبر ثابتاً عند قيمة معينة بين الترددين  $f_1$  و  $f_2$  . حيث يمثل  $f_1$  و  $f_2$  تردد القطع الادنى والاعلى لهذا المكبر ويكون الكسب فيهما مساوياً لـ 0.77 من قيمته عند الترددات الاخرى التي تقع بين  $f_1$  و  $f_2$  - انظر الشكل (١٠) .

كذلك معروف ان مقدار الكسب عند الترددات العالية  $(\lambda_{in})$  لدائرة مكبر مع



الشكل (١٠) الاستجابة الترددية للمكبر مع ومن غير التغذية الخلفية

شبكة RC - أنظر الشكل (١١) - يرتبط مع الكسب عند الترددات الوسطية ( $A_{if}$ )  
بالعلاقة

$$A_{hf} = \frac{A_{if}}{1 + j\omega/\omega_2} \quad \dots (25)$$

يلاحظ انه عندما يكون  $f_2 = f$  فان المعادلة (25) تصبح

$$A_{hf} = \frac{A_{if}}{1 + j} \quad \dots (25)$$

وعليه فان مقدار  $A_{hf}$  يساوي

$$A_{hf} = \frac{A_{if}}{\sqrt{2}} \approx 0.707 A_{if} \quad \dots (26)$$

وهذا ماقلناه بالضبط في اعلاه . اما بوحدات الديسبل فان

$$20 \log \left( \frac{A_{hf}}{A_{if}} \right) = 3 \text{ dB} \quad \dots (27)$$

على اية حال لدينا من المعادلة (8) ان

$$A_f = \frac{A_f}{1 - \beta_f A} \quad \dots (8)$$

وحيث ان هذه المعادلة صحيحة في جميع الاحوال لذا فان

$$A_{hf'} = \frac{\hat{A}_{hf}}{1 - \beta_f A_{hf}} \quad \dots (28)$$

وعند التعويض عن  $A_{hf}$  من المعادلة (25) في المعادلة اعلاه (28) واعتبار أن  $\beta_f$  حقيقية لجميع الترددات يكون لدينا :-

$$A_{hf'} = \frac{\frac{A_{if}}{1 + j\omega / \omega_2}}{1 - \beta_f \left( \frac{A_{if}}{1 + j\omega / \omega_2} \right)} = \frac{A_{if}'}{1 - \beta_f A_{if}'} \quad \dots (29)$$

حيث أن

$$A_{if}' = \frac{A_{if}}{1 + j\omega / \omega_2} \quad \dots (30)$$

أو أن

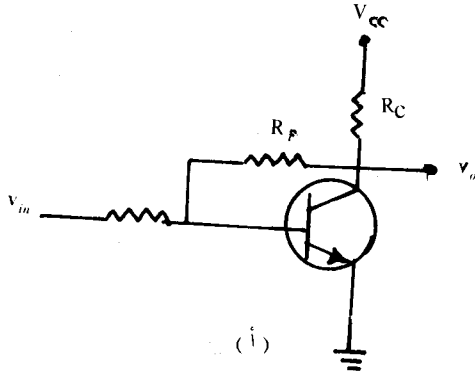
$$\omega_2' = \omega_2 (1 + A_{if} \beta_f) \quad \dots (31)$$

وحيث ان  $\beta_f A$  اكبر من واحد لذا فان  $\omega_2' > \omega_2$  وان عرض النطاق الترددي سوف يزداد في حالة وجود التغذية الخلفية السالبة . وبصورة عامة يكون لدينا

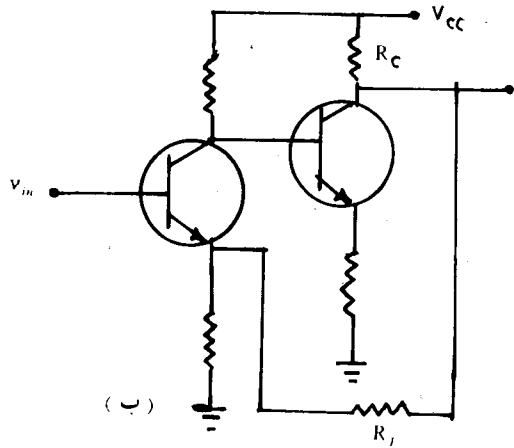
$$\boxed{A' f' = A f} \quad \dots (31)$$

وباتباع نفس التحليل اعلاه تستطيع البرهنة على ان

$$\omega_1' = \omega_1 (1 + A_{if} \beta_f) \quad \dots (32)$$



(أ)



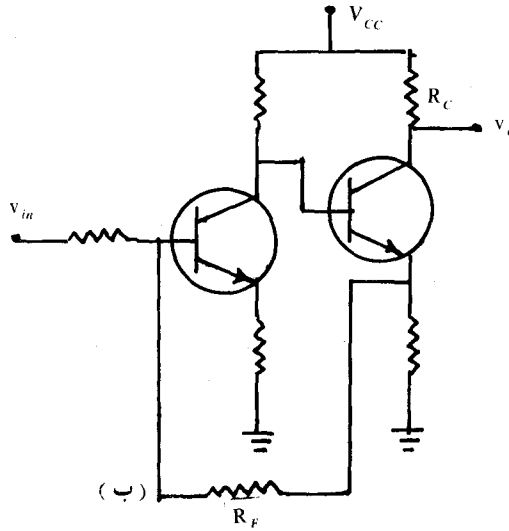
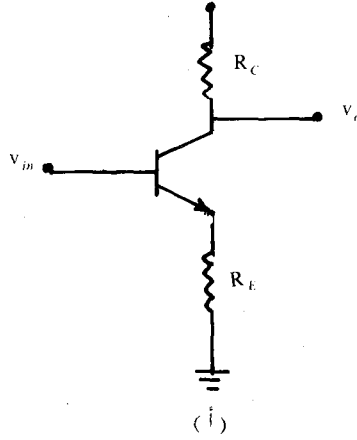
(ب)

الشكل ( ١١ ) التغذية الخلفية للجهد .

## 5 14 أنواع التغذية الخلفية السالبة :- Types of Negative Feedback

وجدنا فيما سبق . ان مكبر التغذية الخلفية يتكون من جزئين : دائرة المكبر ودائرة التغذية الخلفية . وحيث ان هذه الاخيرة تقوم باعادة جزء من الاشارة الخارجة الى مدخل المكبر عليه فانها تعمل على تحويل خصائص دائرة هذا المكبر وكذلك السيطرة بشكل فاعل على قيمة الاخراج .

هناك على أية حال . نوعان أساسيان من دوائر التغذية الخلفية السالبة تعتمد على طريقة ربط الاخراج . فاذا كان جهد الاخراج هو الذي يسوق دائرة التغذية عندئذ يطلق على هذا النوع من التغذية بتغذية الجهد voltage feedback - أنظر الشكل ( ١١ أ و ب ) . أما اذا كان تيار الاخراج هو الذي يسوق دائرة التغذية الخلفية فان التغذية تعرف حينذاك بتغذية التيار current feedback - أنظر الشكل ( ١٢ أ و ب ) .



الشكل ( ١٢ ) التغذية الخلفية للتيار .

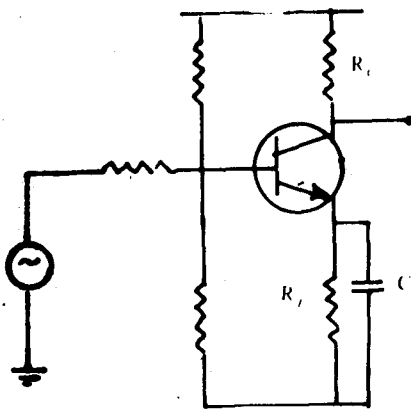
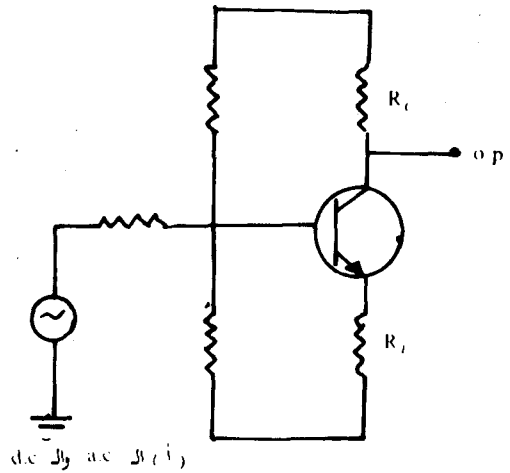
يلاحظ في الشكل ( ١١ أ ) وكذلك ( ١٢ ب ) ان المقاومة  $R_F$  تظهر مربوطة على التوازي مع مدخل المكبر ومن ثم فان هذا النوع من التغذية ، ان كان تياراً او جهداً ، يدعى بالتغذية الخلفية المتوازية feedback parallel وتعمل هذه على تقليل قيمة ممانعة الادخال للمكبر .

من جهة اخرى ، يلاحظ في الشكل ( ١١ ب ) و ( ١٢ أ ) ان الجهد المعاد يظهر

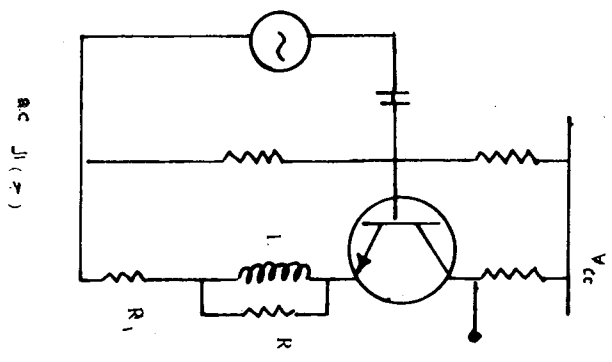
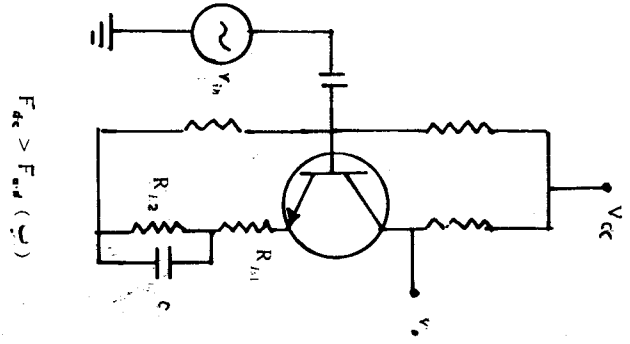
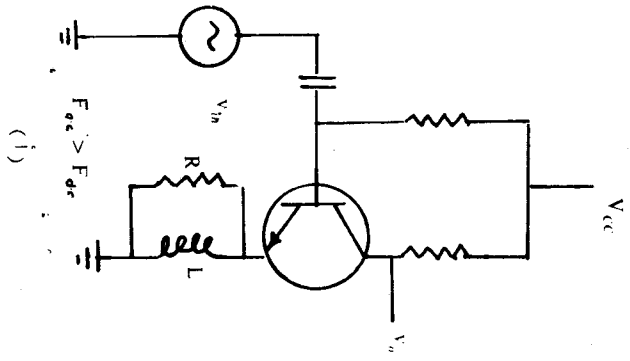


عند نقطة الباعث في كل الدائرتين ويكون بذلك على التوالي مع دائرة المدخل وعليه فان هذا النوع من التغذية . ان كان تياراً او جهداً . يدعى بالتغذية الخلفية المتوازية series feedback وهو يعمل على زيادة ممانعة الادخال لدائرة المكبر .

ومن الجدير بالذكر ان التغذية الخلفية بنوعها الجهدي او التباري تكون على نوعين اما تغذية خلفية مستمرة dc feedback واما تغذية خلفية متناوبة . وقد وجدنا ان النوع الاول يعمل على استقرارية نقطة عمل التشغيل للترانزستور عند التغير في درجات الحرارة او معاملات الترانزستور او عند الاستبدال بينما يعمل الثاني على الاستقرارية في الكسب وزيادة عرض النطاق الترددي وتقليل التشويه وكذلك تغير قيم ممانعات الادخال والايخراج هذا وغالبا ما يستعمل المكبر هذين النوعين من التغذية الخلفية وعندئذ يكون لكل منهما عامل التغذية الخلفية الخاص به ويوضح الشكلان (١٣) و(١٤) هذه الانواع .



الشكل (١٣) التغذية الخلفية الـ ac والد dc



النكل ( ١٤ ) دوتز العنفة العنفة ال اءء وء الء

في الشكل ( ١٣ أ ) لدينا كلا النوعين من التغذية الخلفية الـ d-c ووالـ a-c وكذلك لدينا ان  $F_{a-c} = F_{d-c}$  بينما في الشكل ( ١٣ ب ) لدينا التغذية الخلفية الـ d-c فقط حيث تقوم المتسعة بامرار كل الاشارة التي تظهر حول  $R_E$  الى الأرض .

من جهة اخرى في الشكل ( ١٤ أ ) توجد تغذية خلفية متناوبة a-c بينما لا توجد تغذية خلفية مستمرة d-c أما في الشكل ( ١٤ ب ) فيوجد لدينا كلا النوعين الا ان  $F_{d-c} > F_{a-c}$  والعكس صحيح بالنسبة للشكل ( ١٤ ج )

مثال :-

اذا كان الكسب في الجهد لكبير ، من غير وجود التغذية الخلفية ، هو 20 dB فما قيمة عامل التغذية الخلفية اللازمة لخفض الكسب - مع دارة التغذية الخلفية - الى 10 dB

الحل :-

لدينا من المعادلة ( 8 ) ان

$$A_v = \frac{A}{1 - \beta_f A}$$

اي أن

$$\left( \frac{A_v}{A} \right) = \left( \frac{1}{1 - \beta_f A} \right)$$

بعد أخذ اللوغارتم لكلا الطرفين وضربهما بـ 20 نحصل

$$20 \log A_v - 20 \log A = - 20 \log ( 1 - \beta_f A )$$

يمثل المقدار الذي على اليمين مقدار التغذية الخلفية ويساوي

$$10 \text{ dB} = 20 \text{ dB} - 10 \text{ dB}$$

لذا فان

$$10 \text{ dB} = - 20 \log ( 1 - \beta_f A )$$

أوان

$$-\frac{1}{2} = \log(1 - \beta_f A)$$

أوان

$$\log 0.317 = \log(1 - \beta_f A)$$

وبهذا فان

$$\beta_f A = 1 - 0.317 = 0.683$$

مثال :-

إذا كان الكسب في الجهد المكبر - من غير التغذية الخلفية - هو 10 فما مقدار الكسب - مع التغذية الخلفية - إذا كانت  $\beta = 0.1$  .

الحل -

على فرض ان

$$V_i = 1 \angle 0 = 1 + 0j$$

لذا فان

$$V_o = 10 \angle 180 = -10 + j0$$

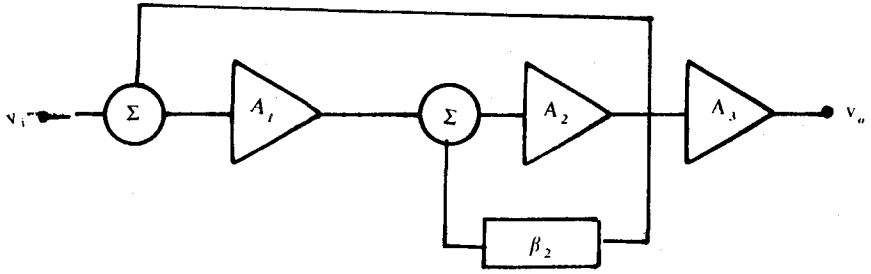
من المعادلة (8) نجد ان

$$A_v = \frac{10}{1 - (-0.1)(10)} = 5$$

وبهذا يقل الكسب في الجهد مع وجود التغذية الخلفية التي هي بالضرورة سالبة .

مثال :-

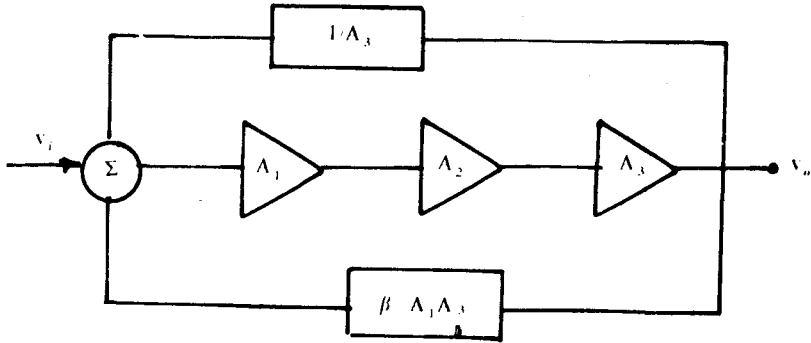
احسب الكسب الكلي للمنظومة ادناه



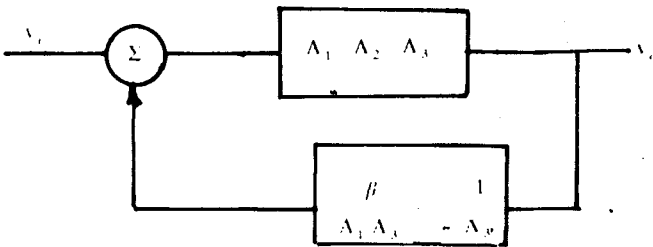
الحل :-

لتسهيل الحل ستقوم بتحويل الدائرة ثم نحسب التحصيل الكلي

التحويل الاول :



التحويل الثاني :



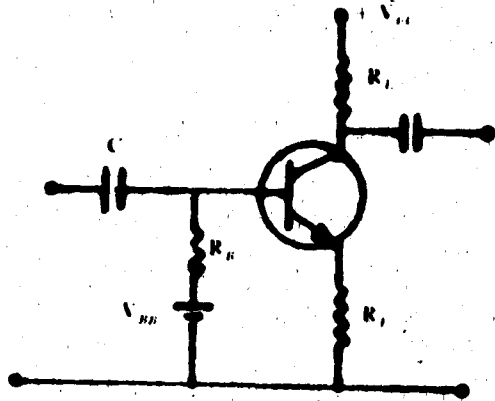
هذا فانه من الواضح ان التحصيل الكلي يصبح مساويا لـ

$$A_1 = \frac{A_1 A_2 A_3}{1 - (A_1 A_2) \left( \frac{A_3}{A_1} - 1 \right)}$$

سؤال :-

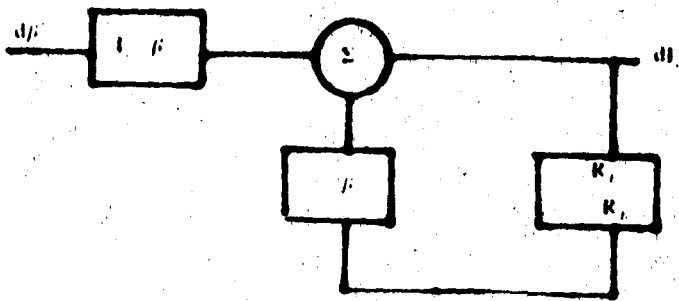
ارسم المنظومة الخطيية التي تمثل الدائرة ادناه ثم احسب عامل الاستقرار

$$\left( \frac{dI_C}{d\beta} \right)$$



الحل :-

الرسم الخطي يكون بالصورة  
لدينا في هذه الدائرة ان



$$I_c = \beta I_b$$

$$dI_c = d\beta I_b + \beta dI_b$$

لوان

(1)

$$V_{BB} = I_b R_B + V_{BE} + I_e R_E$$

$$V_{BB} = I_b (R_B + R_E) + V_{BE} + I_c R_E$$

فذلك لدينا ان

أوان

$$0 = d I_B (R_B + R_E) + d I_C R_E$$

لذا فان

$$d I_B = - \frac{d I_C R_E}{(R_B + R_E)} \approx - d I_C \frac{R_E}{R_B} \quad (2)$$

وعند التعويض عن قيمة dB من المعادلة (1) في المعادلة (2) نحصل على

$$\frac{d I_C}{d \beta} = \frac{\frac{I_C}{\beta}}{1 + \beta (\beta_E / \beta_B)}$$

مثال :-

في الدائرة الشكل (6) اذا كانت  $R_2 = 98k\Omega$ ,  $R_1 = 2k\Omega$  و اضيفت

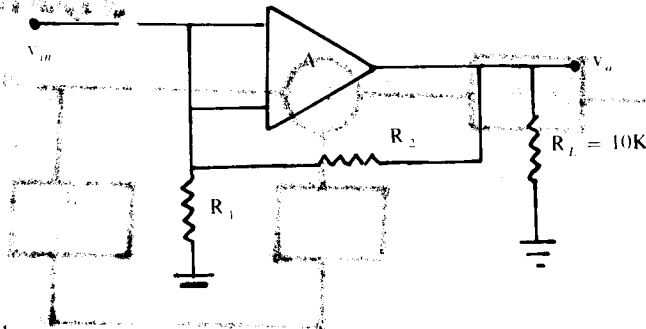


فان  $R_L = 10k\Omega$

- أ - كسب مقسم الجهد .
- ب - كسب الدارة المغلقة .
- ج - فولتية الاخراج اذا كانت فولتية الادخال  $v_{in} = 1mV$
- د - فولتية التغذية الخلفية .

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{2000}{100000} = 0.02$$

أ -



$$A_v = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0.02} = 50$$

ب -

$$v_o = A_v v_{in} = 50 \times 10mV = 500mV$$

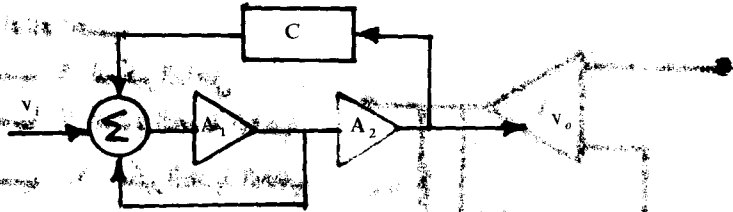
ج -

$$v_f = \beta v_o = 0.02 \times 0.5 = 0.01$$

د -

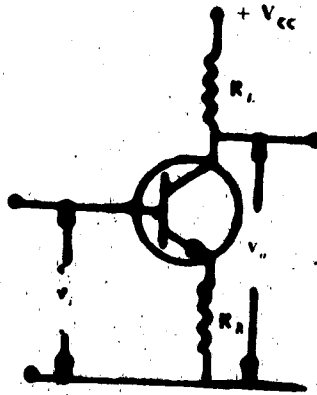
## اسئلة ومسائل

- (1) ما المقصود بالتغذية الخلفية وما انواعها ؟ وضح ذلك
- (2) ما المقصود بكسب الجهد للدائرة المفتوحة ؟ اشرح ذلك
- (3) اشتق المعادلة (8) ثم بين معنى كل رمز فيها .
- (4) ماذا يعني كون معامل التغذية الخلفية  $\beta_f A$  يساوي واحداً ؟ اشرح بالتفصيل
- (5) ماذا تمثل  $\beta_f$  ؟ وماذا يعني كونها سالبة او موجبة او مساوية للصفر ؟ وضح ذلك
- (6) وضح تأثير التغذية الخلفية على كل من
  - أ- الكسب الكلي للمكبر
  - ب- التشويه على الموجة الخارجة .
  - ج- ممانعتي الادخال والاخراج
  - د- عرض النطاق الترددي .
- (7) عدد أهم انواع التغذية الخلفية السالبة موضحاً ذلك برسم الدوائر المناسبة مبيناً محاسن ومساوىء كل نوع .
- (8) هل يمكن لمكبر ترانزستور بمرحلتين ان يتذبذب ؟ وضح ذلك
- (9) تميل المكبرات ذات الكسب العالي الى التذبذب عند كون البطاريات المستخدمة معها قديمة وذلك لان المقاومة الداخلة لهذه البطاريات تزداد مع الاستعمال . هل هناك علاقة بين ظاهرة التذبذب وازدياد قيمة المقاومة الداخلية ؟ وضح ذلك .
- (10) اذكر ثلاثة أسباب توضح لماذا يتغير كسب المكبر من غير التغذية الخلفية .
- (11) اختصر المنظومة ادناه ثم احسب الكسب التابع لها

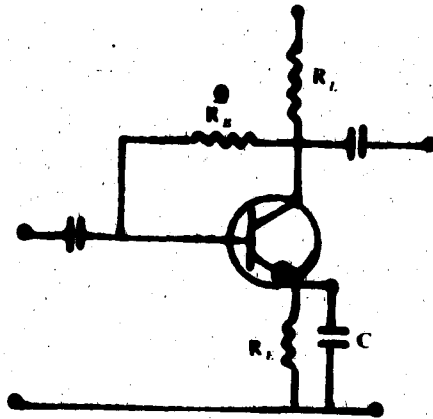


- (12) للدائرة ادناه ارسم الدائرة المكافئة الـ a.c ثم
  - أ- احسب الكسب الكلي لهذه الدائرة .
  - ب- ارسم المنظومة لهذه الدائرة .
  - ج- اشتق علاقة بين التحصيل والتردد لهذه الدائرة .

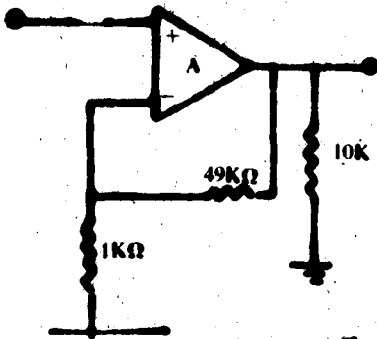




13) احد السؤال ( ٩٩ ) بالنسبة للدائرة ادناه .



14) في الشكل ادناه احسب



- أ- الكسب A للمكبر الداخلي .
- ب- الكسب β لدائرة التغذية الخلفية .
- ج- الكسب Av لمكبر التغذية الخلفية .

- د- احسب عامل التضخيم .
- هـ- احسب كسب الدارة المطلقة .

- و- اذا كان  $Z_{in} = 10$  كيلو اوم فما هو  $Z_{int}$  .
- ي- اذا كان  $Z_o = 1$  كيلو اوم فما هو  $Z_{of}$  .

# الفصل الخامس عشر

## المكبر التشغيلي

### Operational Amplifier

المقدمة :-

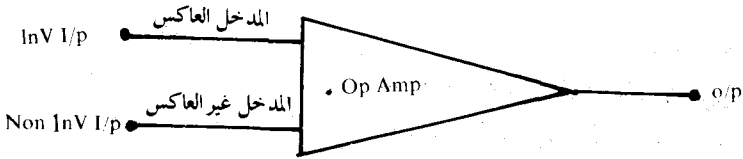
يعدّ المكبر التشغيلي ( operational amplifier ) او اختصاراً ( Op - Amp ) مكبراً ذا تحصيل عال ( $A \geq 10^5$ ) ويتم ربطه عادة ، الى الدوائر الاخرى - أما من طرف الادخال أو من طرف الاخراج - بشكل مباشر دون الحاجة الى استخدام طرق الربط الأخرى ( اقران محولة .... الخ ) ويمتاز المكبر التشغيلي بكثرة استعماله في مختلف الاجهزة والدوائر الالكترونية وذلك للأسباب الآتية :

- 1 - توفره بكثرة وبانواع مختلفة حيث يوجد منه في الوقت الحاضر ما يقرب من 2000 نوع .
- 2 - صغر حجمه ورخص ثمنه وذلك لصناعته بطريقة الدوائر المتكاملة ( IC )
- 3 - إمكانية وسهولة التحكم بمقدار تحصيله عن طريق دائرة خارجية .
- 4 - يصمم عادة ليعمل مع دارات تغذية متنوعة .
- 5 - امتلاكه لممانعة ادخال عالية جداً وممانعة اخراج واطئة جداً .
- 6 - عدم الحاجة الى استخدام المتسعات لربطه الى الدوائر الاخرى فضلاً عن استهلاكه الواطىء للقذرة .

هذا وسنحاول في هذا الفصل التعرف على اهم خصائص المكبر التشغيلي ومجال استعماله في الدوائر العملية وسنبداً بالتعرف اولاً على خصائص المكبر التشغيلي المثالي ( ideal op - Amp )

## 15 - 2 المكبر التشغيلي المثالي Ideal Op - Amp :-

يرمز للمكبر التشغيلي عادة ، بالشكل (1) . يلاحظ في هذا الشكل وجود طرفي ادخال وطرف اخراج واحد ويسمى طرف الادخال ذو الاشارة السالبة بالمدخل العاكس او القالب ( inverting input ) وذلك لحصول اختلاف في الطور قدره  $180^\circ$  بين الاشارة الداخلة والخارجة عند استعماله . من جهة اخرى يطلق على طرف الادخال ذي الاشارة الموجبة بالمدخل غير العاكس ( non-inverting input ) وذلك لأن الاشارة الخارجة تكون في نفس طور الاشارة الداخلة ، وبهذا فان المكبر التشغيلي هو بالاساس مكبر تفاضلي ( differential amplifier ) يقوم بتكبير الفرق في الجهد بين المدخلين وغالبا ما يتم ربط احد المدخلين الى الأرضية ( يوضع عند الجهد صفر وبذلك يكون الفرق بين المدخلين هو جهد الاشارة الداخلة ) .

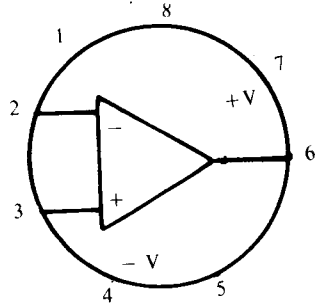


الشكل ( ١ ) رمز المكبر التشغيلي .

فضلاً عما ذكر اعلاه فان المكبر التشغيلي المثالي يمتاز بما يأتي :-

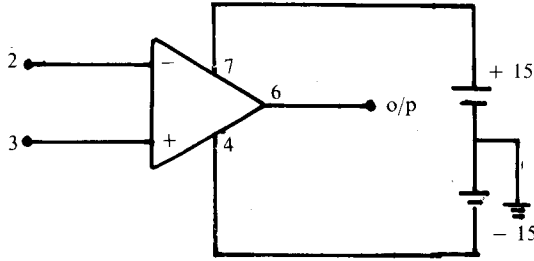
- 1 كسب في الجهد  $A = \infty$
- 2 جهد اخراج يساوي صفرأ عندما يكون  $v_{in} = v_p$  ( حيث يمثل  $v_n$  جهد المدخل السالب و  $v_p$  جهد المدخل الموجب ) .
- 3 عرض نطاق تردد غير محدود .
- 4 ممانعة ادخال تصل الى مالانهاية وممانعة اخراج تقرب من الصفر وعلى الرغم من أن هذه الميزات تعد مثالية من الناحية العملية الا ان المكبرات التشغيلية المتوافرة فعلاً تمتلك مواصفات قريبة ومشابهة الى حد كبير لما جاء أعلاه .

على أية حال . يستعان عند ربط المكبر التشغيلي الى تجهيزات القدرة والدوائر الاخرى . بالشكل (٢) حيث تشير الارقام الى مواقع طرفي الادخال السالب والموجب



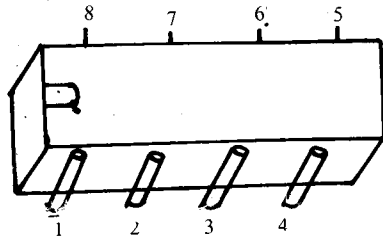
الشكل ( ٢ ) المكبر التشغيلي مع الاطراف ( الادخال . الاخراج . ومجهز القدرة .. )

وطرف الاخراج وكذلك ، الى مواقع ربط القطب الموجب والسالب لمجهزي القدرة الكهربائية المستمرة واللازمة لعمل المكبر - لاحظ الشكل (3)



الشكل ( ٣ ) طريقة ربط مجهزي القدرة الى المكبر .

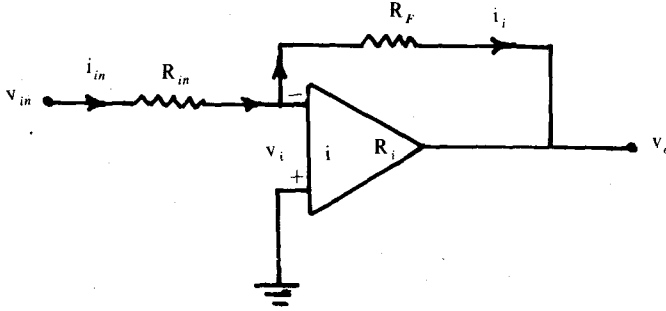
ومن الجدير بالذكر ان المكبرات التشغيلية توجد على هيئة رقاقة ( chip ) متكاملة تحتوي على ثمانية أطراف ويتم تعيين الارقام المذكورة اعلاه كما في الشكل (4) .



الشكل ( ٤ ) الرقاقة المتكاملة للمكبر التشغيلي .

### 3 - 15 | المكبر التشغيلي العاكس :- Inverting Op - Amp

يمثل الشكل (5) الدائرة الاساسية للمكبر التشغيلي العاكس ويلاحظ في هذه الدائرة ان المدخل لهذا المكبر هو المدخل السالب بينما ربط المدخل الموجب الى الارض كذلك يلاحظ وجود مقاومة التغذية الخلفية  $R_F$  والمقاومة  $R_{in}$ .



الشكل ( ٥ ) دائرة المكبر التشغيلي العاكس .

ان وجود المقاومة  $R_F$  يعني وكما رأينا سابقاً ، الحصول على الاستقرار في عمل المكبر وذلك بسبب من وجود التغذية الخلفية المتوازية للجهد عبر المقاومة  $R_F$  . ذلك انه معروف لدينا ان هذا النوع من التغذية الخلفية ليس له من تأثير على مقدار التحصيل للمكبر ( A ) ، حيث ان هذا الأخير يساوي النسبة بين جهد الاشارة الخارجة  $v_o$  الى جهد الاشارة  $v_i$  عند مدخل المكبر - انظر الشكل (5) - الا ان له تأثيراً - وكما سنرى -

$$\text{على مقدار التكبير لدائرة المكبر } A_F \text{ ، اي على النسبة } \left( \frac{v_o}{v_{in}} \right)$$

من معاينة الشكل (5) وعلى اعتبار ان المكبر هومتالي ، نستطيع القول ان التيار الداخلى  $(i_m)$  يساوي التيار الخارج  $i_F$  . اي ان

$$i_{in} = i_F \quad \dots (1)$$

او ان

$$\frac{v_{in} - v_i}{R_{in}} = \frac{v_i - v_o}{R_F} \quad \dots (2)$$

وحيث ان  $v_i$  هي صغيرة بالقياس الى كل من  $v_{in}$  و  $v_o$  وتربط مع  $v_o$  بالعلاقة

$$\left( \frac{v_o}{A} \right) , \text{ لذا فان الحد الاول } \left( \frac{v_i}{R_{in}} \right) \text{ يصبح صغيراً جداً بحيث يمكن اهماله}$$

كذلك هو الحال بالنسبة لـ  $\frac{v_i}{R_F}$  وبالتالي فان المعادلة 2 تصبح كالآتي :-

$$\frac{v_{in}}{R_{in}} = \frac{-v_o}{R_F} \quad \dots (3)$$

ومن معرفة ان

$$A_F = \frac{v_o}{v_{in}} \quad \dots (4)$$

يصبح لدينا بعد التعويض في المعادلة (3) ان

$$A_F = - \frac{R_F}{R_{in}} \quad \dots (5)$$

حيث تشير العلامة السالبة الى ان هناك فرقاً في الطور قدره  $180^\circ$  بين الاشارة الداخلة والخارجة وعليه فانه يصبح بالامكان ، ومن استخدام المعادلة (5) ، التحكم

بقيمة الكسب لدائرة المكبر التشغيلي العاكس عن طريق تغير النسب  $\left( \frac{R_F}{R_{in}} \right)$

يمكن حساب ممانعة الادخال لدائرة المكبر التشغيلي - الشكل (5) عن طريق رسم الدائرة المكافئة لها والمبينة في الشكل (6) . في هذه الدائرة لدينا ان ممانعة الادخال  $(Z_{in})$  تكون مساوية لـ

$$Z_{in} = R_1 + R_i \parallel r_f \quad \dots (6)$$

حيث ان  $\frac{v_i}{i_F} = r_f$  التي يتم حسابها من استخدام قانون كيرشوف للفولتية حيث لدينا

$$-v_i = i_f R_F + i_f R_o + A v_i \quad \dots (7)$$

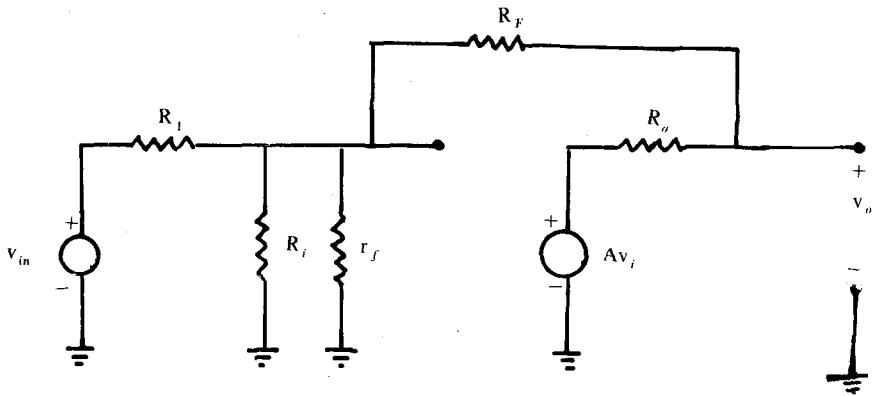
ومنها نجد ان

$$r_f = - \frac{v_i}{i_f} = \frac{R_F + R_o}{1 + A} \quad \dots (8)$$

وبهذا فان  $r_f$  تكون صغيرة وكذلك هو الحد  $R_i // r_f$  في المعادلة (6) ومن ثم فان المعادلة (6) تختزل الى الصيغة البسيطة

$$\boxed{Z_{1n} = R_1} \quad \dots (9)$$

ومن الجدير بالذكر انه بالامكان حساب  $Z_{in}$  بطريقة بسيطة ، حيث انه معروف لدينا ان



الشكل (٦) الدائرة المكافئة للمكبر التشغيلي العاكس

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \quad \dots (10)$$

كذلك لدينا - لاحظ الشكل (5) -

$$v_{in} = i_{in} R_1 - v_i \quad \dots (11)$$

وحيث ان  $v_i$  هي صغيرة جداً بحيث يمكن اهمالها ، لذا فانه يصبح لدينا

$$\frac{v_{in}}{i_{in}} = R_1 \quad \dots (12)$$

ومن ثم يكون

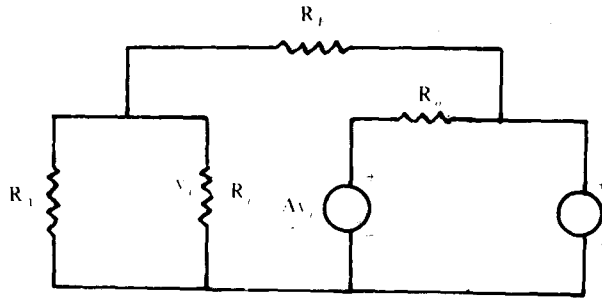
$$Z_{in} = R_1$$

وهي نفس النتيجة التي حصلنا عليها سابقا .

