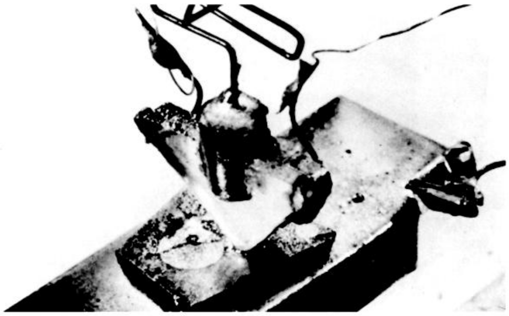
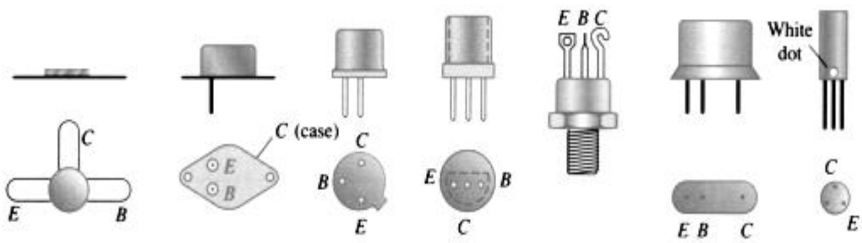
أسس الهندسة الإلكترونية

جامعة تشرين
كليّة الهندسة الميكانيكيّة والكهربائيّة
قسم هندسة الحاسبات و التّحكم الآليّ

أسس الهندسة الإلكترونيّة





الدّكتور المهندس

السّموءل صالح

مدرّس في قسم هندسة الاتصالات والإلكترونيات

لطلاب السنة الثانية
حاسبات وتحكم آلي

1431-1432هـ
2010-2011 م

الفصل الأول -1-

فيزياء أنصاف النواقل

الفصل الثّاني

الثّنائيات نصف النّاقلة (المتصل الثّنائي)

الفصل الثالث -3-

تطبيقات المتصل الثنائي

الفصل الرّابع

الترانزستور ثنائي القطبية B.J.T (*Bipolar Junction Transistor*)

الفصل الخامس

تطبيقات على الترانزستور

ودراسة تحليلية للدارة المتناوبة *Ac .Bias Analyse*

الفصل السادس -6-

ترانزستور تأثير المجال [الحقلي] وتطبيقاته

Field Effect Transistor

الفصل السابع -7-

التّغذية العكسية و بعض العناصر الإلكترونية الخاصّة

ملحق-1-

ملحق-2-

مقدمة عامة

General Introduction

مقدمة عامة
General Introduction

يعدّ التّطور التّقني السّريع من أهم سمات القرن الواحد والعشرين، لأنه يحمل إلينا كل يوم جديداً ما في عالم التكنولوجيا. ويوماً بعد يوم تصبح الأنظمة والأجهزة الإلكترونية المستخدمة، وبشكل ملحوظ، أصغر حجماً، وأعلى مردوداً، وأسرع أداء.

تتدخل التكنولوجيا في تفاصيل حياتنا اليومية، حتى إنها بدأت تؤثر على سلوكنا اليومي كمجتمع بشري وباتت تأخذ من وقتنا الكثير لدرجة أنه يمكننا التساؤل (إلى أين ستقودنا هذه التكنولوجيا؟).

تقودنا نظرة سريعة إلى التطورات التكنولوجية الحديثة، في العقدين الأخيرين، إلى ملاحظة؛ أن معظم الأجهزة والتصاميم الحديثة لا تخلو من الدارات الإلكترونية المتكاملة المصغّرة، أو من برامج المعالجة والتحليل التي تعتمد على الترميز الثنائي. تعتمد هذه الدارات كلها بشكل أساسي في تركيبها على العناصر الإلكترونية المعروفة منذ ثلاثينات القرن العشرين؛ ألا وهي الثنائيات والترانزستورات....

