المرحلة الثالثة
الالكترونيك

مدرس المادة : د. ذوالفقار علي زكر

المصادر

1. فيزياء الالكترونيات (د.صبحي الراوي).

2. مبادئ الالكترونيات (مالفينو).

3. Electronic Devices (Floyed,2005).

الفصل الاول
مقدمة عامة عن اشباه الموصلات
المحاضرة الاولى

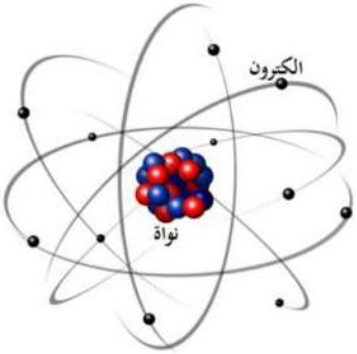
الالكترونيات هي مجال دراسة واستخدام الانظمة التي تعمل عن طريق التحكم بتدفق الالكترونات ضمنها او حاملات الشحنة الاخرى في بعض الاوساط مثل الصمام المفرغ والمواد شبه الموصلة وكذلك تصميم وبناء الدوائر الكترونية لحل مشاكل عملية او تصميم متطلبات تشغيل اجهزة الحاسوب وتدخل في مجال عمل كل الاجهزة التي نستخدمها في حياتنا اليومية وتعتبر دراسة علم الالكترونيات من تخصصات الفيزياء .

1.1 التركيب الذري Atomic Structure

لفهم الية عمل وتركيب المواد الشبه الموصلة لابد من دراسة التركيب الذري للمواد بصورة عامة وتركيب المواد الصلبة البلورية بشكل خاص.

اعطى العالم بور تصورا للذرة المثالية بانها تتكون من نواة (تتركز فيها كتلة الذرة وتضم بروتونات موجبة الشحنة ونيوترونات متعادلة الشحنة) محاطة بالكترونات سالبة الشحنة تساوي عدديا شحنة البروتونات تدور حولها بمدارات محددة وبذلك تكون الذرة متعادلة كهربائيا كما موضح في الشكل (1-1). ان الالكترونات الابعد عن النواة تمتلك طاقة اكبر واقل ارتباطا مع الذرة بالمقارنة مع الالكترونات في المدارات الاقرب بسبب ان قوة التجاذب بين النواة الموجبة والالكترونات السالبة تقل كلما ابتعد الالكترون عن النواة.

تسمى الالكترونات المتواجدة في الغلاف الخارجي بألكترونات التكافؤ Valance Electrons والغلاف الخارجي الابعد يسمى بغلاف التكافؤ Valance Shell . ان الكترونات التكافؤ هي التي تساهم في التفاعلات الكيميائية والروابط بين الذرات ضمن المادة وكذلك تحدد الخواص الخواص الكهربائية للمادة



شكل (1-1) مخطط للتركيب الذري

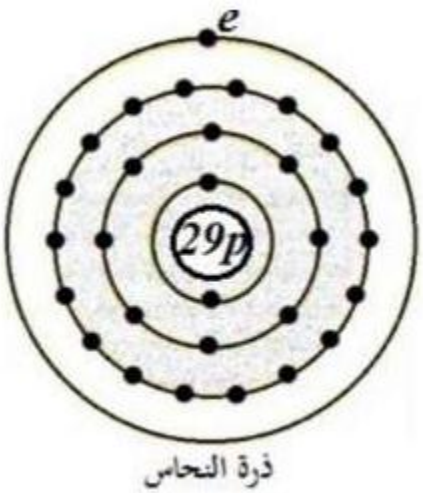
ان اقصى عدد من الالكترونات N_e يمكن ان تتواجد في غلاف معين لذرة ما تعطى بالمعادلة التالية:

$$N_e=2n^2 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (1\text{-}1)$$

حيث ان:

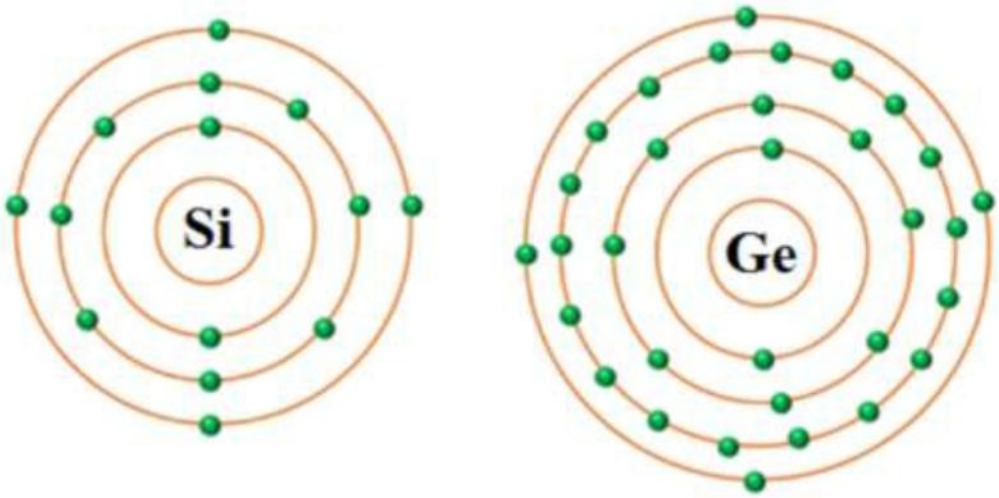
n : يمثل رقم المدار

ولتوضيح اهمية غلاف التكافؤ وعلاقته بالخواص الكهربائية للمادة ناخذ مثلا ذرة النحاس Cu له عدد ذري = 29 اي يحتوي على 29 بروتونا p=29 داخل النواة و29 الكترونا e=29 في الاغلفة المحيطة بالنواة وكما موضح في الشكل (1-2)



شكل (1-2) الترتيب الذري للنحاس

يكون ارتباط الكترون التكافؤ في ذرة النحاس ضعيف جدا وان اي قوة خارجية يمكنها بسهولة ان تحرر الكترون التكافؤ من ذرة النحاس وعند تسليط جهد كهربائي بسيط يتحرك الالكترون من ذرة نحاس الى اخرى ولهذا السبب يعتبر النحاس موصل جيد للتيار الكهربائي. اما المواد العازلة فانها تمتلك ثمان الكترونات في المدار الخارجي للذرة ، اما اشباه الموصلات فلها خواص كهربائية تقع بين الموصلات والعوازل وان افضل اشباه الموصلات تمتلك اربع الكترونات تكافؤ مثل السليكون Si والجرمانيوم Ge والشكل (1-3) يوضح الترتيب الالكتروني لها.

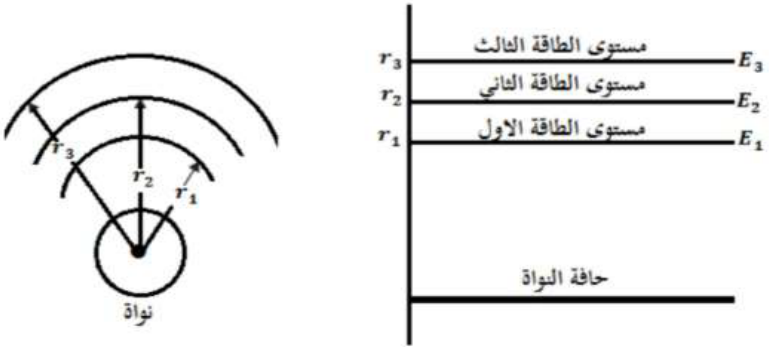


شكل (1-3) الترتيب الالكتروني لذرتي السليكون والجرمانيوم

في الشكل (1-3) نلاحظ ان الكترونات التكافؤ لذرة الجرمانيوم تقع في الغلاف الرابع للذرة بينما الكترونات التكافؤ لذرة السليكون تقع في الغلاف الثالث للذرة ولهذا السبب تكون الكترونات ذرة الجرمانيوم اقل استقرارا في درجات الحرارة العالية حيث تمتلك تلك الالكترونات طاقة اعلى مقارنة مع الكترونات التكافؤ لذرة السليكون وهذا هو سبب جعل السليكون الاكثر استخداما في الوقت الراهن اضافة الى كثرة وفرة السليكون حيث يعد العنصر الثاني بعد الاوكسجين وفرة في الطبيعة.

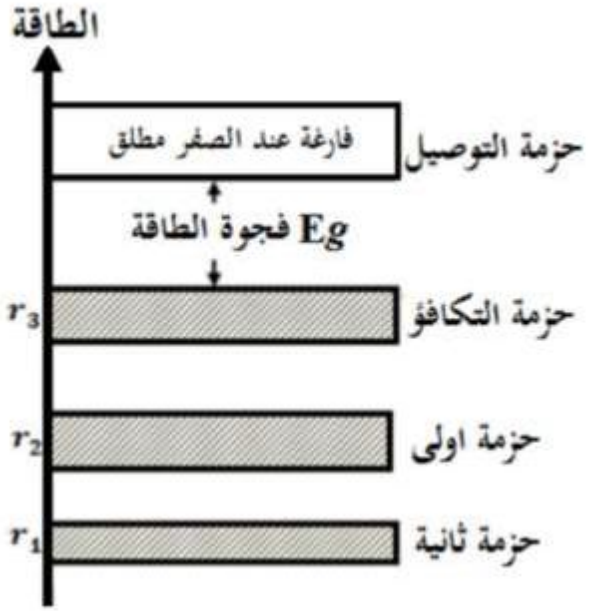
1.2 نظرية الحزم في المواد الصلبة Energy Bands Theory in Solids

في حالة ذرة منفردة معزولة فأن مدار الالكترون يتأثر فقط بالشحنات الموجودة في الذرة المعزولة، وفي هذه الحالة تكون مستويات الطاقة محددة لكل مدار مسموح للالكترون وكما موضح في الشكل (1-4)



شكل (1-4) مخطط مستويات الطاقة لذرة منفردة معزولة

عندما تتحد الذرات تتكون المادة الصلبة حيث تصطف مكوناتها الذرية بصورة منتظمة ومتكررة في نسق ثلاثي الابعاد تسمى البلورة Crystal وعندما تتداخل الذرات مع بعضها تتداخل مداراتها التكافؤية مشكلة حزمة التكافؤ وكذلك المدارات الاعلى تتداخل مع بعضها مشكلة حزمة التوصيل والقوى التي تربط الذرات تسمى الاواصر واي الكترون يمتلك طاقة كافية بحيث يستطيع الانتقال من حزمة التكافؤ الى حزمة التوصيل سوف يساهم في التوصيل ، على سبيل المثال عندما تتحد ذرات السليكون لتكوين بلورة السليكون فان مدار الكترون في ذرة معينة سوف يتاثر بالنوى والالكترونات الموجودة في كافة الذرات الاخرى التي تحتويها البلورة بالاضافة للشحنات الموجودة في ذرته وبما ان هناك اعداد كبيرة من الالكترونات في المدار الاول فأن مستويات الطاقة المتباينة قليلا تشكل تجمعا او حزمة الطاقة الاول. كذلك وجود الاعداد الكبيرة من الالكترونات في المدار الثاني يشكل حزمة الطاقة الثاني وتشكل كافة الكترونات المدار الثالث حزمة الطاقة الثالثة وهكذا والشكل (1-5) يوضح مخطط حزم الطاقة لبلورة السليكون عند درجة الصفر المطلق($-273C^{o}$)



شكل (1-5) مخطط حزم الطاقة لبلورة السليكون عند درجة الصفر المطلق

نلاحظ من الشكل ايضا انه بمستوى اعلى من حزمة التكافؤ توجد حزمة التوصيل Conduction Band التي تمثل المجموعة الاعلى طاقة وان المدارات في حزمة التوصيل كبيرة بالقدر الذي يجعل جذب النواة للالكترون ضعيفا جدا بعبارة اخرى لو رفع الكترون الى داخل حزمة التوصيل لاستطاع التحرك بحرية من ذرة الى اخرى ولهذا السبب تسمى الالكترونات الموجودة في حزمة التوصيل بالاكترونات الحرة Free Electrons

عند درجة حرارة الصفر المطلق تكون حزمة التوصيل فارغة وهذا يعني انه لا توجد طاقة كافية للالكترون لكي ينتقل الى حزمة التوصيل. وتسمى المنطقة التي تفصل بين حزمتي التكافؤ والتوصيل بفجوة الطاقة Energy Gap.

الفصل الثاني

الثنائي البلوري (ثنائي الوصلة)

P-N Junction

المحاضرة الاولى

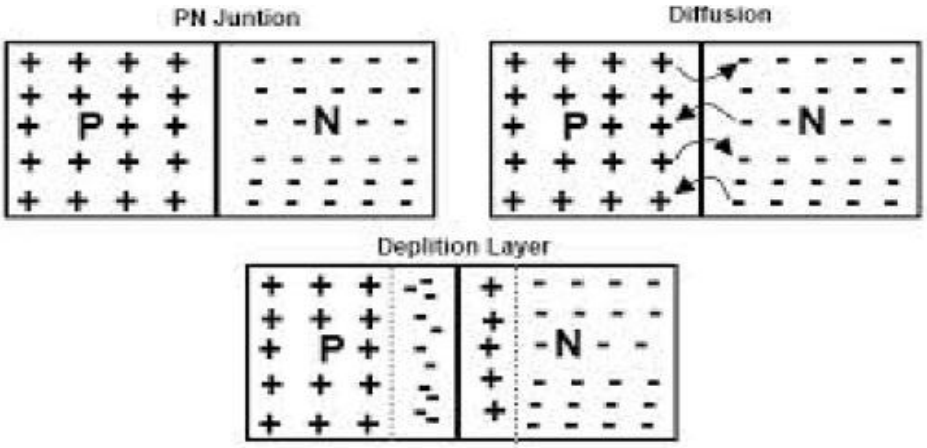
ان قطعة مفردة من شبه موصل من النوع السالب تعتبر قليلة الفائدة من الناحية العملية اذ انها تعتبر في الظروف الاعتيادية مادة ذات مقاومة متوسطة وبالامكان الحصول على مادة ذات قيمة مقاومة مقاربة بطريقة اسهل وتكلفة اقل (مثل المقاومة الكاربونية) ونفس الكلام ينطبق على مادة شبه موصل موجب . ولكن عند تطعيم بلورة شبه موصل نقي بحيث يكون نصفها شبه موصل سالب والنصف الاخر شبه موصل موجب تنتج نبيطة مختلفة تماما ولها اهمية بالغة وهذا ما سنتناوله في هذا الفصل.