### 2 3 15 ممانعة الاخراج للمكبر العاكس

output impedance for inverting Amp :-

- يمكن حساب ممانعة الاخراج لدائرة المكبر التشغيلي العاكس - الشكل (5) - عن طريق ادخال جهد اختيار عند طرف الاخراج . مع اعتبار  $v_{in}$  صفرا . ثم قياس التيار المار في هذه الدائرة - انظر الشكل (7) . لدينا ان ممانعة الاخراج ( $Z_o$ ) تكون مساوية لـ



الشكل ( ٧ ) الدائرة المكافئة للمكبر .

$$Z_o = \frac{v_0}{i_0} \quad \dots (13)$$

حيث ان

$$i_0 = \frac{v_0 - A v_i}{R_o} + \frac{v_0}{R_1 + R_f} \quad \dots (14)$$



كذلك لدينا ان

$$-v_i = \frac{R_1}{R_1 + R_F} v_0 \quad \dots (15)$$

وعند التعويض عن قيمة  $v_i$  في المعادلة (14) نحصل على

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{i_0}{v_0} = \frac{1 + R_1 A / (R_1 + R_F)}{R_0} + \frac{1}{R_1 + R_F} \quad \dots (16)$$

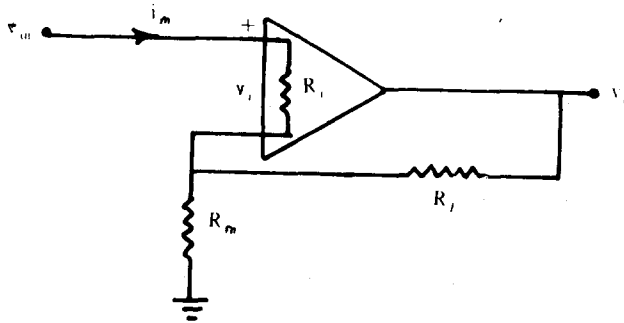
$R_0 / (1 + A R_1 / (R_1 + R_F)) \ll R_1 + R_F$  في اغلب الاحيان يكون  
ومن ثم فان

$$Z_0 \approx \frac{R_0}{1 + R_1 A / (R_1 + R_2)} \quad \dots (17)$$

#### 15-4 المكبر التشغيلي غير العاكس

Non - Inverting Op - Amp :-

سبق وان اشرنا في الجزء الاول الى امكانية استخدام المكبر التشغيلي للحصول على مكبر غير عاكس للاشارات الداخلة . هذا ويتم الحصول على هذا النوع عن طريق المكبر بالصورة المبينة في الشكل (8) . تم في هذه الدائرة تسليط الاشارة الداخلة الى المدخل الموجب بينما اعيد جزء من الاشارة الخارجة الى المدخل السالب .



الشكل ( ٨ ) دائرة المكبر غير العاكس .

يلاحظ في هذه الدائرة ان الجزء المعاد من جهد الاشارة الخارجة الى المدخل السالب يكون مساوياً لـ

$$v_{R_{in}} = \frac{v_0 R_{in}}{R_{in} + R_F} \quad \dots (18)$$

كذلك هو واضح ان

$$v_i = v_{in} - v_{R_1} \quad \dots (19)$$

وعند التعويض عن قيمة  $v_{R_{in}}$  من المعادلة (18) - في المعادلة (19) نحصل على

$$v_i = v_{in} - \frac{R_{in}}{R_{in} + R_F} v_0 \quad \dots (20)$$

لدينا ان  $v_0 = A v_i$  وان  $v_0 = A_F v_{in}$  لذا فان

$$A_F = \frac{A}{1 + A \frac{R_{in}}{R_{in} + R_F}} \approx \frac{R_{in} + R_F}{R_{in}} \quad \dots (21)$$

او ان

$$\left| \Lambda_F = 1 + \frac{R_F}{R_{in}} \right| \quad \dots (22)$$

تشير المعادلة (22) الى ان التكبير موجب مما يدل على عدم وجود فرق في الطور بين الاشارة الداخلة والخارجة . كما يتضح من المعادلة اعلاه . ان التكبير في هذه الدائرة اما ان يكون مساوياً للواحد او اكبر من الواحد

1 4 15 ممانعة الاخراج للمكبر التشغيلي غير العاكس :-

في الشكل (V) نجد ان

$$i_m = \frac{v_i}{R_{in}} \quad \dots (23)$$

لدينا ان  $v_i = \frac{v_o}{A}$

$$i_{in} = \frac{v_o}{A R_i} \quad \dots (24)$$

كذلك لدينا من المعادلة (22) ان

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_F}{R_1} \right) v_{in} \quad \dots (25)$$

لذا فان

$$i_{in} = \frac{1 + R_F / R_1}{A R_i} v_{in} \quad \dots (26)$$

لذا فان

$$Z_{in} = \frac{v_i}{i_{in}} = \frac{A R_i}{1 + R_F / R_1} \quad \dots (27)$$

فعلى سبيل المثال اذا كانت  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_i = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $A = 10^5$  فان  $Z_{in}$  سوف تساوي  $1 \text{ G}\Omega = 10^9 \Omega$  ، ومن ثم فانها كبيرة جداً .

2-4 ممانعة الاخراج للمكبر التشغيلي غير العاكس :

بالامكان اتباع نفس الطريقة ، في المكبر العاكس : - اي الغاء  $v_{in}$  من دائرة الدخول واطافة  $v_o$  الى دائرة الخروج ومن ثم حساب  $Z_o$  من الدائرة المكافئة ، حيث ان

$$\frac{1}{Z_o} = \frac{1 + R_i A / (R_1 + R_F)}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_F} \quad \dots (28)$$

او ان

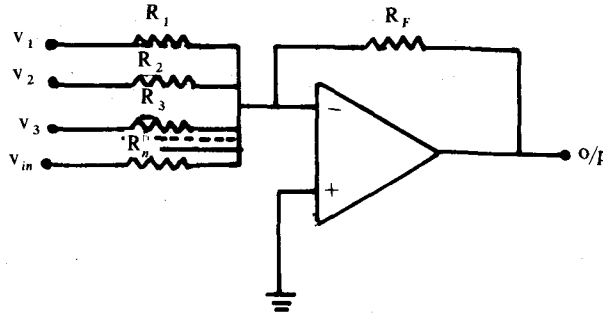
$$Z_o \approx \frac{R_o}{A} \quad \dots (29)$$

## 5 - 15 تطبيقات الكبر التشغيلي :- Applications of Op - Amp

سنحاول هنا ، التعرض باختصار لبعض الاستعمالات المهمة للكبر التشغيلي تاركين ، لمن اراد الاستزادة ، الرجوع الى المصادر المذكورة في اخر هذا الكتاب على اية حال سنبدأ باستعمالات الكبر العاكس .

### 1-5-15 دائرة الجمع , Sannung

بالامكان استخدام دائرة الكبر التشغيلي العاكس لجمع الجهود او الموجات وذلك من خلال ادخالها عبر عدد من المقاومات تربط جميعها الى مدخل الكبر السالب - الشكل (9)



الشكل ( 9 ) دائرة الكبر التشغيلي الجامع للمرجات

في هذه الدائرة يكون مجموع التيارات في  $R_1$  و  $R_2$  و  $R_3$  مساوياً ، وكما ذكرنا ، الى التيار الكلي في  $R_F$  وذلك لان التيار لا يمر في  $R_i$  الى الارضية لكبر هذه المقاومة . اي ان

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \dots + \frac{V_n}{R_n} = - \frac{V_0}{R_F} \quad \dots (30)$$

او ان

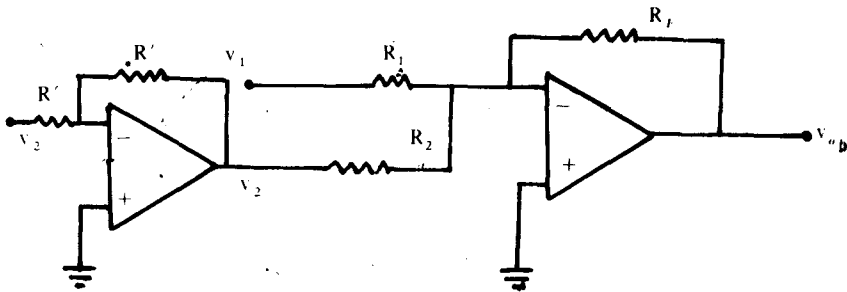
$$V_0 = - \frac{R_F}{R} (V_1 + V_2 + V_3 + \dots V_n) \quad \dots (31)$$

على فرض ان  $R_n = \dots R_3 = R_2 = R_1$  وتساوي  $R$

وهكذا تكون الاشارة الخارجة مساوية الى مجموع الاشارات الداخلة مضروبة

بمعامل التكبير  $\frac{R_f}{R}$  الذي يمكن ان يأخذ اي قيمة .

الى جانب ماجاء اعلاه ، هناك امكانية تحويل الدائرة - الشكل (9) - واستخدامها لطرح الموجات او الجهود بدلا من جمعها ففي الشكل ( 10 ) يمكن ملاحظة ان  $v_2$  سوف تكون اشارتها سالبة وعليه فان



$$v_0 = \frac{R_f}{R} (v_1 - v_2) \quad R_2 = R_1$$

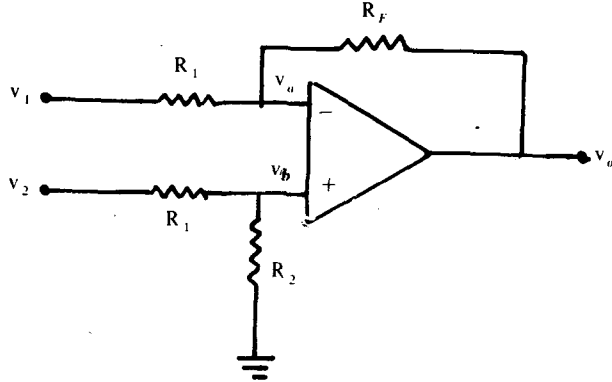
الشكل ( ١٠ ) دائرة المكبر التفاضلي للطرح .

$$v_0 = \frac{-R_f}{R_1} (v_1 - v_2) \quad \dots (32)$$

حيث  $R_2 = R_1$  ومن الجدير بالذكر . انه في حالة طرح موجتين فقط . فانه عادة ما يستخدم لهذا الغرض دائرة المكبر التفاضلي الشكل (11) .

في هذه الدائرة لدينا ان

$$v_0 = \frac{R_f}{R_1 + R_f} v_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} v_2 \quad \dots (33)$$



الشكل ( ١١ ) دائرة المكبر التفاضلي .

وإ:

$$v_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_2 \quad \dots (34)$$

لدينا ان

$$v_0 = -A (v_b - v_a) \quad \dots (35)$$

وعند التعويض عن  $v_a, v_b$  من المعادلتين (33), (34) نستطيع ان نحصل على

$$v_0 = \frac{R_f}{R_1} (v_2 - v_1) \quad \dots (36)$$

وهي نفس المعادلة (32) اعلاه

2 5 15 دائرة التكامل The integration circuit

بالامكان استخدام المكبر التشغيلي . للعمل على تكامل integratiom الموجة الداخلة اذا ما استبدلت المقاومة  $R_f$  بمتسعة  $C$  - انظر الشكل ( ١٢ ) .

في هذه الدائرة لدينا ان

$$i_m = \frac{v_{in}}{R_1} = i_c \quad \dots (37)$$

لدينا ان

$$i_c = \frac{dq}{dt} = -C \frac{dv_o}{dt} \quad \dots (38)$$

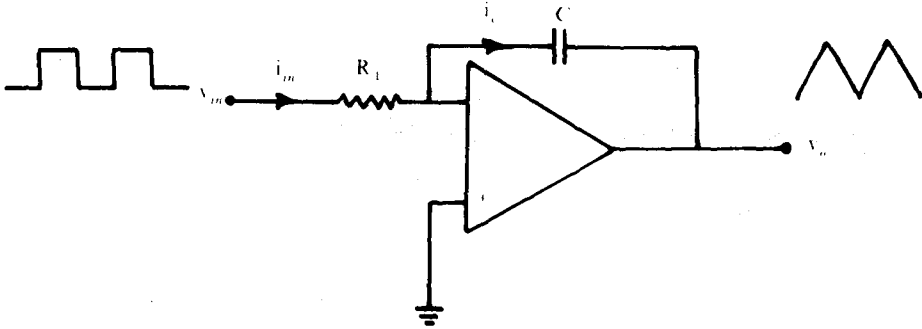
لذا فان

$$v_o = - \frac{1}{C} \int i_c dt \quad \dots (39)$$

او ان

$$v_o = - \frac{1}{RC} \int v_{in} dt \quad \dots (40)$$

يتضح من المعادلة (40) ان الاشارة الخارجة تكون موجة التكامل للموجة الداخلة -  
انظر شكل الموجتين الداخلة والخارجة في الشكل ( ١٢ )



الشكل ( ١٢ ) دائرة التكامل

The differentiator circuit 15 5 3 دائرة التفاضل

اذا وضعت  $C$  بمكان  $R$  و  $R$  بمكان  $C$  - في الدائرة الشكل (١٢) - فان  
هذا سوف يغير من عمل دائرة المكبر من دائرة تكامل الى دائرة تفاضل - انظر الشكل  
( ١٣ )

$$i_c = \frac{dq}{dt} = C \frac{d v_i}{dt} \quad \dots (41)$$

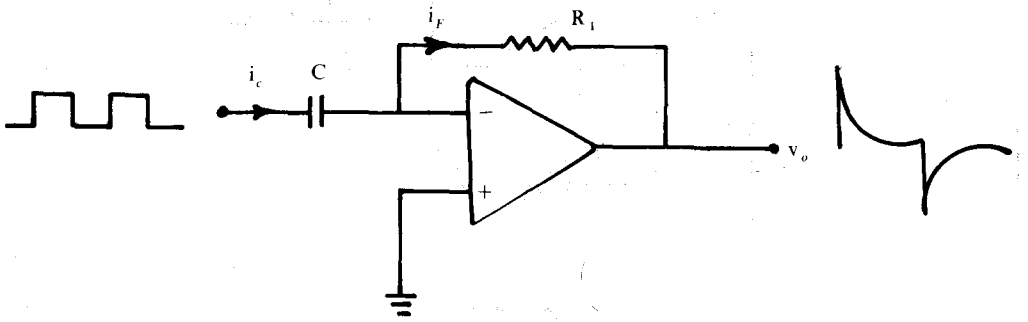
لدينا ان  $i_F = i_c$  وبهذا فان

$$v_o = - i_c R \quad \dots (42)$$

وعليه فان

$$v_o = - RC \frac{d v_i}{dt} \quad \dots (43)$$

وبهذا فان الموجة الداخلة الى دائرة المكبر - الشكل ( ١٣ ) سوف يتم تفاضلها  
انظر شكل الموجتين عند الشكل ( ١٣ ) . لا بد من الاشارة ان تفاضل الموجات يحدث  
عند الترددات الواطئة بينما يحدث التكامل عند الترددات الاعلى .



الشكل ( ١٣ ) دائرة التفاضل .

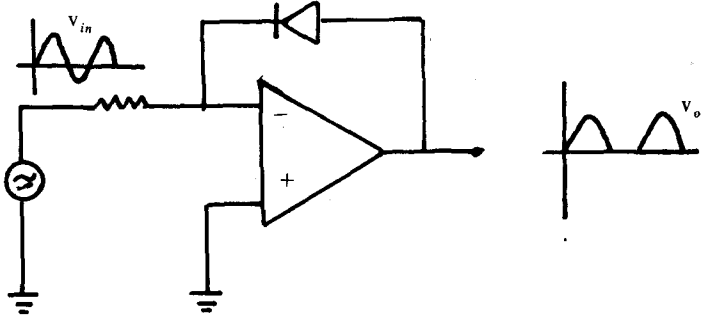
#### 4-5-15 تطبيقات اخرى للمكبر العاكس

تكلما فيما تقدم عن بعض تطبيقات المكبر العاكس ومع ذلك فانه بقي هناك الكثير منها . وفيما يأتي بعض منها وباختصار

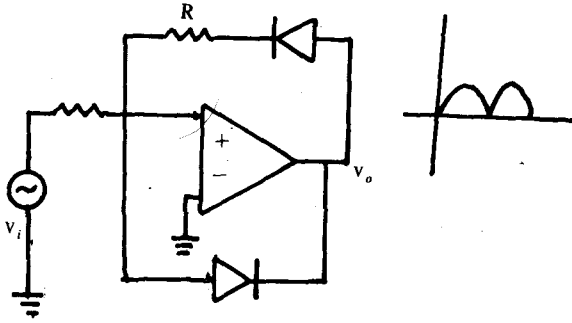
##### أ - مقوم نصف الموجة

بالامكان استخدام المكبر العاكس لتقويم الموجات عند ربطه كما في الشكل ( ١٤ أ ) .  
وكذلك يمكن استعماله كمقوم موجة كاملة عند ربطه كما في الشكل ( ١٤ ب )





( أ ) المقوم النصفى للموجات



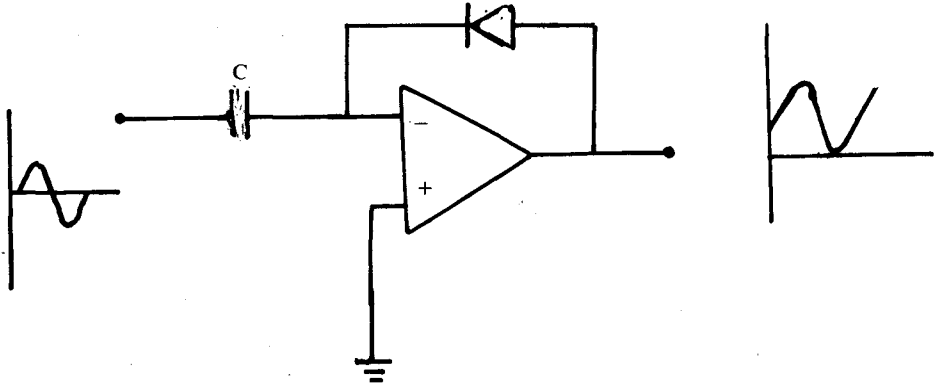
( ب ) المقوم الكامل للموجات

الشكل ( ١٤ ) دائرتا المقوم النصف والكامل للموجات .

وهي نفس المعادلة (32) اعلاه .

ب - كدائرة الزام clamping circuit

يوضح الشكل ( ١٥ ) دائرة المكبر العاكس عند استعمالها كدائرة الزام الموجات عند مستوى الصفر



الشكل ( ١٥ ) دائرة الازلام :

### 5-5-15: استعمالات المكبر غير العاكس

يمتاز المكبر غير العاكس كما رأينا ، بممانعة ادخال عالية جداً لذا فان اهم استعمالاته ، تكمن في توظيف هذه الميزة للحصول على :

أ - تابع الجهد voltage follower

ويسمى احيانا بالمصدر buffer وذلك لأنه يستعمل لنقل الإشارة - مثلا - من دائرة ذات ممانعة اخراج عالية الى دائرة ذات ممانعة ادخال واطنة وهو بذلك يحافظ على قيمة الموجة من الضياع بسبب من الاختلاف في ممانعتي الاخراج والادخال للدائرتين المذكورتين اعلاه

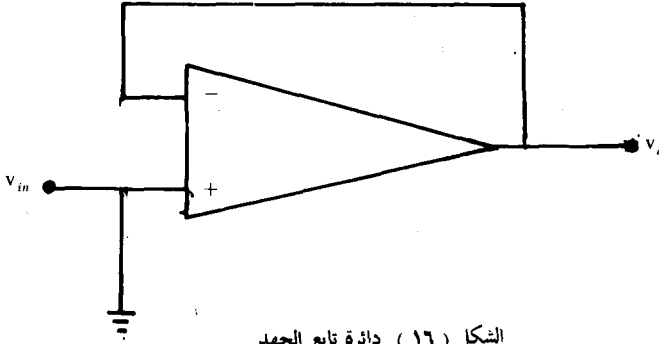
يمثل الشكل ( ١٦ ) دائرة تابع الجهد ويلاحظ ان التحصيل في الجهد هذه

$$Z_{in} = A R_i \quad \dots (44)$$

الدائرة يساوي واحد ويمكن البرهنة على ان  $Z_0$  لهذه الدائرة تساوي

$$Z_0 = \frac{R_0}{A} \quad \dots (45)$$

وان ممانعة الاخراج  $Z_0$  تساوي

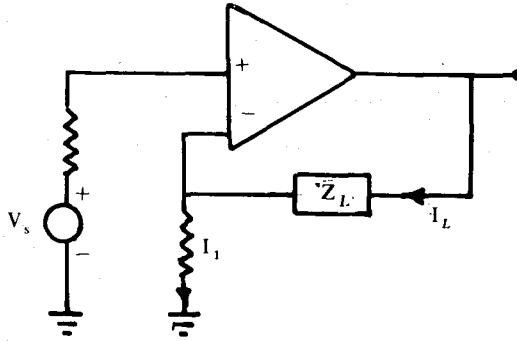


الشكل ( ١٦ ) دائرة تابع الجهد .

ب - محول الجهد الى تيار voltage to current convertes

يبين الشكل ( ١٧ ) دائرة يستخدم فيها المكبر غير العاكس لتحويل الجهد المسلط على مدخله الى تيار  $I_L$  ، حيث ان  $(V_S)$

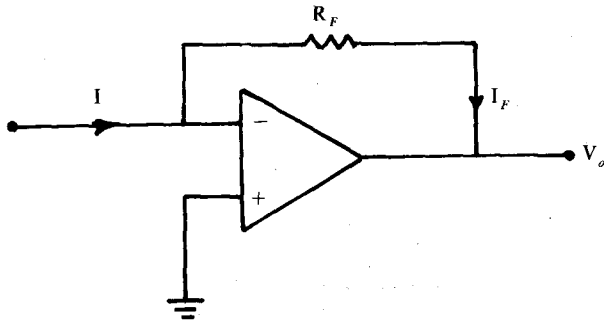
$$I_L = I_1 = \frac{V_S}{R_L}$$



الشكل ( ١٧ ) دائرة تحويل الجهد الى تيار .

من جهة اخرى يمكن تحويل التيار الى جهد ولكن عن طريق استعمال المكبر العاكس  
- الشكل ( ١٨ )

$$V_O = I_F R_F$$



الشكل ( ١٨ ) دائرة تحويل التيار الى جهد .

مثال :-

احسب  $v_o, v_i$  لكل من الحالات الآتية :

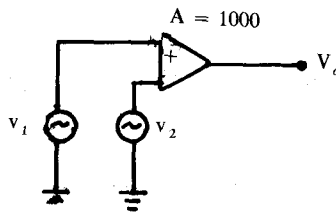
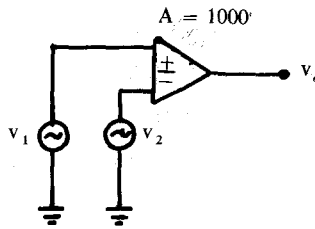
$$v_1 = 100 \text{ mv}$$

$$v_2 = 90 \text{ mv}$$

ب -

$$v_1 = 12.09 \text{ v}$$

$$v_2 = 12.1 \text{ v}$$

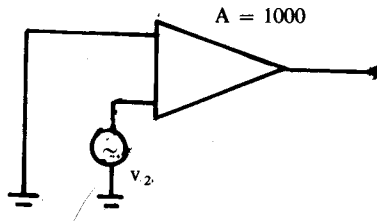
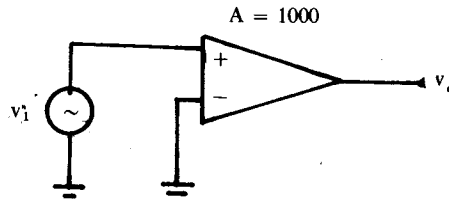


$$v_1 = 10 \text{ mV}$$

$$v_2 = 0$$

$$v_1 = 0$$

$$v_2 = 10 \text{ mV}$$



الحل :-

$$v_i = v_1 - v_2 = 100 - 90 = 10 \text{ mV}$$

$$v_o = Av_i = 1000 \times 10 = 10 \text{ V}$$

$$v_i = 12.09 \rightarrow 12.1 = -0.01 \text{ V}$$

$$v_o = Av_i = 1000 \times (-0.01) = -10 \text{ V}$$

$$v_i = 10 \text{ mV}$$

$$v_o = 10 \text{ V}$$

$$v_i = -10 \text{ mV}$$

$$v_o = -10 \text{ V}$$

أ-

ب-

ج-

د-

مثال :-

في الدائرة ادناه احسب  $v_o$  اذا كانت  $v_{in} = 120 \text{ mV}$  و  $A_f = 20$

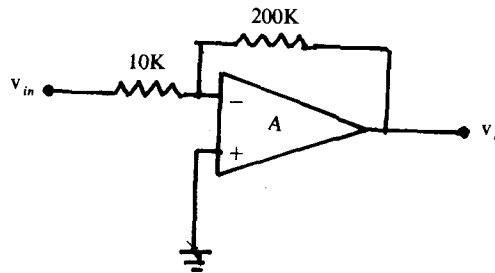
الحل : -  
لدينا ان

$$A_f = \frac{R_f}{R_1} = \frac{v_o}{v_{in}}$$

اوان

$$20 = \frac{v_o}{120 \text{ mv}}$$

$$v_o = 2.4 \text{ V}$$



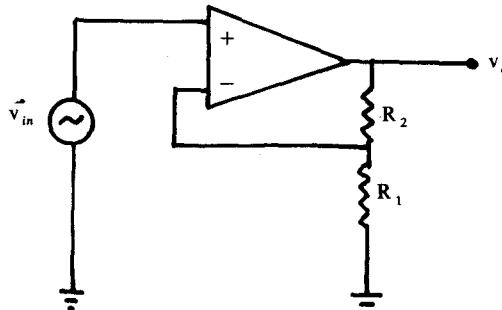
مثال : -

في الدائرة ادناه احسب اولاسلا  $R_2, R_1$  اذا كان  $v_{in} = 2\text{V}, A_f = 50$

الحل : -

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{in}$$

في الدائرة ادناه لدينا



اوان

$$A = \frac{v_o}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

على فرض ان  $R_2 = 500 \text{ K}\Omega$  يكون لدينا

$$50 = 1 + \frac{500}{R_1}$$

اوان

$$R_1 = 10.2 \text{ K}\Omega$$

مثال :-

اذا كان  $A = 10^5$  لمكبر تابع الفولتية فاحسب  $v_i, v_o$  اذا كان  $v_{in} = 2\text{V}$

الحل :-

لدينا ان

$$v_o = A_f v_{in}$$

اوان

$$\begin{aligned} v_o &= v_{in} \left( \frac{A}{1 + A} \right) \\ &= 2 \left( \frac{10^5}{1 + 10^5} \right) \approx 2\text{V} \end{aligned}$$

لدينا ان

$$v_i = \frac{v_o}{A} = \frac{2}{10^5} = 20 \mu\text{V}$$

مثال :-

اذا كانت  $\beta = 0.01$  في دائرة مكبر عاكس فاحسب  $v_o$  اذا علمت ان

$$v_{in} = 10 \text{ mV}, A = 10^5$$

الحل :-

لدينا ان

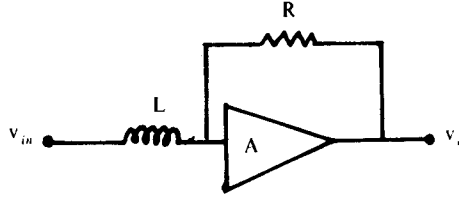
$$v_o = A_f v_{in} = \left( \frac{A}{1 + \beta A} \right) v_{in}$$

$$= \left( \frac{10^5}{1 + 0.01 \times 10^5} \right) 10 \text{ mv} = 1 \text{ v}$$



## اسئلة ومسائل

- (1) ما المكبر التشغيلي ؟ وما أهم مميزاته ؟
- (2) يعد المكبر التشغيلي مكبراً تفاضلياً . وضح ما المقصود بذلك .
- (3) اذكر أهم خصائص المكبر التشغيلي المثالي
- (4) اشرح بالتفصيل وظيفة المقاومة  $R_F$  في الدائرة - الشكل (5) -
- (5) لماذا لا يعتمد الكسب لدائرة المكبر التشغيلي على كسب المكبر التشغيلي المستخدم .
- (6) عند اشتقاق معادلة الكسب للمكبر التشغيلي ما القيم المفروضة لكل من  $v_i$  ،  $i_i$  ، ولماذا ؟
- (7) ما تابع الفولتية ؟ وكيف يعمل .
- (8) برهن على ان  $v_o = v_{in}$  في دائرة تابع الفولتية .
- (9) اشتق المعادلة الخاصة بالدائرة ادناه



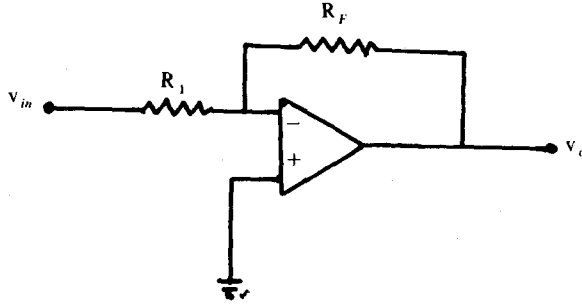
- (10) اكتب معادلة الكسب في الفولتية للمكبر التشغيلي العاكس
- (11) اشتق المعادلة الخاصة بممانعة الادخال بالمكبر العاكس
- (12) اشتق المعادلة (17) ثم بين معناها
- (13) لماذا يقترض ان تكون  $Z_{in}$  في المكبر التشغيلي . كبيرة و  $Z_o$  صغيرة ؟ وضح بالتفصيل .
- (14) اقرن بين المكبر التشغيلي العاكس وغير العاكس من حيث :

- أ - الكسب في الفولتية
- ب - ممانعة ادخال
- ج - ممانعة الادخال
- د - الاستعمال

- (15) اشرح كيف تعمل دائرة الجمع وبين امكانية استخدامها في عملية الطرح ايضا .
- (16) قارن بين دائرتي التفاضل والتكامل من كافة الجوانب

(17) صمم مرشح الذبذبات - واطئة مع كسب قدرة 46 dB وتردد قطع قدره 1KΩ

(18) في الدائرة ادناه اذا كان  $R_1 = 1K, A = 12000$  جد  $R_F$  اذا كان الكسب 25 dB

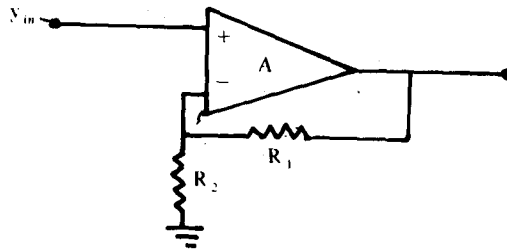


(19) اذا كانت  $R_F = 0.5 M\Omega, R_1 = 0.1 M\Omega, A = 8 \times 10^4, v_{in} = 40 mV$  في الدائرة - السؤال

(18) - فاحسب  $v_i$

(20) جد  $v_o$  لمكبر غير عاكس مع  $R_F = 240000, R_1 = 30000, v_{in} = 3.5 mV$   $A = 5 \times 10^4$

(21) في الدائرة ادناه لدينا  $R_2 = 25000 \Omega, R_1 = 125000 \Omega, v_{in} = -1V$  احسب كلا من  $v_i$  و  $v_o$   $A = 10^5$



(22) اذا كان  $R_2 = 1K, R_1 = 0.5 M\Omega, A = 50000$  للدائرة في السؤال

(٢١) فاحسب

أ - تكبير الدائرة المغلقة

ب -  $\beta$

ج -  $v_i$  ل  $v_{in} = 1V$

# الفصل السادس عشر

## المذبذبات الجيبية

### Sinusoidal Oscillators

#### 1 - 16 المقدمة

تعرف المذبذبات بانها دوائر الكترونية تقوم بتوليد اشارات التيار المتناوب ذات الأشكال الموجية المختلفة ذاتيا - اي دون الحاجة الى اشارة ادخال - وفي مدى من الترددات تمتد من الترددات المسموعة ( 20 الى 20000 هرتز ) مرورا بالترددات الراديوية ( 100 كيلوهرتز الى 30 ميكاهرتز ) حتى اقصى مدى للترددات العالية .

ان توليد الاشارات يجب ان لا يفهم على انه خلق للطاقة وانما هو في الحقيقة تحويل للقدرة المستمرة المجهزة بوساطة مصدر القدرة المستمرة المستخدم مع المذبذب الى قدرة متناوبة ذات خصائص مرغوبة من حيث السعة والتردد .

وعلى الرغم من ان الاشارات المتولدة تشترك في كونها دورية : تعيد نفسها بانتظام في فترات زمنية متساوية . الا ان اشكالها الموجية تكون اما جيبية ويدعى المولد عندئذ بالمذبذب الجيبي ( sinusoidal oscillator ) واما ان تكون الاشارة الناتجة مربعة ويدعى المولد حينذاك بمذبذب الموجات المربعة ( square wave oscillator ) او بمتعدد الاهتزازات ( multivibrator ) التي سيتم التعرض لها في الفصل اللاحق بينما ستقوم هنا بالتعرف على النوع الاول من هذه المذبذبات .

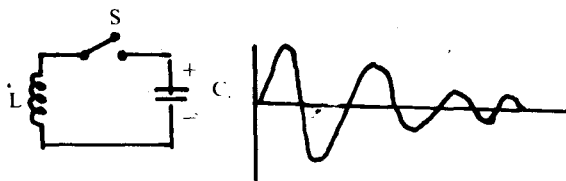
من الجدير بالذكر ان المذبذبات تستخدم بشكل كبير في اجهزة الراديو والتلفزيون والرادار والحاسبات الالكترونية وغيرها وكذلك في توليد الموجات ذات الترددات العالية بقصد استعمالها في تحميل الموجات . لذا فانه يصبح من الضروري ان تكون

سعة الموجات المتولدة وكذلك ترددها غير متغيرة مع الزمن . ولعل اكثر الاشياء ضرورة العمل المذبذب بشكل مرضي هو الاستقرارية او الثبوتية في تردد الموجة المتولدة عند القيمة المطلوبة . كذلك يجب العمل على زيادة كفاءة المذبذب من خلال زيادة النسبة بين قدرة الموجة المتولدة الى القدرة المستمرة اللازمة لعمل المذبذب .

## 2-16 انواع التذبذب الجيبي :- Types of Sinusoidal Oscillations

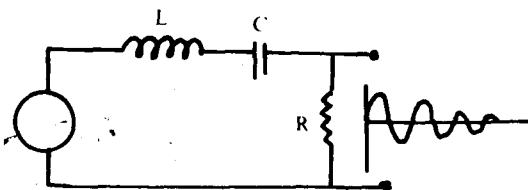
ينقسم التذبذب الكهربائي الجيبي قسمين رئيسيين هما : -

أ - التذبذب المضمحل damped oscillations : - هو ذلك النوع من التذبذب الجيبي الذي تقل سعة ذبذبه مع الزمن - انظر الشكل (١) الذي يمثل الشكل الموجي للتذبذب الكهربائي المضمحل . من الواضح ان الجهاز الكهربائي المولد لهذا النوع من التذبذب يحتوي على عنصر يسبب ضياع الطاقة ومن ثم فان فقدان الطاقة يحدث مع كل ذبذبة كذلك فان هذا الفقدان في الطاقة لا يتم تعويضه وبهذا فان النقصان في سعة الذبذبة يحدث تدريجياً ، يبين الشكل (٢) الدائرة اللازمة لحدوث مثل هذا النوع من التذبذب عو افترض ان المتسعة C هي مشحونة بالاساس وان المفتاح (S) يتم غلقه وفتحه بصورة منتظمة هذا ويمكن الحصول على نفس النتيجة من دون الحاجة الى متسعة مشحونة او استعمال المفتاح (S) ، عند تسليط موجة مربعة على دائرة C, L, R مبروطة على التوالي واخذ الموجة الناتجة على المقاومة انظر الشكل (٣) .



الشكل (٢) دائرة تذبذب

الشكل (١) التذبذب المضمحل

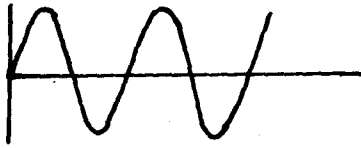


الشكل (٣) دائرة تذبذب مضمحل

ومن الجدير بالذكر ان تردد التذبذب يبقى ثابتاً حيث ان التردد يعتمد على ثوابت خاصة بالدائرة الكهربائية ويكون مساوياً في هذه الحالة ، لـ

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad \dots (1)$$

ب - التذبذب الجيبي غير المضمحل undamped oscillation : -  
هو ذلك النوع من التذبذب الجيبي الذي لا تتغير سعته مع التذبذب او بعبارة اخرى ثبوت سعة التذبذب مع الزمن - انظر الشكل (٤) - الذي يمثل الشكل الموجي للتذبذب الكهربائي غير المضمحل .



الشكل (٤) التذبذب الجيبي غير المضمحل .

يحدث هذا النوع من التذبذب بنفس الطريقة التي يحدث بها التذبذب المضمحل مع فارق واحد ان هناك تعويض دائماً للطاقة الضائعة بسبب من مرور التيار في المقاومة المرافقة لكل من المتسعة والملف في الدائرة الشكل (٢) . كذلك فان تردد الموجة الناتجة يكون هو التردد في المعادلة (١) .

### 3 16 شروط التذبذب

رأينا فيما سبق - الفصل (١٥) - انه بالامكان جعل المكبر يصل الى حالة التذبذب عندما تكون التغذية الخلفية المستخدمة مع دائرة المكبر . من النوع الموجب . وبهذا فانه يصح التكلم عن المذبذب باعتباره مكوناً من مكبر مع دائرة تغذية خلفية موجبة - انظر الشكل (٥) . حيث نلاحظ دائرة المكبر ٨ مع دائرة التغذية الخلفية التي تقوم بتجهيز مدخل المكبر بجهد الادخال اللازم بحيث ان

$$v_1 = v_2 = \beta v_{11} = + A\beta v_1 \quad \dots (2)$$

او ان

$$v_i (1 - \beta A) = 0 \quad \dots (3)$$

وحيث ان  $v_i$  لا يساوي صفراً في حالة وجود  $v_o$  لذا فان

$$1 - \beta A = 0 \quad \dots (4)$$

او ان

$$\boxed{\beta A = 1} \quad \dots (5b)$$

ان تحقق الشرط اعلاه . المعادلة (5) - في دائرة المكبر عن طريق التغذية الخلفية الموجبة يعني ظهور التذبذب التلقائي في هذه الدائرة سواء اكانت اشارة الادخال موجودة او غير موجودة . وعندئذ تدعى الدائرة بدائرة المذبذب .