بهدف فهم آلية عمل هذه الأجهزة، يتوجب علينا أولاً الإلمام بالبنية الفيزيائية، وتركيب كل من العناصر الإلكترونية الفعّالة الداخلة في تصميمها ومن ثم دراسة مبدأ عملها، و التعرف إلى خصائصها، ومعرفة آلية تجميعها في دارة متكاملة صغيرة جداً. و يمكن أن تحوي قطعة صغيرة منها ملايين العناصر الإلكترونية كالترانزستور والثنائي.

يأتي هذا العمل ضمن إطار توضيح المفاهيم الأساسية التي تتعلق بالعناصر الإلكترونية، بنيتها، وآلية عملها وداراتها الأساسية وإلخ...

قبل البدء بالحديث عن محتوى هذا الكتاب، نقدم لمحة تاريخية عن تطور علم الإلكترونيات، الذي بدأ مع اختراع الصمامات الزجاجية المفرغة، وإمكانية التحكم

بالتيار المار بها، وذلك حتى عام 1878 على يد كل من كيسلر وويليم كروكوس فقد عرّف الأخير التيار بأنه مكون من جزئيات أو ذرات.

اكتشف العالم توماس أديسون To. Edison (1847- 1931) أول ديود حراري أيوني؛ عندما أضاف صفيحة معدنية صغيرة داخل الصمام الثنائي، ووجد أنه في حال كانت شحنة الصفيحة موجبة فإن التيار يمرّ من الفتيلة إلى الصمام، ولكن لم يتم استخدام هذا الاختراع.

قام العالم الفيزيائي الفرنسي بيرن في عام (1890) بتحديد الجزئيات التي تنشئ التيار فتكون ذات شحنة سالبة، درست هذه الشحنات على يد البريطاني تومسون، وسميت بالإلكترونات، كما قيست شحنة الإلكترون بدقة عالية عام (1909) على يد العالم الأمريكي ميلكان، بعد ذلك بدأ عصر الإلكترونيات المتسارع.

بدأ هذا العصر مع دخول الصمام الثنائي المفرغ (الذي يقابل الديود الحالي ويسمح بتمرير التيار باتجاه واحد) مرحلة التصنيع، ، و ذلك على يد العالم فيلمتغ. وقد استخدم هذا الصمام في كشف الأمواج الكهرومغناطيسية. بعد ذلك، تم اكتشاف الصمام الذي يقوم بتنظيم الإشارة الكهربائية ضعيفة التيار، على يد العالم الأمريكي دي فورست عام (1907)، وقد كان عبارة عن صمام ثلاثي Triode، وذلك بإضافة الشبكة بين المهبط والمصعد. تمّ تحسين هذا الصمام بين عامي (1912- 1914) ثم استخدم في دارات الهزازات على يد العالمين (دي فورست، ارمستورنغ) و استخدم في الأنظمة الهاتفية، وبذلك أصبح من الممكن إنشاء أول شبكة اتصالات بين القارّات.

طوّر هذا الصمام إلى صمام رباعي ثم خماسي مما أدى إلى تحسين أدائه وتطوير آلية التحكم به على يد عدة علماء نذكر منهم (شوتكي و تيليجين).

بعد ذلك تمّ اختراع صمام الشاشة التلفزيوني والمسمى كينسكوب عام (1920) من قبل العالم (سوريكن). وقد طوّرت العديد من الدارات الإلكترونية التي تستخدم هذا الصمام

خلال السنوات التي سبقت الحرب العالمية الثانية وأثناءها، وذلك في مجالات توليد الاهتزازات والتضخيم والإرسال، كما استخدمت هذه الصمامات لتعمل في مجال الأمواج المكروية، ثمّ أحدثت نظم اتصالات حديثة ونظم رادارية وملاحية استخدمت لأول مرة في الحرب العالمية الثانية.

كان الماغنترون والكلايسترون (Klystron) من الصمامات التي اخترعت في هذه الفترة، وقبل نهاية الحرب العالمية الثانية، وفي العام (1943) اخترع صمام الأمواج الراحلة (Travel wave Tube, T.W.T) في أمريكا.