2.1 تكوين الوصلة P-N

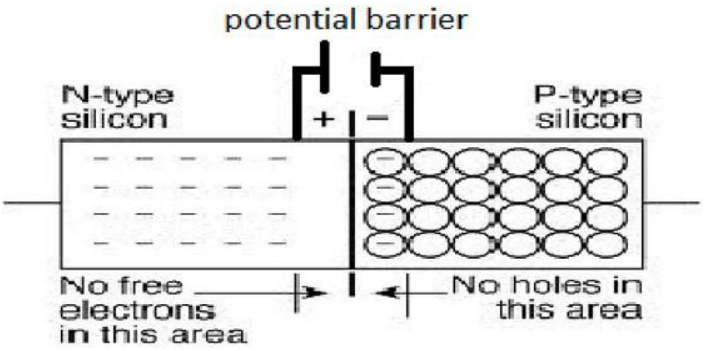
وصلة PN عبارة عن بلورة واحدة من شبه موصل يكون جزءا منها من مادة نوع P- وهي موجبة والجزء الثاني من مادة نوع n– وهي سالبة. وتتم ذلك عن طريق إضافة ذرات واهبة Donors إلى النصف الاول من البلورة و ذرات قابلة Acceptors إلى النصف الثاني منها.

الفكرة تكمن في تشويب شبه موصل نقي في أحد جانبيها بشوائب خماسية التكافؤ والجانب الآخر بشوائب ثلاثية التكافؤ . يسمى السطح الفاصل بينهما بالملتقى (PN Junction) إذ تتولد طبقة رقيقة على جانبي الملتقى تسمى منطقة الاستنزاف (depletion region) ، وهي لا تحتوي على نواقل للشحنة الحرة (وسمكها 1 ميكرومتر تقريباً). وذلك بسبب انتقال الكترونات من المنطقة (N) إلى المنطقة (P) بهدف احداث توازن في التوزيع، حيث يكون الانتقال من المنطقة كثيرة الالكترونات الحرة إلى المنطقة قليلة الالكترونات الحرة وانتقال فجوات من المنطقة (P) حيث تركيز الفجوات عالي إلى المنطقة (N) حيث التركيز منخفض . انتقال الفجوات يولد آيونات سالبة في المنطقة (P) وانتقال الالكترونات يولد آيونات موجبة في المنطقة

(N) علـــى جـــانبي الملتقـــى وبـــذلك يتكـــون فـــرق جهـــد كهربـــائي يســـمى بالحـــاجز الجهـــدي (Barrier potential) علـــى جـــانبي الملتقـــى مولـــداً مجـــالاً كهربائيـــاً معاكســـاً لحركـــة نواقـــل الشـــحنة وينمـــو هـــذا المجـــال حتـــى يصـــبح كافيـــاً لايقـــاف هـــذا الانتقـــال فيحصـــل التـــوازن. ويكـــون فـــرق الجهـــد فـــي هـــذه الحالـــة يســـاوي ((0,7 فـــولط للســـيلكون و 0,3 للجرمـــانيوم)) عنـــد درجـــة الحـــرارة الاعتياديـــة، ويتغيـــر مقـــدار فـــرق الجهـــد هـــذا مـــع تغيـــر درجـــة الحـــرارة ونســـبة الشـــوائب المضـــافة. الشـــكل (2.1) يوضـــح انتقـــال الحـــاملات خـــلال وصـــلة الثنـــائي وتكـــوين منطقـــة الاستنزاف. والشكل (2.2) يوضح الجهد الحاجز لثنائي الوصلة.



شكل (1.1) انتشار الحاملات خلال وصلة الثنائي وتكوين منطقة الاستنزاف

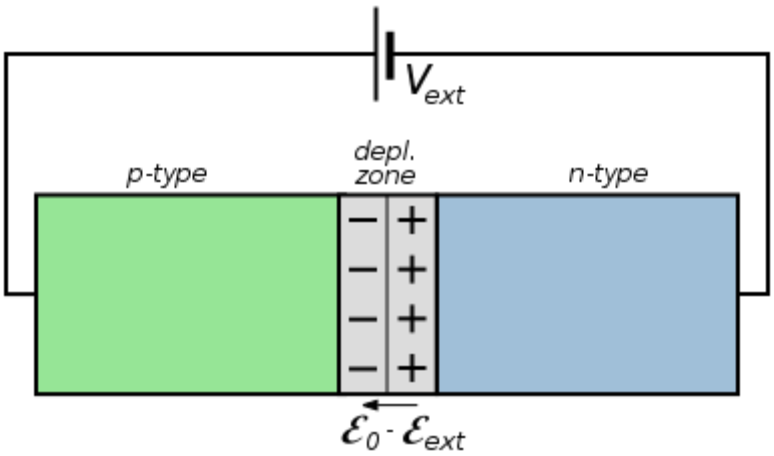


شكل (2.2) الجهد الحاجز لثنائي الوصلة

2.2 طرق ربط او توصيل الثنائي

1. الانحياز الامامي Forward Biase

الشكل (2.3) يوضح طريقة ربط الثنائي بالانحياز الامامي حيث عندما نقوم بتوصيل الديود بالبطارية بحيث يكون الجانب (p) من الدايود متصلا بالقطب الموجب من البطارية والجانب (N)متصلا بالقطب السالب،عندها الإلكترونات التي في الجزء السالب تتنافر مع القطب السالب للبطارية وتندفع لعبور الوصلة إلى الجانب .(P) بينما الفجوات تتنافر مع القطب الموجب للبطارية وتندفع لعبور الوصلة إلى الجانب .(N) وتصبح منطقة الاستنزاف Depletion Regionبمثابة حاجزاً بسيطا (يضيق الحاجز) في طريق حركة الإلكترونات، ولذلك فإن الإلكترونات تحتاج إلى فرق جهد بسيط يمكنها من تجاوز جهد الحاجز، ففي حالة مادة السليكون، جهد الحاجز مقداره 0,7 بينما قيمته 0,3 في حالة



شكل (2.3) طريق ربط الانحياز الامامي للثنائي البلوري

فإذا ما تم التوصيل بهذه الطريقة، فإنه يمر تيار في الوصلة يسمى في هذه الحالة بالتيار الأمامي (Forward Current) ويكون اتجاهه من الوصلة الموجبة إلى الوصلة السالبة

الفصل الثالث

ثنائي زنر

Ziner Diode

المحاضرة الاولى

4.1 مقدمة

علمنا من خلال دراستنا للثنائي العادي في حالة الانحياز العكسي ان قيمة التيار المار به تكون صغيرة للغاية وذلك لان مقاومة الثنائي تكون عالية جدا, وهذا التيار العكسي يبقى ثابتا مع زيادة الجهد العكسي الى قيم كبيرة وعند زيادة الجهد العكسي الى قيمة معينة (هذه القيمة تختلف حسب نوع الثنائي) فأن التيار العكسي يزداد فجأة ويرجع ذلك الى زيادة شدة المجال الكهربائي في منطقة الاستنزاف بحيث يتم توليد ازواج جديدة من (الكترون- فجوة) نتيجة لتاثير هذا المجال ويطلق على الجهد الذي يحدث عنده الانهيار لمقاومة الثنائي وازدياد مفاجئ للتيار بجهد الانهيار (Breakdown Voltage) وتؤدي حالة الانهيار هذه في الثنائيات العادية الى تلف الثنائي بسبب ارتفاع درجة الحرارة نتيجة لازدياد شدة التيار المار به.

4.2 ثنائي زنر

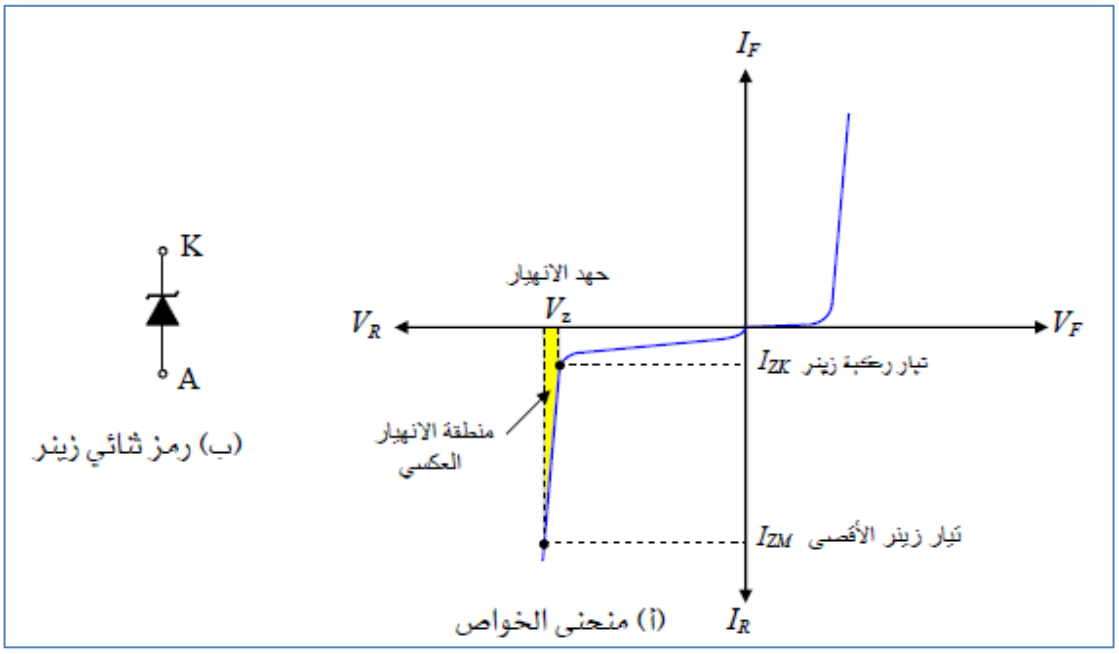
عبارة عن وصلة p-n مصنعة من السليكون تختلف عن الثنائي العادي في كونها مصممة للعمل في منطقة الانهيار العكسي, ويمكن التحكم في قيمة جهد الانهيار عن طريق التحكم في نسبة الشوائب المضافة الى السليكون لتحويله الى n^- او p^+ اثناء عملية التصنيع. وثنائي زنر متوفر تجاريا بجهود بتراوح بين 1.8-200V بقدرة تصل الى 100W.

يوجد ظاهرتان لحدوث الانهيار في حالة الانحياز العكسي احداهما تحدث عند تطبيق قيم عالية للجهد (اكبر من 5V) على الثنائي وتعرف بظاهرة الانهيار المتتابع (Avalanche Breakdown) ويحدث هذا الانهيار عندما تكتسب حاملات الشحنة طاقة كبيرة عند اجتيازها للمجال الكهربائي الشديد في منطقة الاستنزاف. وعند اصطدام حاملات الشحنة بذرات البناء البلوري فأنها تؤينها وبالتالي تتولد ازواج جديدة من (الالكترونات – الفجوات) تؤدي الى زيادة كبيرة في التيار دون زيادة فرق الجهد عبر الثنائي. وتحدث هذه الظاهرة في الثنائيات عندما تكون نسبة الشوائب الموجودة فيها قليلة نسبيا.

اما الظاهرة الاخرى المسمى بانهيار زنر (Zener Breakdowen) تحدث عند تطبيق قيم منخفضة للجهد (اقل من 5V في الثنائيات التي تكون نسبة الشوائب فيها عالية حيث تؤدي الزيادة في شدة المجال الكهربائي الى تمزق الروابط التساهمية بين الذرات ونتيجة لذلك تتولد ازواج من (الكترونات – فجوات) ويمكن خفض قيمة جهد الانهيار للثنائي بزيادة نسبة الشوائب الطعمة فيه.

4.3 منحنى الخواص لثنائي زنر Zener Diode Characteristics Curve

الشكل (4.1) يوضح منحني الخواص لثنائي زنر والرمز المستخدم له. ونلاحظ من الشكل ان ثنائي زنر له نفس خواص الثنائي العادي في حالة الانحياز الامامي اما في حالة الانحياز العكسي فأن التيار المار خلال الثنائي يكون ضئيلا جدا للجهود الاقل من جهد الانهيار او جهد زنر V_Z ولكن عند الوصول الى جهد زنر يزداد التيار بسرعة دون زيادة ملحوظة في الجهد لذلك يستخدم ثنائي زنر كمثبت او منظم للجهد (Voltage Regulator)



شكل (4.1) (أ) خصائص ثنائي زنر (ب) رمز ثنائي زنر

تعتمد فكرة تثبيت او تنظيم الجهد باستخدام ثنائي زنر على احتفاظ الثنائي في منطقة الانهيار بقيمة شبه ثابتة للجهد على طرفيه خلال مدى من التيار العكسي يتراوح بين I_{ZK} (تيار ركبة زنر) الى I_{ZM} (تيار زينر الاقصى) ويعرف تيار الركبة لزنر بانه اقل قيمة للتيار العكسي تحافظ على ثنائي زنر في منطقة

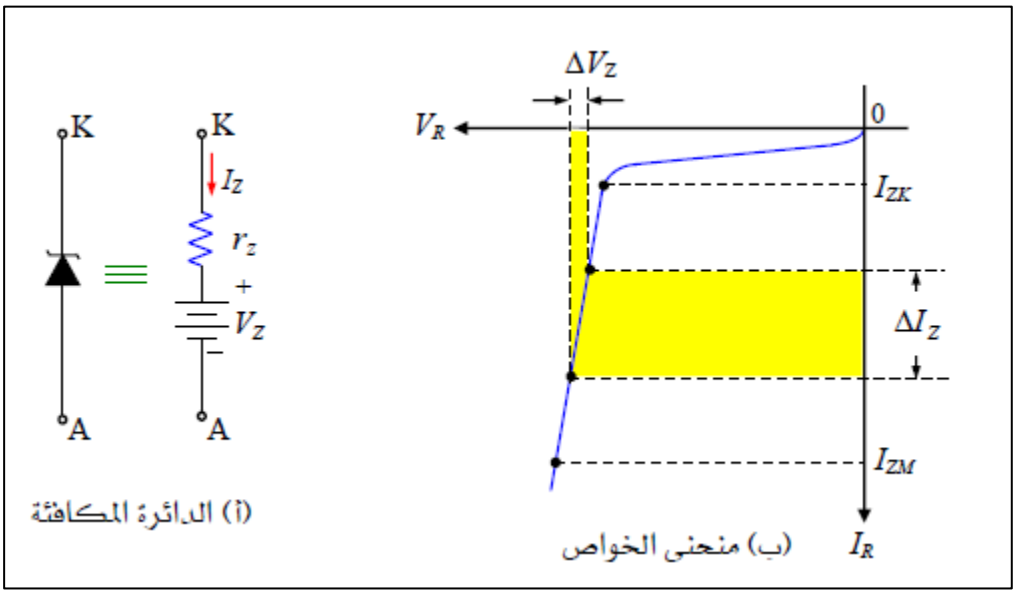
الانهيار للعمل كمنظم للجهد ونلاحظ من منحني الخواص انه اذا قلت قيمة تيار زنر عن قيمة تيار الركبة فان قيمة الجهد سوف تقل عن قيمة جهد زنر وبالتالي لا يعمل الثنائي كمنظم للجهد.