على اية حال تعامل الكمية  $\beta A$  . عند تحليل دائرة المذبذب . على انها كمية معقدة complex quantity او بعبارة اخرى انها تمتلك مقداراً واتجاهاً وتكتب بالصيغة الآتية :

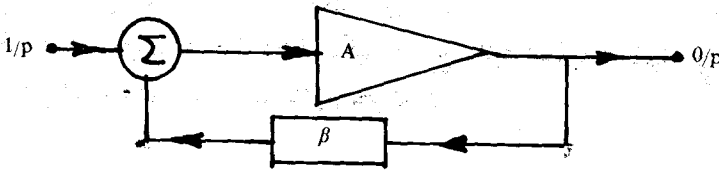
$$\beta A = 1 + j0 \quad \dots (6)$$

وبهذا يتضح لنا ان الشرطين الاساسيين واللازمين لظهور التذبذب هما :

$$1 - \text{ان قيمة عامل التغذية الخلفية } \beta A = 1$$

$$2 - \text{ان محصلة الازاحة الطورية للاشارة الداخلة تساوي } 2n\pi \text{ حيث ان } n$$

عدد صحيح ويساوي 0, 1, 2, 3, ...



الشكل (5) مكبر التغذية الخلفية .

ومن الجدير بالذكر ان تحقيق الشرط الاول مرهون بتحقيق الشرط الثاني وهو ان كون الاشارة المعادة في نفس طور الاشارة الداخلة سيؤدي بالتالي الى زيادة العامل  $\beta A$  وبسرعة الى الحد الذي يمكن ان تصيح اكبر من واحد . في هذه الحالة تكون الموجة الناتجة غير موحدة الخواص (non monochromatic) وانها اقرب شكلا الى الموجة المربعة منها الى الموجة الجيبية .

ان الزيادة في  $\beta A$  على اية حال  $\beta A$  لن تستمر وذلك لأن خاصية عدم الخطية المرافقة لمنحنيات المكبر ، سوف تعمل على تحديد قيمة  $\beta A$  بحيث تصل بالضبط الى الواحد ويحدث ، بالتالي التذبذب الجيبي .

على اية حال ، سنقوم هنا بالتعرض لنوعين من المذبذبات الجيبية هما : مذبذبات مقاومة - متسعة ومذبذبات ملف متسعة وما يلزمها من دوائر تغذية خلفية وما يتطلبها من تكبير وطريقة عمل كل منهما وواجه الاختلاف والتشابه بينهما .

#### 4-16 مذبذبات مقاومة - متسعة :- RC Osillators

يوجد هذا النوع من المذبذبات بأشكال مختلفة على الرغم من ان اساس عملها واحد : وهو تكبير اشارات الضوضاء المتولدة في دوائر التغذية الخلفية التابعة لها ( دوائر ال RC ) لمرات عديدة عن طريق التغذية الخلفية الموجبة الا انها تختلف عن بعضها الآخر في :

عدد دوائر ال RC المستعملة معها

مقدار التكبير في الاشارة اللازم لحدوث التذبذب

مقدار الازاحة الطورية للاشارة المعادة .

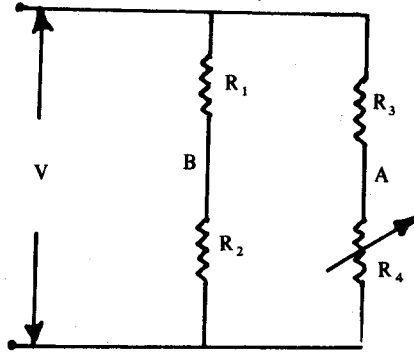
بناءً عليه ، سيتم شرح نوعين من مذبذبات ال RC هما : مذبذب قنطرة - فين ومذبذب زحاحة الطور وعلى اساس من هذه النقاط الثلاث المذكورة اعلاه .

#### 1-4-16 مذبذب قنطرة - فين Wien-bridge oscillator

يعد مذبذب قنطرة فين من المذبذبات الكثيرة الاستعمال وذلك لامكانية الحصول على مدى عال من الترددات يمتد من حوالي 5 هرتز الى 1 ميكا هرتز وكذلك سهولة

الحصول على ترددات مختلفة ، ويوجد في المختبر على هيئة جهاز يدعى بمولد الاشارات ( signal generator ) .

قبل شرح عمل مذبذب قنطرة - فين لا بد لنا من شرح عمل قنطرة - فين لتتعرف على عمله كمذبذب في الدائرة - الشكل (٦) - اذا كانت  $R_2 = R_1$  ووضعت المقاومة المتغيرة  $R_4$  بحيث تساوي  $R_3$  فاننا سوف نحصل على حالة التوازن . اي ان الجهد عند النقطة A سوف يساوي ذلك الذي عند النقطة B ، اي ان

$$V_B - V_A = V_{AB} \text{ وتساوي صفرأ}$$


الشكل (٦) قنطرة مقاومات .

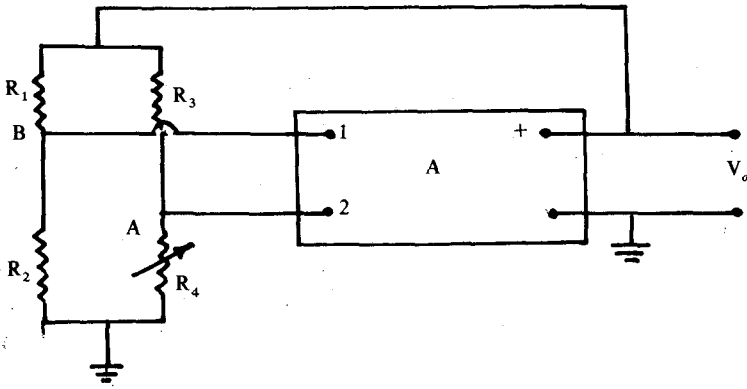
من جهة اخرى ، اذا كانت  $R_4$  لا تساوي  $R_3$  فان القنطرة لن تكون متوازنة ويكون لدينا احدى حالتين : -

١ - اذا كانت  $R_4$  اصغر من  $R_3$  فان الجهد  $V_B$  سوف يكون اكبر من الجهد  $V_A$  وبالتالي فان الجهد الخارج  $V_{AB}$  سيكون في نفس طور الجهد الداخل  $V_{OC}$  وذلك لانهما يعملان في نفس الاتجاه .

٢ - اذا كانت  $R_4$  اكبر من  $R_3$  فان الجهد  $V_B$  سوف يكون اصغر من الجهد  $V_A$  وبذلك فان اتجاه الجهد الخارج  $V_{AB}$  سوف يكون بعكس اتجاه الجهد الداخل  $V_{OC}$  ويختلف عنه بزاوية طور قدرها  $180^\circ$  .



الآن اذا ماربطت هذه القنطرة الى مكبر بمرحلتين حيث ان الاشارة الخارجة تكون في نفس طور الاشارة الداخلة ، واريد لهذه الدائرة ان تعمل كمذبذب من خلال استخدام التغذية الخلفية الموجبة - انظر الشكل (V) - فانه من المعلوم ان التذبذب لن يحصل اذا كان  $V_A$  يساوي  $V_B$  ذلك لأن الجهد الداخل يساوي صفرأ . كذلك لا يحدث التذبذب اذا كانت  $R_4$  اكبر من  $R_3$  وذلك لان الجهد الداخل  $V_{AB}$  سوف يطرح بعد التكبير ، من الجهد الداخل  $V_{OC}$  لأنهما يختلفان بالطور بـ  $180^\circ$  وبذلك يضمحل الجهد الداخل  $V_{AB}$  لانه يعتمد في قيمته بالاساس على قيمة  $V_{OC}$  .



الشكل (V) مكبر مربوط الى قنطرة مقاومات .

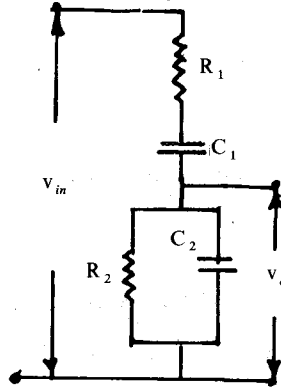
على اية حال ، يحدث التذبذب فقط في حالة كون  $V_{AB}$  في نفس طور الجهد  $V_{OC}$  وكان هذا الجهد الداخل ( $V_{AB}$ ) كبيراً . اي اذا كانت حالة عدم التوازن كبيرة ، وذلك لتحقيق شرطي التذبذب : التغذية الخلفية الموجبة والتكبير الكافي في الدائرة اعلاه .

على الرغم من امكانية تحقق شرطي التذبذب في الدائرة اعلاه الا ان نوعا من التساؤل يبقى : ما تردد الاشارة الخارجة مثلا ؟ وهل ان حجم هذه الاشارة يبقى ثابتاً مع تغير التردد ؟

ان الاجابة عن السؤال الأخير هو مباشر ويمكن الحصول على موجة ذات سعة

ثابتة باستخدام مقاومة متغيرة ذاتياً - بدلاً من  $R_4$  - أي تقل بنقصان الجهد  $V_{AB}$  وتزداد بزيادتها . أو بعبارة أخرى عندما يزداد جهد الإشارة الخارجة فإن الجهد حول هذه المقاومة الجديدة سوف يزداد وتزداد تبعاً لذلك مقاومتها وتصل القنطرة عندئذ قريباً من حالة التعادل وبذلك يقل جهد الإشارة الخارجة من جهة أخرى ، إذا كان جهد الإشارة الخارجة صغيراً فإن الجهد حول هذه المقاومة سيكون صغيراً هو الآخر وبذلك تقل قيمتها مما يجعل الفرق في الجهد  $V_{AB}$  كبيراً فيزداد لذلك حجم الإشارة الخارجة . هذا النوع من المقاومات يمكن ان يكون على هيئة مصباح كهربائي وبالتالي يصبح من الممكن الاستعاضة عن  $R_4$  بمصباح يعمل على تثبيت حجم الإشارة الخارجة .

وإذا ما اريد لهذه الدائرة ان تذبذب عند تردد معين فإن قنطرة المقاومات - الشكل (٦) - يجب ان تستبدل بقنطرة أخرى - انظر الشكل (٨) وبهذا فإن دائرة مكبر قنطرة فين تكون في الشكل (٩) .

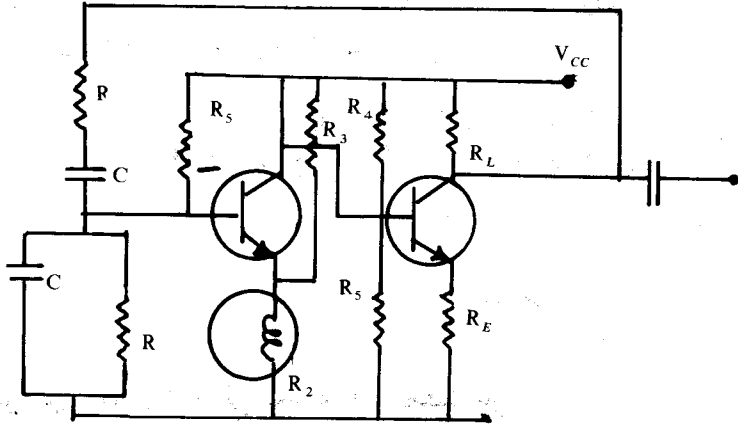


الشكل (٨) دائرة قنطرة فين

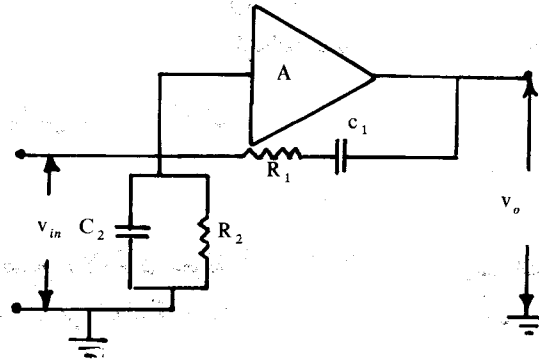
في هذه الدائرة نستطيع حساب معامل التغذية الخلفية  $\beta$  - انظر الشكل (١٠) - من

$$\beta = \frac{v_{in}}{v_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \dots (7)$$

حيث يمثل  $Z_2$  ممانعة المقاومة  $R_2$  والمتسعة  $C_2$  المربوطتين على التوازي . أي ان



الشكل ( ٩ ) دائرة مكبر قنطرة فين .



الشكل ( ١٠ ) مكبر قنطرة فين .

$$Z_2 = \frac{jR_2 X_{c2}}{R_2 - jX_{c2}} = \frac{R_2 X_{c2} \angle -90^\circ}{(R_2^2 + X_{c2}^2)^{\frac{1}{2}} \tan^{-1} \left( -\frac{X_{c2}}{R_2} \right)} \dots (8)$$

وان  $Z_1$  يمثل ممانعة المقاومة  $R_1$  والمتسعة  $C_1$  المبروطتين على التوالي . اي ان

$$Z_1 = R_1 - jX_{c1} = (R_1^2 + X_{c1}^2)^{\frac{1}{2}} \angle \tan^{-1} \left( -\frac{X_{c1}}{R_1} \right) \dots (9)$$

وإذا أخذنا  $R = R_2 = R_1$  وكذلك  $C = C_2 = C_1$  وافترضنا ان التردد كان بحيث ان  $(\alpha - R)$  وجدنا ان

$$Z_2 = \frac{R^2 \angle -90}{\sqrt{2} R \angle -45} = \frac{R}{\sqrt{2}} \angle -45 \quad \dots (10)$$

وان

$$Z_1 = \sqrt{2} R \angle 45 \quad \dots (11)$$

وبالتعويض عن (10), (11) في المعادلة (7) نحصل على

$$\beta = \frac{1}{3} \leq 0 \quad \dots (12)$$

تفسير المعادلة (12) الى انه في حالة كون  $X_c = R$  فاننا نحصل على ما يأتي :

1 يكون الانحراف الطوري لدائرة التغذية الخلفية يساوي صفراً - انظر الشكل (11)

2 لدينا من المعادلة (5) ان

$$\beta A = 1 \quad \dots (5)$$

وعليه فانه يصبح بالامكان معرفة قيمة  $A$  اللازم لحدوث التذبذب . عند التعويض عن قيمة  $\beta$  من المعادلة (12) . في المعادلة 5 . اي ان

$$\frac{1}{3} A = 1 \quad \dots (13)$$

او ان

$$A = 3 \quad \dots (14)$$

هذا من الناحية النظرية - انظر الشكل (12) - اما من الناحية العملية فان  $A$  تكون اكبر قليلا من 3.

3- في حالة وضع  $X_c = R$  فانه يصبح بالامكان حساب التردد  $(f_n)$  الذي

يحدث عنده التذبذب حيث لدينا ان

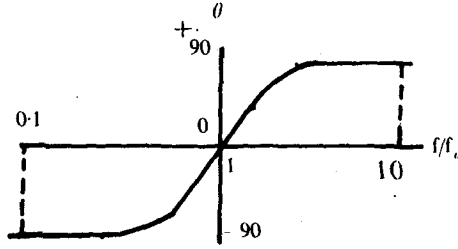
$$X_c = R \quad \dots (15)$$

او ان

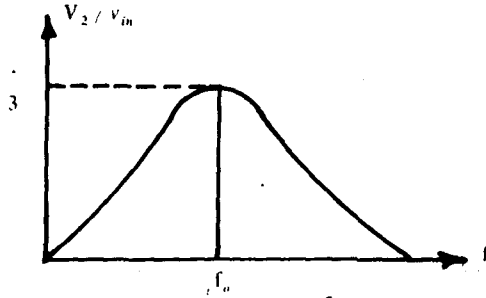
$$\frac{1}{2\pi f_o c} = R \quad \dots (16)$$

اي ان

$$f_o = \frac{1}{2\pi R c} \quad \dots (17)$$



الشكل ( ١١ ) تغير زاوية الطور مع التردد .



الشكل ( ١٢ ) الاستجابة الترددية لقنطرة فين .

phase - shift oscillator :

## ١٦ ٤ ٢ متذبذب زحزحة الطور

يستخدم في هذا النوع من المذبذبات مكبر واحد بدلا من مكبرين كما هو الحال في مذبذب قنطرة فين . وحيث ان الاشارة الخارجة من هذا المكبر وكما هو معروف . تكون مقلوبة بالنسبة للاشارة الداخلة او بعبارة اخرى يوجد فرق طور قدره 180 بين الاشارتين لذا يتوجب والحالة هذه استخدام دائرة تغذية خلفية تحدث فرقا في الطور قدره 180 ايضا . على الاشارة المعادة . وبذلك تصبح المحصلة النهائية في فرق

الطور الحاصل على اشارة الدخل ، مساوية للصفر ويتحقق بذلك حدوث التغذية الخلفية الموجبة واللازمة لحدوث التذبذب .

سأية حال ، بالامكان الحصول على هذه الازاحة الطورية باستخدام دارات من نوع RC . فاذا اخذنا على سبيل المثال ، الدائرة - الشكل ( ١٢ ) - المكونة من المقاومة R المربوطة على التوالي مع المتسعة C وسلطنا عليها اشارة جهد  $v_i$  فان التيار المار في هذه الدائرة سيكون مساوياً لـ

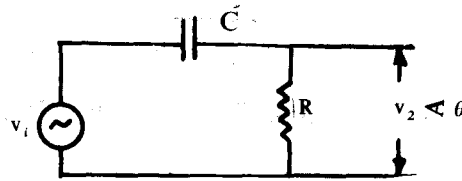
$$i = \frac{j\omega C v_i}{1 + j\omega CR} \quad \dots (18)$$

وعليه فان الهبوط في الجهد  $v_2$  عبر R سيكون مساوياً لـ

$$v_2 = iR = \frac{j\omega CR v_i}{1 + j\omega CR} \quad \dots (19)$$

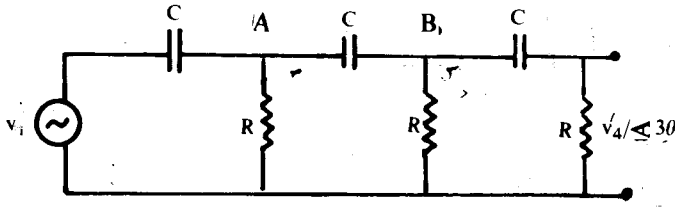
وعلى الرغم من ان هذا الجهد الخارج يكون في نفس طور التيار المار في المقاومة الا انه يختلف عن الجهد الداخلى بزاوية طور  $\theta$  ، بحيث ان

$$\tan \theta = \frac{1}{\omega CR} \quad \dots (20)$$



الشكل ( ١٣ ) دائرة الـ RC

وبهذا فان الازاحة الطورية تعتمد على التردد وقيم كل من R , C . فعند اختيار قيمة كل من R و C فان  $\theta$  يمكن ان تساوي  $60^\circ$  عند تردد معين وبهذا يصبح بالامكان استخدام ٣ دارات متماثلة من دائرة الـ RC للحصول على ازاحة طورية قدرها  $180^\circ$  - انظر الشكل ( ١٤ ) .



الشكل ( ١٤ ) ٣ دوائر من الـ RC .

ومع انه ليس هناك اي امتياز عملي في استخدام اربع دوائر بدلا من ثلاث الا انه من الضروري التساؤل عن عدم استخدام دائرتين مثلا . ان الاجابة عن هذا السؤال يكمن في ان استعمال دائرتين بدلا من ثلاث يعني ان  $\theta$  يجب ان تكون 90 لكل منهما . في هذه الحالة تكون  $v_2$  جزءاً صغيراً من  $v_1^*$  وبذلك نحتاج الى تكبير لانهائي للتعويض عن هذا التوهين في  $v_2$

دعنا الآن نعود الى الشكل ( ١٤ ) . على فرض ان الجهد الداخل هو  $v_1$  وان الجهد الخارج هو  $v_4$  وان  $v_2$  و  $v_3$  هما الجهدان عند النقطتين B . A فانه يكون لدينا

$$v_3 = v_4 + \frac{i_3}{j\omega C} \quad \dots (21)$$

او ان

$$v_3 = v_4 + j\omega CR v_4 \quad \dots (22)$$

كذلك لدينا ان

$$i_2 = i_3 + v_3 / R \quad \dots (23)$$

او ان

يفترض ان تكون R في هذه الحالة مساوية او قريبة من الصفر . وذلك لان  $\gamma = \tan 90$  . وبهذا فان الجهد المتولد حوفاً سيكون صغيراً جداً .

$$i_2 = v_4 \left( \frac{2}{R} + \frac{1}{j\omega cR^2} \right) \quad \dots (24)$$

كذلك لدينا ان

$$v_2 = v_3 + \frac{i_2}{j\omega c} \quad \dots (25)$$

اوان

$$v_2 = v_4 \left( 1 + \frac{3}{j\omega cR} - \frac{1}{\omega^2 c^2 R^2} \right) \quad \dots (26)$$

كذلك لدينا ان

$$i_1 = i_2 + \frac{v_2}{R} \quad \dots (27)$$

اوان

$$i_1 = v_4 \left( \frac{3}{R} + \frac{4}{j\omega cR^2} - \frac{1}{\omega^2 c^2 R^2} \right) \quad \dots (28)$$

اوان

$$v_1 = v_2 + \frac{i_1}{j\omega c} = v_4 \left( 1 + \frac{6}{j\omega cR} - \frac{5}{\omega^2 c^2 R^2} - \frac{1}{j\omega^2 R^3 c^3} \right) \quad (29)$$

وعليه فان

$$A = \frac{1}{\beta} = \frac{v_4}{v_1} = 1 / \left( 1 - \frac{5}{\omega^2 c^2 R^2} + j \right) \quad \dots (30)$$

ولكي تكون الازاحة الطورية مساوية لـ  $180^\circ$  فان الجزء الخيالي في المعادلة (30) يجب ان يساوي صفراً . اي ان

$$\frac{1}{(\omega R c)^3} = \frac{6}{\omega R c} \quad \dots (31)$$

اوان

$$\omega R c = \frac{1}{\sqrt{6}} \quad \dots (32)$$



وعند التعويض عن  $\omega$  بـ  $2\pi f_0$  في المعادلة اعلاه نحصل على التردد ( $f_0$ ) الذي يحدث عنده التذبذب . اي ان

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{6 RC}} \quad \dots (33)$$

كذلك عند التعويض عن  $\omega RC$  بـ  $\frac{1}{\sqrt{6}}$  في المعادلة (30) ، نحصل على

$$A = \frac{1}{\beta} = -29 \quad \dots (34)$$

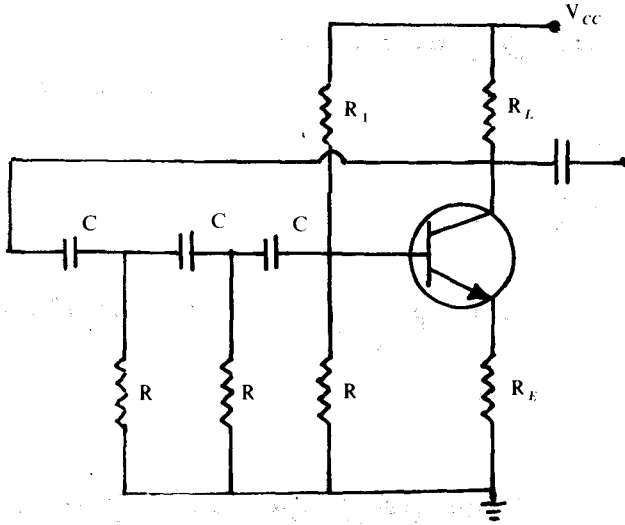
وبهذا فان التحصيل او الكسب المطلوب في الجهد يجب ان يكون (29) فاكثر مقارنة مع (3) في المذبذب السابق ، لكي يحصل التذبذب المطلوب .

وعليه فان ربط الدائرة (13) الى دائرة مكبر ذي تحصيل  $\leq 29$  سوف يؤدي الى الحصول على مذبذب من نوع زحزحة الطور - انظر الشكل ( ١٥ ) .

واخيرا لا بد لنا من ان نذكر ان مذبذب زحزحة الطور يعد من الدوائر البسيطة ويمتلك من الميزات ما يجعله شائع الاستعمال ، ومنها :

- 1- لا يحتاج الى محولات او ملفات .
- 2- يمكن استعماله للحصول على ترددات منخفضة حتى 1 هرتز .
- 3- يمتلك استقرارية تردد عالية نوعا ما .

ومع هذا فان هناك صعوبة نوعا ما لجعل الدائرة تبدأ بالتذبذب بسبب من ان الجزء المعاد يكون صغيراً - لان الجهد الخارج هو صغير بالاصل - ومن ثم فأن هناك حاجة الى تكبير عال .



الشكل ( ١٥ ) دائرة مذبذب زحزحة الطور.

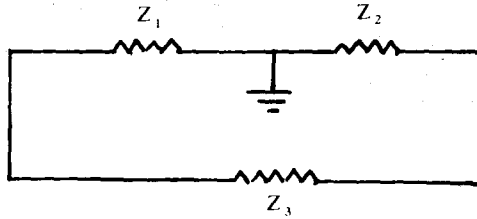
## 5 - 16 مذبذبات ملف - متسعة LC Oscillators :-

ذكرنا فيما مضى ان وجود التغذية الخلفية الموجبة في مذبذبات ال RC . سوف يعمل على زيادة عامل التغذية الخلفية  $\beta A$  الى الحد الذي يمكن ان يحدث بعض التشويه ( قطع ) في الموجة الخارجة الا ان عدم الخطية في بعض خواص المكبر ( نقصان عامل التكبير  $\beta$  مع زيادة  $I_C$  على سبيل المثال ) سوف يحد من هذه الزيادة بحيث لا يمكن ان يصل  $\beta A$  الى اكثر من واحد . ومع هذا فان الموجة الناتجة من مذبذبات ال RC لان تكون في واقع الحال . جيبة بشكل تام وانما يرافقها بعض التشويه وذلك بسبب من عملها في منطقتي القطع والاشباع . كذلك نجد ان قيمة التردد الناتج يكون محدوداً ( أقل من ميكاهرتز ) فليس بالامكان استخدام اي قيمة لـ RC بقصد الحصول على ترددات اكبر . لهذا كله ولغرض التغلب على هذه المساويء يلجأ عادة الى استخدام مذبذبات الملف - متسعة LC oscillator

سنقوم هنا بالتطرق لنوعين من مذبذبات ال LC ( يعدان اكثر استعمالاً ) وهما مذبذبا هارتلي وكولبتس . ولكن قبل هذا وذاك سنبدأ بالتعرف على دائرة التغذية الخلفية الخاصة بهذا النوع من المذبذبات .

16-5-1 دائرة التغذية الخلفية لمذبذبات LC

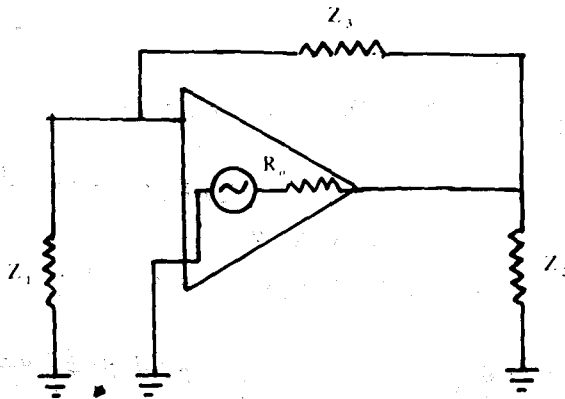
تتكون الدائرة الاساسية للتغذية الخلفية في مذبذبات الـ LC من ثلاثة عناصر: اثنتين منها حثية والاخر سعوي كما هو الحال في مذبذب هارتلي ، او اثنتين منها سعوي والاخر حثي كما هو الحال في مذبذب كولبتس ، انظر الشكل ( ١٦ ) . وحيث ان هذا النوع من المذبذبات يستخدم مكبراً ذا مرحلة واحدة فقط ، لذا فان مهمة هذه الدائرة الخلفية تتلخص في احداث فرق طور على الموجة المعادة عن الموجة الخارجة ، قدرة 180° لتصبح في نفس طور الاشارة الداخلة ومن ثم تتحقق التغذية الخلفية الموجبة



الشكل ( ١٦ ) دائرة تذبذب .

على اية حال . لدينا من الشكل ( ١٧ ) ان

$$\Lambda = - \frac{\Lambda_r Z_p}{R_n + Z_p} \quad \dots (35)$$



الشكل ( ١٧ ) دائرة مذبذب .

حيث ان

$$Z_p = Z_2 \parallel (Z_1 + Z_3) \quad \dots (36)$$

وعند التعويض عن  $Z_p$  في المعادلة (35) نحصل على

$$A = - \frac{A_v Z_2 (Z_1 + Z_2)}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} \quad \dots (37)$$

لدينا ، ومن النظر الى الشكل ( ١٦ ) ، ان

$$\beta = - \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad \dots (38)$$

كذلك لدينا ان

$$\beta A = 1 \quad \dots (5)$$

وبهذا فان

$$- 1 = \frac{A_v Z_1 Z_2}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} \quad \dots (39)$$

واذا ما اخذنا  $Z_3, Z_2, Z_1$  على اعتبار انهما مفاعلة نقية pure reactance وكما اسلفنا ، بحيث ان

$$Z_3 = jX_3 \quad , \quad Z_2 = jX_2 \quad , \quad Z_1 = jX_1 \quad \dots (40)$$

وبهذا فان المعادلة (39) تصبح بالصورة

$$- 1 = \frac{- A_v X_1 X_2}{jR_o (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_2)} \quad \dots (41)$$

للحصول على محصلة فرق طور تساوي صفراً فان الجزء الخيالي من المعادلة اعلاه ، يجب ان يساوي صفراً . أي أن

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad \dots (42)$$

وبهذا فان

$$-1 = \frac{A_v X_1}{X_1 + X_3} \quad \dots (43)$$

او ان

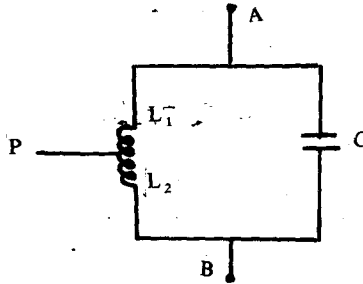
$$A_v = - \frac{X_1 + X_3}{X_1} = \frac{X_2}{X_1} \quad \dots (44)$$

هذه النتيجة تشير الى ان هذا هو الكسب اللازم لحدوث التذبذب وان  $X_1, X_2$  يجب ان يكون من نفس النوع والاشارة .

Hartley oscillator : 16-5-2 مذبذب هارتلي

يتكون مذبذب هارتلي من مكبر واحد ودائرة هارتلي ، التي تقوم مقام الحمل في دائرة المكبر ، وفيما يأتي شرح لكل منهما :-

أ- دائرة هارتلي Hartly circuit :- تتكون دائرة هارتلي وكما هو متوقع ، من متسعة وملف مقسوم جزئين حيث تمثل النقطة P - انظر الشكل ( ١٨ ) - نقطة التوصليل المركزي على الملف AB بحيث ان  $L_1$  تمثل حثية الجزء  $A_p$  بينما يمثل  $L_2$  حثية الجزء PB .



الشكل ( ١٨ ) دائرة هارتلي

وإذا فرضنا ان  $M$  تمثل الحثية التبادلية بين جزئي الملف فان الحثية بين النقطتين  $P, A$  ستكون مساوية لـ  $L_1 + M$  وتكون الممانعة  $Z_1$  مساوية لـ

$$Z_1 = j\omega (L_1 + M) \quad \dots (45)$$

كذلك اذا كانت الحثية بين  $B, P$  هي  $(L_2 + M)$  فان الممانعة  $Z_2$  تكون مساوية لـ

$$Z_2 = j\omega (L_2 + M) + \frac{1}{j\omega C} \quad \dots (46)$$

أو أن

$$Z_2 = \frac{-1 - \omega^2 (L_2 + M) C}{j\omega C} \quad \dots (47)$$

على اعتبار ان المتسعة  $C$  مربوطة على التوالي مع الملف  $L_2$  وبهذا فان الممانعة الكلية لدائرة هارتلي تكون مساوية لـ  $Z$  حيث ان

$$Z = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \dots (48)$$

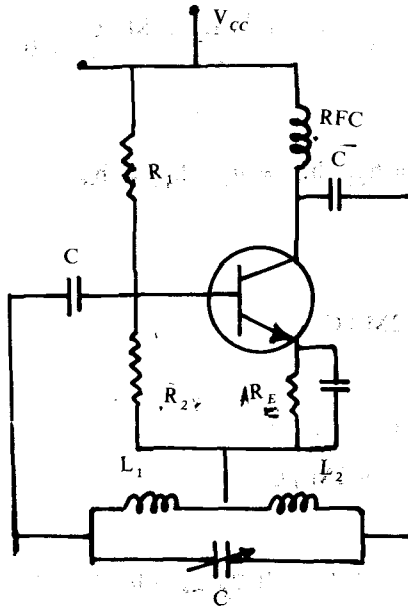
الآن . اذا كان  $v_1$  يمثل الجهد عبر  $BP$  .  $v_2$  يمثل الجهد عبر  $AP$  فان

$$\beta = \frac{v_1}{v_2} = \frac{j\omega (L_1 + M)}{Z_2} \quad \dots (49)$$

ب- مذبذب هارتلي Hartley oscillator :- يتكون مذبذب هارتلي من ترانزستور بتغذية انحياز من نوع مجزيء الجهد. وتختار  $R_1, R_2, R_3$  بحيث تضع نقطة التشغيل  $Q$  في منتصف خط الحمل . اما دائرة هارتلي فتربط في دائرة المجمع لتكون بمثابة مقاومة حمل - انظر الشكل (١٩) .

يلاحظ في هذه الدائرة ان النقطة  $B$  قد ربطت الى القاعدة خلال المتسعة  $C$  . وعليه فان الاشارة المتولدة بين النقطة  $B$  والارض سوف تعاد الى قاعدة الترانزستور .

من جهة اخرى . تكون ممانعة لاجزاج لدائرة الترانزستور مساوية لممانعة دائرة هارتلي بين النقطتين  $P, A$  وعليه فان النسبة بين جهد الاشارة الداخلة وجهد الاشارة الخارجة تكون مساوية للنسبة بين الجهد المتولد حول  $BP$  الى الجهد عبر  $AP$  .



الشكل ( ١٩ ) دائرة مذبذب هارلي .

على اية حال ، لدينا في الشكل (١٩) دائرة مكبر بعاث مشترك وبالتالي فان

$$A_V = \frac{h_{fe} Z}{h_i + \Delta h Z} \quad \dots (50)$$

حيث ان

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}^* \quad \dots (51)$$

وعند التعويض عن قيمة  $B, Z_2, Z_1$  وجعل  $1 = \beta A$  نحصل على

$$\begin{aligned} h_{21} \omega^2 (L_1 + M) (L_2 + M) = h_{11} \left\{ j\omega (L_1 + M) \frac{1 - \omega^2 (L_2 + M)C}{j\omega C} \right\} \\ + \Delta h (L_1 + M) \left\{ \frac{1 - \omega^2 (L_2 + M)C}{C} \right\} \quad \dots (52) \end{aligned}$$

وبمساواة الجزء الخيالي في المعادلة أعلاه بالصفر ، يمكن الحصول على التردد الذي يحصل عنده التذبذب .

$$-\omega^2 (L_1 + M) + \frac{1 - \omega^2 (L_2 + M)C}{C} = 0 \quad \dots (53)$$

$$h_{oe} = h_{22}, h_{fe} = h_{21}, h_{re} = h_{12}, h_{11} = h_{ie}$$

أو أن

$$\omega^2 (L_1 + L_2 + 2M)C = 1 \quad \dots (54)$$

وعليه فإن

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad \dots (55)$$

أما شرط التذبذب فيمكن الحصول عليه بمساواة الجزء الحقيقي في المعادلة (52) أي أن

$$\frac{h_{21}}{\Delta h} = \frac{\omega^2 (L_2 + M)C - 1}{\omega^2 (L_2 + M)C} \quad \dots (56)$$

وبالتعويض عن قيمة  $\omega^2$  من المعادلة (54) في المعادلة (56) نحصل على

$$\frac{h_{21}}{\Delta h} = \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \quad \dots (57)$$

مثال :-

هل ستذبذب الدائرة المكافئة لمذبذب FET هارتلي الميئة ادناه عند 1MHz إذا كان كسب المكبر المستعمل 10 والمحاعة التبادلية M هي  $5 \mu H$  وماتردد الموجة الخارجة ؟

$$L_1 = 125 \mu H \quad L_2 = 15 \mu H \quad C = 2 \mu F$$

الحل :-

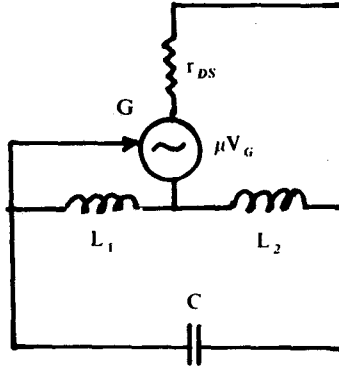
لدينا من المعادلة (57) ان أدنى كسب لمذبذب هارتلي يعطى بواسطة :



$$A_r = \frac{L_1 + M}{L_2 + M}$$

لذا فان

$$A_r = \frac{125 + 5}{15 + 5} = \frac{130}{20} = \underline{6.5}$$



وبما ان كسب المكبر معطى كـ 10 وهو اكبر من ادنى كسب لذا فان الدائرة سوف تتذبذب . من الناحية العملية . يفضل استخدام كسب أعلى من الأدنى للتأكد من التذبذب عندما تؤخذ المفقودات الأخرى في الاعتبار .

من المعادلة ( 50 ) لدينا أن

$$\omega_0 = 2 \pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$$

وبعد التعويض نحصل على

$$\omega_0 = 5.77 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

$$f_0 = 9.19 \text{ kHz}$$

أو أن

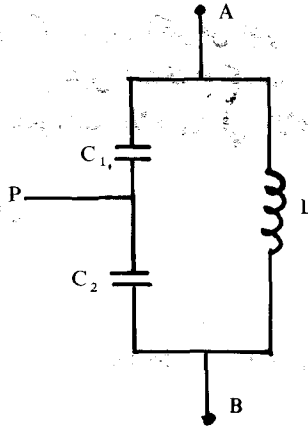
على الرغم من ان الدائرة ستذبذب الا أنها سوف تتذبذب عند 9.19 K HZ .  
وليس عند 1 MHz . للتشغيل عند 1MHz يلزم ان تستبدل المتعة C -

أعلاه - بأخرى ذات قيمة أقل ومن دون التأثير على متطلبات ادنى كسب للتذبذب الذي يعتمد فقط على قيم المحاثات .