أما بالنسبة للعناصر الإلكترونية المصنوعة من المواد نصف الناقلة: يمكن القول إن أول تصميم أو أول براءة اختراع للترانزستور كانت عام (1925) في كندا إذ تمّ وصف جهاز يشبه ترانزستور أثر الحقل من قبل جوليوس ليلينفيلد Julius Lilienfeld لكنه لم ينشر أي مقال حول هذا الموضوع.

وضعت براءة اختراع مشابهة في ألمانيا عام (1934) من قبل Oskar.

كانت البداية الأولى لصناعة الثنائي عام (1939)، لكن تعدّ البداية الفعلية في عام (1947) عند اختراع أول ترانزستور في مخابر شركة بيل الهاتفية من قبل المخترعين الثلاثة (بريتن، باردن وشوكلي) الذين حصلوا بموجب اختراعهم، على جائزة نوبل للفيزياء عام (1956). بدأ الديود والترانزستور بعد ذلك الوقت،يحلان تدريجياً محل الصمام الثلاثي لأنهما أكثر فاعلية، وأقل حجماً، وأقل كلفة.

وفي عام (1960) تطورت تقنية الدارات المتكاملة، والعناصر غير الفعّالة، ضمن شريحة صغيرة واحدة chip مصنوعة من مواد نصف ناقلة.

بعد ذلك كان تطور هذه التقنية مذهلاً وسريعاً؛ ففي عام 1960 أدخل أول مضخم عملياتي كدارة متكاملة فقد احتوى على (9) ترانزستورات و12 مقاومة بكلفة قليلة جداً، ومردود وموثوقية عالية، مقارنةً مع الدارات المنفصلة والصمامية. لذلك أصبحت هذه التقنية (IC) حجر الأساس في تطور العلوم والتكنولوجيا، وإن ما نجده حالياً من أجهزة إلكترونية، وأنظمة اتصالات، وملاحة وشبكات حاسوبية، وحواسب، وتحكم، يدلّ بوضوح على أن هذه التقنية عالية الموثوقية والجودة، ورخيصة الثمن، وذات تطور سريع جداً.

بعد هذه اللمحة التاريخية عن تطور الإلكترونيات وأهميتها في التقانة، و مساهمتها في القفزات المذهلة لتطور كافة العلوم، نعرض باختصار مضمون هذا الكتاب الذي يهتم بشكل أساس بتوضيح المفاهيم الضرورية واللازمة لشرح آلية عمل بعض العناصر الإلكترونية، ثمّ الدارات الإلكترونية.

نقدّم في الفصل الأول شرحاً موجزاً عن فيزياء أنصاف النواقل، ونوضّح البنية الذّرية للمواد نصف الناقلة التي نستخدمها في بناء العناصر الإلكترونية. كما نتطرق في هذا الفصل إلى آلية الحصول على مواد نصف ناقلة مشابه.

ثم ندرس مفهوم حوامل الشحن والتيارات التي تحدث بعد الإشابة، ثمّ نحّدد المستويات الطّاقية في المادة نصف الناقلة، ولنبين آلية تغيرات المستويات الطاقية بعد عملية الإشابة.

تتم دراسة المتصل الثنائي وتوضيحه بشكل موسّع في كل من الفصلين الثاني و الثالث. سيتم التعرف إلى أنواع المتصلات وآلية عملها. يتم أيضاً شرح وتوضيح بعض تطبيقات هذه المتصلات في الحياة العملية، مع شرح و تحليل الدارات الخاصة ببعض

التطبيقات، مثل دارات تثبيت الجهد التي تعتمد على ثنائي زينر ودارات البوابات المنطقية.

نتناول في الفصل الرابع، دراسة مفصلة عن الترانزستور ثنائي القطبية، فنوضّح بداية بنية الترانزستور، ومبدأ عمله وتوصيلاته، ثم ننتقل إلى دراسة دارات تحييز الترانزستور، ومن ثم نتطرق إلى مميزاته الأمامية و الخلفية.

الفصل الخامس يضمّ بعض تطبيقات الترانزستور العملية مثل عمل الترانزستور كمضخم واستخدامه كمفتاح إلكتروني مع شرحها باختصار ثم ندرس الدارة المكافئة له عند الإشارات المتناوبة الصغيرة.