وتمثل I_{ZM} اقصى قيمة للتيار يمكن ان تمر خلال ثنائي زنر في منطقة الانهيار واية زيادة في قيمة التيار المار عبر ثنائي زنر عن هذه القيمة سوف تؤدي الى تلف الثنائي وذلك لزيادة الطاقة المبددة وبالتالي ارتفاع درجة الحرارة عن القيمة القصوىالتي يتحملها الثنائي.

4.4 الدائرة المكافئة لثنائي زنر Zener Diode Equivalent Circuit

الشكل (أ 4.2) يوضح الدائرة المكافئة لثنائي زنر حيث يعمل الثنائي كما لو كان بطارية لها جهد يساوي جهد زنر V_Z موصل معها مقاومة صغيرة r_Z تمثل مقاومة ثنائي زنر.ويمكن حساب قيمة مقاومة زنر من خلال منحني الخواص لثنائي زنر في منطقة الانهيار كما موضح في الشكل (ب 4.2) حيث نلاحظ ان التغير في قيمة التيار المار في ثنائي زنر يؤدي الى تغير صغيرفي قيمة الجهد على طرفي الثنائي وتبعا لقانون اوم فان النسبة بين التغير في قيمة الجهد ΔV_Z الى التغير في قيمة التيار ΔI_Z تمثل المقاومة r_Z وحسب العلاقة التالية:

$$r_Z = V_Z\Delta / I_Z\Delta \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(4.1)$$



شكل (4.2) (أ) الدائرة المكافئة لثنائي زنر (ب) منحني الخواص لثنائي زنر في منطقة الانهيار

مثال:

اذا كانت $r_Z = 5\Omega$, $V_Z = 6.5\ V$ فما هي قيمة الجهد على طرفي ثنائي زنر V_{ZD} عند مرور تيار مقداره 20mA.

الحل:

$$V_{ZD} = V_Z + I_Z r_Z$$

$$= 6.8 + 20*10^{-3} * 5 = 6.9V$$

4.5 معامل الحرارة لثنائي زنر Temperature Coefficient for Zener diode TC

يحدد هذا المعامل النسبة المئوية لتغير جهد زنر V_Z لكل تغير في درجة الحرارة مقداره $1C^o$ وحسب المعادلة التالية:

$$\Delta V_Z = V_Z * TC * \Delta T \quad \text{.....(4.2)}$$

حيث ان :

V_Z: جهد زنر

TC: المعامل الحراري

ΔT: مقدار التغير في درجة الحرارة

والمعامل الحراري اما ان يكون موجبا (Positive Temperature Coefficient) وهذا يعني ان جهد زنر يزيد مع زيادة درجة احرارة ويقل مع نقصان درجة الحرارة او يكون سالبا (Negative Temperature Coefficient) يعني ان جهد زينر يقل مع زيادة درجة الحرارة ويزداد مع نقصان درجة الحراة.

في بعض الاحيان يعبر عن المعامل الحراري بمقدار التغير بالملي فولت لجهد زنر لكل تغير في درجة الحرارة مقداره $1C^o$ (mV/C^o) بدلا من النسبة المئوية لتغير جهد زنر لكل تغير في درجة الحراة مقداره $1C^o$ ($\% / C^o$) وبالتالي فان التغير في فولتية زنر يحسب حسب المعادلة التالية:

$\Delta V_Z = V_Z * \Delta T$ ……..(4.3)

مثال:

ثنائي زنر له جهد زنر يساوي 8.2V عند 25C° وله معامل حراري موجب 0.048%/ C° اوجد قيمة جهد زنر عند 60 C°

الحل:

التغير في جهد زنر نتيجة لتغير درجة الحرارة من C° 25 الى 60 C° يكون:

$\Delta V_Z = V_Z * TC * \Delta T$

$= 8.2 * 0.048\% * (60-25) = 137.8$ mV

وبالتالي فان قيمة جهد الزنر عند 60 C° يكون:

$V_Z + \Delta V_Z = 8.2 + 137.8 = 8.3378$ V

4.6 القدرة المبددة في ثنائي زنر Zener Power Dissipation

تحدد قيمة القدرة المبددة في ثنائي زنر بالعلاقة التالية:

$P_Z = V_Z * I_Z$ …… (4.4)

ونظرا لان قيمة جهد زنر V_Z تكون ثابتة بالنسبة لثنائي زنر فان قيمة القدرة المبددة P_Z تعتمد على قيمة التيار المار بالثنائي I_Z وبالتالي فان القيمة القصوى للقدرة المبددة في ثنائي زنر$P_{Z\ (\ max)}$ (maximum power dissipation of zener diode) تعطى بالعلاقة الاتية:

$P_{Z(max)} = V_Z * I_{ZM}$ ……..(4.5)

حيث ان:

I_{ZM} : اقصى قيمة لتيار زنر

مثال:

احسب القدرة المبددة القصوى لثنائي زنر له جهد زنر 20V وتيار زنر يتراوح من 2mA الى 20mA

الحل:

$$P_{Z(max)} = V_Z * I_{ZM}$$

$$= 20 * 20 = 400 \text{ mW}$$

الفصل الرابع

تطبيقات الثنائي البلوري

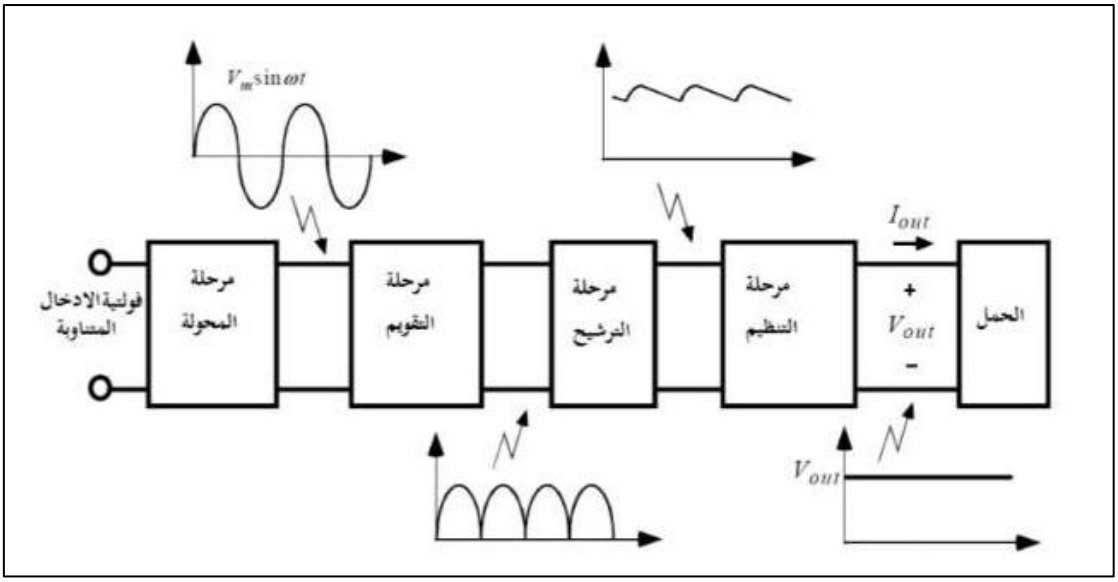
Diode Applications

المحاضرة الاولى

3.1 مقدمة

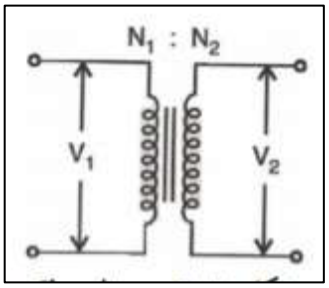
ان معظم الاجهزة الالكترونية مثل اجهزة التلفاز, مكبرات الصوت, اجهزة الحاسوب... الخ تحتاج الى فولتية مستمرة لكي تعمل بشكل صحيح وبما ان خطوط الطاقة الكهربائية عبارة عن فولتيات متناوبة وعالية القيمة لذلك تحتاج الى تخفيض قيمة الفولتية ومن ثم تحويلها الى فولتية مستمرة. النظام او الوحدة الالكترونية التي تنتج هكذا فولتية يسمى مجهز القدرة , حيث توجد ضمن مجهز القدرة دوائر الكترونية تسمح للتيار بالمرور باتجاه واحد وتطلق على هذه الدوائر بالمعدلات, اما الدوائر الاخرى فهي فلاتر Filters ومنضمات للفولتية الخارجية. وفي هذا الفصل سوف ندرس المعدلات Rectifiers, والمرشحات(الفلاتر) والمحددات Clippers ودوائر الالزام Clampers.

الشكل (3.1) يوضح مخطط لمراحل مجهز القدرة المستمر يتكون من اربعة مراحل تبدأ بالمحولة ومن ثم المعدل والمرشح واخيرا دائرة المنظم



شكل (3.1) مخطط لمراحل مجهز القدرة المستمر

الشكل (3.2) يمثل رمز المحولة وتمثل N1 عدد لفات الملف الابتدائي و N2 عدد لفات الملف الثانوي. و V1 تمثل القيمة الفعالة لفرق الجهد على طرفي الملف الابتداي و V2 القيمة الفعالة لفرق الجهد على طرفي ال ملف الثانوي بحيث ان :



شكل (3.2) رمز المحولة الكهربائية

$$\frac{V2}{V1} = \frac{N2}{N1} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (3.1)$$

يتم استخدام المحولة في دائرة مجهز القدرة لسببين :

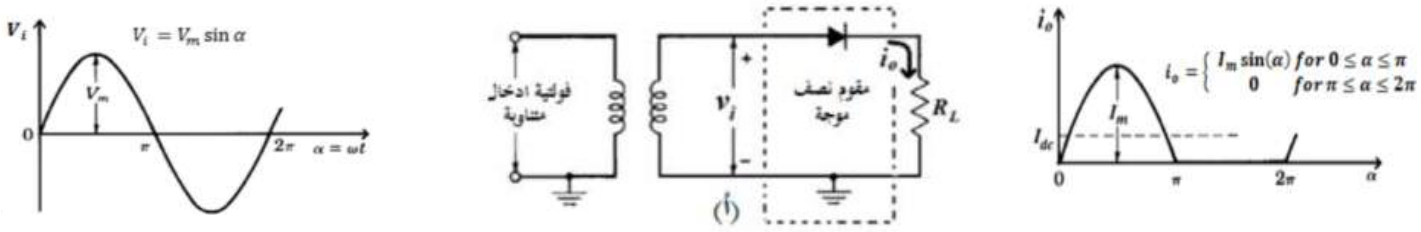
1. لخفض او رفع الفولتية لقيمة مناسبة لعمل بقية اجزاء المجهز ووفقا للفولتية المستمرة المطلوبة.
2. لعزل الدائرة عن خط القدرة مما يقلل من احتمال الاصابة بالصدمة الكهربائية.

3.2 دوائر تعديل الموجة

تعرف دوائر تعديل الموجة بانها دوائر تقوم على تحويل الفولتية المتناوبة (متغيرة الشدة والاتجاه) الى فولتية مستمرة نبضية (متغيرة الشدة وثابتة الاتجاه). يكون للثنائي البلوري دور اساسي في دوائر التعديل وذلك لانه يسمح للتيار بالسريان باتجاه معين (في حالة الانحياز الامامي) ولا يسمح له بالمرور بالاتجاه المعاكس (في حالة الانحياز العكسي). ويوجد نوعان من دوائر تعديل الموجة : وهي المعدل النصف الموجي والمعدل الموجي الكامل.

1. المعدل النصف الموجي Half-Wave Rectifier

الشكل (3.2) يوضح دائرة المعدل النصف الموجي مع موجة الداخلة والموجة الخارجة.



الموجة الخارجة شكل (3.2) دائرة المعدل النصف الموجي الموجة الداخلة

الجزء الموجب من الموجة الداخلة سوف يحيز الثنائي بالاتجاه الامامي وبذلك سوف تظهر الجزء الموجب من الموجة الداخلة على المقاومة R_L اما عند مرور الجزء السالب من الموجة الداخلة الى الثنائي سوف يعمل الثنائي بالاتجاه العكسي وفي هذه الحالة سوف يصبح الثنائي كمفتاح مفتوح ولا تظهر اية موجة على المقاومة R_L.

وبأخذ المقاومة الامامية للثنائي بنظر الاعتبار وتطبيق قانون كريشوف الخاص بفروق الجهد :

$$v_i - i_o R_f - i_o R_L = 0 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3.2)$$

$$i_o = v_i / (R_f + R_L) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3.3)$$

ولكن

$$v_i = V_m \sin(\alpha) \quad for \quad 0 \le \alpha \le \pi \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3.4)$$

وبتعويض المعادلة (3.4) في المعادلة (3.3) للتعويض عن قيمة v_i :

$$i_o = [V_m / R_f + R_L] \sin(\alpha) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3.5)$$

$$i_o = I_m \sin(\alpha) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3.6) , \qquad I_m = [V_m / R_f + R_L]$$

$$v_o = i_o R_L \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3.7)$$

حيث ان $\mathbf{v_i}$ تمثل القيمة الانية لفولتية الادخال, $\mathbf{i_o}$ القيمة الانية لتيار الاخراج, $\mathbf{V_m}$ اقصى قيمة يمكن ان تصل اليه فولتية الادخال, $\mathbf{I_m}$ اقصى قيمة يمكن ان تصل اليه تيار الاخراج, $\mathbf{R_L}$ مقاومة الحمل, $\mathbf{R_f}$ مقاومة الثنائي في حالة الانحياز الامامي, $\mathbf{v_o}$ فولتية الاخراج (فرق الجهد على طرفي مقاومة الحمل).

وفي حالة اخذ تاثير جهد الحاجز للوصلة V_{bi} فان قيمة ذروة الاخراج تصبح:

$$I_m = (V_m - V_{bi}) / (R_f + R_L) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3.8)$$

خلال النصف السالب من فولتية الادخال يكون الثنائي منحاز عكسيا ولا يسمح بمرور التيار وعندها يكون :

$$i_o = v_o = 0 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3.9) \quad \text{for} \quad \pi \le \alpha \le 2\pi$$

نلاحظ ايضا من الشكل الخاص بمعدل النصف الموجي ان زمن الاخراج هو نفسه زمن الادخال اي ان:

$T_o = T_i$,لذلك $f_o = f_i$

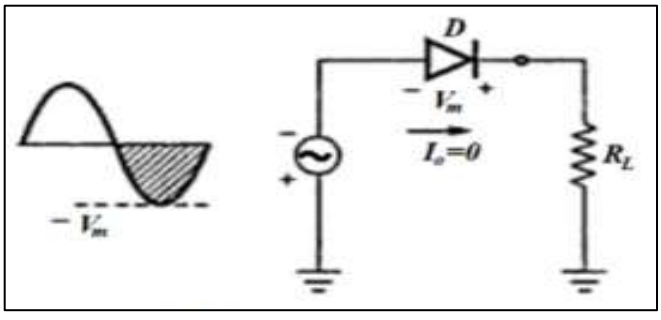
حيث ان $\mathbf{T_o}$ تمثل زمن موجة الاخراج, $\mathbf{T_i}$ زمن موجة الادخال, $\mathbf{f_o}$ تردد موجة الاخراج, $\mathbf{f_i}$ تردد موجة الادخال.