3-5-16 مذبذب كولبيتس Collpitt's Oscillator :-

يتكون مذبذب كولبيتس ، كما هو الحال في مذبذب هارتلي ، من دائرة مكبر واحد ودائرة كولبيتس التي تربط كمقاومة حمل الى دائرة المكبر . وفيما يأتي شرح لكل منهما :-

أ- دائرة كولبيتس Collpitt's circuit :- تتكون دائرة كولبيتس من متسعتين  $C_1, C_2$  وملف  $L$  - أنظر الشكل (٢٠) . في هذه الدائرة يكون الملف  $AB$  ذا الحثية  $L$  ، مربوطا على التوالي مع  $C_2$  وكلاهما مربوطان على التوازي مع المتسعة  $C_1$  .



الشكل ( ٢٠ ) دائرة كولبيتس .

الآن اذا كانت  $Z_1$  تمثل الممانعة بين النقطتين  $P, A$  وكانت  $Z_2$  تمثل ممانعة الفرع  $ABP$  . لذا فان الممانعة الكلية  $Z$  لهذه الدائرة ، تكون مساوية لـ

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \dots (58)$$

حيث أن

$$Z_2 = j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2}, Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$$

وبما أن النقطة P هي نقطة مشتركة يتم ربطها إلى الأرض خلال المصدر  $V_{CC}$  - كما سنرى عاجلاً - لذا فإن الجزء المعاد من جهد الإشارة الخارجة سيكون مساوياً للجهد المتولد عبر  $C_2$ . أي أن

$$v_2 = \frac{v_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{Z_2} \quad \dots (59)$$

أو أن

$$\frac{v_2}{v_1} = \beta = \frac{1}{j\omega C_2 Z_2} \quad \dots (60)$$

وعند التعويض عن قيمة  $Z_2$  نحصل على

$$\beta = \frac{1}{1 - \omega^2 L C_2} \quad \dots (61)$$

وإذا ما كانت  $\omega^2 L C_2$  كبيرة مقارنة مع 1 فإننا سنجد أن  $\beta$  تكون سالبة بمعنى أن التغذية الخلفية تكون موجبة.

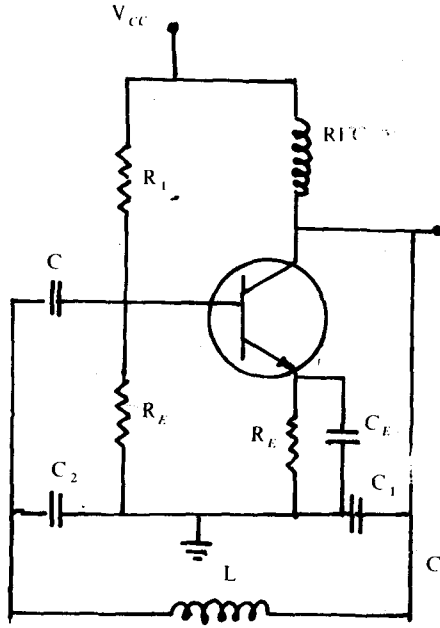
ب - مذئذب كوليتس Collpitt's oscillator : لا يختلف مكبر كوليتس عن مكبر هارتلي من حيث دائرة الحمل المربوطة إلى دائرة المجمع لهذا المكبر - أنظر الشكل (٢١) . .

وباتباع نفس الطريقة سابقاً نحصل على

$$A_v = \frac{-h_{21} Z}{h_{11} + \Delta h Z} \quad \dots (62)$$

وعند التعويض عن قيمة  $\beta$  ووضع  $\beta A = 1$  نحصل على

$$1 = \frac{h_{21} Z}{h_{11} - \Delta h Z} \cdot \frac{1}{j\omega C_2 Z_2} \quad \dots (63)$$



الشكل ( ٢١ ) مذبذب كوليتس .

وعند التعويض عن  $Z_2, Z$  في المعادلة ( 63 ) نحصل على

$$h_{21} = h_{11} \left( \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \omega^2 C_1 C_2 + \Delta h (\omega^2 LC_2 - 1) \dots (64)$$

وعند مساواة الجزء الخيالي في المعادلة اعلاه ، نحصل على التردد الذي يحصل عنده التذبذب . أي أن

$$\omega^2 = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

$$= \frac{1}{LC} \dots (65)$$

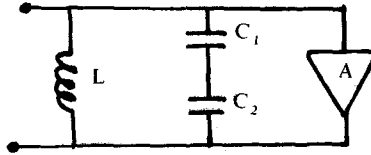
حيث ان  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  . أما عند مساواة الجزء الحقيقي فنحصل على

$$\frac{h_{22}}{\Delta h} = \frac{C_2}{C_1} \quad \dots (66)$$

مثال :-

أوجد تردد الموجة الناتجة والنهاية الصغرى للكسب لمذبذب كولبتس المبين في الشكل أدناه .

$$C_1 = 2 \text{ pF} \quad C_2 = 18 \text{ pF} \quad L = 14.1 \text{ mH}$$



الحل :-

بالنسبة لمذبذب كولبتس لدينا - المعادلة (65) - أن

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2}}$$

وبتعويض القيم الموجودة نحصل على

$$\omega_0 = 6.28 \times 10^6 \text{ rad / s}$$

لذا فإن

$$f_0 = \frac{6.28 \times 10^6}{2\pi} = 1 \times 10^6 \text{ HZ} = 1 \text{ MHz}$$

نجد أيضاً من المعادلة (66) ان أصغر كسب لمذبذب كولبتس هو

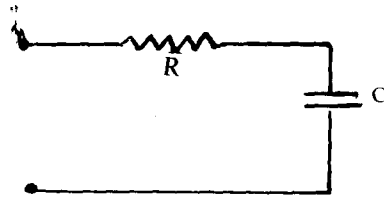
$$A_r = \frac{C_2}{C_1}$$

وبعد التعويض نجد ان

$$A_r = \frac{18 \times 10^{-12}}{2 \times 10^{-12}} = 9$$

## استئلة ومسائل

- (1) ما المذبذب ؟ وما انواعه ؟
- (2) اذا كان المذبذب لا يحتاج الى اشارة ادخال فما هو اذن مصدر الاشارة الخارجة ؟  
وضح بالتفصيل .
- (3) تظهر الموجة الخارجة في الشكل (3) مضمحلة على الرغم من وجود الموجة المربعة الداخلة . لماذا ؟
- (4) اشتق المعادلة (1) .
- (5) اذكر شرطي التذبذب . ثم وضح كيف تم الحصول عليهما من المعادلة (6) .
- (6) لماذا يجب ان تكون  $n$  في محصلة الازاحة الطورية  $2n\pi$  ، عدداً صحيحاً ؟
- (7) ما المقصود بالخاصية عدم الخطية للمكبرات ، وما تأثير ذلك على عمل المكبر ؟  
وضح بالتفصيل .
- (8) برهن على ان الازاحة الطورية للدائرة في الشكل (8) تساوي صفراً .
- (9) أشرح معنى الشكل (11) .
- (10) لماذا يلزم ان يكون التكبير في مذبذب قنطرة فين اكبر من (3) ؟ اشرح ذلك .
- (11) أحسب قيمة التردد الذي تصحح معه  $\theta = 60^\circ$  للدائرة في الشكل (13) .
- (12) هل بالامكان استخدام دارتين من الشكل (13) ، بدلاً من 3 دارات ، للحصول على ازاحة طورية  $180^\circ$  ؟ وضح بالتفصيل .
- (13) لماذا لا تكون الدائرة في الشكل (13) بالشكل ادناه ؟ وضح ذلك .



- (14) لماذا يكون الكسب المطلوب للتذبذب في مذبذب زحزحة الطور اكبر مما هو عليه في مذبذب فين ؟
- (15) هل بالامكان استخدام مذبذبات الـ RC للحصول على موجات ذات ترددات عالية جداً ؟ اشرح ذلك .
- (16) اشتق المعادلة (17) ثم بين معنى كل رمز فيها .

- ( 17 ) عرف الحثية التبادلية M .
- ( 18 ) اشتق المعادلة ( 52 ) .
- ( 19 ) اكتب معادلة الجزء المعاد من الاشارة الخارجة الى مدخل دائرة مذبذب هارتلي الشكل ( 19 ) .
- ( 20 ) اشتق المعادلة ( 64 ) .
- ( 21 ) قارن بين مذبذبي هارتلي وكولبتس من حيث المساوىء والمحاسن .

# الفصل السابع عشر

## متعددة الاهتزازات

### Multivibrators

1 17 المقدمة :-

يعرف المهترزانه عبارة عن دائرة تذبذب تعمل بعنصرين فعالين صمما بحيث يعمل أحدهما عندما يتوقف الثاني عن العمل وبالعكس وهو يختلف عن المذبذب الجيبي في عدة نقاط منها :-

أ- يعمل المكبر في دائرة المذبذب الجيبي في المنطقة الفعالة ولايجوز تجاوز هذه المنطقة بينما يكون عمل المكبر في دائرة متعدد الاهتزازات . عادة في منطقتي القطع والاشباع .

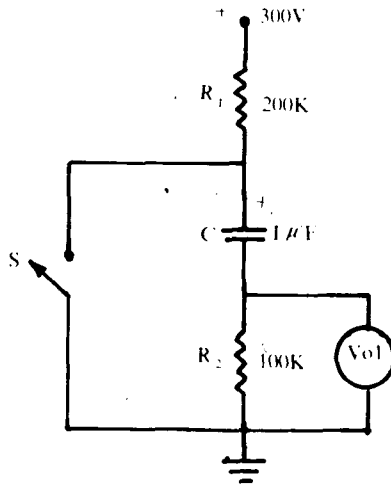
ب- يكون الحمل في دائرة المذبذب الجيبي . عبارة عن دائرة توليف ( tuning circuit ) ويحدث التذبذب لذلك عند تردد معين الذي هو تردد الموجة الجيبية الناتجة . اي التردد الذي تحدث معه التغذية الخلفية الموجية بينما يحدث التذبذب في دائرة متعددة الاهتزازات في مختلف الترددات وعليه فان الموجة الناتجة تكون مربعة ولهذا السبب فان هذه الدائرة تدعى بدائرة متعددة الاهتزازات وذلك لأن هذه الموجة تحتوي على مختلف الترددات الذي يحدث عندها التذبذب .

ج- تعمل دائرة التغذية الخلفية الموجية في دائرة المذبذب الجيبي . على اعادة جزء من الموجة الخارجة الى مدخل المكبر اي ان التغذية الخلفية لا تكون 100 بينما يكون هذا صحيحا في دائرة متعدد الاهتزازات .



هذا وللمهتز قابلية تخزين الاعداد الثنائية وعد النبضات وتزمين synchronization العمليات الحسابية وفيد المهتز الاحادي - الذي سيأتي شرحه - في اعادة تشكيل النبضات المشوهة - كذلك هو قادح شमित - كما يستعمل في توليد اشارات الترشيح guide waves أو في تأخير النبضات او تغير أمدها .

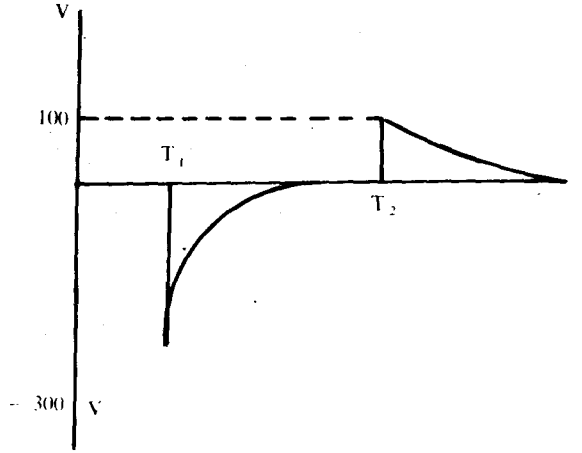
على أية حال وقبل الدخول في تفاصيل دوائر متعددة الاهتزازات . يكون من المفيد ان نتعرف على طبيعة عمل الدائرة في الشكل (١) .



الشكل (١) دائرة RC

يلاحظ في هذه الدائرة وجود المقاومتين 200, 100 كيلو اوم والمفتاح (S) والمتسعة المشحونة الى حد 300 فولت وعليه فانه من المتوقع ان تكون قراءة الفولتمتر مساوية للصفر عند الزمن  $T_1$  - انظر الشكل (2) . الان اذا ما أغلق المفتاح (S) فان قراءة الفولتمتر ستكون ( - 300 V ) وذلك لأنه تم تأريض جهة المتسعة الموجبة الى الارض خلال المفتاح وعليه فان الجهد المتبقي هو ( - 300 V ) . على أية حال . هذا الجهد على المتسعة سوف لن يبقى عند الـ 300 فولت وانما يهبط ولكن بالتدرج وفي زمن قدره

ثانية الذي يساوي ثابت الزمن لدائرة الـ  $R_2C$  -  $0.1 = 1 \times 10^{-6} \times 10^5$   
 أنظر الشكل (٢).

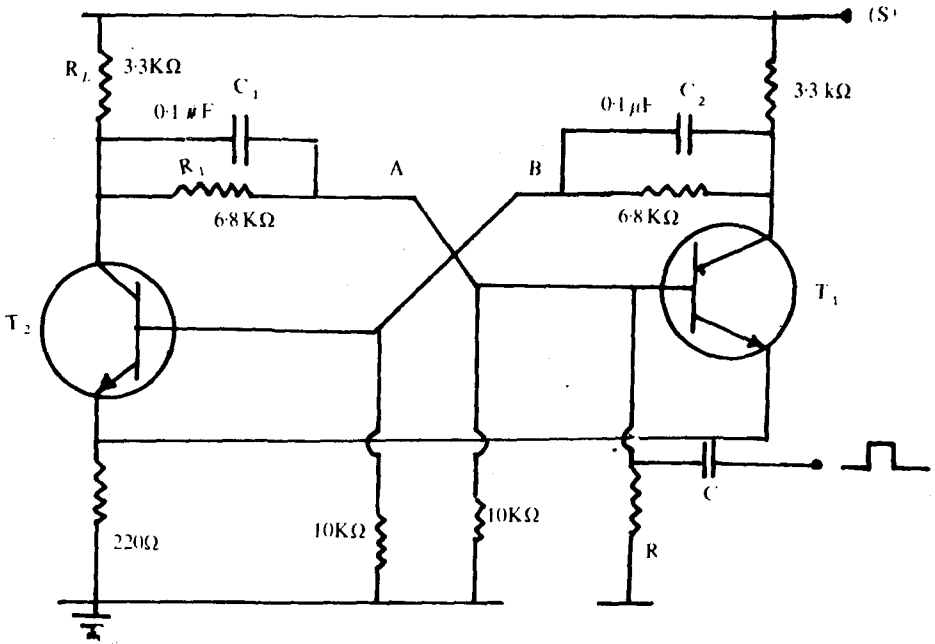


الشكل (٢) استجابة دائرة الـ  $R_2C$  عند غلق وفتح المفتاح S.

من جهة اخرى . عند فتح المفتاح (S) عند الزمن  $T_2$  فان المتسعة تسلك سلوك دائرة قصر ( Short circuit ) وعليه فان الجهد 300 فولت سوف يتوزع حسب قيمتي المقاومتين وعليه فان قراءة الفولتيمتر ستكون مساوية لـ 100 V . بعد مرور زمن قدره  $0.3 = (R_2 + R_1)C$  ثانية تعود القراءة الى الصفر . وعليه فانه يمكن بواسطة هذه الدائرة . الحصول على اشارة جهد سالبة عنى الرغم من الجهد المستعمل هو موجب بالاساس .

## 2 17 متعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرار Bistable Multivibrator :

تمثل الدائرة المبينة في الشكل ( ٣ ) دائرة متعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرارية وهو عادة ما يدعى بالنطاق ( Flip - Flop ) . يلاحظ في هذه الدائرة وجود مكبري ترانزستور بتغذية خلفية موجبة . حيث تم ربط قاعدة كل من الترانزستورين  $T_1, T_2$  بصورة مباشرة عن طريق المقاومين  $R_1, R_2$  . الى مجمع كل من  $T_2, T_1$  وعلى التساوي .



الشكل ( ٣ ) دائرة لتعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرار.

في هذه الحالة يفترض ان يكون كلا الترانزستورين في حالة توصيل الا ان الواقع غير ذلك . حيث انه في لحظة فتح الدائرة فان كلا الترانزستورين يبدأان بالتوصيل ولكن بسبب من وجود اختلاف قليل بينهما ( لا يوجد ترانزستوران متشابهان تماما ) فان أحد الترانزستورين سيكون اكثر توصيلا من الاخر وعليه فان أحد هذين الترانزستورين سيكون في حالة اشباع ( توصيل ) والاخر في حالة قطع ( مغلق ) وبصورة دائمية ولا يتم الانتقال من حالة الى أخرى الا عند تسليط نبضة قذح سالية ( اذا كان الترانزستوران المستعملان من نوع NPN ) على قاعدة الترانزستور المفتوح ( الموصل ) او مجمعه وهكذا يستمران على هذه الحالة الى ان تأتي نبضة قذح أخرى .

طبقا لما جاء اعلاه يتبين لنا ان هذه الدائرة تمتلك حالتين مستقرتين فأما ان يكون الترانزستور  $T_1$  مفتوحا والترانزستور  $T_2$  مغلقا او العكس : اي يكون  $T_2$  مفتوحا و  $T_1$  مغلقا وهذا السبب فان هذه الدائرة تدعى بدائرة متعدد الاهتزازات الثنائي الاستقرارية

(bistable)

لعل من المهم ان نذكر هنا ان الجهد عند المجمع للترانزستور في حالة الاشباع يكون  
واظنا جدا . اي مساويا للصفرا اما في حالة القطع فيكون مساويا لـ  $V_{CC}$  .

على اية حال . في الدائرة الشكل ( ٣ ) - اذا كان  $T_1$  في حالة اشباع وكان  $T_2$  في  
حالة قطع . عندها فان التيار  $I_{C1}$  . المار في مجمع  $T_1$  . يكون مساويا لـ

$$I_{C1} = \frac{15}{3.3 + 0.22} \approx 4.3 \text{ mA}$$

لذا فان

$$V_L = I_L R = 4.3 \times 10^{-3} \times 220 \approx 1 \text{ V}$$

وحيث ان الجهد عند النقطة A يساوي  $(V_L + 0.6)$  لذا فان

$$V_A = 1.6 \text{ V}$$

عليه فان تيار القاعدة  $I_{B1}$  سوف يكون مساويا لـ

$$I_{B1} = \frac{15 - 1.6}{10 \text{ k}\Omega} = 1.34 \text{ mA}$$

وهذا ما يجعل من الترانزستور  $T_1$  في حالة اشباع تام .

اما بالنسبة للترانزستور  $T_2$  فان الجهد عند النقطة B سيكون اقل من الجهد  $V_L$   
ولهذا السبب فانه يكون في حالة قطع تام . يستمر الترانزستوران على هذه الحالة الا عند  
تأريض قاعدة الترانزستور  $Q_1$  ( اي ربطها بالارض ) او تسليط نبضة سالبة عليها . حينذاك  
ينغلق  $T_1$  ويرتفع الجهد عند مجعته الى  $V_{CC}$  وينفتح  $T_2$  ويهبط الجهد عند مجعته  
الى الصفر . مرة اخرى تستمر حالة الترانزستورين لحين دخول نبضة سالبة على  $T_2$  فتبدل  
حالة كل منهما وهلم جرا .

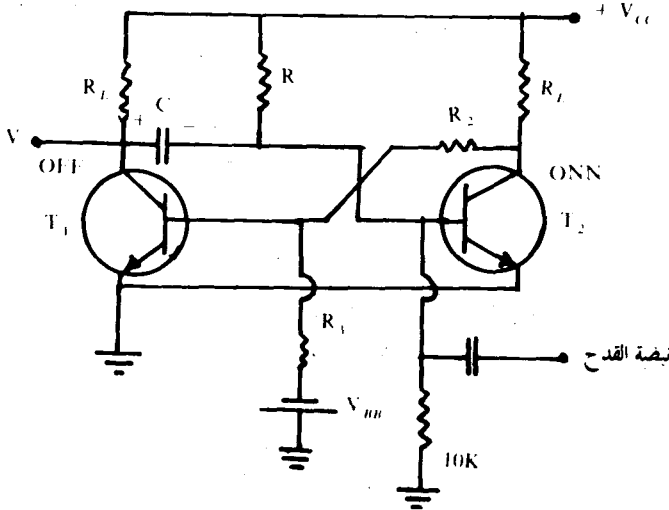
### 3 17 متعدد الاهتزازات احادي الاستقرارية

Monostable Multivibrator :

وجدنا عند مناقشتنا للمهتر الثاني الاستقرارية . ان هذا المهتر يمتلك حالتين مستقرتين  
وانه يبقى ثابتا عند حالة معينة ما لم تسلط على مدخله نبضة خارجية تقوم بنقله من الحالة  
المستقرة الاولى الى الحالة المستقرة الثانية . اما في حالة المهتر الاحادي الاستقرارية فان

هناك حالة واحدة مستقرة واذا ما سلطت نبضة خارجية مناسبة الى مدخل اي من الترانزستورين . فإنه سوف ينتقل من " - " الى اخرى ولكن لفترة زمنية محددة ثم يعود بعدها الى حالته الاصلية المستقرة . ولهذا فان هذا المهتز غير قادر على توليد الموجات المستمرة الظهور وانما يمكنه فقط توليد نبضات ذات عرض ( width ) معين يتم تحديدها مسبقا .

يبين الشكل (٤) دائرة متعدد الاهتزازات الاحادي الاستقرارية . في هذه الدائرة يكون الترانزستور  $T_2$  في حالة اشباع ( موصل ) و  $T_1$  في حالة قطع ( مغلق ) . ومما يؤكد استمرارية هذه الحالة وجود مجزىء الجهد المتكون من  $R_2$  ,  $R_1$  ومصدر الجهد السالب ( $-V_{BB}$ ) التي هي بمثابة تغذية الانحياز العكسية الضرورية لبقاء  $T_1$  في حالة قطع وعند الحالة المستقرة .

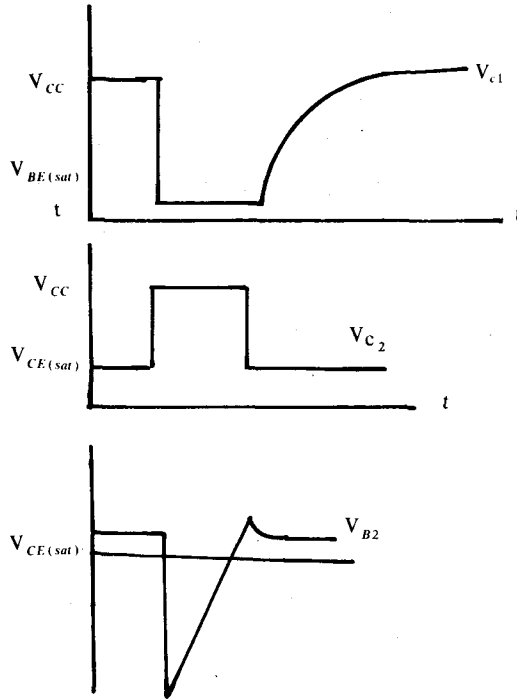


الشكل (٤) دائرة متعدد الاهتزازات احادي الاستقرارية .

وكما ذكرنا فان هذا النوع من دوائر متعددة الاهتزازات له حالة واحدة مستقرة تتغير عند التأثير عليها خارجيا ولكنها سرعان ما تعود الى حالتها المستقرة بعد زمن يساوي الزمن اللازم لتفريغ وإعادة شحن المتسعة C خلال المقاومة R . ذلك ان تسليط نبضة سالبة على قاعدة  $T_2$  سوف يعمل على غلق هذا الترانزستور ( حالة قطع ) وبذلك فان جهد المجمع لهذا الترانزستور سوف يرتفع الى القيمة  $V_{CC}$  . هذا الارتفاع في الجهد سوف

يعمل على فتح الترانزستور  $T_1$  مؤدياً بذلك الى خفض جهد المجمع التابع له الى مستوى جهد الصفر مما يعني تأريض الصفيحة ذات الشحنة الموجبة - انظر الشكل ( ٤ ) - للمتسعة  $C$  . في اللحظة التي تنتهي فيها الحاجة الى النبضة الداخلة تبدأ عملية اعادة شحن المتسعة  $C$  خلال المقاومة  $R$  من  $V_{CC}$  الى  $+V_{BE}$  - انظر الشكل ( ٥ ) - من جهة أخرى يبقى الترانزستور  $T_2$  في حالة قطع حتى يرتفع جهد المتسعة من  $V_{CC}$  الى الصفر او اكبر قليلاً ومن ثم تعود الدائرة الى حالتها الاولى . هذا وقد وجد عملياً ان الزمن اللازم لشحن وتفريغ المتسعة  $C$  يساوي

$$T = 0.69 RC \quad \dots (1)$$



الشكل ( ٥ ) شكل الموجات الناتجة

على اية حال في الدائرة الشكل ( ٤ ) لدينا ان

$$V_{C_2} = V_{CE(sat)} \approx \text{صفر} \quad \dots (2)$$

وعليه فان

$$I_{C2} = \frac{V_{CC}}{R_L} \quad \dots (3)$$

كذلك لدينا ان

$$V_{B2} = V_{BE(sat)} \quad \dots (4)$$

او ان

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R} \dots \dots \dots (5)$$

هذا ويتم اختيار  $R$  و  $R_L$  بحيث يكون  $(I_{K2} / I_{B2})$  أقل من عامل الكسب للتيار  $\beta$  للترانزستور وذلك لتأكيد ان الترانزستور  $T_2$  في حالة اشباع .  
يكون الجهد عند قاعدة الترانزستور  $T_1$  مساوياً لـ

$$V_{B1} = \frac{V_{CE(sat)} - R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_{BB} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \approx \frac{-V_{BB} R_1}{R_1 + R_2} \quad \dots (6)$$

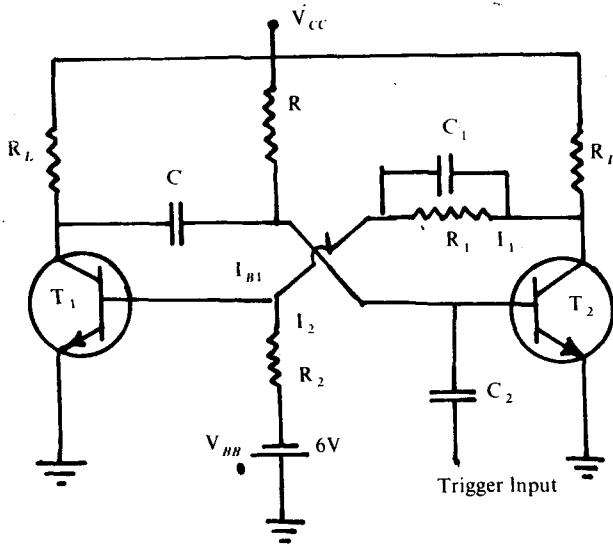
من جهة أخرى يكون الجهد عند مجمع  $T_1$  مساوياً لـ

$$V_{C1} = V_{CC} \quad \dots (7)$$

مثال :-

صمم دائرة احادي الاستقرارية بالمواصفات الآتية :-

$$V_0 = 12V \quad I_C = 20 \text{ mA} \quad T = 200 \mu\text{sec}$$



إذا علمت ان

$$h_{FE} = 20 \quad V_{EBO} = 5V \quad V_{CC} = 12V \quad V_{hb} = 6V \quad V_{BE_{off}} = -0.5V$$

الحل :-

تكون دائرة احادي الاستقرارية عادة ، كما في الشكل ادناه وعليه فان المطلوب هو

حساب قيم كل من  $C, R_L, R_2, R_1, R$

لدينا ان

$$R_L = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{12}{20 \text{ mA}} = 600 \Omega$$

or 620

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{20 \text{ mA}}{20} = 1 \text{ mA}$$

$$R = \frac{V_{CC} - V_{BE_{sat}}}{I_B} = \frac{12 - 0.7}{1 \text{ mA}} = 11.3 \text{ k}\Omega$$

or 10 kΩ



$$V_{BE_{off}} = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{bb}$$

$$-0.5 = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) (-6)$$

$$R_1 + R_2 = 12 R_1$$

$$R_2 = 11 R_1$$

$$I_1 = I_2 + I_B$$

لذا فان

لدينا ان

لذا فان

$$\frac{V_{CC} - V_{BE_{sat}}}{R_{L2} + R_1} = \frac{V_{BE_{sat}} - V_{bb}}{R_2} + I_B$$

$$\frac{12 - 0.7}{0.62 \text{ k} + R_1} = \frac{0.7 - (-6)}{R_2} + 1 \text{ mA}$$

وبعد التعويض عن قيمة  $R_2$  بدلالة  $R_1$  نحصل على

$$0.011 R_1^2 - 110 R_1 + 4.5 \text{ k}\Omega = 0$$

أو أن

$$R_1 = 9550 \Omega \quad \text{or} \quad 10 \text{ k}\Omega$$

وبهذا فان

$$R_2 = 110 \text{ k}\Omega$$

$$T = 0.693 RC$$

لدينا ان

$$C = 0.0289 \mu\text{F} \quad \text{or} \quad 0.03 \mu\text{F} \text{ نحصل على } T \text{ بعد التعويض عن } T$$

Astable Multivibrator : 17-4 متعدد الاهتزازات اللامستقر

يطلق على دائرة متعددة الاهتزازات التي تقوم بتوليد الموجات المربعة ذاتياً من غير الحاجة الى نبضة قده خارجية ، بدائرة متعدد الاهتزازات اللامستقر - الشكل (٦) .

يلاحظ في هذا الشكل ان متعدد الاهتزازات يتكون اساساً من دائرتي مكبر باعش

مشترك يقوم كل منهما بتجهيز الآخر بالتغذية الخلفية المطلوبة عن طريق دائرة تغذية خلفية من نوع RC ، حيث يتم ربط المجمع لكل منهما الى قاعدة الآخر وكما هو متوقع وبسبب من هذا القدر الكبير من التغذية الخلفية فان هذه الدائرة سوف تبدأ بالاهتزاز طالما ان الكسب لكلا الترانزستورين اكبر من واحد ويتم تحقيق ذلك عندما تكون  $\left( \frac{R_1}{R_L} \right)$  أصغر من عامل الكسب في التيار  $\beta$  .

ان مصطلح اللامستقر يشير الى ان هذا النوع من دوائر متعددة الاهتزازات لا يمتلك حالة مستقرة معينة يثبت عندها وانما تتغير حالة كل من  $T_1$  و  $T_2$  باستمرار. فمرة يكون  $T_1$  في حالة قطع ويكون  $T_2$  في حالة اشباع واخرى يكون في حالة اشباع و  $T_2$  في حالة قطع وهكذا وبشكل مستمر .

على أية حال ، اذا كانت كل من  $V_{CE(sat)}$  ،  $V_{BE(sat)}$  يمثلان جهدي الاشباع فان تيار القاعدة لأي من الترانزستورين ، سيكون مساويا - وفي حالة الاشباع - لـ

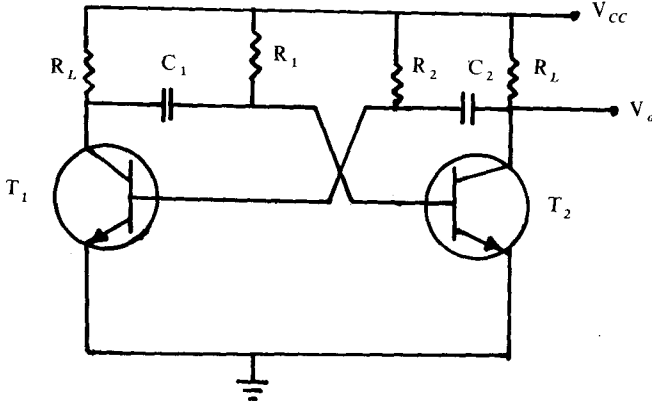
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_1} \approx \frac{V_{CC}}{R_1} \quad \dots (8)$$

كذلك فان تيار المجمع لأي منهما - في حالة الاشباع - سيكون مساويا لـ

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_L} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \quad \dots (9)$$

وبهذا تكون النسبة بين  $\frac{R_1}{R_L}$  مساوية للنسبة  $\frac{I_C(sat)}{I_B(sat)}$  التي هي أقل من  $\beta$  ويكون الترانزستور عندئذ في حالة اشباع .

الان اذا ما تم تسليط الجهد  $V_{CC}$  في الدائرة في الشكل (٤) ، فان كلا الترانزستورين سوف يبدأ بالتوصيل ويبدأ كذلك تيار المجمع لكليهما بالسريان كذلك فان المتسعين  $C_1$  ،  $C_2$  تبدأ بالشحن . وحيث أنه لا يوجد وكما اسلفنا ، ترانزستوران متشابهان تماما لذا فان احد الترانزستورين -  $T_1$  على سبيل المثال - سيكون اسرع توصيلا من الآخر ومن ثم فان التيار في مجمع  $(I_{C1}) T_1$  سيزداد بشكل اكبر ويكون الهبوط حول مقاومة مجعته اكبر ومن ثم فان جهد القاعدة لـ  $(V_{b2}) T_2$  يصبح صغيراً وبالتالي يتناقص تيار المجمع  $(I_{C2})$  التابع له .



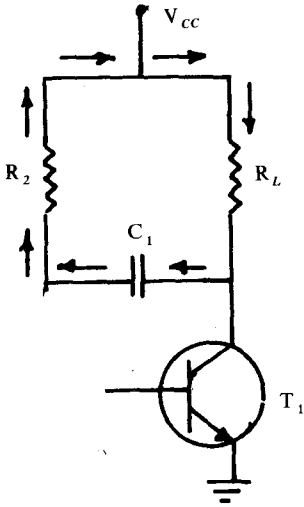
الشكل ( ٦ ) دائرة متعدد الاهتزازات الالمستقر

هذا النقصان في  $I_{C2}$  سيؤدي الى زيادة  $V_{CE2}$  ومن ثم زيادة  $I_{B1}$  وبالتالي زيادة  $I_{C1}$  وانخفاض  $V_{CE1}$  ، اي انخفاض  $V_{B2}$  ومن ثم  $I_{B2}$  ونقصان  $I_{C2}$  بشكل اكبر . يستمر الحال هكذا الى ان يصبح الترانزستور  $T_1$  في حالة اشباع تام و  $T_2$  في حالة قطع كامل .

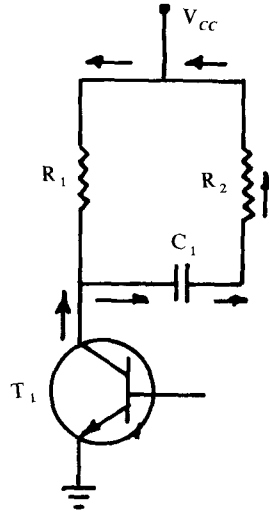
عندما يكون  $T_1$  في حالة الاشباع و  $T_2$  في حالة القطع يكون  $V_{CE1}$  مساويا للصفر تقريبا و  $V_{CE2}$  مساويا لـ  $V_{CC}$  تقريبا وتكون الشحنات المتولدة عبر  $C_1$  و  $C_2$  كافية للحفاظ على شرطي الاشباع والقطع لـ  $T_2, T_1$  وعلى التوالي .

من المعلوم انه لايمكن لأي متسعة الاحتفاظ بشحنتها عندما يكون هناك طريق لها لتفريغ هذه الشحنة خلالها وهذا ما يحدث بالضبط لكلا المتسعتين  $C_2, C_1$  . حيث تقوم المتسعة  $C_1$  بتفريغ شحنتها خلال المسار المبين في الشكل (٧) . كذلك تقوم المتسعة  $C_2$  بتفريغ شحنتها عبر المسار المبين في الشكل (٨) .

وحيث ان  $T_1$  في حالة توصيل و  $T_2$  في حالة قطع لذا فان الزمن اللازم لتفريغ  $C_1 (R_1 r_f) : C_1$  - حيث  $r_f$  مقاومة الترانزستور  $T_1$  الامامية - سيكون أقل من زمن تفريغ  $C_2 (R + r_r) : C_2$  - حيث  $r_r$  مقاومة الترانزستور  $T_2$  العكسية . وبهذا فان  $C_1$  سيتم تفريغها بصورة اسرع .



الشكل (٨)



الشكل (٧)

طبقاً لما جاء أعلاه فإن الجهد عند قاعدة  $T_2$  سيكون أقل سلبية وفي زمن  $(t_1)$  حيث أن :

$$t_1 \approx 0.69 R_1 C_1 \quad \dots (10)$$

سيتم نقل الترانزستور  $T_2$  من حالة القطع الى حالة الاشباع و  $T_1$  من حالة الاشباع الى حالة القطع . هذه المرة سيكون مسار التفريغ لـ  $C_2$  أقل مقاومة من مسار تفريغ  $C_1$  وعليه فإنها تحتاج الى نفس الزمن  $(R_1 C_1 = R_2 C_2)$  لتفريغها ( اي شحنها الى الجهد  $V_{BE(sat)} = 0$  صفرًا ) . حيث ان  $t_2$  يكون مساوياً لـ

$$t_2 = 0.69 R_2 C_2 \quad \dots (11)$$

وهو الزمن اللازم لنقل  $T_1$  من حالة القطع الى حالة الاشباع . وهكذا تستمر العملية الى ما لانهاية ويكون الزمن الكلي  $(T)$  لمتعدد الاهتزازات للعودة مرة اخرى من حيث بدأ مساوياً لـ

$$T = t_1 + t_2 = 0.69 (R_1 C_1 + R_2 C_2) \quad \dots (12)$$

أو أن

$$T = 1.4 RC$$

$$C = C_2 = C_1, R = R_2 = R_1$$

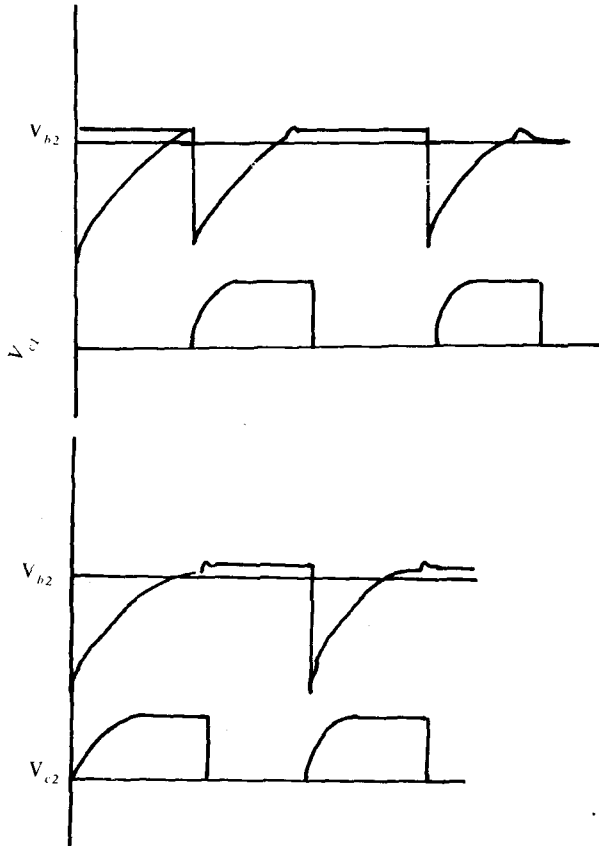
حيث ان

وبهذا فان تردد الموجة الناتجة سيكون مساويا لـ

$$f = \frac{1}{T} = \frac{0.7}{RC} \text{ HZ}$$

... (13)

هذا ويبين الشكل (٩) طبيعة الموجات المتولدة عن قاعدة ومجمع كل من  $T_2, T_1$  وعلى التوالي.