نتحدث في الفصل السادس عن الترانزستور الحقلي فنقوم بشرح آلية عمله ونحدد أنواعه ودارات تحييزه. ثم ندرس بعض التطبيقات التي يستخدم فيها، الترانزستور، وفي النهاية تتم دراسة دارته المكافئة بشكل مختصر.

يقسم الفصل السابع والأخير إلى جزأين، يشرح الجزء الأول باختصار التغذية العكسية وبعض تطبيقاتها حيث يتم توضيح آلية عملها، وكيفية استنتاج نوعها، وتحديد معاملاتها. يوضّح الجزء الثاني بعض العناصر الإلكترونية الأخرى التي تستخدم في مجالات مختلفة مثل إلكترونيات القدرة والتردّدات العالية جداً، وقد تمّ تعريف هذه العناصر وتحديد بعض معاملاتها، ومن ثم عرض بعض تطبيقاتها.

يحتوي الكتاب على مجموعة ملاحق؛ تضمّ بعض المسائل أو التمارين المحلولة وغير المحلولة وبعض النشرات الفنية، أما الملحق الأخير فيحتوي على المصطلحات العلمية المستخدمة.

ملاحظة: حاولنا في هذا الكتاب مناقشة معظم الفقرات على شكل مسائل دون أرقام و ذلك لتسهيل حل التطبيقات المشابهة.

الفصل الأول -1-

فيزياء أنصاف النواقل

Physic of Semiconductors

الفصل الأول -1-

فيزياء أنصاف النواقل – *Physic of Semiconductors*

1-1- مقدمة:

تتواجد المادة حولنا بأشكال مختلفة ومتنوعة جداً، هناك المواد أو العناصر الطبيعية التي لم يتدخل فيها الإنسان، ولم يغير من بنيتها. وهناك المواد التي تنتج عن اتحاد عدد من العناصر الطبيعية، وتمتلك خصائص جديدة. ولا ننسى المواد الصنعية التي تدخل الإنسان في تكوينها من أجل الحصول على خصائص معينة .

يعد جدول مندلييف، حتى يومنا هذا، أشهر تصنيف للمواد الصرفة الموجودة في الطبيعة، والذي يعتمد البنية الذرية، والعدد الذري، والكتلة الذرية، أساساً في التصنيف، و نجد أن المواد المتقاربة بالعدد الذري، متجمعة بجوار بعضها البعض في الجدول، وهذا يدلنا على إنها تملك خصائص متشابهة.

انطلاقاً من جدول مندلييف، واعتماداً على العدد الذري، نجد أنه توجد مجموعة من المواد ذات ناقلية كهربائية عالية، وأخرى عديمة الناقلية، أما النوع الثالث فهو في الوسط، وتسمى المواد نصف الناقلة.

ما يهمنا في هذا الفصل، هو دراسة مفصلة للمواد نصف الناقلة بنيةً وتركيباً وكيفية تحول هذه المواد إلى مواد ناقلة متحكم بها، تفيدنا في فهم آلية عمل معظم العناصر الإلكترونية التي تعتمد على هذه المواد في بنائها وبنيتها الأساسية مثل (الثنائي، الترانزستور، الثايرستور ....) حتى نصل إلى فهم ما يتعلق بالدارات المتكاملة.

لذلك سنبدأ بدراسة الذرة، والبنية الذرية، ثم نتطرق إلى أنواع المواد: ناقليتها ومستوياتها الطاقية، ثم آلية الإشابة والتيارات الناتجة عنها.

1-2- بنية الذّرة:

تقسم أية مادة أو أي جسم إلى أجزاء صغيرة، وكل جزء يمكن تقسيمه إلى أجزاء أصغر وأصغر، حتى نصل إلى جزء صغير جداً من المادة لا يمكن تجزيؤه (الجزء الذي لا يتجزأ)، أطلق على هذا الجزء اسم الذرة، باليونانية Atoms، واعتبرت لفترة طويلة من الزمن أساس تكوين أية مادة، وأصغر جزء في هذه المادة. ولكن مع مرور السنين وقيام الثورة الصناعية التي رافقها تطور علمي ملحوظ، بدأ العلماء يتساءلون في المجال العلمي عن كل شيء حتى عن الذّرة.