اي انه في المعدل النصف الموجي فان تردد الاخراج هو نفسه تردد الادخال.

في حالة الانحياز العكسي يجب ان لا تتجاوز الفولتية العكسية المسلطة على طرفي الثنائي فولتية الانهيار , وتسمى اعظم قيمة للفولتية العكسية التي يجب ان يتحملها الثنائي بفولتية الذروة العكسية Peak Inverse Voltage (PIV)

الشكل (3.3) يوضح ان اعظم قيمة لفولتية الذروة العكسية في حالة المعدل النصف الموجي يكون:

$PIV = V_m$



شكل (3.3) فولتية الذروة العكسية

الفصل الخامس

ترانزستر ثنائي القطبية

Bipolar Junction Transistor

المحاضرة الاولى

5.1 مقدمة

عام 1951 اخترع العالم وليام شوكلي اول ترانزستر وصلي junction transistor , ويعتبر الترانزستر العنصر الاساسي في معظم التطبيقات الالكترونية مثل دوائر تكبير الاشارة, المذبذبات, السيطرة والتحكم, والتطبيقات الرقمية. ولا يخلو اي جهاز الكتروني في الوقت الراهن من الترانزستر بشكله المنفرد او ان يكون مدمجا مع ترانزستورات وعناصر اخرى على شريحة واحدة تسمى دائرة متكاملة. لفهم عمل تلك الدوائر لابد من دراسة تركيب وعمل الترانزستر.

والشكل (1.5) يمثل صورة لمجموعة من الترانزسترات الشائعة الاستعمال .

شكل (1.5) : مجموعة من الترانزسترات الشائعة

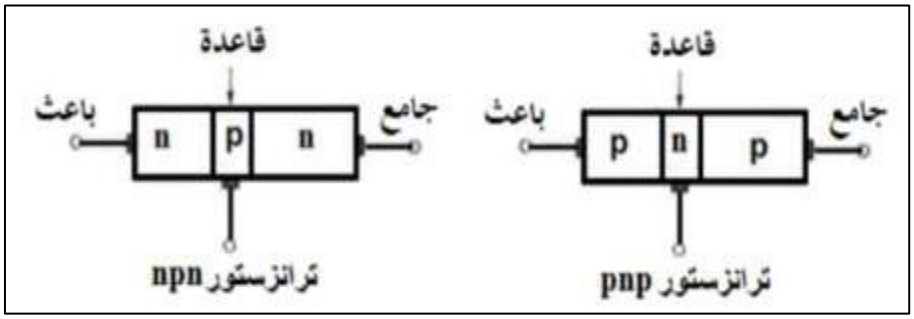
ان تسمية الترانزستر Transistor تمثل اختصارا لكلمتين (TRANSfer-resISTOR) اي بمعنى (مقوم الانتقال) وجاءت تلك التسمية لما يمتاز به الترانزستر من قابلية نقل التيار من منطقة ذات مقاومة واطئة الى الى منطقة ذات مقاومة عالية دون ان يرافق ذلك فقدان ملحوظ في قيمة ذلك التيار. وبشكل عام هناك نوعان اساسيان للترانزستر وذلك تبعا لنوعية حاملات الشحنة وهي:

1. الترانزستر ثنائي القطبية الوصلي Bipolar Junction Transistor يتكون تيار اتوصيل فيها من كلا نوعي حاملات الشحنة (الالكترونات الحرة والفجوات) ويرمز لها اختصارا BJT

2. الترانزستر احادي القطبية Unipolar Junction Transistor ويتكون تيار التوصيل فيها من نوع واحد من حاملات الشحنة (الالكترونات الحرة او الفجوات) ومن اهم انواعه ترانزستر تاثير المجال Field Effect Transistor ويرمز له اختصارا FET

5.2 تركيب الترانزستر ثنائي القطبية BJT وانواعة

الترانزستر هو نبيطة ثلاثية الاطراف ويتكون من ثلاث مناطق تكون المنطقة الوسطى من شبه موصل من نوع معين بينما تكون المنطقتين الطرفيتين من شبه موصل من نوع اخر وبذلك تكون هناك نوعان من ترانزستر BJT وهما ترانزستر نوع pnp وترانزستر نوع npn والشكل (5.2) يوضح مخطط لنوعي الترانزستر



شكل (5.2) مخطط لنوعي الترانزستر ثنائي القطبية

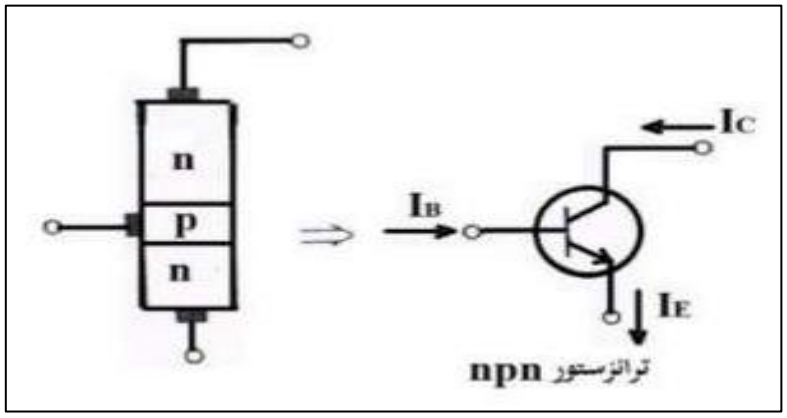
يتكون ترانزستر BJT من ثلاث مناطق وهي كما يلي:

الباعث Emitter : يمتاز بتطعيم عالي ويعمل علة حقن الالكترونات الى منطقة القاعدة.

القاعدة Base : تكون القاعدة خفيفة التطعيم ورقيقة وتعمل على امرار معظم الالكترونات المنبعثة من منطقة الباعث الى منطقة الجامع.

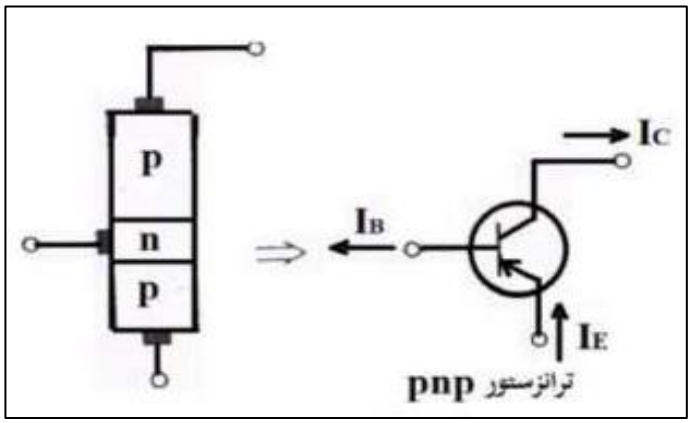
الجامع Collector : يتراوح تطعيم الجامع بين تطعيم الباعث العالي وتطعيم القاعدة الخفيف , وتعمل على جمع الالكترونات من منطقة القاعدة, وتكون منطقة الجامع هي المنطقة الاكبر بين المناطق الثلاثة لان عليه ان يبدد حرارة اكثر من منطقتي الباعث والقاعدة.

الشكل (5.3) يمثل رمز الترانزستر npn حيث تمثل القاعدة الطرف الوسطي بينما يميز طرف الباعث عن الجامع باضافة سهم يمثل اتجاه تيار الباعث.



شكل (5.3) رمز الترانزستورnpn

بالمقابل فان الشكل (5.4) يمثل رمز ترانزستر نوع pnp حيث يلاحظ ان االختلاف يكون في اتجاه السهم لطرف الباعث حيث يكون مشيرا الى الداخل.



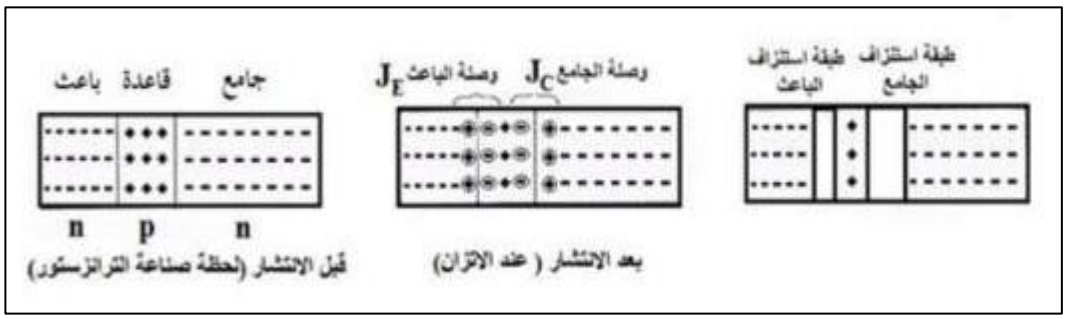
شكل (5.4) رمز الترانزستورpnp

سوف نركز في دراستنا على ترانزستر npn المصنوع من السليكون

5.3 مخطط حزم الطاقة للترانزستر BJT غير المنحاز

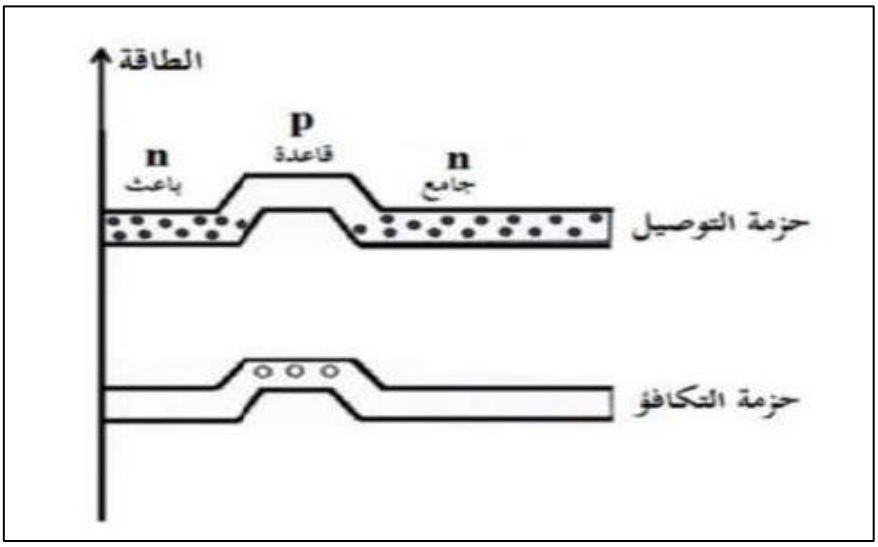
في لحظة صناعة الترانزستر من نوع npn ونظرا لاختلاف تركيز حاملات الشحنة تنتقل الالكترونات الحرة من جهة الباعث الى جهة القاعدة وكذلك من جهة الجامع الى جهة القاعدة ونتيجة لذلك تتكون طبقتي استنزاف ولكل طبقة استنزاف جهد حاجز مقداره (0.7V في حالة السليكون) عند درجة حرارة الغرفة.

بما ان المناطق الثلاثة لها نسب تطعيم مختلفة لا يكون لطبقتي الاستنزاف نفس العرض , فكلما كان تطعيم منطقة ما غزيرا كان تركيز الايونات قرب الوصلة اكبر, وهذا يعني ان طبقة الاستنزاف تنفذ قليلا في منطقة الباعث (عالي التطعيم) ولكنها تنفذ عميقا في منطقة القاعدة (خفيفة التطعيم). وكذلك فان طبقة الاستنزاف الثانية تمتد كثيرا في القاعدة بينما تنفذ في منطقة الجامع بعمق اقل وكما موضح في الشكل (5.5)



شكل (5.5) طبقة الاستنزاف في ترانزستر npn

لفهم اكثر نناقش حزم الطاقة لخصائص الترانزستر npn الغير المنحاز, كما هو الحال في الثنائي الشبه الموصل تكون حزمة طاقة منطقة القاعدة (جهة p) اعلى قليلا من حزم الطاقة جهتي الباعث والجامع كما موضح في الشكل (5.6) نتيجة لذلك فان الالكترونات الحرة الموجودة في جهة الباعث لن تستطيع الانتقال الى جهة القاعدة وذلك لعدم امتلاكها الطاقة الكافية, ولاجل ان يسري التيار عبر الترانزستر لابد من تسليط فرق جهد خارجي على اطراف الترانزستر



شكل (5.6) حزم الطاقة لترانزستر npnغير المنحاز

الفصل السادس

مضخمات الترانزستر ثنائي القطبية

Bipolar Junction Transistor (BJT) Amplifier

المحاضرة لاولى

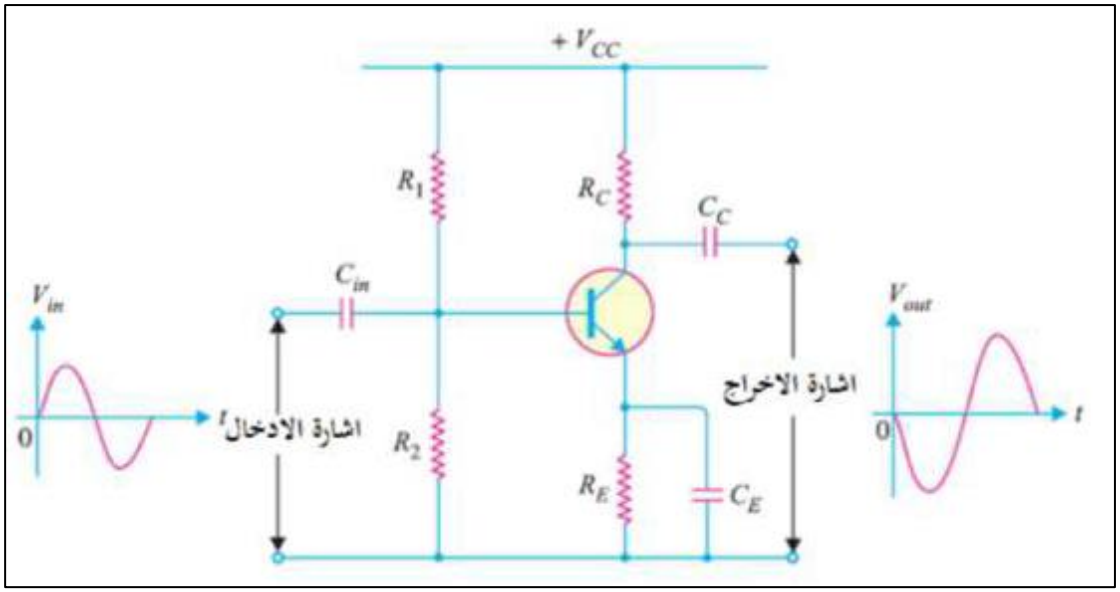
1.1 مقدمة

تدعى العملية التي يتم من خلالها زيادة شدة اشارة من دون تغيير او تشويه في شكلها بالتضخيم Amplification, والدائرة التي تقوم بتضخيم اشارة الادخال تدعى بالمضخم Amplifier ويكاد لا يخلو اي جهاز الكتروني من دائرة مضخم مثل جهاز التلفاز والهاتف النقال والمضخم الصوتي ...الخ. سنتطرق اولا لدائرة مضخم التي تحتوي على ترانزستر واحد والتي يطلق عليها مضخم ترانزستر ذي المرحلة الواحدة.