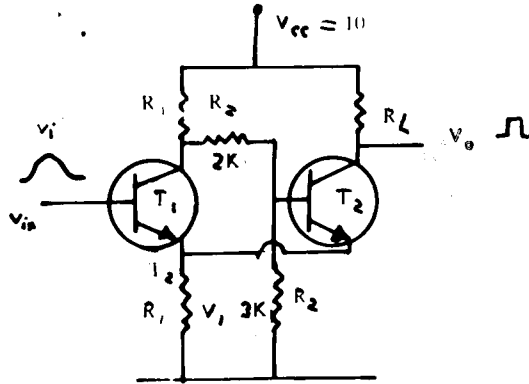


الشكل (٩) شكل الموجات الناتجة

## 5 - 17 قاذح شميت : Schmitt's Trigger

على الرغم من ان قاذح شميت لا يعد ضمن دوائر متعددة الاهتزازات - وذلك لحاجته الى اشارة ادخال - الا انه يعد واحداً من بين الدوائر المهمة التي تدخل ضمن تركيب كثير من الاجهزة الالكترونية (راسم ذبذبات الاشعة المهبطية والتلفزيون وغيرها). كذلك فان هذه الدائرة تمتلك حالتين مستقرتين . وبهذا فان جهد اخراجها اما ان يكون واطناً او عالياً تبعاً لنوعية الجهد الداخل اليها وبالتالي فانها تستخدم للحصول على الموجات المربعة .

تتكون دائرة قاذح شميت - كما في الشكل (١٠) - من دائرة مهترتائي الاستقرارية تم فيها فصل قاعدة الترانزستور  $T_1$  عن مجمع  $T_2$  وربط الباعث لكل من  $T_1$  ،  $T_2$  الى مقاومة باعث مشتركة  $R_1$  . وحيث ان قاعدة  $T_2$  مربوطة الى مجمع  $T_1$  . لذا فان حالة  $T_2$  ستكون على الدوام معاكسة لحالة  $T_1$  . وعليه فاذا كانت  $V_{in} = 0$  صفراً فان الترانزستور  $T_1$  سيكون في هذه الحالة مغلقاً بينما يكون  $T_2$  في حالة اشباع تام . من جهة اخرى . ان ادخال المقاومة  $R_1$  الى هذه الدائرة . سوف يؤدي الى احداث تغذية خلفية موجبة لكلا الترانزستورين وبهذا فانه يصبح من اللازم ان يكون جهد الانحياز الامامي - اللازم لنقل الترانزستور من حالة القطع الى حالة الاشباع - مساوياً لـ  $V_1 + V_{BE}$  .



الشكل (١٠) دائرة قاذح شميت

في الشكل (١٠) اذا فرضنا ان  $V_{in} = 0$  صفراً عندها يكون  $T_1$  في حالة قطع  
و  $T_2$  في حالة اشباع نظراً لكون  $V_{b2}$  عالية ذلك ان  $V_{b2}$  تكون مساوية لـ

$$V_{b2} = \frac{V_{cc} \times R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad \dots (14)$$

أي ان

$$V_{b2} = \frac{10 \times 3}{6} = 5 \text{ V}$$

لدينا أن

$$V_E = V_{b2} - V_{BE} \quad \dots (15)$$

أي أن

$$V_E = 5 - 0.6 = 4.4 \text{ V}$$

على فرض ان الترانزستور من السيلكون .  
وحيث ان  $T_1$  في حالة قطع لذا فان  $I_{C1}$  يساوي صفراً وبالتالي فان

$$I_{C2} = I_{E2} = 4.4 \text{ mA}$$

لدينا في هذه الدائرة . ان

$$V_0 = V_{cc} - I_{C2} R_L \quad \dots (16)$$

أي أن

$$V_0 = 10 - 4.4 = 5.6 \text{ V}$$

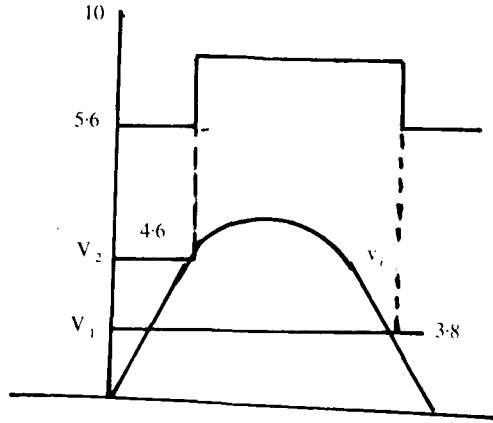
وبهذا يكون الجهد عند مجمع  $T_2$  مساوياً لـ 5.6 فولت

الآن اذا ما سلطت الموجة  $v_{in}$  على مدخل الترانزستور  $T_1$  - أنظر الشكل (١٠) -  
ثم زبدت تدريجياً فان شيئاً ما لن يحدث مادامت  $v_{in}$  أقل من 4.4 فولت . في  
اللحظة التي تصبح فيه  $v_{in}$  اكبر من 4.4 يبدأ  $T_1$  بالتوصيل مما يعني سريان  $I_{C1}$

وحدوث هبوط في الجهد حول  $R_1$  ونقصان في  $V_{b_2}$  الامر الذي يؤدي بالتالي الى غلق  $T_2$ .

دعنا الآن عند هذا الوضع :  $T_1$  مفتوح و  $T_2$  مغلق و  $v_{in} = 4.6$  فولت .  
في هذه الحالة يكون  $V_E$  مساوياً لـ  $4 = 4.6 - 0.6$  فولت وبهذا فان  
 $4mA = I_{C_1} = I_{E_1}$

في هذه الحالة يكون  $V_{c_1}$  مساوياً لـ 6 فولت وتكون  $V_{b_2}$  لذلك مساوية 3 فولت وبالتالي فان  $V_{b_2}$  هي اقل بـ 1 فولت مما يحتاجه  $T_2$  ( تذكر ان  $V_E$  لهذا الترانزستور يساوي 4 فولت ) ليكون في حالة فعالة ومن ثم فان  $T_2$  يكون في حالة قطع تام ويكون  $V_o$  عند 10 فولت - انظر الشكل ( ١١ ) - وان اي زيادة في  $v_{in}$  لن تؤثر على حالة اي من الترانزستورين .

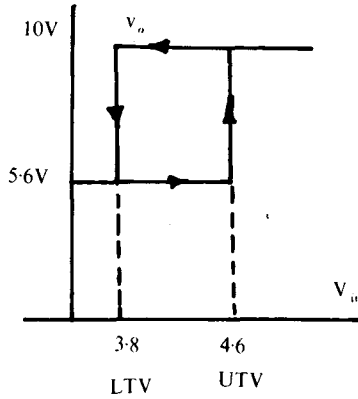


الشكل ( ١١ ) الموجتين الداخلة والخارجة الى ومن دائرة قاذح شميت .

الان اذا ما بدأت  $v_{in}$  بالنقصان فان الترانزستور  $T_1$  لن يصل الى حالة القطع تماما الا عندما يصل جهد الاشارة الداخلة  $v_{in}$  الى اقل من  $V_E$  اي عندما يصل جهد  $v_{in}$  الى  $3.8 = V_E - 0.6$  فولت وبهذا فان  $T_2$  سوف يبدأ بالتوصيل مرة أخرى ويعود الجهد عند مجمع  $T_2$  الى قيمته الاصلية 5.6 فولت .

بقي ان نذكر أخيراً ان الشكل ( ١٢ ) يمثل الجهد الخارج كدالة للجهد الداخل وهو





الشكل ( ١٢ ) الجهد الخارج كدالة للجهد الداخلى من ولى قادح شميث

بدلك يخلص شرحا لعمل دائرة قادح شميث ويلاحظ من هذا الرسم ان الرجوع الى الحالة الاولى يتطلب خفض  $v_{in}$  الى اقل من 4 فولت .

lowes trigger voltage هذا ويطلق على الجهد 3.8 بجهد القدح الأدنى  
upper trigger voltage او اختصاراً بـ LTV بينما يسمى 4.6 بجهد القدح الاعلى  
او اختصاراً بـ UTV

مثال :-

صمم دائرة قادح شميث بالمواصفات الآتية .

$$V_{CC} = 15 \quad UTV = 5V \quad I_{C2} = 5 \text{ mA} \quad LTV = 3V$$

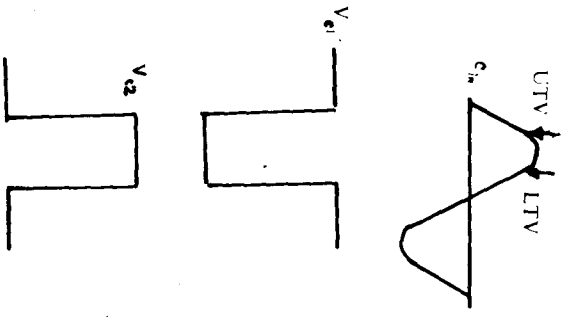
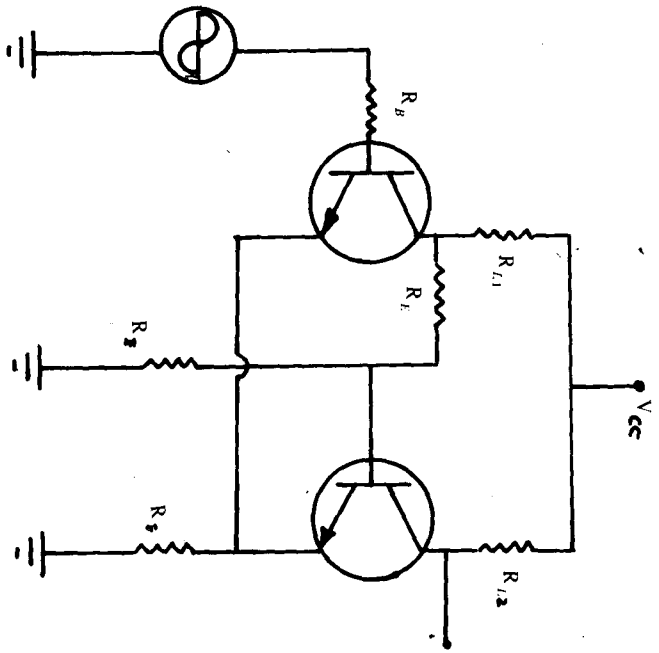
$$hFE = 20$$

الحل :-

تكون دائرة قادح شميث عادة في الشكل ادناه وعليه فان المطلوب الان هو حساب قيم كل من  $R_B, R_{L1}, R_{L1}, R_2, R_1$  لدينا ان

$$I_{C2} \approx I_{E2}$$

لذا فان



$$(R_{L2} + R_2) = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} = \frac{15}{5 \text{ mA}} = 3 \text{ K}\Omega$$

لدينا ايضا ان

$$UTV = VE_2 = 5V$$

$$V_{E2} = \frac{R_E V_{CC}}{(R_{L2} + R_E)}$$

$$R_{L2} = V_{E2} \frac{(R_{L2} + R_E)}{V_{CC}} = \frac{5 \times 3 \text{ K}\Omega}{15}$$

$$R_E = 1 \text{ K}\Omega$$

وبهذا فان

$$R_{L2} = 2 \text{ K}\Omega$$

لدينا ان

$$LTV = V_{E1} = 3V$$

$$V_{E1} = \frac{R_E V_{CC}}{R_E + R_{E1}}$$

$$R_{L1} = \frac{R_E V_{CC}}{V_{E1}} - R_E$$

$$R_{L1} = 4 \text{ K}\Omega \text{ or } 3.9 \text{ K}\Omega$$

على فرض ان

$$I_2 = 10 \quad I_{C2} = 0.5 \text{ mA}$$

لذا فان

$$R_2 = \frac{E_{R2}}{I_2} = \frac{3}{0.5 \text{ mA}} = 6 \text{ K}\Omega \text{ or } 5.6 \text{ K}\Omega$$

من الشكل لدينا أن

$$I_1 = I_2 + I_{B2}$$

أي أن

$$\frac{E_{R_{L1}} + E_{R_1}}{R_1 + R_{L1}} = \frac{E_{R_2}}{R_2} + I_{B2}$$

أو أن

$$\frac{V_{CC} - U_{TV}}{R_1 + R_{L1}} = \frac{U_{TV}}{R_2} + I_{B2}$$

لدينا أن

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{FE}} = \frac{5 \text{ mA}}{20} = 0.25 \text{ mA}$$

لذا فإن

$$\frac{15 - 5}{3.9 \text{ K}\Omega + R_1} = \frac{5}{5.6 \text{ K}\Omega} + 0.25 \text{ mA}$$

$$R_1 = 4.87 \text{ K}\Omega \quad \text{or} \quad 4.7 \text{ K}\Omega$$

أو أن  $R_1$  بعد الحل تساوي

من المعتاد أن تختار  $R_B$  بحيث أن

$$R_B < h_{FE} R_E$$

لذا فإن

$$R_B = \frac{h_{FE} R_E}{10} = 2 \text{ K}\Omega$$

## اسئلة ومسائل

- (1) بين اوجه التشابه والاختلاف بين المهزاز والمذبذب الجيبي .
- (2) هل تحتوي الموجة المربعة على اكثر من تردد ؟ اشرح بالتفصيل .
- (3) عند غلق المفتاح في الدائرة - الشكل ( ١ ) - ما القيمة التي يهبط اليها الجهد 300 فولت بعد مرور زمن قدره  $RC = 0.1$  ثانية .
- (4) ما المقصود بدائرة قصر ؟ لماذا تكون قراءة النولتمير . عند فتح المفتاح ( S ) في الدائرة - الشكل ( ١ ) - عند الزمن  $T_2$  . هي 100 فولت فقط ؟ اشرح ذلك .
- (5) لماذا تدعى الدائرة في الشكل ( ٣ ) بشائني الاستقرار ؟ وضح ذلك .
- (6) ما فائدة وجود المتسعين  $C_2, C_1$  حول  $R_2, R_1$  على التوالي في الشكل ( ٣ ) ؟ وهل يؤثران على عمل الدائرة ؟ اشرح ذلك .
- (7) في الدائرة - الشكل ( ٣ ) - على فرض ان  $T_2$  مفتوحا . الى اي قيمة سوف تتغير  $V_{Cl_2}$  عند تسليط نبضة قرح واحدة على قاعدة  $T_2$  ؟ ما شكل الموجة التي تظهر عند  $V_{Cl_2}$  ؟ والى اي مدى من الزمن سيستمر ظهورها ؟
- (8) لماذا تدعى الدائرة في الشكل ( ٤ ) باحادي الاستقرار ؟ وضح ذلك
- (9) ما فائدة  $V_{in}$  في الدائرة - الشكل ( ٤ ) ؟ وضح بالتفصيل .
- (10) اجب عن السؤال (7) بالنسبة للدائرة - الشكل ( ٤ ) .
- (11) هل يمكن ان تكون نبضة القرح لاي من متعددي الاهتزازات صغيرة ؟ والى اي حد ؟ ولماذا ؟
- (12) أيهما افضل تسليط نبضة القرح على القاعدة ام على المجمع في دائرتي متعددي الاهتزازات ؟ ولماذا ؟ وضح بالتفصيل .
- (13) لماذا تدعى الدائرة في الشكل ( ٦ ) باللامستقر ؟ وضح ذلك .
- (14) ما تردد الموجة الناتجة من الدائرة - الشكل ( ٦ ) ؟ وما زمن ظهورها ؟ وضح ذلك
- (15) اذكر مع الشرح بعض التطبيقات العملية لكل من
  - أ - ثنائي الاستقرار .
  - ب - احادي الاستقرار .
  - ج - اللامستقر .
- (16) اشرح عمل دائرة قرح شमित بالتفصيل .
- (17) اشرح بالتفصيل لماذا يكون جهد القرح الواطى  $LTV$  اقل من جهد القرح العالي  $LTV$  .

(18) وضح كيف يؤثر التغير في جهد الإشارة الداخلة على عرض الموجة الخارجة لقادح شميث ؟

(19) اذكر مع الشرح تطبيقين لقادح شميث .

(20) صمم دائرة قادح شميث مع المواصفات الآتية .

$$V_{CC} = 10V \quad I_{C2} = 7 \text{ mA} \quad UTV = 3V \quad LTV = 2V$$

(21) احسب كلا من  $UTV$  ,  $LTV$  وسعة الموجة الخارجة التابعة للدائرة - الشكل (١٠) - إذا كان

$$R_1 = 1.8 \text{ K}\Omega$$

$$R_L = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 3.3 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_E = 470\Omega$$

$$V_{CC} = 10V$$

# الفصل الثامن عشر

## الدوائر المتكاملة

### Integrated Circuits

1 - 18 المقدمة :-

تستخدم الدوائر المتكاملة integrated.circuits ( او اختصاراً  $I_{C_5}$  ) بكثرة في الحاسبات الالكترونية بسبب صغر حجمها واستهلاكها القليل للقدرة وكذلك الدقة والجودة التي تمتاز بهما هذه الدوائر في عملها كذلك تستعمل في المركبات الفضائية وفي الاجهزة السمعية وغيرها من الاجهزة حيث يشكل خفة الوزن للدوائر الالكترونية المستعملة عاملاً حاسماً في جودة عمل هذه الاجهزة ومن هنا فان خفة وزن الدوائر المتكاملة يمنحها المركز الاول في الاستخدام في مثل هذه الاجهزة .

من ناحية اخرى تمتاز الدوائر المتكاملة برخص ثمنها وذلك بسبب من امكانية انتاج الآلاف من الوحدات المعقدة في زمن واحد وبعملية تصنيع واحدة . فعلى سبيل المثال يمكن انتاج ما يساوي او يزيد عن الف شريحة chip على رقاقة wafer ( قطرها 1.5 سم وسمكها 300 مايكرومتر ) تحتوي كل شريحة على 50 عنصراً أو ما يزيد دفعة واحدة وعليه فانه يبدو واضحاً بان كلفة العنصر الواحد من مكونات الشريحة سيكون رخيصاً مقارنة مع كلفة تصنيع هذه المكونات بصورة منفصلة وبالطرق العادية .

من المعروف ان معظم العطلات failures التي تحدث في الدوائر المعقدة ذات العناصر المنفصلة discrete compnents يكون اما بسبب حدوث قطع في الاسلاك التي تربط بين هذه العناصر او بسبب من عدم احكام نقاط الربط وحيث ان هذا الربط في الدوائر المتكاملة يتم عن طريق ترسيب المعادن بين اطراف عناصر الدائرة

وعلى بلورة واحدة - كما سنرى لاحقاً - لذا فإنه يصبح بالإمكان الاعتماد على هذه الدوائر ولفترات طويلة ، وما الاقمار الصناعية والمركبات الفضائية الا أدلة جيدة على جودة واحكام عمل هذه الدوائر المتكاملة .

واخيراً وعلى الرغم من كل ما قيل عن مميزات الدوائر المتكاملة الا انه يجدر بنا الاشارة هنا الى ان من الصعوبة السيطرة على دقة قيم العناصر غير الفعالة المصنعة بطريقة التكامل (ومنها المقاومات والمتسعات مثلاً) حيث ان قيم هذه العناصر تكون دالة لكل من الجهد المستعمل ودرجة الحرارة . من جهة اخرى فان المتسعات التي تنتج عرضاً - اثناء التصنيع - وبشكل غير مقصود قد يؤدي الى اقران عناصر الدائرة الواحدة مع بعضها الآخر مما يؤثر على عمل هذه الدوائر ولا بد من المعالجة الصحيحة .

## 2 - 18 انواع الدوائر المتكاملة : Types of integrated circuits :

تصنف الدوائر المتكاملة عادة ، الى ثلاثة انواع هي : -

- |     |                                  |                            |
|-----|----------------------------------|----------------------------|
| 1 - | الدوائر المتكاملة احادية البلورة | Monolithic IC <sub>s</sub> |
| 2 - | الدوائر الغشائية                 | Film circuits              |
| 3 - | الدوائر المختلطة                 | Hybrid circuits            |

على الرغم من أن الدوائر الاحادية البلورة هي من اكثر الانواع انتشاراً لحد الآن ومن ثم فان التركيز عليها سيكون اكثر من غيرها ، الا ان استخدام الدوائر الغشائية الرقيقة سيكون هو الافضل عندما تكون النسبة بين عدد العناصر غير الفعالة الى عدد العناصر الفعالة عالياً وعليه فاننا سنشير الى طبيعة هذه الدوائر ولكن من خلال التطرق للدوائر المتكاملة المختلطة وباختصار .

### 1 - 2 - 18 الدوائر المتكاملة احادية البلورة : -

#### Monolithic integrated circuits

ان كلمة monolithic مشتقة من اللغة الاغريقية وتعني الحجر الواحد وعليه فان مصطلح monolithic IC يشير الى دائرة متكاملة تم تصنيع كل عناصرها على شريحة chip منفردة من رقاقة wafer السيلكون . هذا وان عملية التصنيع هذه



تعتمد على ما يسمى بعملية تقنية الانتشار في المستوى الواحد diffused planar process حيث يتم في هذه العملية تنفيذ جميع الخطوات اللازمة على سطح واحد لشريحة السيلكون وكذلك تعمل كل التوصيلات اللازمة بين المكونات على نفس السطح .

وعلى الرغم من ان جل اهتمامنا ينحصر في التعرف على الدوائر المتكاملة من حيث الاستخدام الا انه من المفيد جداً التعرف ايضا على كيفية تصنيعها حيث أن عملية التصنيع هذه تعدّ فريدة من نوعها في عالم الالكترونيات .

في أوائل الخمسينات عندما كانت صناعة اشباه الموصلات semiconductor technology في بدايتها ، كان الجرمانيوم ( Ge ) أهم العناصر المعتمدة في هذه الصناعة ، من بين العناصر الاخرى وذلك لسهولة تقنيته وتنميته للحصول على بلورة جرمانيوم كبيرة وكذلك للسرعة العالية التي تتم فيها عملية التصنيع الخاصة بكل من الترانزستورات والثنائيات .

في عام 1960 اصبح واضحاً ان السيلكون ( Si ) بدأ يستبدل الجرمانيوم وفي معظم التطبيقات تقريباً . ان السبب الكامن وراء هذا الاستبدال يشير الى ان للسيلكون مميزات تليخص فيما يأتي :

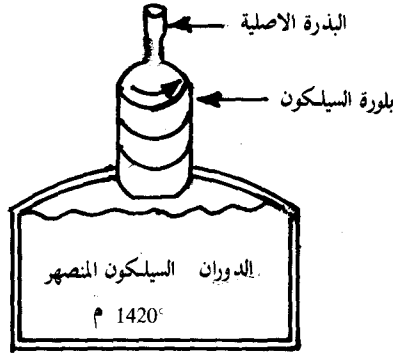
- أ) انه عنصر شائع ومتوافر حيث انه يكون 20 ٪ من قشرة الارض ويمكن لذلك استخراجة بسهولة ويسر مما يعني رخص صناعته .
- ب) تمتلك ذراته طاقة ترابط عالية مما يجعل استعماله افضل بكثير من الجرمانيوم عند العمل في درجات الحرارة العالية او بعبارة اخرى صغر تيار التسرب فيه وارتفاع جهد الانهيار التابع له .
- ج- يمتلك اوكسيداً خاملاً ومستقراً يمكن استخدامه كقناع ضوئي photo-mask - كما سنرى لاحقاً - في عملية تصنيع الدوائر المتكاملة او كعازل جيد يكون طبقة منبوعة تحمي البلورة من التلوث والرطوبة . أضف الى ذلك ان هذه الطبقة يمكن ازالتها بسهولة حيث انها تذوب في حامض الهيدروفلوريك الذي لا يذوب فيه السيلكون .

على أية حال ، تعدّ عملية تصنيع الدوائر المتكاملة احادية البلورة معقدة وفيما يأتي أهم الخطوات الخاصة بهذه الصناعة : -

أولاً : - عملية انماء البلورة Crystal growth

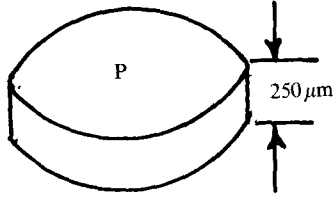
يوضع السيلكون النقي ، المستخرج من الرمل الذي يكون على هيئة مسحوق ، في جفنة التسخين وتتم عملية تسخينه في جو من غاز خامل an inert atmosphere لمنع عملية التأكسد - حتى درجة  $1420^{\circ}$  مئوية - اي درجة انصهار السيلكون . لا بد ان نذكر انه اذا ما اريد ، كما هي الحال هنا ، تطعيم dopping السيلكون بأي مادة فانها تضاف الى مسحوق السيلكون وبالكمية المناسبة .

بلورة صغيرة منفردة تعدّ بمثابة بذرة seed ، يتم ادخالها الى منصهر السيلكون في جفنة التسخين . تدار البذرة ببطء ، في داخل المنصهر ، ثم تسحب خارجا . يبدأ السيلكون المتجمع حول البذرة ، بالتجمد اثناء عملية السحب وبهذه الطريقة تنمو البلورة - أنظر الشكل (١) . وعن هذا الطريق يمكن في الوقت الحاضر ، تحضير بلورة سيلكون بقطر من 1 الى 3 إنج وبطول قدم واحد .



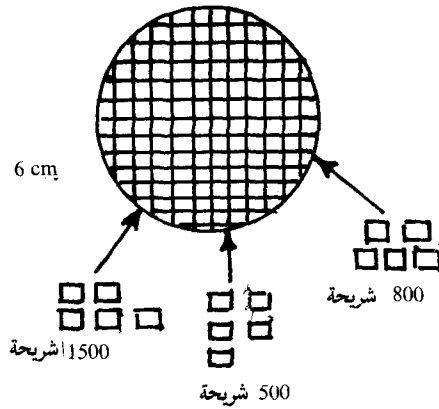
الشكل (١) طريقة انماء البلورة .

تقطع البلورة الكبيرة الى رقائقات wafer مدورة كثيرة بسمك 250 مايكرومتر (= 0.01 إنج) وقطر من 5 الى 8 سم - أنظر الشكل (٢) . يصقل أحد وجهي الرقاقة ويلمع الى ان يصبح ناعما وصقليا كسطح مرآة . عندما يصبح سمك الرقاقة حوالي 0.006 إنج ويكون خاليا من العيوب الشبكية التي ترافق البلورات عادة ، تكون الرقاقة عندئذ جاهزة لعمليات لاحقة اخرى وتدعى بطبقة الاساس substrate اي تكون الجسم الذي يتركز عليه جميع اجزاء الدائرة .



الشكل ( ٢ ) رقاقة منفردة ( طبقة الاساس ) .

ومن الجدير بالذكر ان الرقاقة الواحدة تقسم الى شرائح صغيرة chips ( عادة ماتكون بين 50 الى 1500 شريحة على الرقاقة الواحدة ) وتحتوي كل شريحة على 50 عنصرا ( ترانزستور او ثنائي او مقاومة .. وغيرها ) - أنظر الشكل ( ٣ ) . وحيث ان هذا التقسيم يشمل كل الشرائح المنتجة لذا فان هذا الانتاج سيكون على نطاق واسع large scale . هذا الانتاج الموسع mass production هو السبب المباشر في قلة كلفة تصنيع الدوائر المتكاملة .



الشكل ( ٣ ) تقسيم الرقاقة الى شرائح .

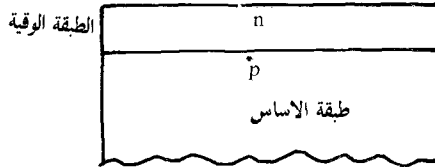
ثانياً : - الطبقة الفوقية Epitaxial layer n

ان كلمة Epitaxy هي اغريقية ايضاً ، وتشير الى عملية انماء مادة فوق سطح مادة اخرى ومن هنا فان هذا المصطلح يظهر في صناعة الدوائر المتكاملة ليشير الى عملية انماء طبقة اضافية من مادة شبه الموصل على سطح الرقاقة ( طبقة الاساس ) عن طريق ترسيب بخار هذه المادة على السطح المذكور .

ان الطبقة الاضافية ستكون امتداداً للبناء البلوري الذي تحتها ، اي ان البناء الذري في هذه الطبقة الفوقية ستكون نسخة طبق الأصل من البناء الذري الاصيل للبلورة ( الرقاقة ) .

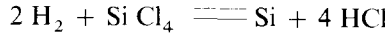
يتم تكون الطبقة الفوقية n عن طريق وضع الرقاقات في فرن وتسليط غاز هومريج من ذرات السيلكون وذرات مانحة خماسية التكافؤ على الرقاقات . يكون هذا المزيج طبقة خفيفه تشبه موصله من نوع n على السطح المسخن لطبقة الاساس - انظر الشكل ( ٤ ) - .  
تسمى هذه الطبقة بالطبقة الفوقية epitaxial layer

كما يظهر في الشكل ( ٤ ) يكون سمك هذه الطبقة الفوقية حوالي 10 مايكرومتر بينما يكون سمك طبقة الاساس حوالي 200 مايكرومتر .



الشكل ( ٤ ) طبقة الاساس مع الطبقة الفوقية (n)

على اية حال ، تكون الدرجة الحرارية التي يتم عندها ترسيب غاز السيلكون والشوائب الاخرى على الرقاقة ، اقل بكثير من درجة حرارة انصهار السيلكون وذلك لمنع هذه الشوائب من النفاذ داخل البلورة ومن ثم السيطرة على سمك الطبقات المترسبة بشكل كبير ودقيق . هذا وان الحصول على السيلكون النقي يمكن ان يتم بطرق متعددة ومنها على سبيل المثال التفاعل المتعكس reversible الآتي :



الذي يحدث عند درجة 1202 مئوية .

عليه فان وضع مزيج من غازي  $\text{SiCl}_4, \text{H}_2$  ومركبات الفسفور فوق بلورة السيلكون ( طبقة الاساس ) سوف يؤدي . عند التسخين ، الى تحرر ذرات السيلكون من التفاعل الكيماوي وترسبه مع الفسفور فوق طبقة الاساس مكونا الطبقة الفوقية .

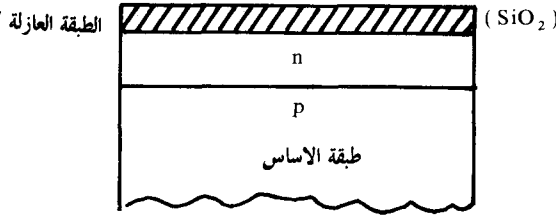
ذكرنا انفا ان سمك طبقة الاساس يكون في حدود 200 مايكرومتر بينما لا يحتاج كل من الباعث والقاعدة معا للترانسستور - على سبيل المثال - الى عمق اكثر من 2 الى 3 مايكرومتر وينطبق هذا على بقية العناصر الاخرى . لذا فانه يمكن القول ان مركبات الدائرة المتكاملة تحتاج فقط الى رقاقة بسمك 10 مايكرومتر وبالتالي فانه يصبح من المرغوب فيه حقا ان تكون رقاقة السيلكون ( طبقة الاساس ) بهذا السمك . على اية حال . ان عمل رقاقة السيلكون بسمك اقل مما هو عليه ( 250 مايكرومتر ) سيجعلها عرضة للكسور ويجعل من صناعتها غير اقتصادية . من هنا وبسبب من استخدام عملية الانتشار diffusion processe في صناعة مكونات الدائرة المتكاملة تبرز الحاجة الى الطبقة الفوقية n .

فضلاً عما ذكر اعلاه فانه من الممكن التحكم بقيمة مقاومة الطبقة الفوقية من خلال التحكم بنسبة التطعيم ( كمية المادة الخماسية التكافؤ ) وسوف يتضح أهمية هذا التحكم لاحقا .

ثالثاً : - الطبقة العازلة The insulating layer

بعد أن تم انماء الطبقة الفوقية n على طبقة الاساس توضع الرقاقت في فرن يحتوي على الاوكسجين او بخار الماء وفي درجة حرارية تتراوح ما بين 800 الى 1300\* مئوية . يعمل الاوكسجين على اختراق سطح السيلكون ويتحد كيميائيا مع ذرات الشبكة البلورية مكونا مادة صلبة . مستقرة وخاملة كيميائيا . شبيهة بالزجاج تدعى باوكسيد السيلكون (  $\text{SiO}_2$  ) - انظر الشكل ( ٥ ) .

يكون سمك الطبقة العازلة (  $\text{SiO}_2$  ) في حدود 1 مايكرومتر وتعمل على حماية الطبقة الفوقية من التلوث وكذلك من أي تفاعل كيميائي محتمل . وبهذا تكون الرقاقة في حالة تسمح بأجراء العمليات الاخرى اللازمة التي تقود أخيرا الى بناء الدائرة المتكاملة .



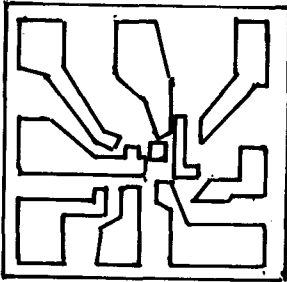
الشكل ( ٥ ) طبقة الاساس مع الطبقة الفوقية وثاني اوكسيد السيلكون ( SiO<sub>2</sub> )

رابعاً : - الاقنعة الضوئية photo-mask

يلزمنا - قبل البدء بتوليد مكونات الدائرة المتكاملة عن طريق عملية الانتشار - بعض التحضيرات الضرورية الخاصة بتصنيع هذه الدوائر . فعنى سبيل المثال نحتاج اولاً الى التصاميم الهندسية الخاصة بمكونات هذه الدوائر المتكاملة اللازمة لكل خطوة في عملية التصنيع .

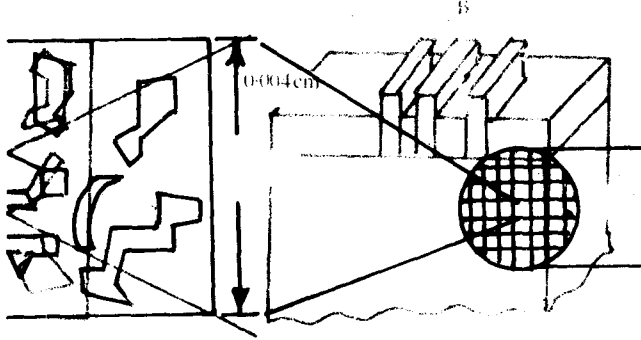
يتم في البداية رسم التصميم الهندسي على ورقة بطول 30 انج وعرض 30 انج وذلك للحصول على اعلى درجة من الدقة في الرسم لتلافي حدوث أي خطأ محتمل . ثم يصغر هذا التصميم حوالي (500) مرة بواسطة التصوير الضوئي . بعد ذلك يستخدم لوح من الزجاج . يكون حجمه بقدر حجم الرقاقة . فيطلى بمادة حساسة للضوء photo sensitive ثم يوضع التصميم على اللوح الزجاجي ولعدد من المرات ( من 50 الى 1500 مرة ) يتم تعريضها الى الضوء في كل مرة .

يعامل اللوح الزجاجي . بعد ذلك . مع حامض الهيدروفلوريك فتذوب الاجزاء التي تعرضت للضوء دون غيرها ويتولد لدينا ما يعرف بالاقنعة الضوئية photo-masks التي تستخدم لنقل الصور المطلوبة الى الشرائح المتعددة في الرقاقة ويوضح الشكل ( ٦ ) احد هذه الصور .



الشكل ( ٦ ) الصور المطلوبة على الشريحة .

كذلك فان الشكل (٧) يعطي فكرة عامة عما اردنا قوله في اعلاه . ففي هذا الشكل تم فصل أحد الشرائح من جاراتها في الرقاقة كما تم فصل ترانزستور من هذه الشريحة عن باقي مكوناتها . وهكذا يمكنك الوصول الى حقيقة ما يجب أن تكون عليه عملية تصنيع الدوائر المتكاملة من تعقيد علما بأن لكل ترانزستور مجعماً وقاعدة وابعاتاً .



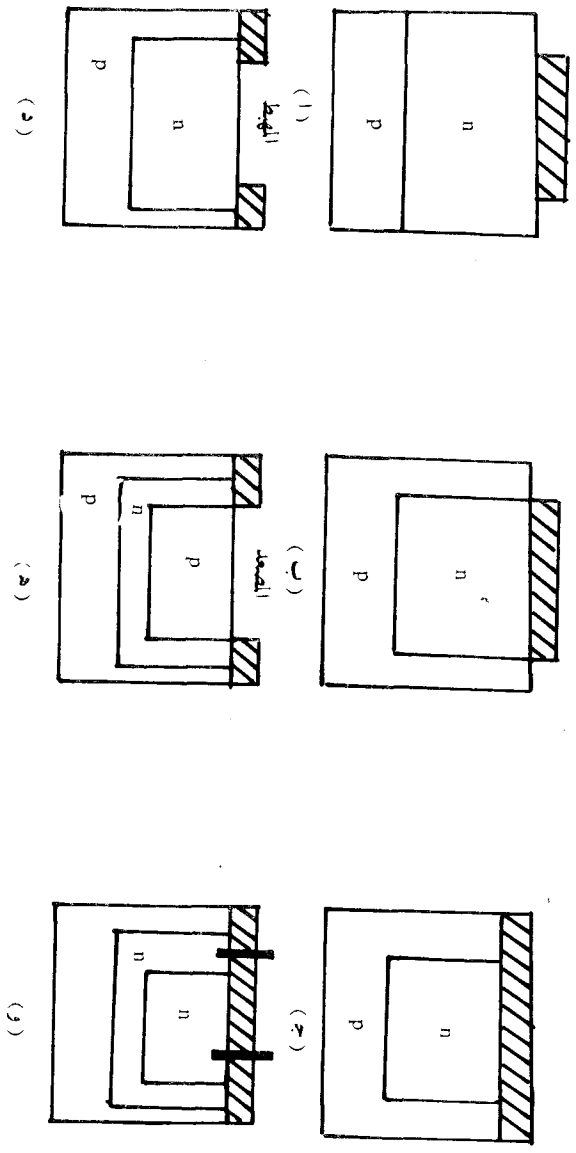
الشكل (٧) تقسيم الرقاقة الى شرائح والمكونات التابعة لها

## 2-2-19 تصنيع مكونات الدائرة المتكاملة :-

ان الخطوات المارة الذكر تكون مشتركة في عملية تصنيع جميع مكونات الدائرة المتكاملة الا ان مايتبع بعد ذلك من خطوات يختلف من عنصر الى آخر . هذا وسنحاول هنا التعرف على الخطوات الخاصة بكل من :-

أ- الثنائي البلوري المتكامل Integrated crystal diode :- يبين الشكل (٨) الخطوات المتبعة في عملية تصنيع الثنائي بصيغة الدائرة المتكاملة على البلورة الاحادية . بعد ان يطلى سطح الاوكسيد للرقاقة بغشاء رقيق من مادة المضادات الضوئية يعرض لضوء الاشعة فوق البنفسجية من خلال الاقنعة الضوئية ويبين الشكل (٨ أ) بأن المضاد الضوئي والقناع استعمالا وان جزءاً من كل جانب من طبقة الاوكسيد قد حفر بالحامض .