1.2 مبدأ عمل مضخم ترانزستر BJT ذي المرحلة الواحدة

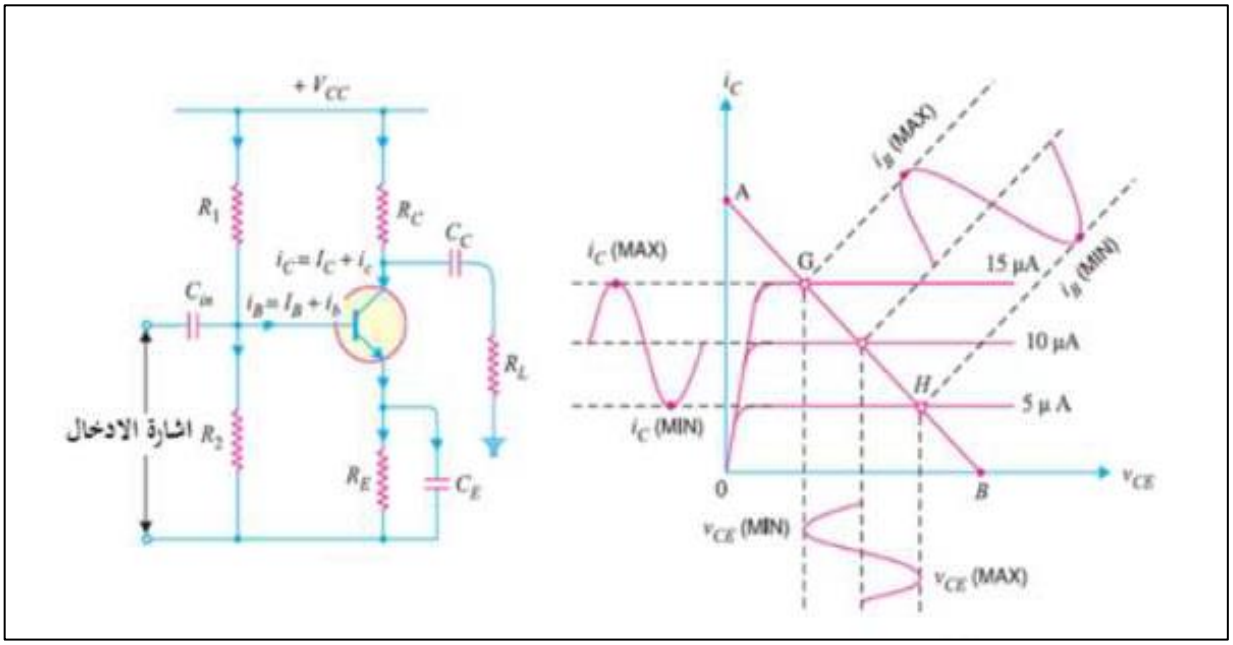
الشكل (1.6) يوضح دائرة مضخم باعث مشترك بدائرة انحياز مقسم جهد وهي من اكثر دوائر المضخمات استعمالا في التطبيقات العملية. وفيما يلي وظيفة كل عنصر من عناصر الدائرة:

1. R_1 , R_2 مقاومتان تعملان كمجزء جهد لتوفير فولتيات التحيز الملائمة لعمل الترانزستر.
2. R_E مقاومة تعمل على زيادة استقرارية الدائرة (الثبوت النسبي لموضع نقطة العمل)
3. C_{in} , C_c متسعات اقران, حيث تعمل C_{in} على السماح بدخول اشارة الادخال المتناوبة وتمنع اي اشارة مستمرة من الدخول الى المضخم. وتعمل C_c على جعل فولتية الاخراج خالية من اي مركبة مستمرة.
4. C_E متسعة امرار تعمل على زيادة كسب الدائرة من خلال تأريض R_E في ظروف العمل المتناوبة.



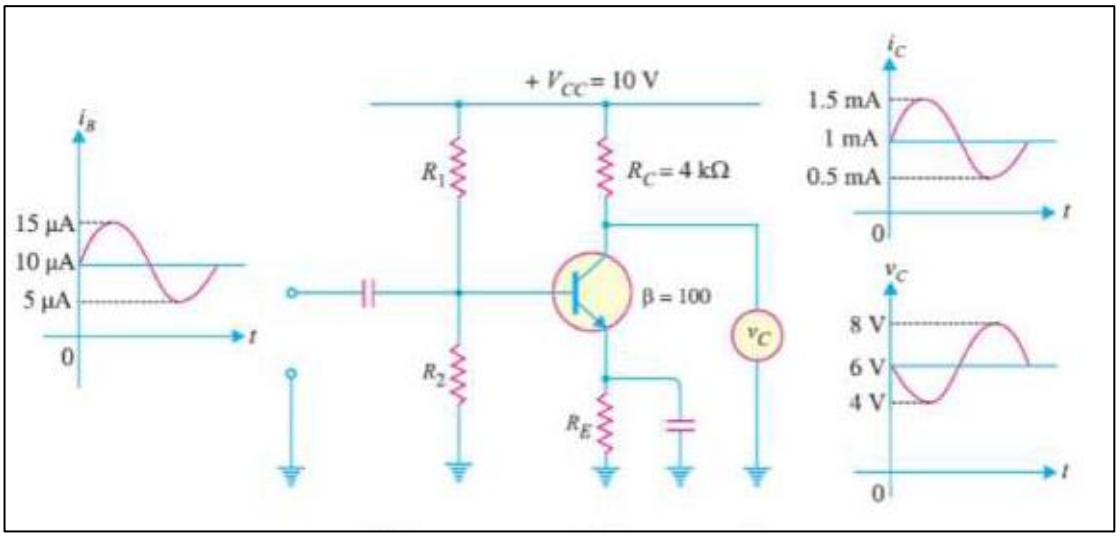
شكل (6.1) مضخم باعث مشترك بانحياز مقسم الجهد

الشكل (6.2) يوضح التيارات المختلفة المتناوبة والمستمرة داخل دائرة المضخم والتمثيل البياني لها. نلاحظ ان تيار القاعدة الكلي i_B هو عبارة عن تيار القاعدة الساكن I_B (غياب اشارة الادخال) مضافا اليه تيار الادخال المتناوب i_b (القادم عبر المتسعة C_{in}) اي ان $i_B=I_B+i_b$ وباعتبار ان الترانزستر عامل في المنطقة الفعالة فان تيار الجامع الساكن I_C سيكون متناسبا خطيا مع تيار القاعدة الساكن $I_C=\beta_{dc}I_B$ وكذلك الحال بالنسبة لتيار الجامع المتناوب $i_c=\beta_{ac}i_b$ حيث , β_{ac} β_{dc} هما معاملا كسب التيار المستمر والمتناوب على الترتيب.وبالنتيجة يكون تيار الجامع الكلي هو $i_C=I_C+i_c$



شكل (6.2) التيارات الداخلة والخارجة من مضخم الباعث المشترك بانحياز مقسم الجهد

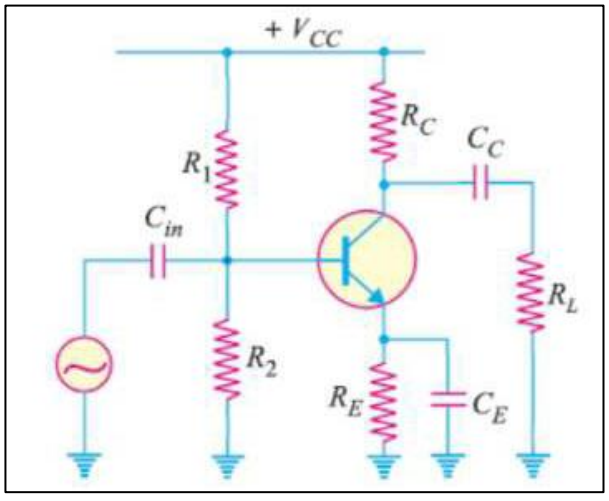
الشكل (6.3) يوضح دائرة مضخم له $\beta=100$ وفرت له دائرة التحيز تيار قاعدة ساكن $I_B=100\mu A$ ونقطة عمل ساكنة عند (6V , 1mA) حيث نلاحظ ان اشارة الادخال صغيرة $\Delta I_B=10\mu A$ قد تضخمت بفعل المكبر الى تغير كبير (100 مرة) في تيار الاخراج $\Delta I_C=1mA$



شكل (6.3) تطبيق لمضخم باعث مشترك بانحياز مقسم الجهد

1.3 الدائرة المكافئة المستمرة والمتناوبة للمضخم

ان عمل المضخم يتطلب ظروف عمل ساكنة (عدم وجود اشارة الادخال) والتي توفرها دائرة التحيز التي تتكون من مصدر الجهد المستمر والمقاومات وعملها يجعل الترانزستر عاملا في منطقة العمل, وعند استعمال تلك الدائرة في تضخيم اشارة متناوبة فان لدائرة المضخم فولتيات وتيارات مستمرة ومتناوبة , ولتسهيل دراسة دائرة المضخم يتم تحليل دائرة المضخم المبينة في الشكل (6.4) الى دائرة مكافئة مستمرة ودائرة مكافئة متناوبة.



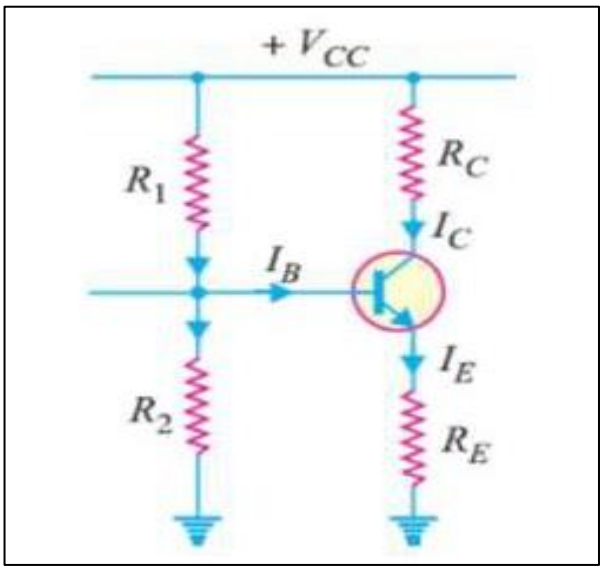
شكل (6.4) مضخم باعث مشترك بانحياز مقسم الجهد

اولا: الدائرة المكافئة المستمرة للمضخم

في هذه الحالة يتم اعتماد مصادر الجهد المستمرة فقط, ويتم تجاهل اي اشارة ادخال, وللحصول على الدائرة المكافئة المستمرة نقوم بالخطوات التالية:

1. قصر جميع المصادر المتناوبة.
2. اعتبار اي متسعة دائرة مفتوحة.

الشكل (6.5) يمثل الدائرة المكافئة المستمرة لدائرة مضخم الباعث المشترك بانحياز مقسم الجهد, ونلاحظ انها نفس الدائرة التي تم دراستها في الفصل السابق حيث يمكننا حساب كل من I_C , I_B , V_{CE} ورسم خط الحمل المستمر.



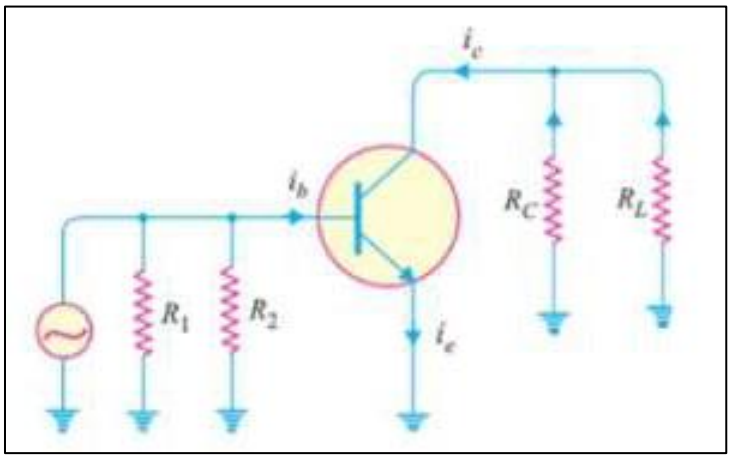
شكل (6.5) الدائرة المكافئة المستمرة لدائرة مضخم الباعث المشترك بانحياز مقسم الجهد

اولا: الدائرة المكافئة المتناوبة للمضخم

الشكل (6.6) يمثل الدائرة المكافئة المتناوبة والذي يتم الحصول عليها بالخطوات التالية:

1. قصر جميع مصادر الجهد المستمر.
2. اعتبار جميع المتسعات دوائر قصر.

وباعتماد تلك التقريبات يتم حساب التيارات والفولتيات المتناوبة.



شكل (6.6) الدائرة المكافئة المتناوبة لدائرة مضخم الباعث المشترك بانحياز مقسم الجهد

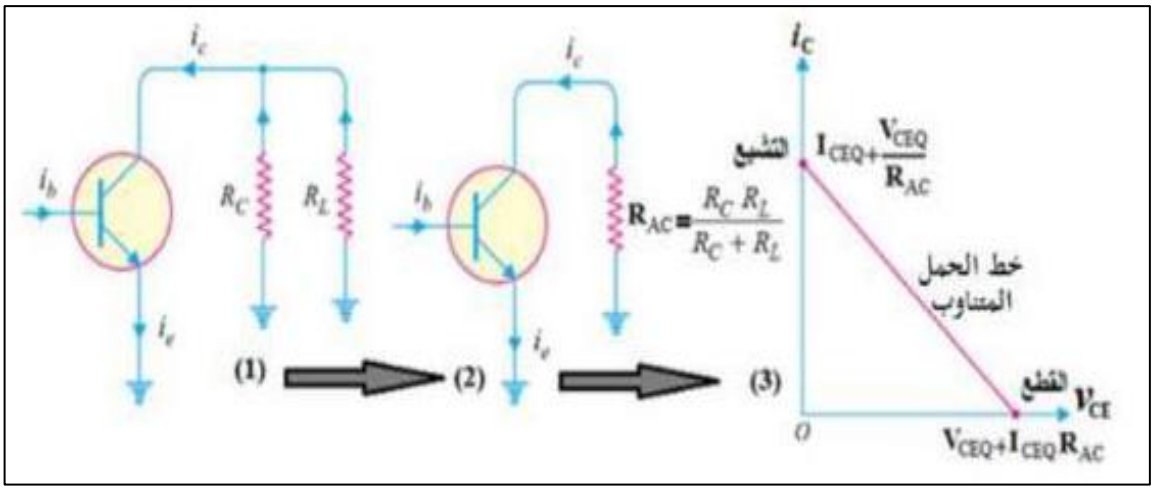
1.4 خط الحمل المتناوب DC Load Line

الشكل (6.7) يوضح خطوات رسم خط الحمل المتناوب, حيث يتم اولا رسم الدائرة المكافئة المتناوبة للدائرة ومن ثم يتم ايجاد المقاومة المكافئة للحمل المتناوب R_{AC} ومن ثم يتم ايجاد احداثيات نقطتي العمل والتشبع, حيث تعطى قيمة تيار التشبع وفولتية القطع بالصيغتين:

$$i_{Csat} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{R_{AC}} \quad \text{.....(6.1)}$$

$$v_{CEcut\text{-}off} = V_{CEQ} + I_{CQ}R_{AC} \quad \text{.....(6.2)}$$

حيث يمثل V_{CEQ} , I_{CQ} احداثيات نقطة العمل الساكنة



شكل (6.7) خطوات رسم خط الحمل المتناوب

الفصل السادس

مضخمات الترانزستر ثنائي القطبية

Bipolar Junction Transistor (BJT) Amplifier

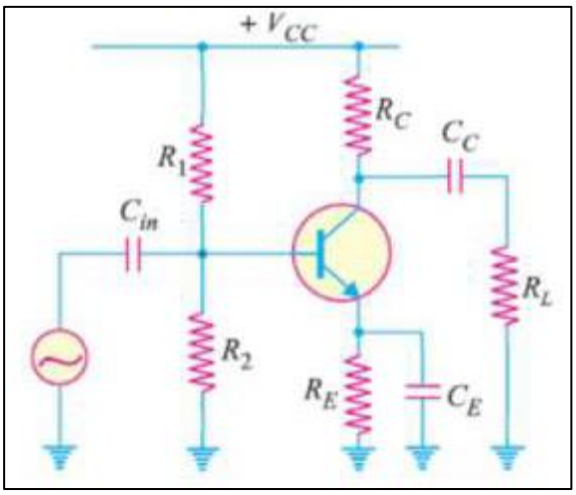
المحاضرة الثانية

مثال :

في الشكل التالي اذا علمت ان $R_C=10K\Omega$ و $R_L=30K\Omega$ و $V_{CC}=20V$, المقاومتان R_1 , R_2 ضبطت بحيث تكون احداثيات نقطة العمل عند (1mA , 10V) ارسم:

1. خط الحمل المستمر
2. خط الحمل المتناوب

علما ان المقاومة R_E صغيرة القيمة بحيث يمكن اهمال تاثيرها



الحل:

من معطيات السؤال لدينا

$R_C=10K\Omega$

$R_L=30K\Omega$

$V_{CC}=20V$

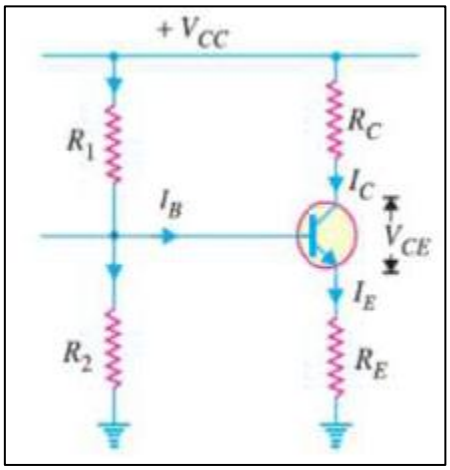
$V_{CEQ}=10V$

$I_{CQ}=1mA$

$RE\approx0$

اولا: رسم خط الحمل المستمر

لرسم خط الحمل نقوم اولا برسم الدائرة المكافئة المستمرة للدائرة والتي تكون بالشكل التالي:



معادلة خط الحمل المستمر تعطى بالصيغة :

$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)\, I_C$

وبالاعتماد على معادلة خط الحمل المستمر نجد احداثيات نقطة التشبع كما يلي:

$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{20}{10 * 10^3 + 0} = 2 * 10^{-3}$ Amp

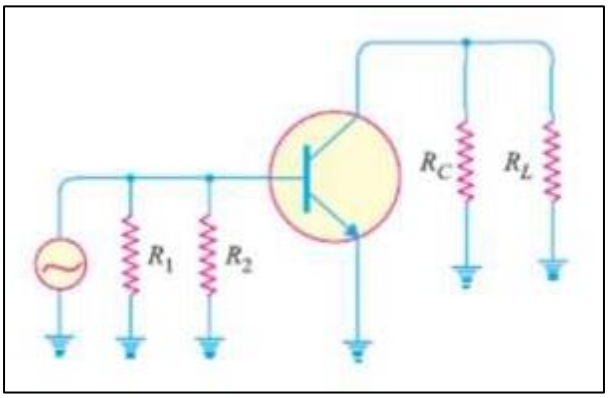
اي ان احداثي نقطة التشبع (2mA , 0)

اما احداثيات نقطة القطع فتكون (V_{CC} , 0) اي ان احداثي نقطة القطع هي (0 , 20V)

وبالتوصيل بين نقطتي التشبع والقطع نحصل على خط الحمل المستمر.

ثانيا: رسم خط الحمل المتناوب

لرسم خط الحمل المتناوب نقوم اولا برسم الدائرة المكافئة المتناوبة للدائرة وهي كما موضحة في الشكل التالي:



من الشكل نجد ان المقاومة المكافئة للحمل المتناوب R_{AC} هي:

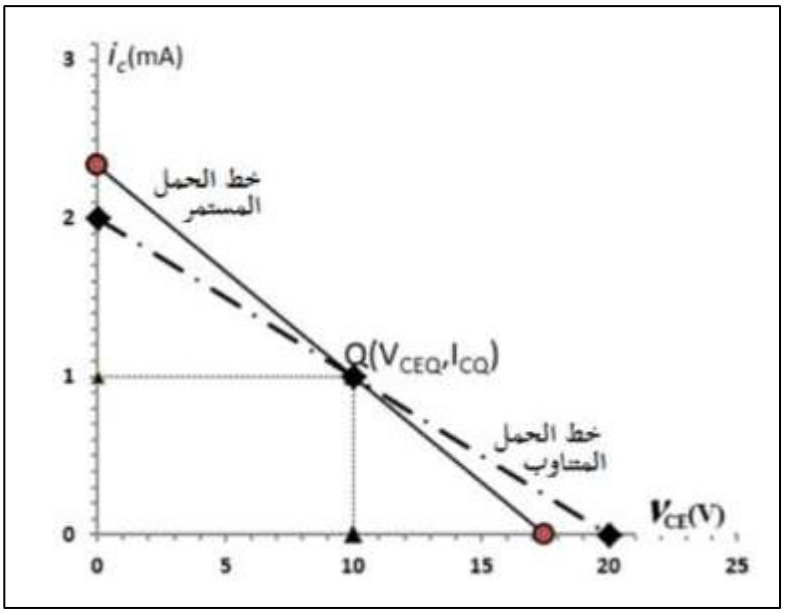
$$R_{AC} = \frac{R_C * R_L}{R_C + R_L} = \frac{10 * 10^3 * 30 * 10^3}{10 * 10^3 + 30 * 10^3} = 7.5 * 10^3\ \Omega$$

من معطيات المسالة نجد ان احداثي نقطة العمل الساكنة هي (1mA , 10V) اي ان V_{CEQ}=10V و I_{CQ}=1mA ومنه يمكن ان نجد احداثي نقطتي القطع والتشبع لخط الحمل التناوب وكما يلي:

$$i_{Csat} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{R_{AC}} = 1 * 10^{-3} + \frac{10}{7.5 * 10^3} = 2.33\ \text{mA}$$

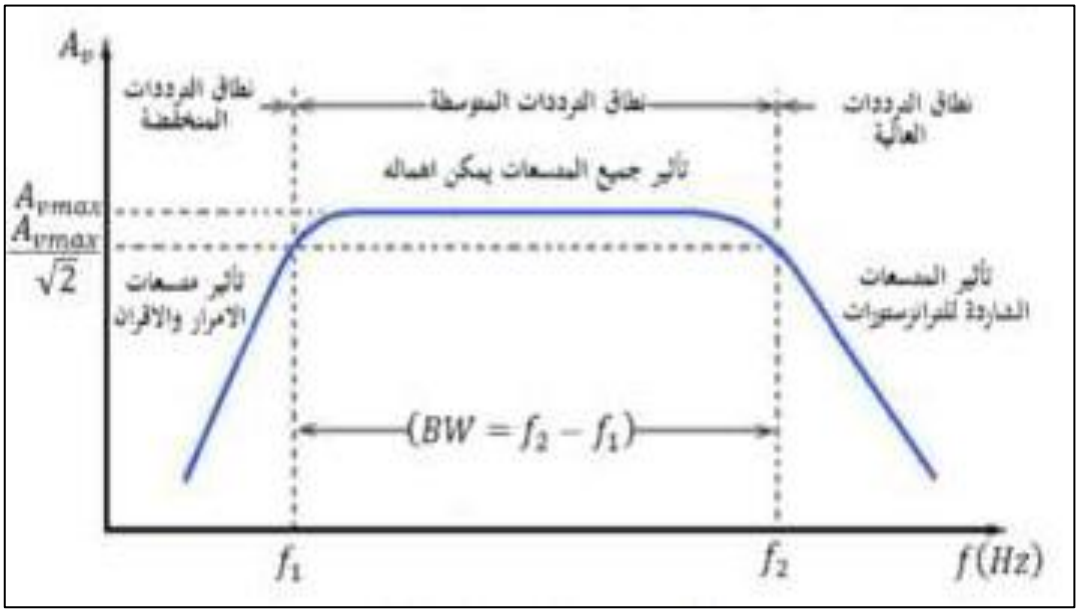
$$v_{CEcut\text{-}off} = V_{CEQ} + I_{CQ}\, R_{AC} = 10 + 1 * 10^{-3} * 7.5 * 10^3 = 17.5\ \text{V}$$

لذلك تكون احداثي نقطة التشبع (0 , 2.33mA) ونقطة القطع هي (0 , 17.5V) وبالتوصيل بين النقطتين نحصل على خط الحمل المتناوب وكما موضح في الشكل التالي ونلاحظ ان خط الحمل المستمر والمتناوب يتقاطعان عند نقطة العمل الساكنة



6.5 الاستجابة الترددية للمضخم Frequency Response of An Amplifier

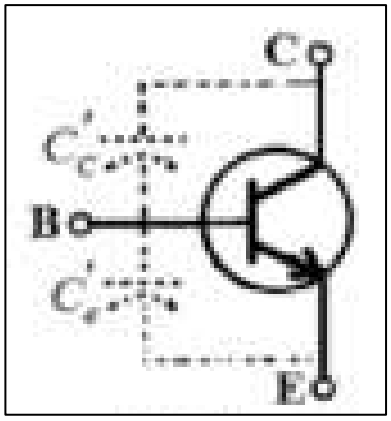
يقصد بالاستجابة الترددية منحني العلاقة بين كسب الفولتية لمضخم ما وتردد اشارة الادخال, الشكل (6.7) يوضح تغير كسب المضخم مع التردد, حيث يلاحظ ان الكسب يزداد تدريجيا مع زيادة التردد الى ان يصل الى قيمة عظمى A_{vmax} وبعدها ينخفض الكسب تدريجيا



شكل (6.7) الاستجابة الترددية للمضخم

نلاحظ ايضا انخفاض في الكسب عند الترددات الواطة ويعود السبب الى الممانعة العالية التي تبديها متسعات الاقران (C_C , C_{in}) للاشارة الداخلة والخارجة من المضخم, بالاضافة الى تاثير متسعة الامرار R_E يكون قليلا في الترددات الواطئة مما يؤدي الى التقليل من كسب المضخم, ان تلك التاثيرات السلبية تتناقص مع الزيادة في التردد مما يؤدي الى زيادة تدريجية في الكسب مع زيادة التردد.

اما عند الترددات العالية فنلاحظ نقصان تدريجي في الكسب ويعود ذلك الى تاثير ما يعرف بالمتسعات الشاردة التي تنشأ بين اطراف الترانزستر في الترددات العالية, والشكل (6.8) يوضح تلك المتسعات , حيث تعمل متسعة وصلة (الجامع – القاعدة) على ارجاع جزء من اشارة الاخراج الى مدخل المضخم مما يؤدي الى توليد تغذية خلفية سالبة تؤدي الى التقليل من الكسب, وتزداد تاثير المتسعات الشاردة مع زيادة التردد مما يؤدي الى النقصان التدريجي في الكسب مع زيادة التردد في الترددات العالية.



شكل (6.8) المتسعات الشاردة بين اطراف الترانزستر

يسمى f_1 بتردد القطع الادنى Lower cut-off Frequency, والتردد f_2 بتردد القطع الاعلى Upper cut-off Frequency وهما الترددان التي يكون عندها كسب المضخم $A_v=0.707A_{vmax}$ ويعرف عرض النطاق Band Width بألعلاقة :

$$BW=f_2-f_1 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(6.3)$$

6.6 كسب الفولتية بوحدة الدسبيل

يعرف كسب الفولتية بوحدة الدسبيل بالعلاقة التالية :

$$A_{v(dB)} = 20Log\ A_v \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (6.4)$$

فمثلا لدائرة معينة اذا كان كسب الفولتية لها (A_v=100) فان كسب الفولتية بوحد الدسيبل يكون بالصيغة:

$$A_{v(dB)} = 20Log\ A_v$$

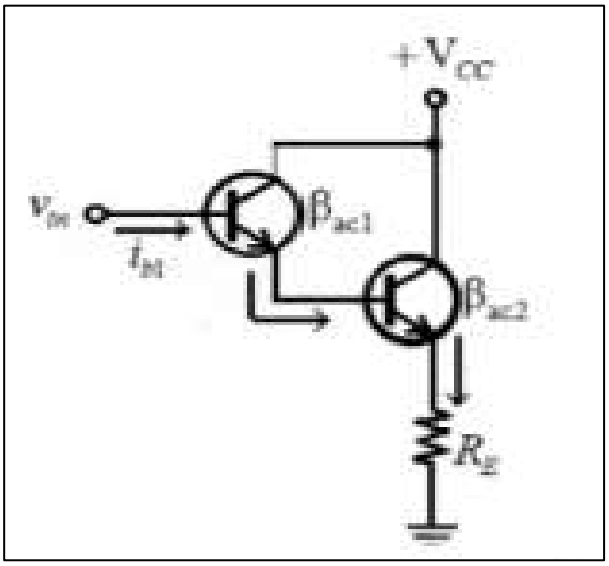
$$A_{v(dB)} = 20Log\ 100 = 40dB$$

اي ان كسب تلك الدائرة هو A_v = 40 dB

6.7 زوج دارلنكتون Darlington Pair

هو عبارة عن ترانزستورين BJT مربوطين بحيث يكون طرف الباعث الاول مرتبط بطرف قاعدة الثاني ويكون طرفا الجامع للترانزستورين متصلين, ان ترانزستر من نوع زوج دارنكتون عبارة عن نبيطة ثلاثية الاطراف تقوم مقام ترانزستر منفرد ذو ممانعة ادخال عالية وذات كسب تيار عالي.