من الجدير بالذكر ان هناك نوعين من المضادات الضوئية الموجبة والسالبة ففي النوع الموجب يكون جزء السطح المعرض لضوء الاشعة فوق البنفسجية قابلاً للحفر etching اما الجزء الذي لايتعرض للضوء فانه لايدوب بالحامض الهيدروفلوريك وبذلك يبقى هذا الجزء معزولاً وبوساطة الاوكسيد . اما باستعمال المضادات الضوئية السالبة فان الاجزاء



الشكل (٨) طريقة تصنيع التامبي الدوري بطريقة الدوائر المتكاملة.

ط



التي تتعرض للضوء هي التي تكون غير قابلة للذوبان بالحامض .

بعد ذلك توضع الرقاقة في فرن وتعرض الى ذرات قابلة ( ثلاثية التكافؤ ) فنتشر هذه الذرات في الاجزاء المحفورة دون الاجزاء التي لاتزال مغطاة بطبقة الاوكسيد . وتحولها من نوع سالب الى نوع موجب - الشكل ( ٨ ب ) - وبذلك نكون قد حصلنا على جزيرة لمادة من نوع سالب n-type تحت طبقة اوكسيد السيلكون فقط .

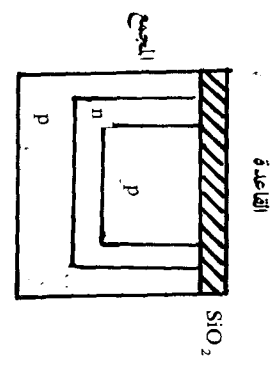
بعد ذلك يمرر اوكسجين نقي فوق الرقاقة ( wafar ) وذلك لتغطية الاجزاء المحفورة مرة أخرى بأوكسيد السيلكون - الشكل ( ٨ ج ) .

تحفر فجوة في وسط طبقة الاوكسيد ( بعد أن يطلى السطح بالمضاد الضوئي مرة أخرى ثم يعرض الى الضوء خلال قناع آخر ) لكشف الطبقة الفوقية n وعادة ما يطلق على هذه الفجوة او الفتحة بالشباك Window وبذلك يكون قد تم تحديد مهبط ( cathode ) الثنائي الشكل ( ٨ د ) .

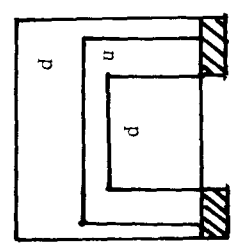
بعدها تمرر من خلال الشباك - ذرات ثلاثية التكافؤ - التي تنفذ الى الطبقة الفوقية n لتكون جزيرة من نوع موجب p-type - انظر الشكل ( ٨ هـ ) . وبهذا يتم تشكيل وصلة ال PN فوق طبقة الاساس .

يعاد نفخ الاوكسجين فوق الرقاقة ليغطي اوكسيد السيلكون جميع سطح الرقاقة . اما الخطوة الاخيرة فتكون خاصة بترسيب المعدن ( الالنيوم ) عند المواقع المناسبة - بعد حفرها انظر الشكل ( ٨ و ) . وبهذه الطريقة نكون قد حصلنا على الثنائي المتكامل الشكل ( ٨ و ) .

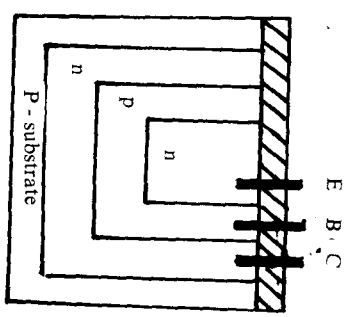
ب - الترانزستور المتكامل : - Integrated transistor يصنع الترانزستور بنفس طريقة تصنيع الثنائي وبين الشكل ( ٩ ) الكيفية التي يتم بموجبها تصنيع الترانزستور على جزء من طبقة الاساس لبلورة احادية متكاملة . لهذا السبب فان الخطوات المتبعة في تصنيع الثنائي . ستكون هي نفسها هنا حتى عملية تغطية السطح للرقاقة كله باوكسيد السيلكون  $SiO_2$  - انظر الشكل ( ٩ أ ) .



(أ)



(ب)



النكل (٩) طريقة تصنيع الترانزستور المكامل

لتكوين الباعث نحفر شبكا في طبقة الـ  $\text{SiO}_2$  لكشف الجزيرة من نوع p - الشكل (٩ ب) - وتشر ذرات خماسية التكافؤ في جزيرة p . بهذه العملية نكون قد كونا جزيرة صغيرة من نوع n - فوق جزيرة p - الشكل (٩ ج) . بعدها نوقف النشاط الكيميائي للتركيب وذلك بنفخ الإوكسجين على سطح الرقاقة لتكوين اوكسيد السيلكون مرة اخرى - أنظر الشكل (٩ د) .

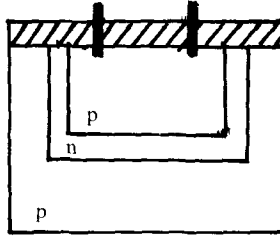
يتم ترسيب المعدن عن طريق حفر فتحات في طبقة  $\text{SiO}_2$  ، ليقوم بالتوصيل الكهربائي مع الباعث والقاعدة والجامع وبهذه الطريقة نكون قد حصلنا على الترانزستور المتكامل - الشكل (٩ ج) ..

ج- المقاومات المتكاملة Integrated resistor : - من المعروف ان المواد شبه الموصل ليست مواد جيدة التوصيل للتيار عند الدرجات الحرارية العادية وبالتالي فانها تمتلك قدرًا معيناً من المقاومة resistivity لممر التيار . كذلك معروف ان مقدار هذه المقاومة يعتمد على مدى تركيز الشوائب في هذه المواد وكذلك على عمق انتشارها وبالتالي فانه يصبح من الممكن التحكم بقيمة المقاومة شبه الموصلة والمتكاملة عند السيطرة على تركيز الشوائب وعمق الانتشار لها .

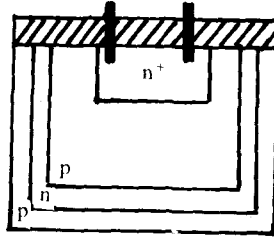
على أية حال . يتم تصنيع المقاومات المتكاملة اما مباشرة من خلال تصنيع الترانزستور او عن طريق دوائر الاغشية الرقيقة وهي بذلك تكون على نوعين : -

(أ) مقاومة الوصلة The junction resistor : - يتم تصنيع مقاومة الوصلة بايقاف ظاهرة الانتشار بعد ادخال مادة النوع الموجب p-type التي تكون قاعدة الترانزستور - أنظر الشكل (١٠ أ) . يلاحظ في الشكل (١٠ أ) أن اوكسيد السيلكون ونقاط الاتصال ( الالنيوم ) قد تم تصنيعها ايضا واتباع نفس الخطوات السابقة . ان قيمة هذه المقاومة المتكاملة الناتجة تتحدد من خلال قيمة المقاومة لمادة شبه الموصل الموجب p-type وكذلك طوله L ومساحته A . اي ان

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad \dots (1)$$



( أ )

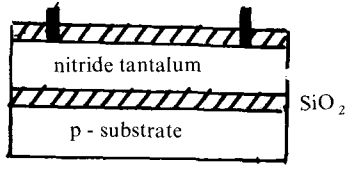


( ب )

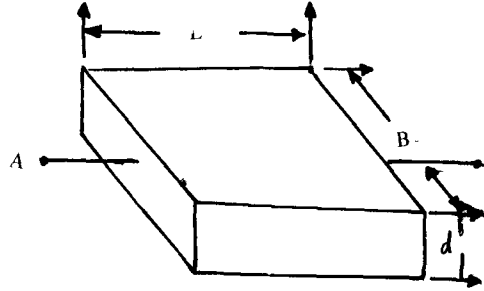
الشكل ( ١٠ ) مقاومة الوصلة المتكاملة .

هذه الطريقة خاصة بتصنيع المقاومات المتكاملة العالية القيمة أما بالنسبة للمقاومات الصغيرة القيمة ( أقل من 20 أوم ) فإنه يتم تصنيعها عن طريق نشر الشوائب المانحة (  $n^+$  ) ذات التركيز العالي بنفس الطريقة التي يتم فيها نشر باعث الترانزستور - أنظر الشكل ( ١٠ ب ) . كذلك يلاحظ في هذا الشكل طبقة ثاني اوكسيد السيلكون اطراف التوصيل المعدني .

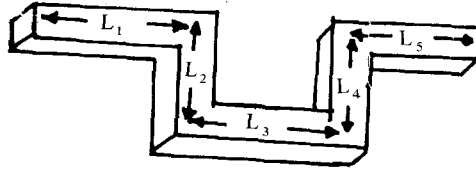
(ب) مقاومة الغشاء الرقيق Thin-film resistor : - يتم تصنيع مقاومة الغشاء - الرقيق بوضع مادة مقاوم مثل نترت التتلوم Nitrided Tan - film نكروم Nichrome أو اوكسيد القصدير Tin Oxide فوق اوكسيد السيلكون الذي يغطي طبقة الاساس P . أنظر الشكل ( ١١ ) . ثم تغطي هذه المادة بثاني اوكسيد السيلكون وتعمل اطراف التوصيل المعدني .



(أ)



(ب)



(ج)

الشكل ( ١١ ) مقاومة الغشاء - الرقيق المتكاملة .

تكون قيمة المقاومة بين الطرفين B , A - أنظر الشكل ( ١١ ب ) - مساوية لـ

$$R_{AB} = \frac{\rho L}{\omega d} \quad \dots (2)$$

لدينا أن

$$R = \frac{\rho}{d} \Omega/\text{sq} \quad \dots (3)$$

حيث تدعى R بمقاومة sheet resistor للمادة وتقاس بالاووم لكل وحدة مربعة من المادة وتختلف قيمتها من مادة الى اخرى - انظر الجدول ادناه .

اسم المادة	Nit Tanta	Nichrome	Tin Oxi
R	50 Ω/sq	400 Ω/sq	1000 Ω /sq

عند التعويض عن  $\frac{\rho}{d}$  بـ R في المعادلة (2) نحصل على

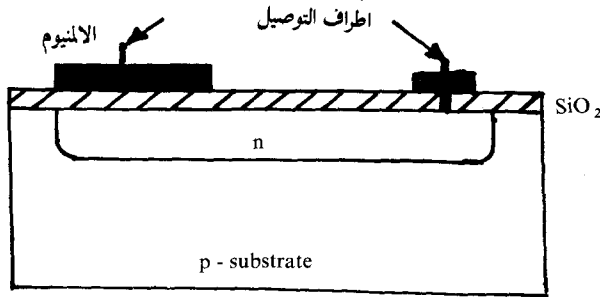
$$R_{AB} = R \frac{L}{\omega} \quad \dots (4)$$

فاذا كان المطلوب مقاومة 5 كيلو أوم - على سبيل المثال - باستخدام نترت نتلوم فان نسبة الطول الى العرض يجب ان تساوي

$$100 = \frac{5000}{50} = \frac{L}{\omega} = \frac{R_{AB}}{R}$$

فاذا كان العرض (5) ملي متر فان الطول سيكون (500) ملي متر. هذا الطول يعد مسافة كبيرة جدا مع مقياس الـ IC<sub>s</sub> وعليه فانه يتم تقصير هذه المسافة الى ادنى حد ممكن بان يستخدم مايسمى بالطريقة المتتوية لصنع المقاومات - انظر الشكل (١١) ج .

د- المتسعات المتكاملة Integrated capacitor : - من الممكن تصنيع متسعة ، ذات نوعية جيدة ، بطريقة الدوائر المتكاملة الا ان القيم العملية لهذه المتسعات تكون محدودة ويوضح الشكل (١٢) صورة نموذجية لمتسعة بصيغة الدوائر المتكاملة وهي ببساطة صفيحتان متوازيتان بينهما عازل من اوكسيد السيلكون . تكون الصفيحة العليا من الالمنيوم أما الصفيحة السفلى فتكون من مادة نصف موصلة سالبة - n .



الشكل (١٢) المتسعة المتكاملة .

تكون قيمة هذه المتسعة مساوية لـ

$$C = \varepsilon \frac{A}{t} \quad \dots (5)$$

حيث تمثل A مسافة المتسعة و  $\varepsilon$  ثابت العازل ( $0.2 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ ) في هذه الحالة ) و t سمك العازل اي المسافة بين الصفيحتين .

من الواضح انه بالامكان زيادة C بزيادة A او عند تقليل المسافة t بين الصفيحتين الا ان هناك حدوداً حيث انه يعد غير اقتصادي ان تكون نصف الشريحة ( chip ) متسعة فقط كذلك فانه لا يمكن تقليل سمك العازل الى ادنى حد حيث ان هناك قيمة معينة للمجال الكهربائي ( $V/t = 10^7 \text{ V/cm}$ ) يمكن ان يتحملها العازل ( أوكسيد السيلكون ) ثم ينهار بعدها . فعلى سبيل المثال ، اذا كان الجهد المسلط هو (30) فولت فان اقل سمك سيكون في حدود 300 انكلستروم . على اية حال ، فان (500) انكلستروم سيكون هو السمك العادي المستخدم وصفيحة مساحتها  $10^{-3}$  سم<sup>2</sup> بهذا السمك تعطي متسعة سعتها (40) بيكوفراد .

في معظم الاحيان اذا كانت المتسعة المطلوبة كبيرة القيمة نوعاً ما فانه يمكن استخدام متسعة خارجية تربط بشكل منفصل الى الدائرة المتكاملة .

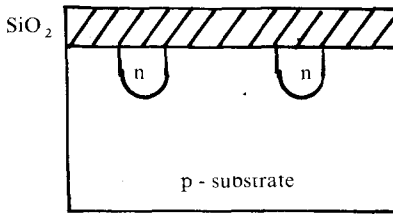
هـ - الملفات المتكاملة Integrated inductor : - تصنع الملفات المتكاملة بقيم محاذة في حدود بضع مايكروهنري ( $\mu\text{H}$ ) من الاغشية الرقيقة thin film عن طريق ترسيب مواد موصلة على مواد عازلة بشكل حلزوني . الا ان هذا النوع من الترسيب يأخذ مساحة كبيرة على طبقة الاساس ويمتلك عامل جودة \* Q واطناً . وبهذا فان هذه الملفات تستعمل مع الترددات العالية التي تتطلب محاذة قليلة وعاملاً Q صغيراً . أما في الاحوال التي تتطلب ملفات بمحاذة عالية فانه يتم ربط الملف كعنصر منفصل discrete - اي يربط خارجياً - الى الدوائر المتكاملة .

### 3 - 19 عزل العناصر عن بعضها في الدوائر المتكاملة :-

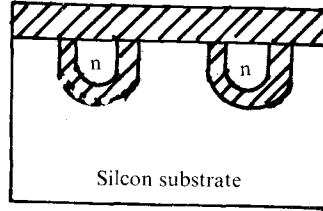
رأينا فيما مضى ان عنصر الدائرة المتكاملة يتم تكوينه داخل المنطقة السالبة  $n$ -الملامسة لطبقة الاساس P . وحيث أن الدائرة المتكاملة ( الشريحة ) تحتوي على اكثر من عنصر لذا فانه يصبح من الضروري عزل مناطق  $n$  المختلفة - التابعة لمختلف العناصر - عن بعضها الاخر وبذلك يتم عزل المكونات عن بعضها الآخر - هناك ، على اية حال ، طريقتان لأجراء عملية العزل هما :

أ - عزل الثنائي pN diode isolation pN :- ويتم الحصول على هذه الطريقة في العزل عمليا عن طريق ربط طبقة الاساس P الى اكثر الجهود سالبية ( غالبا ماتكون الارض ) في الدائرة وبذلك يتولد لدينا ثنائي وصلة PN منحاز عكسيا ومن ثم لايسمح للتيار بالسريان من منطقة N الى اخرى . انظر الشكل ( ١٣ أ ) .

ب - عزل ثنائي اوكسيد - السيلكون Silicon-dioxide isolation :- يتم في هذه الطريقة احاطة كل منطقة N بطبقة من ثاني اوكسيد السيلكون . تكون طبقة الاساس في هذه الحالة غير مطعمة او بعبارة أخرى انها من شبه موصل نقي - انظر الشكل ( ٢ ب ) .



( أ ) :- عزل الثنائي



( ب ) :- عزل ثاني أوكسيد السيلكون

الشكل ( ١٣ ) طرق عزل العناصر المتكاملة .

من الواضح ان هذه الطريقة في العزل تفوق الطريقة الاولى وتمتاز عليها . فالعزل هنا افضل ، لأن ثاني اوكسيد السيلكون يكون اكثر عزلا من وصلة الـ PN المنحازة عكسيا . كذلك فان المتسعة بين منطقة N وطبقة الاساس سوف تختفي - لاختفاء الاخيرة - وبذلك يتحسن عمل الدائرة في الترددات العالية .



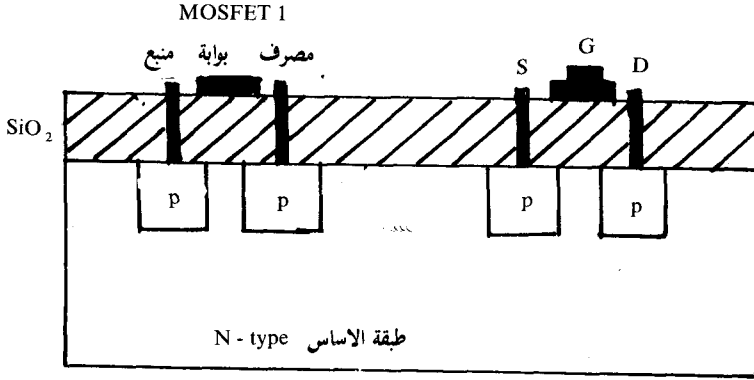
وعلى الرغم من المميزات اعلاه فان هذه الطريقة تتطلب زيادة في خطوات التصنيع مما يعني زيادة في الكلفة ذلك ان الكلفة الرخيصة هي حجر الزاوية في صناعة الدوائر المتكاملة .

#### 4- 19 دوائر MOS المتكاملة : Metal - Oxide Semiconductor ICS

الدوائر المتكاملة الاحادية البلورة ، التي تمت مناقشتها توا ، يمكن ان ندعوها بشكل ادق بالدوائر المتكاملة احادية البلورة ثنائية القطب bipolar monolithic IC. وذلك لانها تعتمد اساسا على تصنيع الترانزستور الثنائي القطبية JBT . من جهة اخرى هناك عائلة اخرى من الدوائر المتكاملة احادية البلورة تعتمد في تصنيعها على تركيب ترانزستور تأثير المجال ذي الاوكسيد المعدني Mos FET الاحادي القطبية وتستخدم بكثرة في عدد من التطبيقات وخصوصا مايتعلق منها في مجال الالكترونيات الرقمية . كما ان هناك ايضا بعض الدوائر المتكاملة التي تحوي كلا من نوعي الترانزستور ثنائي القطبية واحادي القطبية .

على اية حال ، ان العمليات المستخدمة في تحضير الرقاقة لدوائر Mos المتكاملة هي ، في الحقيقة ، نفس العمليات التي مر ذكرها عند تصنيع رقاقة دوائر ال BJT المتكاملة الا ان العمليات الخاصة لـ MOS تكون اقل كلفة من عمليات الثنائي القطبية . ففي ترانزستور MOS يلزم عملية نشر شوائب واحدة لتكوين كل من منطقتي المنبع والمصرف - كلاهما يقعان في مستوى واحد - مقارنة مع اثنتين الى اربع عمليات نشر في الدوائر المتكاملة الثنائية القطب ، وعلى العموم فان عدد مراحل تصنيع ترانزستور MOS تصل الى حوالي 35 مرحلة بينما يحتاج الترانزستور العادي الى 140 مرحله وبالتالي فان دوائر MOS المتكاملة تشغل مساحات اصغر مما تشغله دوائر الترانزستور ثنائي القطبية .

فضلاً عما ذكر اعلاه فان عزل المكونات عن بعضها الاخر سوف تنتفي الحاجة اليها في دوائر ال MOS حيث ان كل منطقة منبع او مصدر سوف تكون مفصولة عن مثيلاتها بوساطة وصلة PN المتكونة بفعل وجود طبقة الاساس - انظر الشكل ( ١٤ ) . وبسبب من عدم الحاجة الى مناطق العزل هذه ، بين مكونات دوائر MOS المتكاملة فان كثافة المكونات هذه الدوائر يمكن ان تكون عالية جداً ( اكبر عشرة مرات مما هي عليه في دوائر BJT المتكاملة ) وبالتالي فان دوائر MOS المتكاملة تصلح على وجه الخصوص



عمليات التكامل الموسع\* \* large scale integration\* ( اختصاراً LSI )  
وهو زيادة كثافة العناصر مع انخفاض كلفة التصنيع .

على الرغم من المميزات المذكورة اعلاه لدوائر MOS المتكاملة فان هذه الدوائر تعاني من بطء في الاستجابة الترددية ذلك لأن كبر مساحة معدن البوابة ووجود العازل  $SiO_2$  سوف يضعان حداً للتردد الذي يمكن استعماله الى حوالي ( 1MHz ) بسبب من كبر المتسعة المتولدة . على اية حال ، للحصول على دوائر MOS تعمل بترددات أعلى تستبدل طبقة الاساس N بطبقة أساس من نوع P وبالتالي تصبح القناة المحتثة من النوع n التي تفوق سرعة شحناتها ( الالكترونات ) سرعة شحنات القناة p ( الفجوات ) بحوالي (3) مرات .

ومن الجدير بالذكر ان المقاومة المتكاملة في دوائر ال MOS هي عبارة عن ترانزستور E-MOSFET ربطت بوابته الى مصرفه وبذلك تعمل القناة التعزيرية عمل مقاومة تعتمد قيمتها على الشكل الهندسي لها وعلى مستوى التصميم وتساوي مقلوب معامل توصيل الترانزستور ( $g_m$ ) بهذه الطريقة يمكن الحصول على مقاومة تزيد قيمتها عن (100) كيلو اوم ومثل هذه القيمة لان تكون سهلة المنال عند تصنيعها بطريقة الانتشار .

تعد الدائرة المتكاملة من الصنف الموسع اذا زاد عدد الترانزستورات فيها عن (500) اما اذا قل عن ذلك فانها تصنف ضمن دوائر قليلة التكامل ( SSI )

## 5 - 19 الدوائر المتكاملة المختلطة Hybrid ICs

تتكون معظم الدوائر المتكاملة المختلطة من شبكة من مقاومات مصنوعة أما من اغشية رقيقة thin-films او اغشية سميكة thick-films مرسبة على طبقة أساس عازلة مضافا اليها المكونات الاخرى من الثنائيات والترانزستورات والمتسعات وغيرها

النوع الآخر من الدوائر المتكاملة المختلطة يتكون من دوائر متكاملة احادية البلورة وثنائية القطب monolithic bipolar ICs وتكون على صيغة مقاومة او مقاومات مصنعة من من الاغشية الرقيقة ومرسبة على اوكسيد السيلكون . هذا النوع من المقاومات بنوعها السميك والرقيق يكون اكثر استقراراً من المقاومات المصنعة بطريقة الانتشار .

على أية حال . تمتاز الدوائر المتكاملة المختلطة بعدد من المميزات يمكن اجمالها بما يأتي :

- 1 هناك الكثير من المرونة عند التصميم .
- 2 تكون اقل كلفة من احادية البلورة .
- 3 تكون عناصرها غير الفعالة اكثر استقراراً وقيمها اكثر دقة .
- 4 يمكن الحصول بوساطتها على قيم عالية للعناصر غير الفعالة .

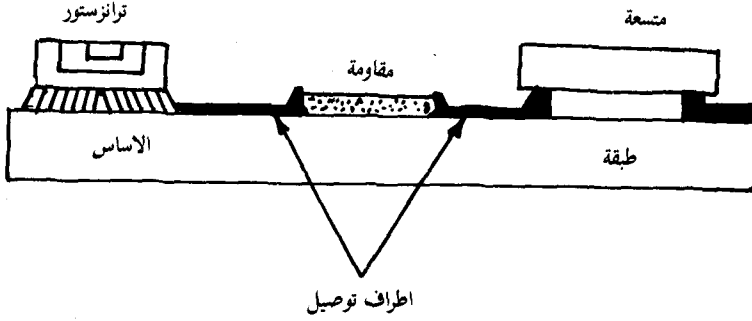
وكما ذكرنا فان الدوائر المتكاملة المختلطة تكون على نوعين :

أولاً : - الدوائر المتكاملة المختلطة ذات الاغشية الرقيقة Thin-film hybrid IC

تدعى بهذا الاسم لأن المقاومات والمتسعات واطراف التوصيل ( والترانزستورولكن نظريا ) يمكن تصنيعها على شكل افلام رقيقة جدا لا يتجاوز سمكها بضع آلاف الانكسترومات  $(1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ m})$  . هذه الافلام عادة ما يتم ترسيبها على طبقة اساس من الزجاج او الالمنيوم من خلال عمليات ترسيب ابخرة مادة الافلام داخل أجهزة ذات درجة تفريغ عالية جدا .

يتم الحصول على المقاومات عادة من ترسيب مادة الكروم او التنتلوم او اكاسيد القصدير . على شكل اشربة على سطح طبقة الاساس وتعتمد قيمة المقاومة على طول الشريط وعرضه وكذلك سمكه وتتراوح قيمة المقاومات المصنعة بهذه الطريقة من 10 اوم الى اميكا اوم .

من جهة أخرى ، فإن الترانزستورات والثنائيات والمتسعات يتم اضافتها على شكل شرائح ( chip ) ثم تثبت الى طبقة الاساس عن طريق قاعدة موصلة - انظر الشكل ( ١٥ ) - هذا ويتم توصيل المكونات مع بعضها عن طريق اشربة رقيقة مصنوعة من خليط من الذهب - والنكروم .



الشكل ( ١٥ ) طرق توصيل المكونات .

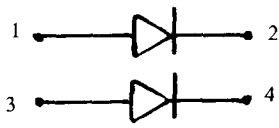
ثانيا :- الدوائر المتكاملة المختلطة ذات الاغشية السميكة The thick-film hybrid IC تصنع هذه الدوائر من غير الحاجة الى اجهزة التفريغ ويبلغ سمك الفلم المستعمل حوالي ( 0.001 أنج ) . ويتم تصنيع المقاومات من خلال ترسيب خليط من مادتي الزجاج والالمنيوم ، على طبقة اساس من مادة عازلة . هذا ويتم الحصول على القيمة المختلفة للمقاومات من خلال تغير نسبة بين مادتي الخليط . اما بالنسبة للمتسعات والثنائيات والترانزستورات فيتم اضافتها بنفس الطريقة المتبعة في دوائر الاغشية الرقيقة .

## 6 - 19 امثلة متنوعة على الدوائر المتكاملة

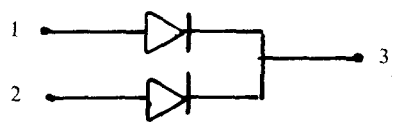
سنحاول هنا اعطاء بعض الامثلة عن الدوائر المتكاملة وما يقابلها من الدوائر المألوفة وذلك ليتسنى للطالب التعرف على هذه الدوائر بشكل اكبر .

مثال :-

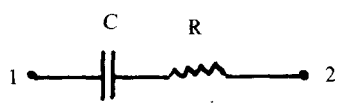
ارسم الدوائر المتكاملة المكافئة لكل من الدوائر التالية .



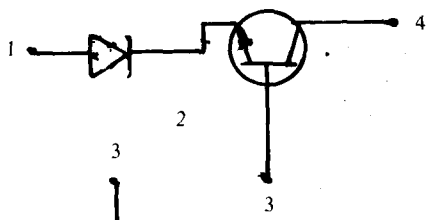
- أ



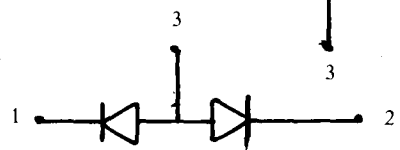
- ب



- ج

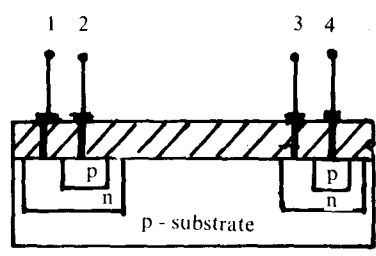


- د

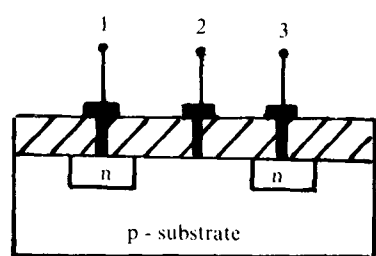


- هـ

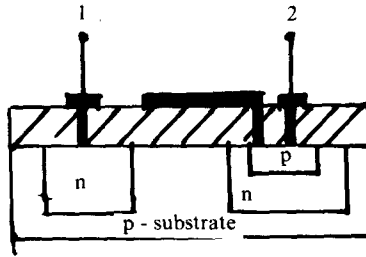
- الحل :-



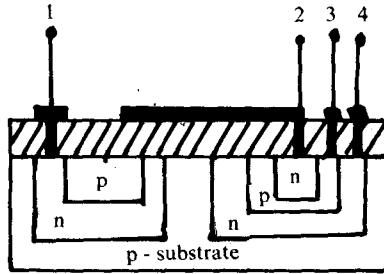
- أ



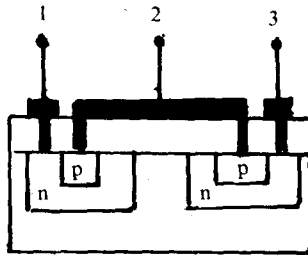
- ب



-2



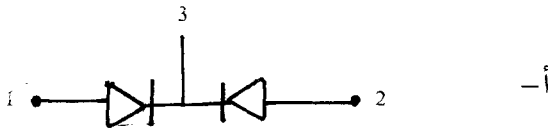
-3

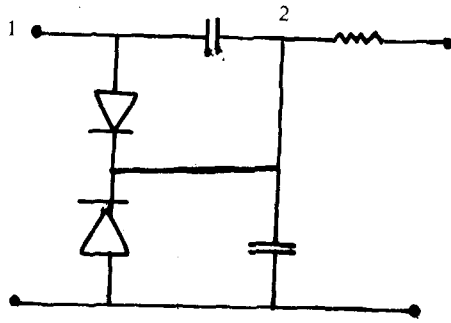
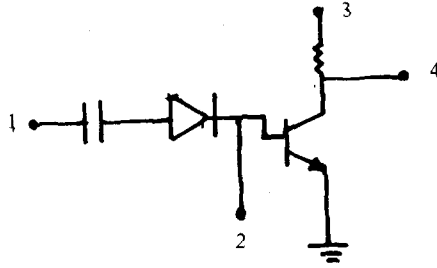


-4

## أسئلة ومسابئلة

- (1) ما المقصود بالدوائر المتكاملة ؟ تكلم عن المحاسن والمساوىء لهذه الدوائر .
- (2) ما أهم العطلات في الدوائر الالكترونية المعقدة ؟ وكيف يتم معالجتها في الدوائر المتكاملة ؟
- (3) تكلم باختصار عن الدوائر المتكاملة احادية البلورة .
- (4) لماذا يستخدم السيلكون بكثرة في الصناعات الالكترونية عوضا عن الجرمانيوم ؟
- (5) ما المقصود بـ LSI , MSI
- (6) اشرح باختصار عملية الانماء للبلورات .
- (7) ما المقصود بطبقة الاساس . وضح بالتفصيل .
- (8) تكلم باختصار عن الطبقة الفوقية .
- (9) ما المقصود بالطبقة العازلة ؟
- (10) تكلم باختصار عن طريقة عمل الاقنعة الضوئية .
- (11) اذكر الخطوات اللازمة لتصنيع كل من  
أ- الثنائي ب- المقاومة ج- الملف د- المتسعة بطريقة الدوائر المتكاملة .
- (12) لماذا لا يعد تصنيع المتسعات والملفات عمليا بطريقة الدوائر المتكاملة ؟
- (13) هل بالامكان تصنيع مقاومة قيمتها 100 كيلو اووم ؟ لماذا ؟ وضح بالتفصيل .
- (14) لماذا يفضل استخدام الشواثب نوع (p) في تصنيع المقاومات المتكاملة ، على الشواثب نوع (n) .
- (15) اشرح عملية الانتشار .
- (16) اذكر طريقتين تستخدم في عزل العناصر عن بعضها في الدوائر المتكاملة . ايهما افضل ؟ ولماذا ؟
- (17) ما المقصود بـ  
أ- دوائر MOS المتكاملة .  
ب- الدوائر المتكاملة المختلطة . قارن بينهما .
- (18) ارسم الدوائر المتكاملة والمكافئة لكل مما يأتي :





- (19) اعد رسم الدوائر في السؤال (18) بطريقة الدوائر المتكاملة  
 (20) اعد رسم الدوائر في السؤال (18) بطريقة الدوائر المتكاملة المختلطة .



# الفصل التاسع عشر

## الدوائر الرقمية

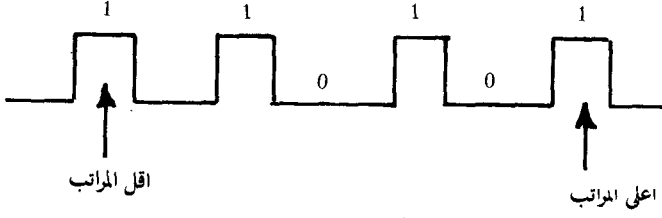
## Digital Circuits

1 - 19 المقدمة :-

لاشك أن بإمكان أي شخص يريد أن يحصل على المعلومات التي يحتاجها ، أن يقرأ عنها إذا كان باستطاعته القراءة أو يستفسر عنها من غيره . كذلك بإمكانه حل المسائل الرياضية التي تهمة - مثلاً - إذا توفرت لديه القابلية والمعلومات اللازمة .

من جهة أخرى إذا ما أريد الحصول على هذه المعلومات والحلول بواسطة الحاسبات فإنه يلزم والحالة هذه أن تغذى الحاسبة بالمعلومات الضرورية والشروط الخاصة بهذه المسائل لغرض تحليلها واعطاء النتائج أخيراً . ومن البديهي أن عملية إيصال المعلومات إلى الحاسبة يجب أن يتم بالطريقة التي تفهمها الحاسبة أي إدخال هذه المعلومات بلغة التخاطب مع هذه الحاسبات .

ان لغة التخاطب هذه أو لغة الحاسبة machine language نفسها تكون ذات صيغة ثنائية binary form ويقصد بالصيغة الثنائية هو أن تمثيل الأعداد والحروف يمكن أن يتم بمجموعة معينة من العددين واحد أو الصفر أو كليهما أو بتعبير إلكتروني بعدد من النبضات المستمرة أو المتقطعة حيث يمثل وجود النبضة حالة الواحد وعدم وجودها حالة الصفر - أنظر الشكل (1) - حيث يتم تمثيل 110101 . ( الذي يمثل عدداً معيناً سيتم التعرف عليه ) بواسطة عدد من النبضات ( 5 نبضات = عدد الآحاد الموجودة ) وبفترتين ( تساوي عدد الأصفار )



الشكل ( ١ ) تمثيل الاعداد كهريائيا .

ان عملية تحويل الاعداد او المعلومات الى الصيغة الثنائية تدعى بالترميز coding بعد عملية التحويل هذه تقوم الحاسبة بتحليل المعلومات الداخلة اليها تماماً كما يفعل العقل البشري ولكي تكون نتائج التحليل مفهومة تقوم الحاسبة بتحويل هذه النتائج من الصيغة الثنائية الى الصيغة المألوفة من الاعداد والمعلومات وتدعى هذه العملية بفتح الرموز decoding .

ان عملية التحليل بواسطة الحاسبة تتم عادة بواسطة عدد من دوائر الكترونية تدعى بدوائر المنطق logic circuits أو البوابات gates ومن البديهي ان العمليات الحاسوبية المعقدة تحتاج الى ربط عدد اكثر من غيرها من هذه البوابات . الا ان استخدام ما يسمى بجبر بولين Boolean algebra يسمح باختصار اعداد هذه الدوائر الى أقل ما يمكن ويبسط الكثير من التعقيد المرافق لها .

ستقوم في هذا الفصل بالتعرف على عدد من البوابات المنطقية الاساسية وشرح عملها وكذلك بعض من قواعد جبر بولين ولكن قبل هذا وذاك سنتطرق الى كيفية تمثيل الاعداد بالصيغة الثنائية وكذلك كيفية اجراء العمليات الحاسوبية من الجمع والطرح ... وغيرهما بهذه الصيغة .

## 19 - 2 الاعداد الثنائية Binary Numbers

يحتوي النظام العشري كما هو معروف ، على عشرة أرقام : هي الصفر الى 9 . ويمكن كتابة اي عدد مهما كبر أو صغر باستخدام هذه الارقام وبالتالي يمكن تمثيل اي عدد في هذا النظام بضرب أرقام ذلك العدد بالاساس base or radix - الذي هو العدد 10 - مرفوعا الى القوة المناسبة كل على انفراد ، ثم جمع نواتج هذا الضرب . فعلى سبيل المثال يمكن تمثيل العدد 435 على النحو الآتي :

$$435 = 4 \times 10^2 + 3 \times 10^1 + 5 \times 10^0$$

$$= 400 + 30 + 5$$

وعلى الرغم من ان النظام العشري يعدّ من أشهر الأنظمة المعروفة الا ان استخدامه بشكل مباشر مع دوائر الترانزستور يتطلب من هذه الدوائر ان تميز بين عشر حالات من 0 الى 9 وهذا يحتاج الى درجة من الدقة لا يمكن تحقيقها في الاجهزة الالكترونية .

من جهة اخرى يتألف النظام الثنائي من رمزين أساسيين متميزين هما الصفر والواحد (1,0) ويمكن تمثيل اي عدد مهما كبر او صغر باستخدام هذين الرقمين فقط .

على أية حال . في النظام العشري نستعمل بعد الرقم 9 مرتبتين لتمثيل الأعداد 10 و 11 و 12 ... الخ او عبارة اخرى نحصل على العدد (10) الذي يلي 9 باستعمال الرقم الثاني من ارقام النظام ( اي الرقم 1 ) ثم نتبعه بالرقم الاول ( اي الصفر ) وكذلك الحال بالنسبة الى العدد 11 ولكن نتبعه هنا ، بالرقم الثاني ايضا وهكذا .