لحساب كسب التيار لزوج دارلنكتون, الشكل (6.9) يمثل ترانزستر زوج دارلنكتون الذي يتالف من ترانزستورين حيث يمثل β_{ac2} , β_{ac1} كسب التيار للترانزستورين



نفرض ان تيار الادخال لزوج دارلنكتون هو i_{in} وهو التيار الذي يدخل على قاعدة الترانزستر الاول اي ان $i_{in}=i_{b1}$,

يمكن التعبير عن تيار جامع الترانزستر الاول بالصيغة:

$$\beta_{ac1}=\frac{i_{c1}}{i_{b1}} \quad \text{.....(6.5)}$$

$$i_{c1}=\beta_{ac1}i_{b1}=\beta_{ac1}i_{in} \quad \text{.....(6.6)}$$ حيث ان

في حالة ترانزستر دارلنكتون يكون تيار القاعدة صغير جدا لذلك يمكن استخدام التقريب: $i_{c1}\approx i_{e1}$

لذلك بالاستفادة من المعادلة (6.6) يمكن التعبير عن تيار الباعث للترانزستر الاول بالصيغة:

$$i_{e1}\approx i_{c1}=\beta_{ac1}i_{in} \quad \text{.....(6.7)}$$

ان تيار باعث الترانزستر الاول سيكون بمثابة تيار القاعدة للترانزستر الثاني $i_{e1}=i_{b2}$ ومن تعريف معامل كسب التيار للترانزستر الثاني نحصل على:

$$\beta_{ac2}=\frac{i_{c2}}{i_{b2}} \quad \text{.....(6.8)}$$

$$i_{c2}=\beta_{ac2}i_{b2}=\beta_{ac2}\beta_{ac1}i_{in} \quad \text{.....(6.9)}$$ حيث ان

ومنه نحصل على:

$$i_{e2}\approx i_{c2}\approx \beta_{ac2}\beta_{ac1}i_{in} \quad \text{.....(6.10)}$$

ويمكن التعبير عن كسب التيار لترانزستر زوج دارلنكتون بالصيغة:

$$\beta_{ac}=\frac{i_o}{i_{in}}=\beta_{ac1}\beta_{ac2} \quad \text{.....(6.11)}$$

من المعادلة (6.11) نلاحظ ان معامل كسب ترانزستر زوج دارلنكتون يساوي حاصل ضرب معامل الكسب للترانزسترين المكونين لها.

الفصل السادس

مضخمات الترانزستر ثنائي القطبية

Bipolar Junction Transistor (BJT) Amplifier

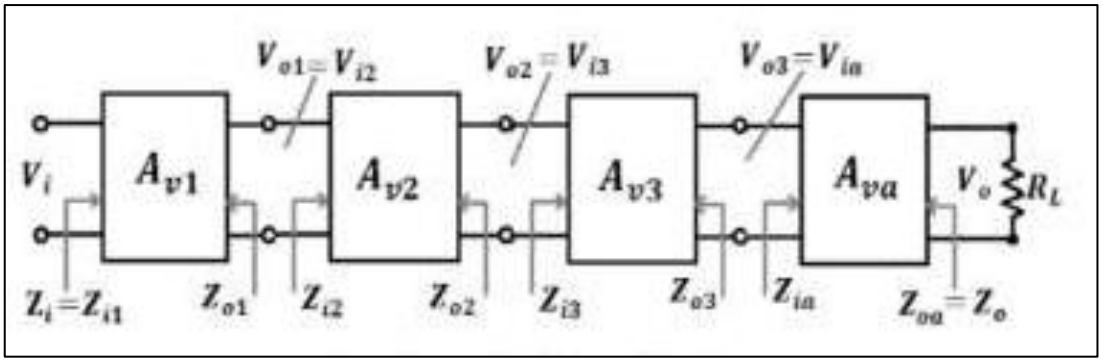
المحاضرة الثالثة

6.8 المضخمات متعدد المرحل Multistage Amplifiers

في معظم الاجهزة الالكترونية لا يكفي استخدام مضخم ترانزستر واحد للحصول على التضخيم المطلوب لعملها, ولغرض زيادة الكسب في دوائر التضخيم تستعمل اكثر من مرحلة تضخيم واحدة بحيث تصبح اشارة الاخراج من المرحلة الاولى اشارة ادخال للمرحلة التي تليها ويدعى هذا النوع من الدوائر بالمضخمات متعددة المراحل.

بالاضافة للحاجة الى الكسب العالي فان معظم التطبيقات العملية تتطلب ان يكون للمضخم ممانعة ادخال عالية جدا (لعدم التاثير على مصادر الاشارة الصغيرة) وممانعة اخراج منخفضة (للتوالف مع ممانعة الاحمال التي تكون عادة منخفضة مثل السماعات وغيرها). ان هذه المزايا الثلاث (كسب عالي, ممانعة ادخال عالية , ممانعة اخراج منخفضة) لا تتوفر معا في اي نوع من المضخمات المنفردة ومن هنا تاتي الحاجة للمضخمات متعددة المراحل.

تتكون المضخمات متعددة المراحل من مجموعة مضخمات مفردة ترتبط فيما بينها بالصورة المبينة في الشكل (6.10) حيث يمثل طرفا الادخال للمرحلة الاولى طرف الادخال للمضخم متعدد المراحل ويكون طرفا الاخراج للمرحلة الاخيرة بمثابة طرف الاخراج للمضخم متعدد المراحل.



شكل (6.10) مخطط لمضخم متعدد المراحل

يمكن حساب الكسب النهائي للفولتية لمضخم متعدد المراحل كما يلي:

من الشكل (6,10) ومن تعريف عامل **كسب الفولتية للمرحلة الاولى** يمكننا كتابة الفولتية الخارج للمرحلة الاولى بالصيغة:

$$V_{o1} = V_{i1} A_{v1} \text{ .....(6.12)}$$

وان فولتية الاخراج للمرحلة الاولى تكون بمثابة فولتية الادخال للمرحلة الثانية $V_{i2}=V_{o1}$ لذا يمكننا التعبير عن الفولتية الخارجة من المرحلة الثانية بالصيغة:

$$V_{o2}=V_{i2}A_{v2}= V_{i1} A_{v1} A_{v2}\text{.....(6.13)}$$

وبنفس الطريقة يمكننا ايجاد الفولتية الخارجة لبقية المراحل

$$V_{o3}=V_{i3}A_{v3}=V_{i1}A_{v1}A_{v2}A_{v3}\text{.....(6.14)}$$

ولذلك يمكننا التعبير عن الفولتية الخارجة من اخر مرحلة (المرحلة الاخيرة للمضخم) بالصيغة العامة التالية:

$$V_{o\alpha}=V_{i1}A_{v\alpha}=V_{i1}A_{v1}A_{v2}A_{v3}\text{.....}A_{v\alpha}\text{.....(6.15)}$$

حيث ان α يمثل عدد صحيح

الكسب الكلي للمضخم متعدد المراحل يساوي حاصل قسمة فولتية الاخراج للمرحلة الاخيرة $(V_{o\alpha})$ على فولتية الاخال للمضخم (V_1)

$$A_{vT} = \frac{V_{o\alpha}}{V_{i1}} = \frac{V_{i1}A_{v1}A_{v2}A_{v3}\text{.....}A_{v\alpha}}{V_{i1}} \text{ .....(6.16)}$$

من المعادلة الاخيرة يمكننا التعبير عن كسب الفولتية الكلي للمضخم متعدد المراحل المؤلف من عدد α من المضخمات بالصيغة:

$$A_{vT} = A_{v1}A_{v2}A_{v3}\text{.....}A_{v\alpha} \text{ .....(6.17)}$$

حيث ان A_{vT} هو كسب الفولتية الكلي للمضخم متعدد المراحل وان $A_{v1}, A_{v2}, A_{v3}\text{.....}A_{v\alpha}$ كسب المراحل المكونة للمضخم وحسب الترتيب.

في حالة التعبير عن الكسب بوحدة الديسبل فان الكسب الكلي لمضخم متعدد المراحل يعطى بالصيغة:

$$A_{vT}\,(dB) = A_{v1}(dB)A_{v2}(dB)A_{v3}(dB)\ldots\ldots A_{v\alpha}(dB) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(6.18)$$

6.9 دوائر الاقران Coupling Circuits

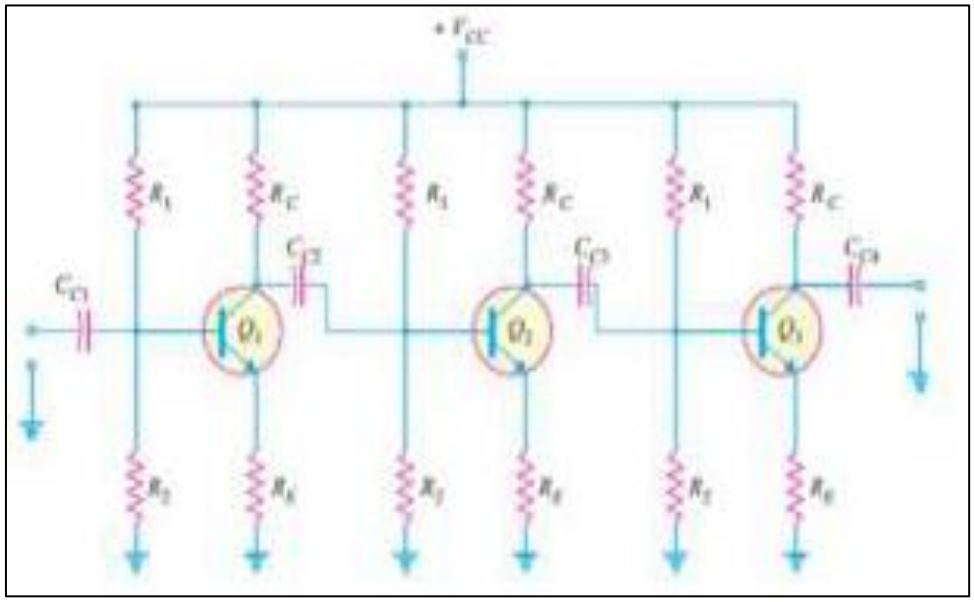
عادة ما يتم ربط مراحل المضخم متعدد المراحل بدوائر تسمى دوائر الاقران, ويكون لدوائر الاقران وظيفتان اساسيتان وهي:

1. نقل الاشارة المتناوبة من دائرة الاخراج للمرحلة الاولى الى دائرة الادخال للمرحلة التالية.
2. عزل ظروف العمل الساكنة لكل مرحلة عن المرحلة التي تليها.

يوجد ثلاث طرق اساسية لربط (قران) مراحل التضخيم وهي كالتالي:

اولا : اقران مقاومة – متسعة RC coupling

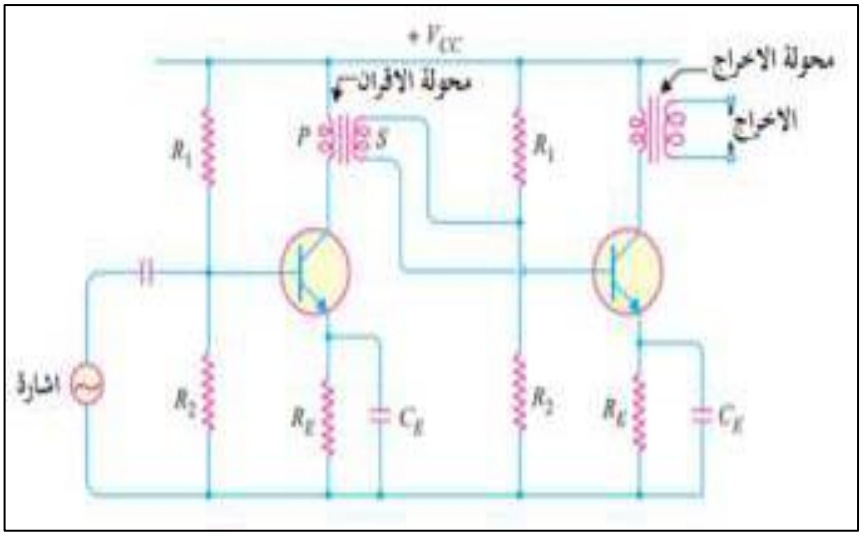
يعتبر من اكثر طرق الاقران استعمالا وذلك لرخص ثمنه واستقرارية عمله (ثبوت الكسب) في مدى واسع من الترددات وبالاخص لترددات المسموعة (20 – 200 KHz) . في هذه لطريقة يتم ربط (قران) جامع المرحلة الاولى الى قاعدة المرحلة الثانية عن طريق متسعة اقران C_C والتي تكون مع مقاومة ادخال المرحلة الثانية وتعمل على عزل ظروف العمل الساكنة لكل متسعة (المتسعة تعتبر دائرة مفتوحة للفولتيات المستمرة) وبالتالي لا تؤثر الفولتيات المستمرة للمراحل المتعاقبة على بعضها. ولشكل (6.11) يوضح مضخم ذو ثلاث مراحل يستعمل اقران (مقومة – متسعة) .



شكل (6.11) دائرة مضخم ذي ثلاثة مراحل بقران R-C

ثانيا : اقران المحولة Transformer Coupling

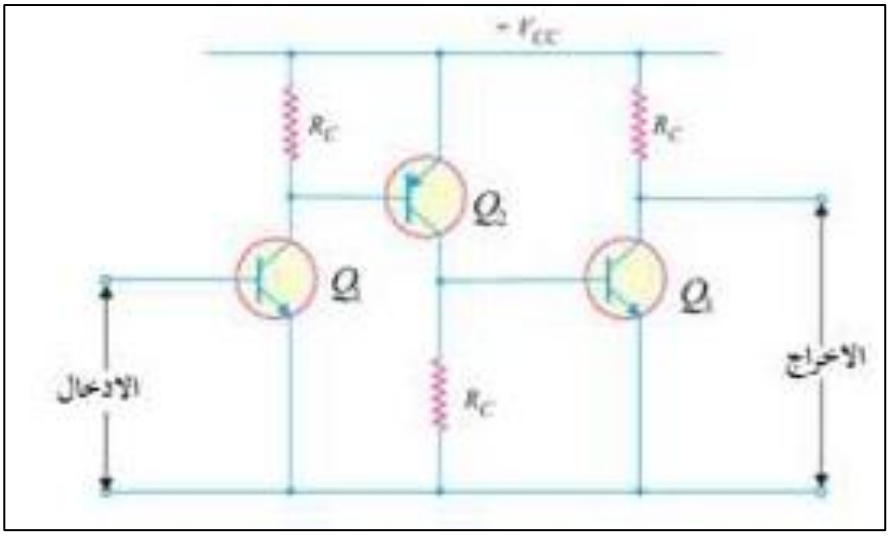
الشكل (6.12) يمثل اقران المحولة, يمتاز هذا النوع بامكانية المؤالفة الجيدة بين المراحل مما يتيح الحصول على قدرة اخراج عالية. اما سلبياتها فتمثل بغلاء ثمنها وكبر حجمها ووزنها.



شكل (6.12) دائرة مضخم ذي مرحلتين باقران المحولة

ثالثا : الاقران المباشر Direct Coupling

في هذا النوع من الاقران يتم توصيل المراحل مع بعضها بصورة مباشرة وكما موضح في الشكل (6.13) ويستعمل هذا الربط في الترددات الوطئة (الاقل من 10Hz تقريبا) حيث يتعذر استخدام قران مقاومة- متسعة وذلك لكون ممانعات متسعات الاقران عالية جدا في الترددات الواطئة, اما مساوئ هذا النوع فتتمثل بعدم الاستقرارية الناشئ من تاثير المرحلة الاولى على نقطة عمل المرحلة التي تليها.



شكل (6.13) دئرة مضخم متعدد المراحل باقران مباشر

الفصل السابع

ترانزستورات تاثير المجال

Field Effect Transistor (FET)

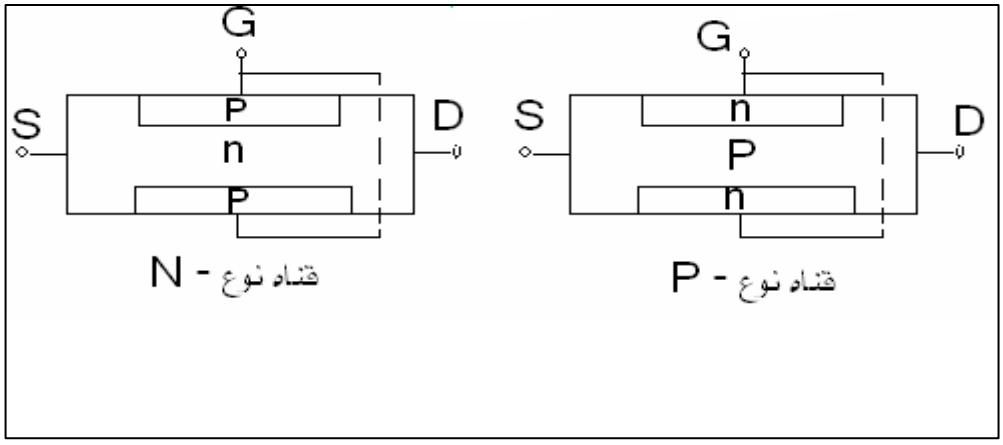
المحاضرة لاولى

7.1 مقدمة

في عام 1953 تمكن الباحثان Geoge Dacey , Ian Ross في مختبرات بيل الامريكية من تصنيع ترانزستر يعمل بالية تختلف عن عمل ترانزستورات ثنائي القطبية وهو ترانزستر تأثير المجال FET.

7.2 تركيب ترانزستر تاثير المجال

يتكون هذا الترانزستر من شريحة من السليكون مطعمة اما كنوع سالب n وفي هذه الحالة يطلق على الترانزستر **(ترانزستر تاثير المجال ذي القناة N N-Channel)** او كنوع موجب p وفي هذه الحالة يطلق على الترانزستر **(ترانزستر تاثير المجال ذي القناة P P-Channel)** ويوصل بطرفي هذه الشريحة قطبان معدنيان يسمى احدهما المصدر Source وهو يناظر الباعث في ترانزستر ثنائي القطبية ويسمى الاخر المصرف Drain وهو يناظر الجامع في ترانزستر ثنائي القطبية كما موضح في الشكل (7.1). وعند تسليط جهد خرجي بين المصدر S والمصرف D فان تيارا كهربائيا يسري بين القطبين بغض النظر عن اتجاه الجهد المسلط على العكس من ترانزستر ثنائي القطبية.



شكل (7.1) ترانزستر FET

ولكي يتم التحكم بمرور التيار بين القطبين فانه يتم تطعيم الشريحة على جانبيها وعند وسطها بنوع تطعيم مخالف لنوع التطعيم الاساسي للشريحة ليتكون بذلك وصلتين حول الشريحة ويتم ربط الوصلتين بقطب معدني يسمى البوابة Gate G وهو يناظر القاعدة في الترانزستر ثنائي القطبية ويطلق على منطقة الشريحة المحصورة بين الوصلتين اسم القناة Channel ويتحدد عرض القناة الفعلي الذي يمكن للتيار ان يمر من خلاله من عرض القناة الحقيقي مطروح منه عرض منطقة الاستنزاف في الوصلتين, وعند تسليط جهد ذي انحياز عكسي بين البوابة واحد القطبين الاخرين وغالبا قطب المصدر فانه يمكن التحكم بعرض البوابة وبالتالي كمية التيار الذي يمر من خلالها. ومن الواضح ان عملية التحكم بالتيار المار بين المصدر والمصرف يتم من خلال الجهد الكهربائي بدلا من التيار كما في الترانزستر ثنائي القطبية ولذلك اطلق على هذا النوع من الترانزستر اسم ترانزستر تاثير المجال. وذلك لان المجال الكهربائي الناتج عن الجهد المسلط على البوابة هو المسؤول عن عملية التحكم بمرور التيار في الترانزستر. ان التيار الذي يسري في القناة مكون من نوع واحد من حاملات الشحنة وهي اما الالكترونات في حالة القناة السالبة او الفجوات في حالة القناة الموجبة وذلك على العكس من الترانزستر ثنائي القطبية الذي يستعمل النوعين من حاملات الشحنة.

يوجد نوعان من ترانزستر تاثير المجال هما :

1. ترانزستر تاثير المجال الوصلي JFET Junction Field Effect Transistor
2. ترانزستر تاثير المجال ذي الاوكسيد المعدني

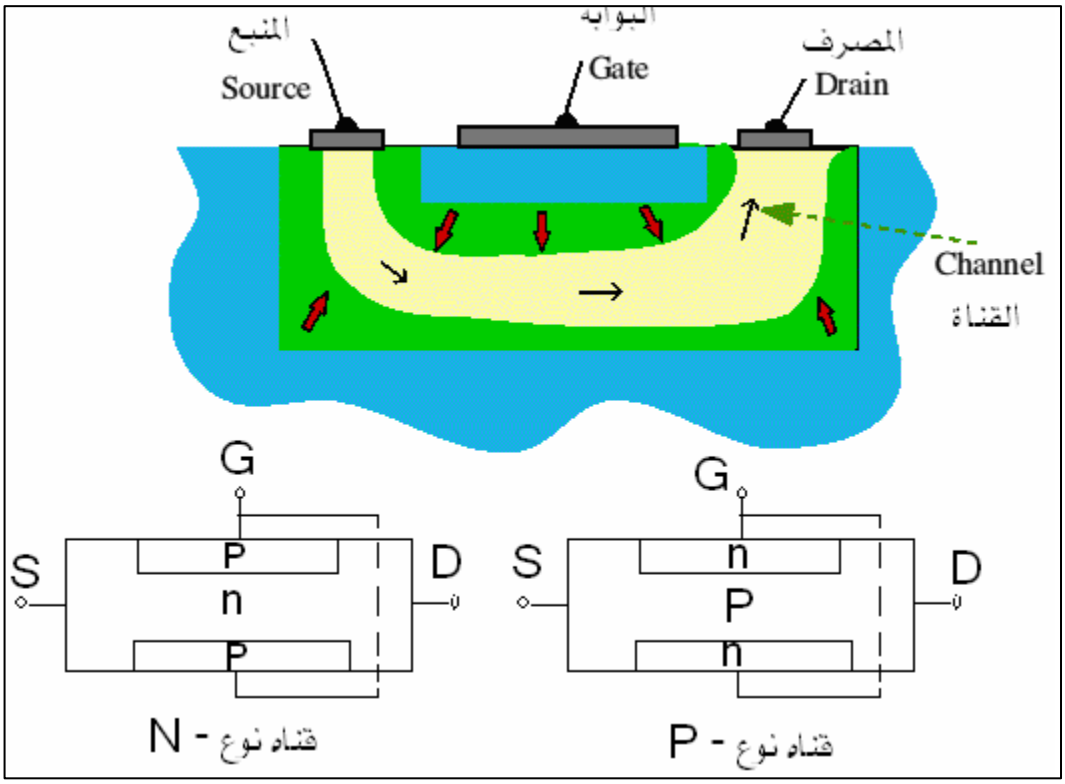
Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor MOSFET

7.3 تركيب ترانزستر تاثير المجال الوصلي JFET

وهو احد انواع ترانزستر تاثير المجل FET ومبدا عمله قائم على اساس الانحياز العكسي للوصلة pn والذي يعمل على السيطرة على تيار القناة وهناك نوعان من JFET

1. قناة n n-channel
2. قناة p p-channel

الشكل (7.2) يوضح تركيب ترانزستر JFET



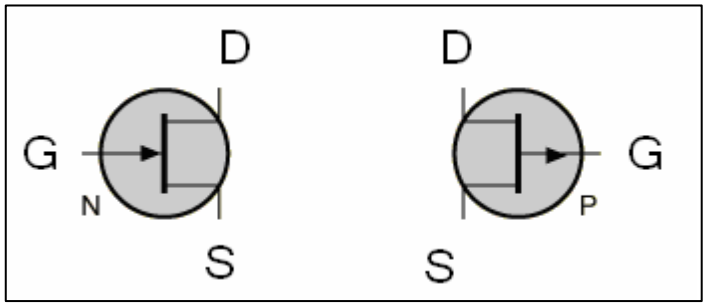
شكل (7.2) تركيب ترانزستر JFET

يتكون التيار من نوع واحد فقط من حاملات الشحنة وهي اما الاكترونات في حالة القناة n او الفجوات في حالة القناة p

ولترانزستر JFET ثلاثة اطراف توصيل وهي:

1. **المصدر Source** : وهو الطرف الذي تدخل من خلاله حاملات الشحنة الاغلبية (الالكترونات في حالة القناة n والفجوات في حالة القناة p مكونة بذلك تيار المصدر I_S.
2. **المصرف Drain** : وهو الطرف الذي تخرج من خلاله حاملات الشحنة الاغلبية مكونة تيار المصرف I_D.
3. **البوابة Gate :** وهو عبارة عن المنطقتين الجانبيتين للقناة ويكون انحياز البوابة G انحيازا عكسيا بالنسبة للمصدر S

الشكل (7.3) يوضح رمز ترانزستر JFET / للنوعين : n-channel , p-channel



شكل (7.3) رمز الترانزستر JFET

7.4 الية عمل ترانزستر تاثير المجال الوصلي JFET

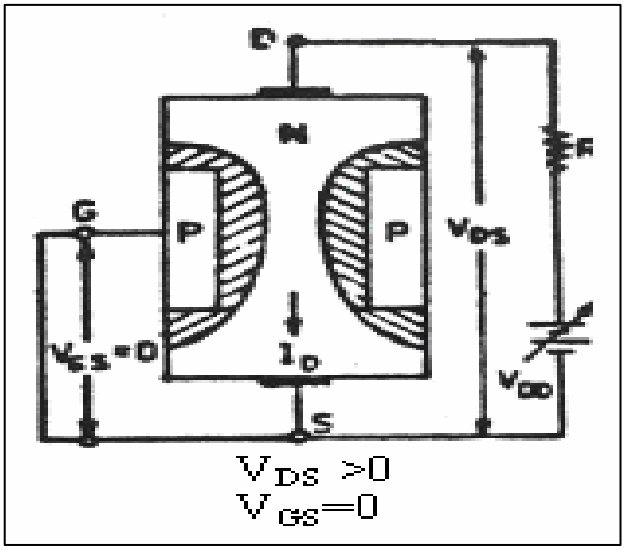
لفهم عمل ترانزستر JFET يجب ان ناخذ في العتبار

1. توصيل البوابة بحيث يكون انحيازها عكسي دائما.
2. يوصل طرف المصدر S بطرف مصدر الجهد (البطارية) الذي يمده بحاملات التيار الضرورية وحسب نوع القناة (اي يوصل طرف المصدر S بطرف مصدر الجهد السالب في حالة القناة نوع n ومع مصدر الجهد الموجب في حالة القناة نوع p .

سوف نشرح طريقة عمل ترانزستر JFET n-channel

الشكل (7.4) يوضح ربط ترانزستر JFET وتكون الية العمل كما يلي:

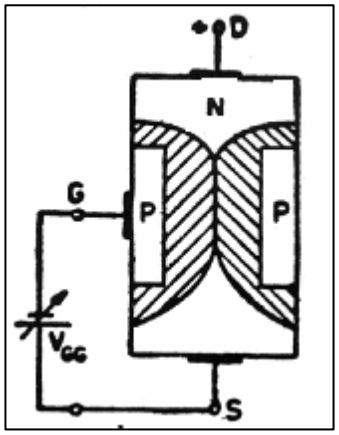
1. عندما يكون $V_{GS}=0$ و $V_{DS}=0$ وفي هذه الحالة يكون تيار المصرف $I_D=0$ لان $V_{DS}=0$ وفي منطقة التقاء المادة الشبه موصلة نوع n مع المادة الشبه الموصلة نوع p تتكون منطقتان استنزاف وتكونان متساويتان بالسمك.



شكل (7.4) طريقة ربط ترانزستر JFET n-channel

2. عندما $V_{GS}=0$ و $0< V_{DS}$ في هذه الحالة يمر تيار من المصدر S الى المصرف D ويتناسب طرديا مع V_{DS} حسب قانون اوم الى ان يصل الى قيمة تعرف بقيمة جهد اختناق قناة التوصيل V_{PO} (Pinch-off Voltage) وعندها يثبت تيار المصرف وهذه القيمة هي اقصى تيار مصرف يطلق عليها I_{DSS}

3. $V_{GS}<0$, $V_{DS}=0$ (V_{GS} قيمة سالبة)



شكل (7.5)

في هذه الحالة يكون جهد البوابة عكسيا وبزيادة جهد الانحياز العكسي تزداد منطقتا الاستنزاف وتستمر الزيادة الى ان يتلامسا وفي هذه الحالة تكون القناة قد وصلت الى الانغلاق cut-off كما في الشكل (7.5) وجهد V_{GS} الذي يؤدي الى حالة الانغلاق يطلق عليه V_{GSoff} وعندها يكون $I_D=0$