في النظام الثنائي نستخدم نفس الاسلوب السابق فبوصولنا الى الرقم (1) نكون قد استنفذنا كل ارقام النظام الثنائي ( حيث لا يوجد 2 و 3 و .... الخ في النظام الثنائي ) . ولتمثيل الأعداد نستخدم مرتبة اضافية لنحصل على 10 , 11 ليمثلا 2 و 3 وعليه يكون حسابنا بالنظام الثنائي كالتالي 11 , 10 , 1.0

الآن ما العدد الثاني الذي يلي 11 ؟ انه ليس 12 ، لأن 2 ليست ضمن الأرقام الثنائية . وفي النظام العشري نكون قد استنفذنا كل الأرقام العشرية عند وصولنا 99 ، مما يضطرنا الى اضافة مرتبة ثالثة للحصول على 100 , 101 , 102 ... الخ . وكذا الأمر في النظام الثنائي حيث يكون العد كما في الجدول أدناه .

## النظام العشري                      النظام الثنائي

1	0
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
10	1010

### 3 - 19 التحويل من العشري الى الثنائي :-

ذكرنا أن أساس النظام يتحدد بعدد الأرقام الأساسية المستخدمة في هذا النظام . وعليه فإن العدد (10) هو أساس النظام العشري لاحتواء هذا النظام على 10 أرقام بينما يكون أساس النظام الثنائي هو العدد (2) لاحتوائه على رقمين هما الصفر والواحد . لذا فإن أي عدد في النظام الثنائي يمكن تمثيله بواسطة النظام الثنائي عن طريق ضرب 1 أو الصفر بالأساس 2 مرفوعاً إلى القوة المناسبة . فعلى سبيل المثال يمكن تمثيل العدد 43 كما يلي :-

$$43 \text{ عشري} = 32 + 0 + 8 + 0 + 2 + 1$$

$$101011 \text{ ثنائي} = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

هناك أيضاً طريقة أخرى لتحويل الأعداد العشرية إلى ما يكافئه من الثنائي . فبدلاً من تجزئة العدد العشري إلى مكوناته الثنائية كما جاء أعلاه . يعتمد إلى تقسيم هذا العدد على الرقم 2 واعتبار الباقي بعد كل عملية قسمة أحد المكونات الثنائية للعدد العشري ثم يقلب ترتيب هذه الأرقام الباقية للحصول على المكافئ الثنائي - فالعدد العشري 43 يحوله على النحو الآتي :

المتبقي	ناتج القسمة
1	$\frac{43}{2} = 21$
1	$\frac{21}{2} = 10$
0	$\frac{10}{2} = 5$
1	$\frac{5}{2} = 2$
0	$\frac{2}{2} = 1$
1	$\frac{1}{2} = 0$

مرة اخرى يكون الثنائي المكافئ للعدد 43 بعد قلب الترتيب ، هو 101011

ونتبع نفس طريقة التجزئة أعلاه عند تحويل الكسور العشرية الى مايكافئها من الكسور الثنائية فمثلا الكسر العشري 0.812 يتم تحويله على النحو الآتي :

$$0.812 \text{ عشري} = 0.5 + 0.25 + 0.062$$

$$0.812 \text{ ثنائي} = 1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 0 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4}$$

كذلك يمكن تحويل الكسور العشرية الى مايكافئها من الثنائيات ، بضرب هذه الكسور بالعدد 2 (الاساس) ثم يجزأ الناتج الى جزئين : عدد صحيح ( يكون اما 1 أو صفر ويؤخذ على انه من جملة ارقام المكافئ الثنائي ) والى كسر عشري . يضرب هذا الكسر العشري الناتج بـ 2 أيضا ، وتكرر العملية ذاتها الى ان تصبح نتيجة ضرب الكسر الناتج بـ 2 ، مساوية للصفر . فعلى سبيل المثال عند تحويل الكسر العشري 0.9375 الى مايكافئه من الكسر الثنائي نتبع ما يأتي :-

الكسر العشري	الكسر الثنائي
0.9375 × 2 = 1.8750	1
0.875 × 2 = 1.7500	1
0.75 × 2 = 1.500	1
0.5 × 2 = 1.000	1
0 × 2 = 0	0

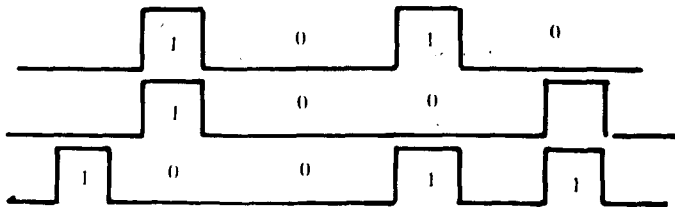
وعليه فان الكسر الثنائي المكافئ للكسر العشري 0.9375 هو 0.11110

#### 19 - 4 الحساب الثنائي Binary Arithmetic :

لابد لنا قبل البدء بمناقشة البوابات المنطقية ومن ثم الدوائر الالكترونية التي تقوم بالعمليات الحسابية الثنائية وما يحكمها من قواعد . ان نعرف اولاً على الكيفية التي تتم معها العمليات الحسابية كالجمع والطرح والضرب والقسمة في النظام الثنائي .

أ- الجمع الثنائي binary addition :- لكي نكتشف قواعد الاضافة في النظام الثنائي سنقوم بجمع العددين 10 و 9 عن طريق كتابة هذين العددين بالنظام الثنائي ( 1010 و 1001 ) ومن ثم تمثيلهما بوساطة النبضات الكهربائية - انظر الشكل ( 2 ) - حيث تظهر النبضة في كل منهما مع ال 1 وتخفي عند الصفر . حيث ان

$$\begin{array}{r}
 1010 \\
 + 1001 \\
 \hline
 10011
 \end{array}$$



الشكل ( ٢ ) جمع الاعداد بطريقة النبضات الكهربائية

عند التمعن في عملية الجمع اعلاه نجد ان هناك اربع قواعد للجمع  $\sigma$  هي بالترتيب :

$$\begin{aligned} 0 + 0 &= 0 \\ 0 + 1 &= 1 \\ 1 + 0 &= 1 \\ 1 + 1 &= 10 \end{aligned} \quad (\text{صفر وباليد واحد})$$

ولاضافة اعداد ثنائية اكبر فان ال  $\sigma$  تحمل الى المرتبة المجاورة كما هو الحال في الاعداد العشرية . حيث نجد ان اضافة  $1 + 1 + 1$  يعطينا 10 لمجموع اثنين منها ومن ثم نحصل على 11 كالآتي :

$$\begin{aligned} 1 + 1 &= 10 \\ 10 + 1 &= 11 \end{aligned}$$

ب- الطرح الثنائي binary subtraction : - مرة أخرى هناك اربع قواعد للطرح هي على الترتيب :-

$$\begin{aligned} 0 - 0 &= 0 \\ 1 - 0 &= 1 \\ 0 - 1 &= 1 \quad (\text{مع استعارة } 1) \\ 1 - 1 &= 0 \end{aligned}$$

مثال ( 1 ) :-

اطرح 10100 من 11011

$$\begin{aligned} \text{العمود الاول} : & 1 - 0 = 1 \\ \text{العمود الثاني} : & 1 - 0 = 1 \end{aligned}$$

$$\begin{array}{r} 11011 \\ - 10100 \\ \hline 00111 \end{array} \quad \begin{array}{r} 27 \\ - 20 \\ \hline 7 \end{array}$$

العمود الثالث :  $10 - 1 = 1$  ( بعد الاستعارة )

العمود الرابع :  $0 - 0 = 0$

العمود الخامس :  $1 - 1 = 0$

مثال ( 2 ) :-

اطرح 1010 من 1101

$$\text{العمود الاول} : 1 - 0 = 1$$

$$\begin{array}{r} 1101 \\ - 1010 \\ \hline 0011 \end{array} \quad \begin{array}{r} 13 \\ - 10 \\ \hline 3 \end{array}$$

العمود الثاني  $1 - 1 = 0$  (بعد الاستعارة)

$$\text{العمود الثالث : } 0 - 0 = 0$$

$$\text{العمود الرابع : } 1 - 1 = 0$$

ومن الجدير بالذكر ان هناك طرائق أخرى في طرح الاعداد الثنائية تقلل من عدد الدوائر الالكترونية عند التصميم ولكن قبل أن نشرح إحدى هذه الطرق ينبغي ان نعرف ما هو المتمم ل 1 1's complement والمتمم ل 2 2's complement .

ينتج المتمم ل 1 لأي عدد ثنائي من عكس الـ 0 الى 1 والـ 1 الى 0 . فعلى سبيل المثال يكون المتمم ل 1 للثنائي 100 هو 011 وللثنائي 1001 هو 0110 .

ينتج المتمم ل 2 لأي عدد ثنائي من اضافة 1 الى المتمم ل 1 لذلك العدد . اي ان المتمم ل 2 = المتمم ل 1 + 1 . فلأيجاد المتمم ل 2 للثنائي 1011 نجد اولا المتمم ل 1 لذلك العدد ( يساوي 0100 ) ثم نضيف 1 اليه للحصول على المتمم ل 2 الذي يساوي 0101 .

والسؤال الان : كيف يمكننا الاستفادة من المتممات في عملية الطرح ؟ والجواب هو : انه بدلا من طرح الاعداد بصورة مباشرة يتم ايجاد المتمم ل 2 للمطروح و اضافته الى المطروح منه مع اهمال المحمل الآخر ، والمثال الآتي يوضح هذه العملية :

طريقة التمام ل 2      الطريقة المباشرة

مثال ( 3 ) :-

$$\begin{array}{r} 7 \\ - 5 \\ \hline 2 \end{array} \quad \begin{array}{r} 111 \\ - 101 \\ \hline 010 \end{array} \quad \begin{array}{r} 111 \\ + 011 \\ \hline 1010 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{اطرح } 101 \text{ من } 111 \\ \text{المتمم ل } 2 \end{array}$$

ج- الضرب الثنائي binary multiplication :- تعد عملية الضرب على طريقة الحساب الثنائي من الطرق البسيطة وذلك لأنها عملية ازاحة مكررة للمضروب الى اليسار ( او الى اليمين اذا كان العدد أقل من واحد ) ومن ثم اجراء عملية الجمع .



مثال ( 4 ) :-

اضرب 1010 بـ 1011

$$\begin{array}{r} \text{الضرب العشري} \\ 11 \\ \times 10 \\ \hline 110 \end{array} \quad \begin{array}{r} \text{الضرب الثنائي} \\ 1011 \\ \times 1010 \\ \hline 0000 \\ 1011 \\ 0000 \\ 1011 \\ \hline 1101110 \end{array}$$

د- التقسيم الثنائي binary division :- تجري عملية القسمة الثنائية بصورة مشابهة لعملية الضرب ذلك لأنها عملية ازاحة الى اليمين ومن ثم اجراء عملية الطرح .

مثال ( 5 ) :-

$$\begin{array}{r} \text{القسمة الثنائية} \\ 101 \overline{) 101101} \\ \underline{1001} \phantom{00} \\ 000101 \\ \underline{101} \phantom{000} \\ 000000 \end{array} \quad \begin{array}{r} \text{اقسم 101101 على 101} \\ 5 \quad 45 \\ \hline 9 \quad 45 \\ \hline 00 \end{array}$$

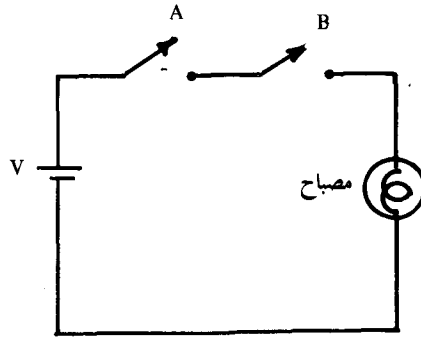
19 - 5 البوابات المنطقية الاساسية Fundamental Logic Gates :

تعرف البوابة gate بانها جهاز يسيطر على سريان المعلومات وعادة ماتكون هذه المعلومات على هيئة نبضات وبهذا فان البوابة تحدد نوع العلاقة بين اشارتي الادخال والايخارج وعادة ماتحتوي البوابة على طرفين او اكثر للادخال وطرف واحد للاخراج وبالتالي فان اشارة الاخراج تنتج من تشكيلة من اشارات الادخال .

على اية حال ، هناك ثلاث بوابات منطقية اساسية تعرف بالبوابة مع AND gate والبوابة أو OR gate والبوابة ليس NOT gate . وعلى الرغم من انه تم شرح هذه

الدوائر المنطقية (راجع الفصل السادس) الا اننا سنتطرق هنا ، هذه الدوائر بطريقة مختلفة نوعاً ما يهدف الاستفادة وتجنباً للتكرار .

1-5-19 بوابة مع AND gate :- تعد بوابة مع من اولى البوابات وسنعمد اولاً الى توضيح عملها باستخدام دائرة كهربائية تحتوي على مصدر للتيار ومفتاحين مربوطين على التوالي ومصباح - انظر الشكل ( ٣ ) .



( 3 ) دائرة كهربائية لتوضيح عمل دائرة المنطق AND .

في هذه الدائرة سنعده حالة غلق أي من المفتاحين A , B مكافئة لـ 1 وكذلك هي حالة اضاءة المصباح F . وحيث اننا نتعامل مع قيمتين فقط هما الواحد والصفير . لذا فانه يصبح منطقياً ان نفترض ان حالة فتح أي من المفتاحين وانطفاء المصباح يمثلان حالة الصفير

لدينا الآن اربع حالات هي :

$$\begin{array}{lll}
 1 - A = \text{صفراً (مفتوح)} & B = \text{صفراً (مفتوح)} & F = \text{صفراً (منطقي ء)} \\
 2 - A = 1 \text{ (مغلق)} & B = \text{صفراً} & F = \text{صفراً} \\
 3 - A = 0 & B = 1 & F = \text{صفراً} \\
 4 - A = 1 & B = 1 & F = 1 \text{ (مضاء)}
 \end{array}$$

ويلاحظ من هذه الحالات ان المصباح F يكون مضيئاً في حالة واحدة فقط وهي عندما يكون  $1 = B = A$  . هذا ويمكن تلخيص الحالات الاربعة هذه بالجدول المبين ادناه الذي يعرف بجدول الحقائق truth table .

A	B	F
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

وعند التمعن بجدول الحقائق هذا وقيم كل من A و B و F سنجد ان العلاقة التي تربط بين A و B و F هي من نوع

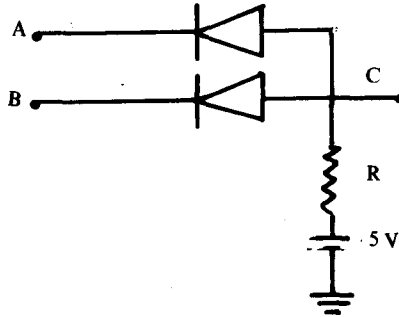
$$A \cdot B = F$$

... (1)

يبين الشكل (4) الدائرة الالكترونية لبوابة المنطق AND ولاحظ في هذه الدائرة ان الجهد عند النقطة C يساوي

$$V_c = 5 - IR$$

حيث يمثل I التيار المار في الدائرة عند ربط احد طرفي الادخال A او B الى الارضية وعليه فان  $V_c = 5$  في حالة واحدة فقط عندما يكون  $B = A =$  عالياً



الشكل (4) دائرة المنطق AND

أي عند تسليط اشارتي ادخال - بجهد معين - على هذين الطرفين .

بقي ان نذكر اخيراً ان عدد الادخالات لدائرة المنطق AND قد يكون اكثر من اثنين وعندئذ تكون عدد الحالات التي تأخذها هذه الادخالات اكثر من أربع حالات

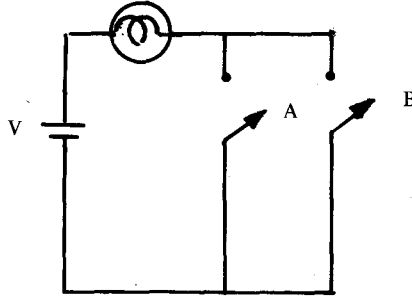
وعلى العموم اذا كان هناك عدد  $n$  من الادخالات فان عدد الحالات التي تأخذها هذه الادخالات يساوي  $2^n$ .

يمثل الشكل ( ٥ ) الرمز الكهربائي لدائرة المنطق AND .



الشكل ( ٥ ) الرمز المتداول لدائرة المنطق AND

2- بوابة أو OR gate :- على غرار ما عملناه توام مع بوابة AND سنحاول هنا أيضاً ، شرح كيفية عمل الدائرة الكهربائية المبينة في الشكل ( ٦ ) قبل شرح عمل الدائرة الكهربائية لبوابة أو .



الشكل ( ٦ ) دائرة كهربائية توضح عمل دائرة المنطق OR

بما أن هذه الدائرة تحتوي على متغيران ( المفتاحان A و B ) لذا فان عدد الحالات التي يمكن ان تأخذها يساوي  $2^n$  حيث  $n$  عدد المتغيرات ، هي

- 1- عندما يكون A صفراً ( مفتوح ) B صفراً = F صفراً ( منطقي ء )
- 2- عندما يكون A 1 ( مغلق ) B صفراً = F 1 ( مضى ء )
- 3- عندما يكون A صفراً = B صفراً

ونلاحظ من الحالات الاربع هذه ان المصباح يكون منطفئا في حالة واحدة فقط عندما تكون  $B = A = \text{صفراً}$  . وعليه فان جدول الحقائق سيكون على الصورة الآتية :  
عند التمعن في جدول الحقائق هذا نجد ان العلاقة التي تربط بين A و B و C هي من نوع

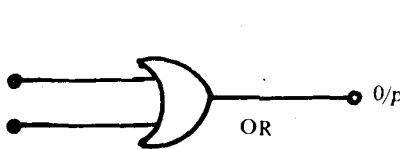
$$F = A \text{ OR } B \Leftrightarrow A + B \quad \dots (3)$$

من جهة أخرى يبين الشكل (V) الدائرة الالكترونية لبوابة OR ويلاحظ في هذه الدائرة ان التيار I يمر في المقاومة R في كل الحالات التي يكون فيها الثنائي  $D_1$  و  $D_2$  او كلاهما منحازين اماميا وعليه فان الجهد المتولد عبر هذه المقاومة سيكون مساويا لـ

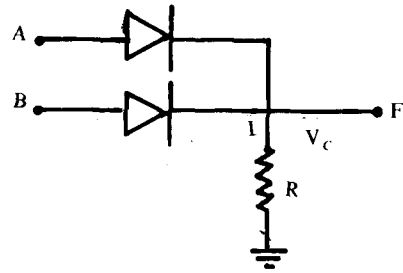
$$V_C = IR - 5$$

وينقطع مرور التيار عندما يكون جهدي النقطتين A و B مساويا للصفرو بالتالي يكون  $V_C = \text{صفراً}$  .

كما هو الحال في البوابة (مع) فان عدد المداخل يمكن ان يكون اكثر من اثنين وان الرمز المتداول للبوابة OR هو كما في الشكل (A) .



الشكل (A) الرمز المتداول لدائرة المنطق OR



الشكل (V) دائرة OR

3- البوابة ليس NOT gate :- يتلخص عمل بوابة ليس في قلب الجهد الداخل الى هذه البوابة . فاذا كان الجهد الداخل صفراً فان جهد الاخراج سيكون 1 والعكس صحيح وعليه فان هذه البوابة تمتلك مدخلاً واحداً ومخرجاً واحداً وان جدول الحقائق الخاص بها هو بالشكل ادناه .

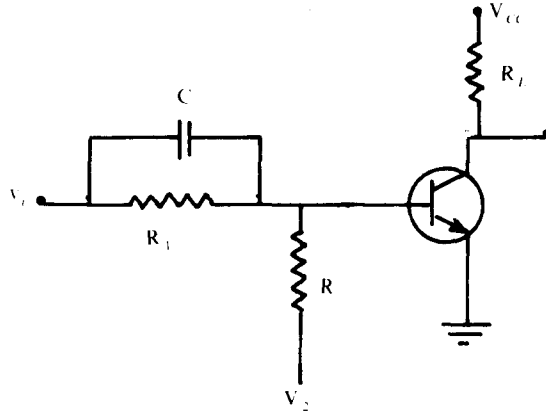
A	F
0	1
1	0

وعليه فان العلاقة التي تربط بين جهدي الادخال والايخراج تكون بالصيغة

$$F = \bar{A} \quad \dots (4)$$

حيث تمثل  $\bar{A}$  معكوس A ويبين الشكل (9) دائرة الترانزستور التي تقوم بعملية القلب .

في هذه الدائرة يكون الترانزستور في حالة قطع تام عندما يكون  $V_i = V_i$  صفراً وذلك لان الجهد المسلط على القاعدة يكون سالب ويساوي  $\left( - \frac{V_2 R_1}{R_1 + R_2} \right)$  وعليه فان التيار  $I_c$  يكون مساوياً للصفر وكذلك هو الهبوط على  $R_1$  يكون مساوياً للصفر وبالتالي فان الجهد الخارج  $V_{CL}$  يكون مساوياً لـ  $V_{CC}$ .



الشكل ( 9 ) دائرة المنطق NOT

أما في حالة تسليط الجهد الداخل  $V_i$  فان تياراً للقاعدة سوف يسرى ويكون مساوياً

$$I_B = \frac{V_i}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} \quad \dots (5)$$

وفي حالة كون  $\beta I_B > I_C$  فان الترانزستور يكون في حالة اشباع ويكون الجهد الخارج مساويا للمصدر تقريبا وعليه فان هذه البوابة تعمل على قلب الجهد الداخلى ... أما المتسعة C المربوطة حول المقاومة  $R_1$  ، فتعمل على تسريع عملية الفتح للترانزستور.

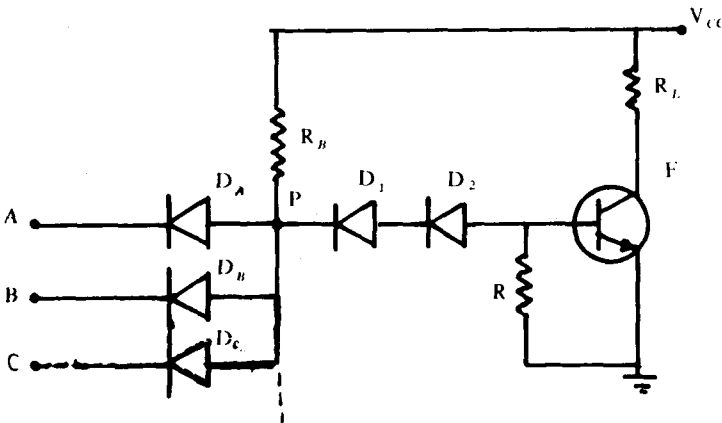
على الرغم من ان البوابات الثلاث ( مع وأوليس ) المذكورة أعلاه ، تعدّ الحجر الاساس في بناء مختلف الدوائر الرقمية الا ان استخدام هذه الدوائر على نحو كبير ، وبصورة مجتمعة ، ولتسهيل عملية فهمها وبشكل سريع يتحتم علينا التعرف على بعض البوابات الأخرى ومنها .

4- البوابة ليس مع NAND gate : - تتكون هذه البوابة من بوابة مع وبوابة ليس وعليه فان عملها يكون معاكسا تماما لعمل بوابة AND وبالتالي فان هذه البوابة تمتاز بأن جهد اخراجها يكون مساويا لـ 1 الا في الحالة التي تكون فيها جميع المدخلات مساوية لـ 1 عندئذ يكون جهد الاخراج مساويا للمصدر وهذا ما يوضحه جدول الحقائق لهذه البوابة .

ان العلاقة التي تربط بين جهدي الاخراج والادخال تكون بالصيغة : -

$$F = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} \quad \dots (6)$$

يشير الشكل (١٠) الى دائرة NAND وقد استخدم فيها الثنائيات البلورية والترانزستور.



الشكل (١٠) دائرة المنطق NAND

في هذه الدائرة عندما تكون كل المداخل (1) فان الثنائيات  $D_A$  و  $D_B$  و  $D_C$  تكون في حالة انحياز عكسي ويكون الترانزستور في حالة اشباع ذلك لأن النقطة P سوف تكون موجبة وبهذا فان الجهد الخارج  $V_{CE}$  يكون قريباً من الصفر.

أما في الحالة التي يكون فيها اي من هذه المداخل صفرأ (يربط الثنائي الى الارض)

فان هذا الثنائي يقوم بالتوصيل وعليه فان الجهد المتولد عبر هذا الثنائي  $\left( \frac{V_{cc} r_a}{r_a + R_1} \right)$  لن يكفي لفتح الترانزستور وعندها يكون هذا الأخير في حالة قطع ويكون الجهد الخارج مساوياً لـ  $V_{CC}$ .

ان وجود الثنائين  $D_1$  و  $D_2$  هو لجعل الجهد عند القاعدة ( في حالة كون احد الثنائيات  $D_A$  مربوطاً الى الارض ) مساوية للصفر حيث ان الهبوط على اي منهما يساوي 0.7 فولت .

5 - بوابة ليس أو NOR gate : - تتكون هذه البوابة كما هو الحال في بوابة NAND . من بوابتين هما بوابة OR وبوابة NOT وعليه فان عملها يكون عكس بوابة OR وبالتالي فان جهد اخراجها يكون 1 فقط عندما يكون جهد مداخلها كلها تساوي صفرأ . وهذا مايبينه جدول الحقائق الخاص بهذه البوابة .

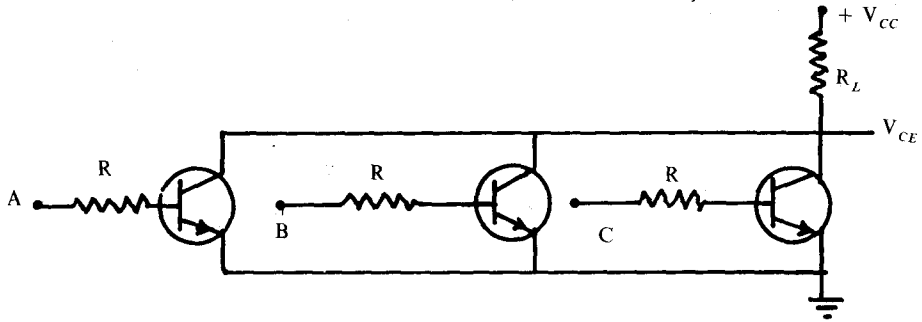
A	B	F
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

ان العلاقة التي تربط بين جهدي الاخراج والادخال تكون الصيغة :

$$F = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \quad \dots (7)$$

يشير الشكل (١١) الى دائرة NOR وقد استخدم فيها ٣ ترانزستورات و ٣ مقاومات فضلاً عن مقاومة المجمع

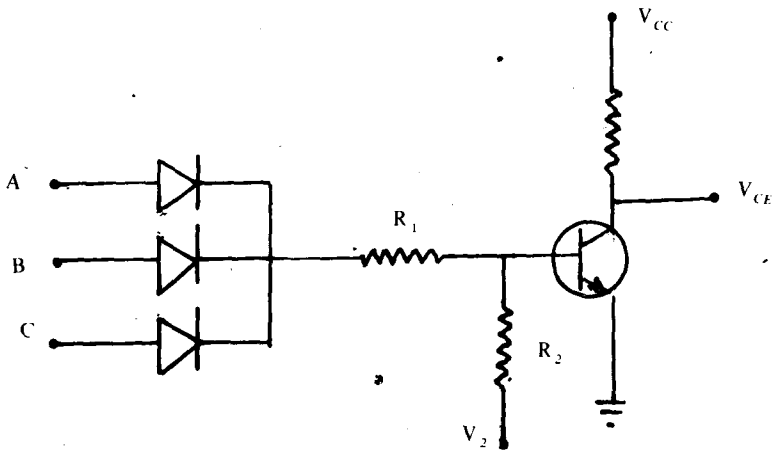




الشكل ( ١١ ) دائرة المنطق NOR باستخدام الترانزستورات فقط .

في هذه الدائرة يكون الجهد الخارج  $V_{CE}$  مساوياً لـ  $V_{CC}$  في حالة واحدة فقط عندما تكون جميع الترانزستورات في حالة قطع تام أي عندما يكون جهد المداخل  $C, B, A$  يساوي صفرًا. أما إذا سلط جهد عند أي من  $C, B, A$  فإن أحد الترانزستورات سيكون في حالة توصيل ( أو اشباع في حالة كون  $V_i$  كافية ) وعليه فإن الجهد  $V_{CE}$  سيكون قريباً من الصفر .

كذلك بالأمكان الحصول على دائرة NOR من استخدام الثنائيات البلورية والترانزستور - أنظر الشكل (١٢) - . في هذه الدائرة وبسبب من وجود الجهد  $V_2$  - فان جميع الثنائيات تقوم بالتوصيل عند ربط مداخلها الى الارض وبهذا فان الترانزستور سيكون في حالة قطع تام وذلك لكون الجهد عند القاعدة سالباً .



الشكل ( ١٢ ) دائرة المنطق NOR باستخدام الثنائيات

أما في حالة كون احد المداخل عند الحالة (1) فإن النقطة P تصبح ذات جهد موجب وعليه فإن الجهد الخارج سيكون قريبا من الصفر .

## 6 - 19 الجبر البولي Boolean Algebra :

اقترح جورج بول George Boole ( وهو عالم رياضي انكليزي في عام 1850 اي قبل حوالي 100 سنة من اختراع اول حاسبة رقمية ) عدداً من القواعد التي تحكم العلاقة بين متغيرات مسموح لها ان تأخذ قيمتين فقط : أما حقيقي أو زائف وعادة ما تكتب ، كما رأينا ، 1 أو 0 . هذا وقد اطلق اخيراً على هذه القواعد بالجبر البولي .

كلود شانون Claude Shannon في عام 1938 ، ادرك التطابق بين هذا النوع من الجبر ووظيفة الأنظمة الكهربائية ذات الخاصية الثنائية : الفتح ON والغلق OFF وقد استثمر هذا الجبر الجديد في بناء مفاتيح الهاتف telephone ، فللمفتاح عمل ثنائي ( الفتح والغلق ) .

في هذا البحث سنقوم بالتعريف بهذا الجبر ونظرياته وكيفية استخدامه لتبسيط تصميم ( الاختصار الى ادنى حد ممكن في عدد ) - الدوائر الرقمية المعقدة . فالبرمج الصحيح بين دوائر ( مع ) و ( أو ) و ( ليس ) المنطقية نستطيع بناء دوائر تقوم بعمليات الحساب الثنائي - مثلاً - كالجمع والطرح ... وغيرهما .

يبين الجدول (1) قائمة بالنظريات الخاصة بالجبر البولي ويلاحظ في هذا الجدول ما يأتي :-

- 1 - ان النظريات من 1 الى 4 خاصة بدائرة المنطق OR .
- 2 - النظريات من 5 الى 8 فتشرح عمل دائرة المنطق AND .
- 3 - النظرية 9 تعريف بوظيفة دائرة النفي NOT .
- 4 - النظريات الاخرى : النظرية التبادلية (0) commutation ونظرية الترابط (12) association ونظرية التوزيع distribution ونظرية الامتصاص absorption فانها لا تختلف عن مثيلاتها عما هي في الجبر العادي . الا ان هناك فرقا اساسيا بين الجبر المألوف والجبر البولي في تفسير معنى

الإشارة (+) فهي تعني في الجبر المألوف عملية الإضافة ، بينما تعني في الجبر البولي ( أو ) ، أي إذا كان لدينا  $y = A + B$  فأنا نقول ان  $y$  تساوي A او B .

يشير قانون التبادل الى ان ترتيب الإضافة والضرب غير مهم اي اننا نحصل على الجواب نفسه باضافة A الى B او بالعكس وكذلك الحال نفسه بضرب A في B او بالعكس .

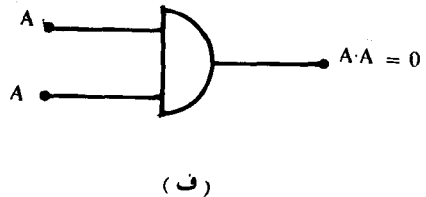
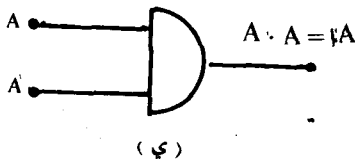
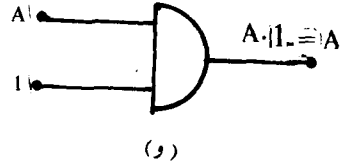
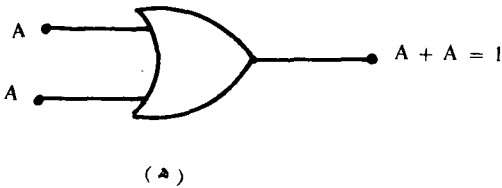
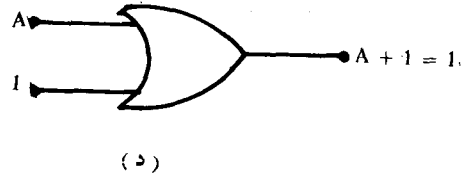
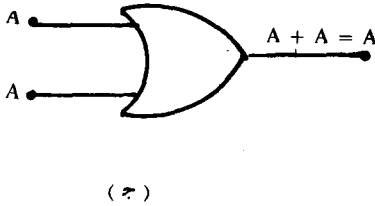
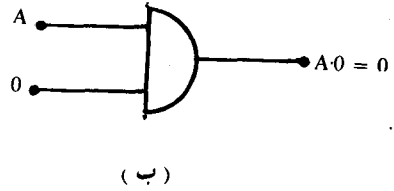
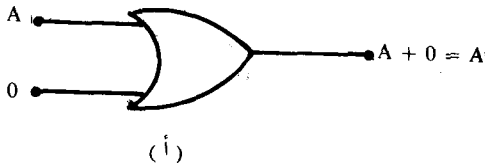
أما قانون الترابط فان بإمكانك امام التعبير  $(A + B + C)$  ان نستعملها لأضافة A الى B . أولاً ثم اضافة النتيجة الى A او اضافة A الى B أولاً ثم اضافة النتيجة الى C وهكذا الحال نفسه ينطبق على حالات الضرب ايضاً .

### جدول نظريات الجبر البولي

دائرة أو	1	$0 + A = A$
	2	$1 + A = 1$
	3	$A + A = A$
	4	$A + \bar{A} = 1$
دائرة مع	5	$0 \cdot A = 0$
	6	$1 \cdot A = A$
	7	$A \cdot A = A$
	8	$A \cdot \bar{A} = 0$
دائرة لبس	9	$\bar{\bar{A}} = A$
نظرية التبادل	10	$A + B = B + A$
	11	$A \cdot B = B \cdot A$
نظرية الترابط	12	$A + (B + C) = (A + B) + C$
	13	$A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C$
نظرية التوزيع	14	$A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$
	15	$(A + B) \cdot (A + C) = A + B \cdot C$
نظرية الامتصاص	16	$A + A \cdot B = A$
	17	$A \cdot (A + B) = A$
نظرية دي مورگان		$A + B = \bar{\bar{A}} \cdot \bar{\bar{B}}$
		$A \cdot B = \bar{\bar{A}} + \bar{\bar{B}}$

أما قانون التوزيع فيشير الى امكانية فتح اقواس التعبير البولي بالطريقة نفسها التي نستعملها في الجبر المألوف كما يتضمن هذا القانون ايضاً امكانية اخراج العوامل المشتركة في اي تعبير كأن نكتب  $(AB + BC)$  بالصيغة الآتية:  $A(B + C)$

5- لاتواجهنا النظريات الآتية الذكر بأية صعوبة لتشابهها مع الجبر المألوف غير ان النظريات (16, 17) التي تعد بمثابة العمود الفقري للجبر البولي يمكن فهمها على أساس بوابتي (أو) و(مع) حيث ان لدينا



الشكل (١٣) توضيح معنى المعادلات الخاصة بالجبر البولي.

$$A + 0 = A \quad \dots (8)$$

$$A \cdot 0 = 0 \quad \dots (9)$$

ويوضح الشكل (١٣ أ و ب) بالضبط معنى المعادلتين اعلاه :

كذلك توضح بقية الاشكال المفهوم المنطقي للمتطابقات الآتية :

$$A + 1 = 1$$

$$A \cdot 1 = A$$

$$A + A = A$$

$$A \cdot A = A$$

$$A + \bar{A} = 1$$

$$A \cdot \bar{A} = 0$$

... (10)

absorption laws

ومنها نستطيع اشتقاق قانوني الامتصاص

$$A + AB = A(1 + B) = A \quad \dots (11)$$

$$A(A + B) = A \cdot A + AB \quad \dots (12)$$

أو أن

$$A \cdot A + AB = A + A \cdot B = A(1 + B) = A \quad \dots (13)$$

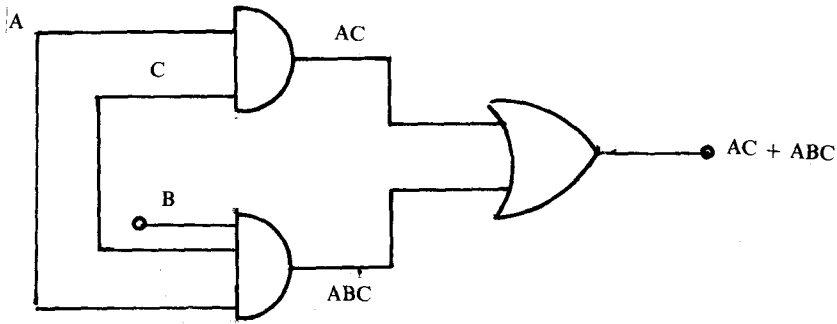
ولتوضيح عمل هذه المعادلات وفهم عملها وتبسيط الدوائر المنطقية سنأخذ المثال الآتي :

مثال (٤) :-

صمم الدائرة المنطقية لاجراء Y حيث ان

تقول المعادلة أعلاه ما يأتي : -

- (أ) ان لدينا ٣ متغيرات  $C, B, A$   
(ب) وحد  $C, A$  في بوابة مع .  
(ج) وحد  $A, B$  و  $C$  في بوابة مع ايضاً .  
(د) ادخل نواتج (2), (3) ببوابة أو . وعليه فان الدائرة المنطقية المبينة ادناه -  
الشكل (١٤) هي المطلوبة .



الشكل (١٤)

اما في حالة تبسيط المعادلة  $Y = \overline{AC} + ABC$  باستخدام النظريات الالفة الذكر فاننا سنحصل على

$$Y = AC + ABC = AC(1 + B)$$

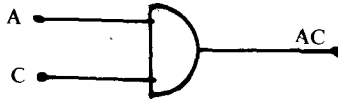
لدينا الان

$$B + 1 = 1$$

لذا فان

$$Y = AC$$

ومن هنا فان الدائرة في الشكل (١٤) سوف تختصر الى بوابة مع فقط - انظر الشكل (١٥) ومن هنا يتبين لنا اهمية استخدام الجبر البولي في اختصار وتصميم الدوائر المنطقية .



الشكل ( ١٥ )

5- النظريتان (18), (19) تعرفان بنظريتي دي موركان وهي توضح العلاقة بين بوابتي مع وأوتقول النظرية الاولى : ان متمم المجموع يساوي حاصل ضرب متممات المتغيرات وتقول النظرية الثانية ان قيم حاصل الضرب يساوي مجموع متممات المتغيرات ولتبيان أهمية هاتين النظريتين سنأخذ المثالين الاتيين :-

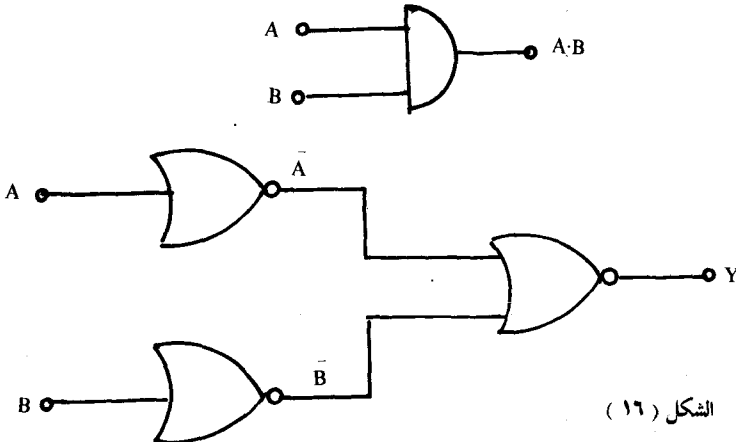
مثال (١) :- اكتب التعبير البودي للدائرة - الشكل (١٦) - ثم اختصرها الى ما يكافئهما

$$Y = \bar{A} + \bar{B}$$

باستخدام نظرية دي موركان نستطيع كتابة

$$Y = \bar{A} + \bar{B} = \bar{\bar{A} \bar{B}} = \overline{A \cdot B}$$

بهذا فان الدائرة المكافئة هي دائرة مع - انظر الشكل (١٧)



الشكل ( ١٦ )

مثال (٧) : اختصار الدائرة - الشكل (١٨) - ألي ادنى ما يمكن

$$Y_1 = \overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$$

$$Y_2 = \overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

$$Y = \overline{(\overline{A} + \overline{B}) \cdot (\overline{A} \cdot \overline{B})}$$

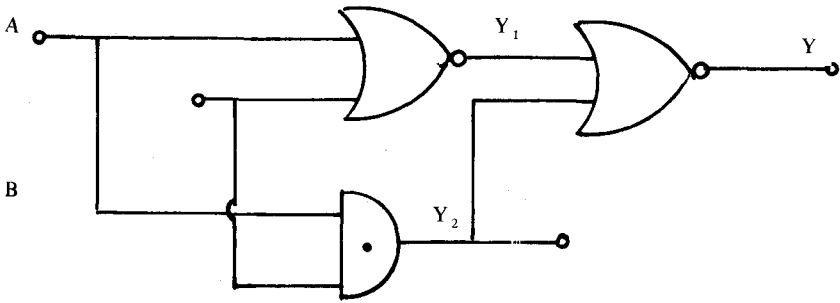
$$= \overline{(\overline{A} + \overline{B})} + \overline{(\overline{A} \cdot \overline{B})}$$

$$= (A \cdot B) + (A + B)$$

$$\overline{=} (A \cdot B) + (A + B) = A(B + 1) + B$$

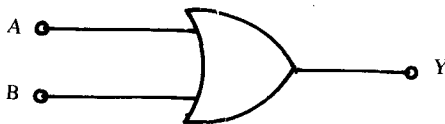
اوان

$$Y = A + B$$



الشكل (١٨)

وبهذا تختصر الى دائرة OR - انظر الشكل (١٩)



الشجر (١٩)



## 7 - 19 دائرة أو الحصرية Exclusive OR :

نحن الان في وضع يسمح لنا بمناقشة دائرة تعد بمثابة حجرة الزاوية في دوائر الحساب الثنائي وهي دائرة او الحصرية . تتميز هذه الدائرة ان جهد خرجها يكون 1 عندما يكون احد طرفي الادخال مساويا لـ 1 . وبين جدول الحقائق ادناه عمل دائرة او الحصرية

A	B	Y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

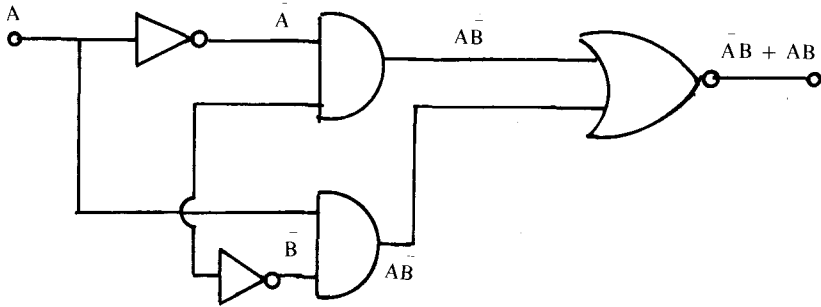
واضح ان Y يساوي واحدا عندما يكون  $A = 1$  و  $B = 0$  صفرًا وكذلك عندما يكون  $A = 0$  و  $B = 1$  صفرًا و  $Y = 0$  وبالتالي فان Y بدلالة الجبري البولي ستكون بالصيغة :

$$Y = \bar{A}B + A\bar{B} \quad \dots (15)$$

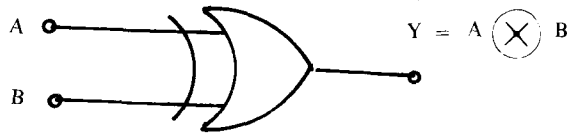
وعليه فان وظيفة دائرة او الحصرية تتلخص : باضافة الحدين  $\bar{A}B$  و  $A\bar{B}$  . ينتج الحد  $\bar{A}B$  وكما هو معروف . من ادخال المتغير A بعد نفيه - في دائرة AND وكذلك هو الحال بالنسبة للحد  $A\bar{B}$  ولكن مع نفي المتغير B هذه المرة . لذا فان دائرة او الحصرية ستكون كما في الشكل (٢٠) . اما الشكل (٢١) فيبين الرمز المتداول لدائرة او الحصرية .

يلاحظ في الشكل ان Y المعادلة (١٥) - قد تم كتابتها بالصيغة

$$Y = A \oplus B \quad \dots (16)$$



الشكل ( ٢٠ )



الشكل ( ٢١ )

وهي الصيغة المتداولة للتعبير عن معادلة الدائرة او الحصرية .  
ومن الجدير بالذكر ان وظيفة دائرة او الحصرية يمكن ان تنفذ باستخدام عدد من  
بوابات NOR حيث انه بالامكان كتابة المعادلة (١٥) بالصيغة الاتية

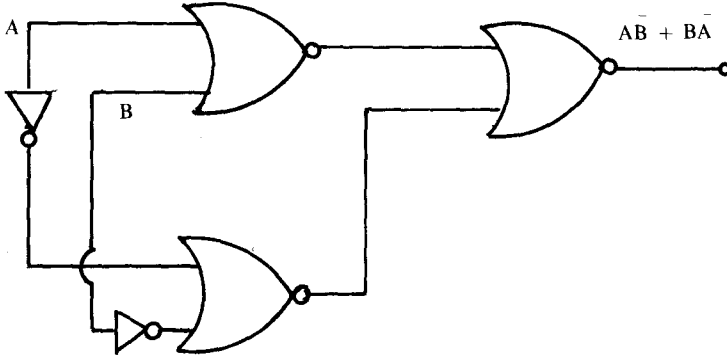
$$Y = \bar{A}B + \bar{B}A + A\bar{A} + B\bar{B} \quad \dots (17)$$

أو ان

$$Y = (A + B)(\bar{A} + \bar{B}) \quad \dots (18)$$

$$Y = \overline{(A + B) + (\bar{A} + \bar{B})} \quad \dots (19)$$

ومن هذه المعادلة (١٩) نجد ان دائرة او الحصرية يمكن ان تكون كما في الشكل (٢٢)



الشكل ( ٢٢ )

### 8 - 19 دوائر الاضافة الثنائية : Circuits For Binary Addition :

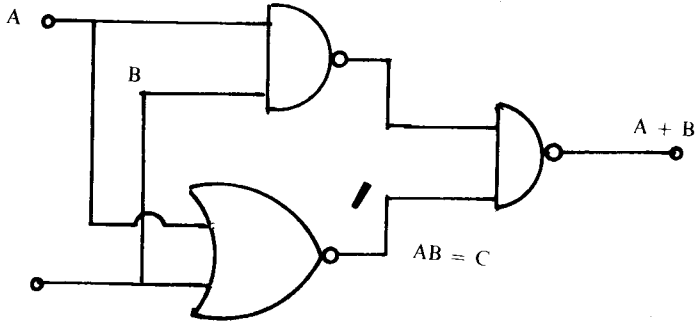
تعد عملية الجمع كما ذكرنا ، اساساً لجميع عمليات الحساب الثنائي فعملية الضرب على سبيل المثال ، يمكن اجراؤها عن طريق عمليات جمع معادة كذلك فان القسمة تعد عملية جمع معكوسة وهي الطرح .

- على اية حال ، تقوم البوابات المنطقية عند اجرائها عملية الجمع بخطوتين :
- أ - جمع الارقام الثنائية المقابلة في الاعمدة
  - ب - اضافة المحمل الناتج عن احد الاعمدة الى العمود الذي يليه

ولتفحصنا جدول الحقائق التابع لدائرة او الحصرية لوجدنا ان وظيفة هذه الدائرة لاتعد وكونها عملية اضافة الارقام الثنائية الى بعضها وعليه فان استعمال دائرة او الحصرية في دوائر الاضافة الثنائية سيحقق الشرط (أ) من اعلاه . من جهة اخرى ، معروف ان المحمل ينتج فقط عند اضافة 1 الى 1 وبهذا فان استعمال دائرة AND مع دائرة او الحصرية سيحقق الشرط (ب) وبالتالي فان الدائرة في الشكل (٢٣) ستعمل على تحقيق

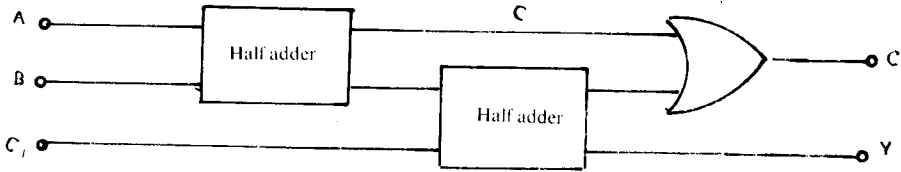
$$Y = A \oplus B$$

$$C = A.B$$



الشكل ( ٢٣ ) دائرة الاضافة النصفية .

ويطلق على هذه الدائرة عادة بدائرة الاضافة النصفية half-adder . على اية حال ، تقوم دائرة الاضافة النصفية بالخطوة الاولى في عملية الجمع ، اي جمع الارقام الثنائية واخراج المحمل . او بعبارة اخرى انها لا تقوم باضافة المحمل الناتج عن أحد الاعمدة الى ارقام العمود الذي يليه وبالتالي فان الحصول على عملية الاضافة كاملة يتم عند جمع دائرتي اضافة نصفية في دائرة واحدة تدعى بدائرة الاضافة الكاملة full-adder - انظر الشكل ٢٤ . تعمل دائرة OR على جمع المحملات المحتملة والناتجة من جمع الارقام الثنائية في كل من دائرتي الاضافة النصفية

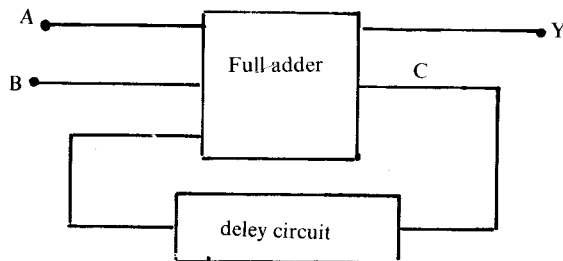


الشكل ( ٢٤ ) دائرة الاضافة الكاملة .

بقي ان نذكر اخيرا ان الطريقة التي تستخدم معها الدائرة الاضافية الكاملة في جمع الارقام الثنائية . تعتمد على الكيفية التي يتم فيها تجهيز هذه الارقام الثنائية وهي اما على التوالي او بصورة متوازية .

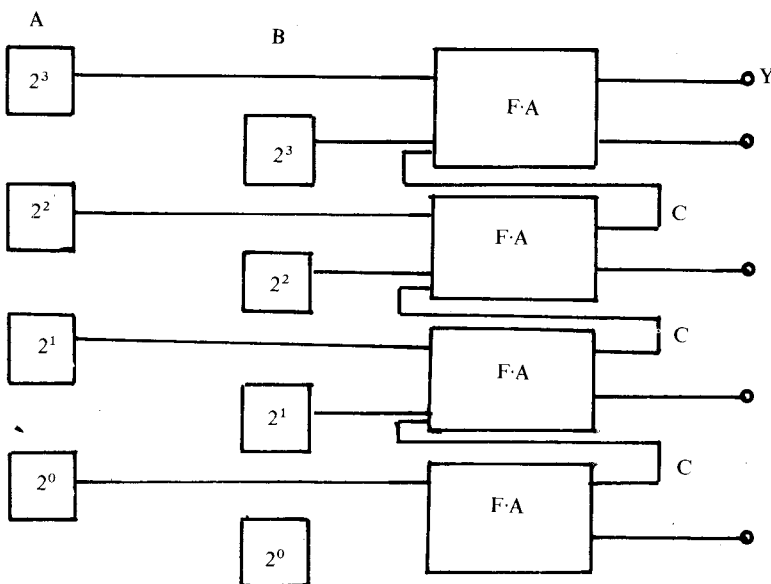
في الحالة الاولى تقوم دائرة الاضافة الكاملة بجمع الارقام الثنائية التابعة للعدد -

المراد جمعهما - بشكل متتابع اما المحمل فيتم ارجاعه الى مدخل المحمل عن طريق دائرة تأخير delay circuit تعمل على تأخيره لزمن يساوي الزمن بين رقمين متتاليين انظر الشكل ٢٥ - هذا التأخير يعمل على اضافة المحمل الناتج من جمع ارقام اي عمود الى الرقم او الارقام في العمود الذي يليه .



الشكل ( ٢٥ ) دائرة الاضافة الكاملة مع دائرة تأخير .

في الحالة الثانية نستخدم عددا من دوائر الاضافة الكاملة ( يساوي عدد الارقام الثنائية المثلة لاي من العددين المراد جمعهما . انظر الشكل ( ٢٦ ) . يلاحظ في هذا الشكل ان المحمل الناتج من الدائرة الاولى يضاف الى مدخل الدائرة الثانية .



الشكل ( ٢٦ ) الاضافة على التوازي .

وعلى الرغم من ان الجمع على التوازي يحتاج كما هو واضح ، الى عدد لا بأس به من البوابات (٢٨) بوابة لجمع عددين كل منهما باربعة ارقام ثنائية ) الا انه لا يخفى علينا ان توفير مثل هذه البوابات بهذا العدد اصبح الان ميسورا بفصل الدوائر المتكاملة فضلا عن السرعة التي تمتاز بها هذه الطريقة في الجمع مقارنة مع طريقة الجمع الاخرى ( على التوالي ) .

## اسئلة مسائل

- (1) ما المقصود بالصيغة الثنائية ؟ اضرب مثلا على ذلك
- (2) ارسم الشكل الموحي للاعداد الثنائية 1000 , 1010 , 1111
- (3) ما الترميز coding وما فك الترميز decoding ؟ اضرب بعض الامثلة
- (4) ما المقصود بالدوائر المنطقية ؟ وضح ذلك
- (5) ما العدد الذي يأتي بعد العدد 2 في النظام الثلاثي ؟ اكتب العدد 5 في هذا النظام .
- (6) اكتب الاعداد 1111 , 128 , 39 , 28 بالصيغة الثنائية
- (7) اكتب الكسور 0-8167 , 0-4253 , 0-8900 بالصيغة الثنائية
- (8) حول الاعداد 149-81 , 35-37 , 2-83 الى صيغتها الثنائية
- (9) اذكر قواعد الجمع ثم اجر عمليات الجمع للاعداد 20+14 , 15+34 , 56+25 بالصيغة الثنائية
- (10) اذكر قواعد الطرح ثم اجر عمليات الطرح للاعداد 14-25 , 16-35 , 39-112 بالصيغة الثنائية
- (11) ما المتمم ل 1 والمتمم ل 2 ؟ وضح بضرب الامثلة
- (12) اعد السؤال (10) باستخدام طريقة المتمم ل 1
- (13) اعد السؤال (10) باستخدام طريقة المتمم ل 2
- (14) اضرب الاعداد  $9 \times 5 \times 10$  ,  $8 \times 13$  ,  $19 \times 19$  بالصيغة الثنائية
- (15) اقسم العدد 102 على 17 بالصيغة الثنائية
- (16) عرف البوابة المنطقية ثم اشرح بالتفصيل كلا من  
1 . عمل البوابة المنطقية AND  
2 . عمل البوابة المنطقية OR
- (18) ما وظيفة البوابة ليس NOT . وضح بضرب الامثلة
- (19) في الشكل (9) ما وظيفة كل من  $V_2$  , C , R<sub>1</sub>
- (20) اشرح وظيفة دائرة المنطق NAND بالتفصيل
- (21) اشرح وظيفة دائرة المنطق NOR بالتفصيل
- (22) في الشكل (11) استبدل الثنائيات البلورية بالترانزستورات للحصول على دائرة NOR

(23) ارسم الشكل الموجي للاعداد الثنائية 1001 , 1101 ومجموعهما وقارن بينه وبين مجموعهما عند مرورهما

أ- دائرة AND

ب- دائرة OR

ج- دائرة NAND

د- دائرة NOR

(24) وضح انه بالامكان استعمال دائرة NOR للحصول على الدوائر AND

NAND , OR ,

(25) وضح انه بالامكان استعمال دائرة NAND للحصول على الدوائر AND

NOR , OR ,

(26) برهن على صحة ما يأتي :

$$\text{أ- } AB + A = A$$

$$\text{ب- } ABC + AB + B = B$$

$$\text{ج- } AB + A = A$$

$$\text{د- } AC + AC\bar{C} = A$$

$$(A + \bar{B} + AB)(A + \bar{B})\bar{A}B = 0$$

$$ABC + \bar{A}BC + B\bar{C} + AD + \bar{A}D = B + D$$

(27) اكتب جدول الحقائق للعلاقات

$$\text{أ } F = \bar{A}\bar{B}(C + A)$$

$$\text{ب- } F = (\bar{C} + B) + \bar{A}\bar{B}$$

$$\text{ج- } F = \bar{A}C + \bar{B}\bar{C}$$

(28) اكتب معادلة الدائرة المنطقية ادناه ثم اختصرها .



## معجم المصطلحات العلمية الواردة في الكتاب

A

abrupt junction	وصلة فجائية
ac ( alternating current )	تيار متناوب
ac load line	خط الحمل المتناوب
acceptor	متقبل ، مستقبل
active	فعال
active region	منطقة فعالة
addition	جمع ، اضافة
alpha ( $\alpha$ )	الفا
alternating voltage	جهد متناوب
amplification	تكبير
amplification factor	عامل تكبير
amplifier	مكبر
amplifier class A	مكبر من نوع A
amplifier class B	مكبر من نوع B
amplifier class C	مكبر من نوع C
amplitude	سعة ، اتساع
amplitude distortion	تشويه السعة
AND gat	بوابة مع
angular	زاوي
angular frequency	تردد زاوي
anode	مصعد
arsenic	زرنيخ
astable multivibrator	متعدد الاهتزازات الالامستقر
attenuation	توهين ، اضعاف
audio amplifies	مكبر الترددات المسموعة
audio frequency	تردد مسموع
avalanche breakdown	انهيار تضاعفي

average value

قيمة متوسطة ( المعدل )

B

balance

توازن

balanced

متوازن

band

حزمة - نطاق

band width

عرفي النطاق

base

قاعدة

base spreading resistance

مقاومة امتداد القاعدة

beta (  $\beta$  )

بيتا

bias

انحياز

binary

ثنائي

binary full adder circuit

دائرة جمع الاعداد الثنائية الكامل

binary half adder circuit

دائرة جمع الاعداد الثنائية النصفية

binary number system

نظام الاعداد الثنائية

bipolar junction transistor

ترانزستور الوصلة الثنائي القطبية

bistable multivibrator

متعدد الاهتزازات ثنائي الاستقرارية

Bit

معلومة

bleeder resistor

مقاوم النزف

Boolean algebra

الجبر البولي

bound electron

الكثرون مقيد

breakdown voltage

جهد الانهيار

break frequency

تردد الانكسار

bridge

قنطرة

bridge rectifier

قنطرة التقويم

broadband

حزمة عريضة

buffer

مصد ( مكبر تكون ممانعة ادخاله عالية

جدا وكسبه للجهد = واحد )

bulk resistance

مقاومة اجمالية

by pass capacitor

متسعة امرار جزئي للموجات

## C

capacitance		سعة
capacitive coupling		أقران سعوي
capacitor		متسعة
capacitor filter		مرشح سعوي
carbon resistor		مقاوم كاربوني
carriers ( charge ... )		ناقلات الشحنة ، حاملات الشحنة
cascade amplifier		مكبر تعاقبي
cascode amplifier		مكبر كاسكودي
cathode		مهبط
center - tap transformer		محوّلة ذات توصيل مركزي
channel		قناة
characteristics		مميزات - خواص
charge-( induced ... )		شحنة محتثة
chassis		قاعدة موصلة ذات جهد صفري
child's law		قانون جايلد
chip		رقاقة - شريحة
choke		ملف خانق ( ملف ذو ممانعة عالية نسبياً للتيار المتناوب )
circuit		دائرة
clamping circuit		دائرة لزم الموجات عند مستوى معين
class		صنف
class A amplifier		مكبر صنف A
class B amplifier	B	مكبر صنف B
class C amplifier	C	مكبر صنف C
clipping circuit		دائرة تقطيع ( تقليم )
closed loop gain		كسب الدارة المغلقة
coefficient		معامل
coil		ملف
collector		مجمع

colpitts oscillator	مذبذب كولبيتس
common	مشترك
common base amplifier	مكبر قاعدة مشتركة
common collector amplifier	مكبر مجمع مشترك
common drian amplifier	مكبر مصرف مشترك
common emitter amplifier	مكبر باعث مشترك
common gat amplifier	مكبر بوابة مشتركة
common mode input	اسلوب الادخال المشترك
common source amplifier	مكبر المنبع المشترك
compensating diod	ثنائي معادل
complement	متمم
complex number	عدد مركب ( حقيقي + خيالي )
components	مركبات ، مكونات
computer	حاسبة الكترونية
conductance ( mutual ... )	توصيلية تبادلية
conduction	توصيل
conduction band	حزمة توصيل
conductor	موصل
constant curren source	مصدر تيار ثابت
constant voltage source	مصدر جهد ثابت
couple	اقتران
coupling capacitor	متسعة اقران
covalent bonds	اواصر تساهمية
crossover distortion	تشويه التحويل
current	تيار
current-controlled divice	جهاز منضبط بالتيار
current density	كثافة التيار
current divider	مجزء التيار
current gain	كسب التيار ، تحصيل التيار

cut off  
cut off frequency  
cut off region  
cycle

قطع  
تردد القطع  
منطقة القطع  
دوره

## D

Darlington pair  
data  
dc ( direct current )  
dc amplifier  
dc load line  
decible  
depletion  
depletion layer  
depletion mode  
dielectric  
dielectric constant  
difference amplifier  
differential amplifier  
diffusion  
diffusion capacitance  
diffusion current  
digital circuit  
diode  
direct coupling  
dissipation  
distortion  
donor

زوج دارلنكتون  
معلومات ، بيانات  
تيار مستمر  
مكبر d.c ( مكبر يستطيع تكبير الاشارات ذات الترددات الواطئة من دون توهين )  
خط الحمل المستمر  
ديسبل ( وحدة لقياس الكسب )  
استنزاف - اخلاء  
طبقة استنزاف  
اسلوب استنزافي  
عازل  
ثابت العازل  
مكبر الفرق  
مكبر تفاضلي  
انتشار - نفاذ  
سعة انتشار  
تيار الانتشار  
دائرة رقمية  
ثنائي بلوري  
اقتران مباشر  
تبديد  
تشويه  
واهب . مانح

doping	تطعيم
double-ended Input	ادخال مزدوج
drain	مصرف
drain current	تيار المصرف
drift speed	سرعة الانسياق او الانجراف
driver stage	مرحلة سوق
dynamic parameter	معامل حركي
Early effect	تأثير ايرلي
earthed	مؤرض ، متصل الارض
efficiency	كفاءة
effective value	القيمة الفعالة
Einstern's equation	معادلة اينشتاين
electric current	تيار كهربائي
electrode	قطب
electrolyte capacitor	متسعة الكتروليتية
electrometer	الكتروميتر ( جهاز لقياس التيارات الضئيلة )
electron emission	انبعاث الكتروني
emitter	باعث
emitter follower	تابع باعث
energy band	حزمة الطاقة
energy gap	فجوة الطاقة
energy hill	تل الطاقة
energy level	مستوى الطاقة
enhancement mode	اسلوب تعزيزي
epitaxial layer	طبقة فوقية
equivalent circuit	دائرة مكافئة
extrinsic semiconductor	نصف موصل شائب
Exclusive OR circuit	دائرة

## F

Farad	فاراد ( وحدة لقياس السعة الكهربائية )
feedback	تغذية خلفية
Fermi level	مستوى فيرمي
filament	مشيلة
filter	مرشح
fixed bias	انحياز ثابت
flip-flop	النظام
follower	تابع
forbidden enelgy gap	فجوة الطاقة الممنوعة
forward bias	انحياز أمامي
Fourier series	متوالية فوريير
free electron	الالكترون حر
free running multivibrator	متعدد الاهتزازات الحر التذبذب
frequency distortion	تشويه تردد
frequency divider	مقسم التردد
frequency doubler	مضاعف التردد
full wave rectifier	مقوم موجة كاملة
fundamental frequency	تردد الاساس

## G

gain	كسب . تحصيل
gate	بوابة
germanium	جرمانيوم
grid	شبكة
ground	ارضي
grounded	مؤرض
graph	منحنى بياني . شكل بياني . خط
graphical analysis	تحليل بياني

## H

half-wave recifier	مقوم نصف موجة
harmonic	توافقي
harmonic distortion	تشويه توافقي
hartely oscillator	مذبذب هارتلي
heat sink	مسرب الحرارة
hertz	هيرتز
high pass filter	مرشح مرورعال
hole	فجوة
hole current	تيار الفجوة
hybrid	هجيني
hybrid IC	دائرة متكاملة هجينية
hybrid equivalent circuit	دائرة مكافئة هجينية
hybrid pasameters	ثوابت هجينية
IC = integrated circuit	دائرة متكاملة
ideal diode	ثنائي بلوري
impedance	ممانعة
impedance matching	مؤاءمة الممانعة
impurities	شوائب
induced charge	شحنة محتثة
induced current	تيار محتث
inductor	ملف حثي
input impedance	ممانعة ادخال
input signal	اشارة ادخال
input voltage	جهد ادخال
instantaneous value.	قيمة انية
insulated gate	بوابة معزولة
integration circuit	دائرة تكامل الموجات



integrated circuits	دوائر متكاملة
intrinsic semiconductor	نصف موصل نقى
inversion	انقلاب
inversion layer	طبقة انقلاب
inverting amplifier	مكبر عاكس
inverting input	مدخل عاكس
ionization potential	جهد التأين

#### J

junction	وصلة . ملتقى
junction capacitance	سعة الوصلة
junction dioda	ثنائي الوصلة
junction FET	ترانزستور الجمانك الوصلي

#### K

knee	ركبه
knee voltage	جهد الركبة
kilo cycle	كيلوساينكل ( الف دورة )

#### L

leakage current	تيار التسرب
level	مستوى . منسوب
limitter	محدد
linear	خطي
load	حمل
load line	خط الحمل
logic circuit	دائرة منطقية
loop	حلقة . دائرة

low - pass filter	مرشح امرار واطيء
lower cutoff frequency	تردد القاطع الواطيء

## M

magnitude	مقدار
main power supply	مجهز القدرة الرئيسي
majority carriers	حاملات اغلبيه
masking	حجب
mass production	انتاج موسع
matching	توافق . مؤامة
medium scale integration	مايكرو ( بادئه معناها جزء واحد من
micro ( $\mu$ )	مليون )
microprocessor	موجة دقيقة
microwave	ملي ( بادئه معناها جزء واحد من الالف )
milli	احادي البلورة
monolithic	مختصر لاسم ترانزستور تأثير المجال ذو الاوكسيد
MOSFET	المعدني
monostable	متعدد الاهتزازات احادي الاستقرارية
multistage	متعدد المراحل
multivibrator	متعدد الاهتزازات
mutual conductance	توصلية تبادلية

## N

NAND gate	بوابة ليس مع
nano	نانو ( بادئه معناها جزء من الف مليون )
negative	سالب
negative bias	انحياز سالب
negative charge	شحنة سالبة
negative feedback	تغذية خلفية سالبة
network	شبكة كهربائية

noninverting amplifier  
nonlinear distortion  
NOR gate  
NOT gate  
n-type

مكبر غير عاكس  
تشويه غير خطي  
بوابة ليس أو  
بوابة ليس  
نوع سالب

O

ohmic region  
ohm's law  
open circuit  
open loop  
open loop gain  
operating point  
operational amplifier  
OR gate  
oscillation  
oscillator  
output  
output impedance  
output voltage  
over loaded

المنطقة الاومية  
قانون اوم  
دائرة مفتوحة  
داره مفتوحة  
كسب الدارة المفتوحة  
نقطة التشغيل  
المكبر التشغيلي  
بوابة أو  
تذبذب  
مذبذب  
مخرج  
ممانعة اخراج . خرج  
جهد اخراج  
محمل فوق طاقته

P

parabola  
parallel  
parameters  
passive component  
peak voltage  
peak to peak

قطع مكافئ  
متوازي  
معامل ، ثوابت  
مكونات غير فعالة  
جهد الذروة  
من الذروة الى الذروة

peak inverse voltage  
pentavalent-  
pentod  
period  
periodic wave  
permittivity constant  
phase angle  
phase distortion  
phase inverter  
phase-shift oscillator  
pinch-off voltage  
plate resistance  
P - N junction  
positive feedback  
potential barrier  
potential divide  
potential hill  
power amplifier  
power gain  
power supply  
power transistor  
p-type  
pulse  
push-pull amplifier  
  
quiescent current  
quiescent point  
quiescent power  
quiescent voltage

جهد الذروة العكسي  
خماسي التكافؤ  
صمام خماسي  
زمن الذبذبة  
موجة دورية  
ثابت السماحية  
زاوية طور  
تشويه الطور  
قالب الطور  
مدبذب ازاحة الطور  
جهد الضيق  
مقاومة المصعد  
وصلة الـ PN  
تغذية خلفية موجبة  
الجهد الحاجز  
مجزىء الجهد  
تل الجهد  
مكبر قدرة  
كسب القدرة  
مجهز قدرة  
ترانزستور قدرة  
نوع موجب  
نبضة  
مكبر السحب والدفع

Q

التيار الهامد  
نقطة الهمود  
قدرة الهمود  
جهد الهمود

## R

radio frequency	التردد الراديوي
RC coupling	أقران نوع RC
RC filter	موشح نوع RC
RC oscillator	مذبذب RC
reactance	رادة
reactance ( capacitive ... )	رادة سعوية
reactance ( inductive ... )	رادة حثية
recombination	اعادة التحام
rectification	تقويم
rectifier	مقوم
region	منطقة
regulator	منظم
resistor	مقاومة
resistance box	صندوق مقاومة
resistivity	مقاومة نوعية
resistor	مقاوم
resonance frequency	تردد الرنين
reverse bias	انحياز عكسي
ripple	تموج
ripple factor	عامل التموج
rise time	زمن الارتقاء
root mean square value ( rimos )	القيمة الفعالة

## ( S )

saturation	اشباع
saturation current	تيار اشباع
saturation region	منطقة اشباع
saturation voltage	جهد الاشباع
Schmitt trigger	قادح شميت
screen grid	شبكة حاجية
secondary emission	انبعاث ثانوي

self bias	تغذية ذاتية . انحياز ذاتي
semiconductor	نصف موصل
series	متوالية
short circuit	دائرة قصر
signal	اشارة
signal generator	مولد اشارة
silicon doide	ثنائي سيلكون
sine wave	موجة جيبيه
single-ended input	اسلوب مفرد
single - ended output	اخراج ذو نهاية مفردة
sinusoidal current	تيار جيبي
sinusoidal oscillator	مذبذب جيبي
sinnsoidal voltage	جهد جيبي
small-scale integration	دائرة متكاملة قليلة العناصر
slope	انحدار
small signal analysis	تحليل الاشارة الصغيرة
small signal amplifier	مكبر الاشارات الصغيرة
smoothing	تسوية ، تعميم
smoothing capacitor	متسعة تسوية
smoothing factor	عامل التسوية
smoothing filter	مرشح تسوية
source	منبع
source follewer	تابع منبع
space charge	شحنة الفراغ
stable state	حالة مستقرة
steady state	حالة الاستقرار
static characteristics	الخواص الساكنة
substrate	طبقة اساس
subtraction circuit	دائرة طرح الاعداد
summing circuit	دائرة جمع الاعداد

supply	مجهز
surge current	تيار مفاجيء
symbol	رمز
switch-off	غلق
switch-on	فتح

T-equivalent circuit	دائرة T - المكافئة
tetrod	حمام رباعي
thermal runaway	هروب حراري
thermal stability	استقرار حراري
thermonic emission	انبعاث ايوني حراري
thick film IC	دائرة متكاملة مصنعة على غشاء سميك
thin film IC	دائرة متكاملة مصنعة على غشاء رقيق
threshold viltage	جهد العتبة
time constamt	ثابت الزمن
transformer	محولة
transformer coupling	اقران محولة
transistor	ترانزستور
trigger	قدح
triode	حمام ثلاثي
trivalent	ثلاثي التكافؤ
Truth table	جدول الحقائق
tuned amplifier	مكبر مولف
tunning	توليف
tunnel diode	ثنائي النفق

U

unite	وحدة
undistorted	غير مشوه
upper cut-off frequency	تردد القطع العلوي

## V

vaccum	فواغ
vaccum tube	حمام مفرغ
valance band	حزمة تكافؤ
volt	وحدة قياس فرق الجهد
voltage controlled divce	جهاز منضبط بالجهد
voltage divider	مجزئ جهد
voltage double	مضاعف الجهد
voltage drop	هبوط الجهد
voltage follower	تابع الجهد
voltage gain	كسب في الجهد
voltage regulator	منظم الجهد

## W

watt	واط ( وحدة قياس القدرة )
wave	موجة
wave shapping	تشكيل الموجة
wide band amplifres	مكبر واسع الحزمة
Wien-bridge oscillato.	مدبذب قنطرة فين
winding ratio	نسبة اللف
work function	دالة الشغل

## Z

zener breakdown	انهيار زنر
zener current	تيار زنر
zener diode	ثنائي زنر
zener region	منطقة زنر
zener regulator	منظم زنر
zener voltoge	جهد زنر
zero level	مستوى الصفر
zero potetial	الجهد الصفري



## المصادر والمراجع

- أ- كتب بالعربية مؤلفة او مترجمة
- (1) اسس الهندسة الالكترونية  
تأليف :- د . رياض كمال الحكيم ود . عادل خضر حسين  
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٠ .
  - (2) الالكترونيك  
تأليف :- د . صادق باقر حسين  
مطبعة الجامعة التكنولوجية ١٩٨٢ .
  - (3) 'الالكترونيك الرقمي  
تأليف :- أي . بي . مالفينو ترجمة : د . محمد زكي خضر ونيل خليل .  
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٠ .
  - (4) الالكترونيات في خدمة التطبيقات الكهربائية  
تأليف :- نويل . م . موريس ترجمة :- الدكتورة سميرة رستم
  - (5) الالكترونيات القدرة  
تأليف :- د . مظفر النعمة ود . سنان محمود باشي ود . ضياء علي النعمة .  
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٥ .
  - (6) الخواص الكهربائية والمغناطيسية للمواد  
تأليف :- د . فهد غالب الحياتي ود . وكاع فرحان الجبوري  
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٥ .
  - (7) تحليل الدوائر الكهربائية  
تأليف :- وليم هيات ترجمة :- د . محمد زكي خضر ود . مظفر انور النعمة  
ود . مأمون فاضل الكبابجي .  
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٣ .
  - (8) تطبيقات عملية في الكهربائية والالكترونيات  
تأليف :- د . أمجد عبدالرزاق كرجية وأ . يحيى عبدالحميد  
ود . صبحي سعيد الراوي  
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٥ .

(9) مبادئ الالكترونيات

تأليف :- أ. بي . مالفينو ترجمة :- أ بدر محمد علي ود . رياض كمال الحكيم  
مطبعة دار التقني للطباعة والنشر ١٩٨٣ .

( 10 ) الهندسة الكهربية الاساسي

تأليف :- أي مكثري سميث ترجمة :- د . محمد زكي خضرود . مظفر انور النعمة  
مطبعة جامعة الموصل ١٩٨٠ .

ب - المصادر الاجنبية

- 1 - An Introduction To Electronics  
William G. Oldham New York :
- 2 - An Introduction To Operational Amplifiers  
Lucse. M. Faulkenberry New York: John Wiley 1977.
- 3 - Basic Electromics For Scientists  
J.J. Brophy New York : Mc Graw Hill 1972.
- 4 - Circuits Devices And Systems  
R. J. Smith New York : John Wiley 1948.
- 5 - Electronic Devices And Circuits  
G. K. Mithal Oxford : Pergamon press 1969.
- 6 - Electronic Engineering  
Charles. L. Alley New York : John Wiley 1973.
- 7 - Electronic Fundamentals And Applications  
J. D. Ryder Londen : Pitman 1976 .
- 8 - Electronics  
J. M. Calvert New York : John Wiley 1978.
- 9 - Fundamentals of Electronics  
e. normas lurch New York : John Wiley 1971.
- 10 - Fundamentals of Electronics  
A . Toeci Cloumbus : Merrill Books Inc 1975.
- 11 - Introduction To Electronics  
K. J. M. RAO New Delhi : Oxford and IBH Publishing Co 1981.
- 12 - Introduction To Semiconductor Circuit Design  
D. J. Comer New York : Addison- Wesley 1968 .
- 13 - Logic Circuits  
N. M. Morris New York : Mc Graw Hill 1976.
- 14 - Transistor Circiut Action  
H. C. Veatch New York : Mc Graw Hill 1968.
- 15 - Transistor Circuits In Electronics  
S.S. Hakim London : Iliff Co 1966.