وبدأت تظهر دراسات ونظريات لدراسة ومعرفة ماهية الذرة. وتبين إثر ذلك أن هذا الجزء الصغير مكون من عناصر أصغر هي الإلكترونات والبروتونات والنترونات.

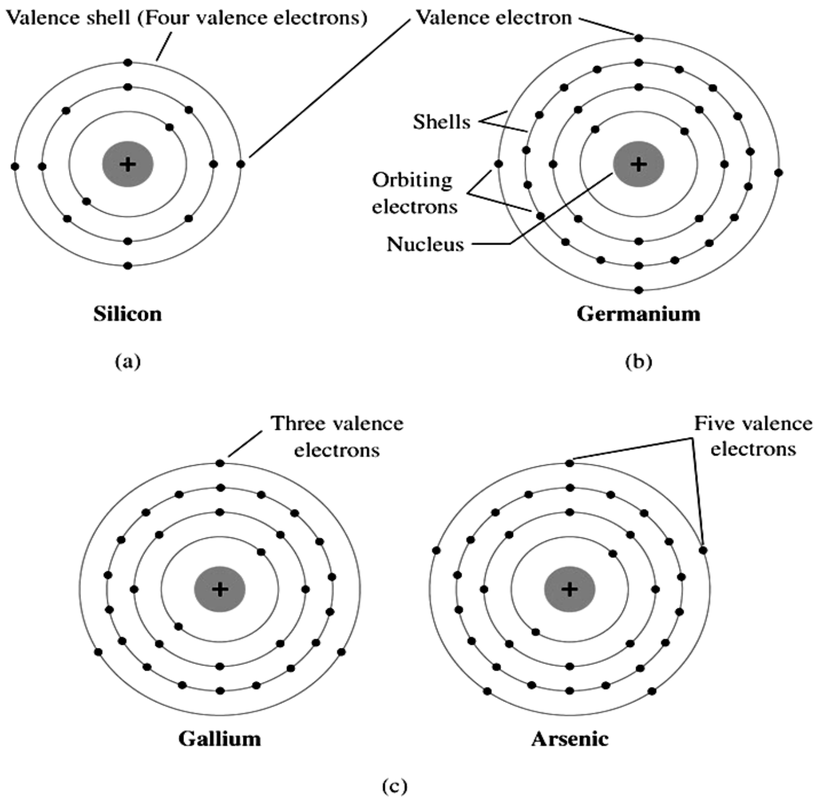
فسرت نظريات عدة بنية الذرة وتكوينها، منها نظرية الكم، ونظرية الكوانت، وكذلك نظرية القياس ..... وهي نظريات وضعت لوصف الذّرة، ووصف سلوك الإلكترونات فيها، وتوزع الحزم الطاقية في بنيتها.

سنعتمد نموذج بوهر *Bohr model* الذي يقسم الذّرة إلى نواة مكونة من النترونات معتدلة الشحنة *Neutrons*، والبروتونات *Brotons*، ذات الشحنة الموجبة، تقوم النواة بجذب مجموعة من الإلكترونات (يختلف عددها بحسب نوع المادة) لتدور حولها على عدد من المدارات، وتتوزع هذه الإلكترونات (ذات الشحنة $q=-1.610^{-19}\ c$)على المدارات وفق العلاقة التالية:

$$Ne = 2n^2 = 2\ ,8\ ,\ 18\ ...$$

تكون Ne: عدد الالكترونات على المدار n. و n: رقم المدار. لاحظ الشكل(1-1) الذي يوضح ذّرة الجرمانيوم. تعد إلكترونات المدار الأخير ذات أهمية كبرى لأنها تعبر بشكل ما عن تكافؤ هذا العنصر، وتحدد أيضاً فيما إذا كانت المادة مستقرة أم غير مستقرة، أم تسعى للاستقرار. تحدد إلكترونات المدار الأخير أيضاً ناقلية المادة، إذ تعد

المواد التي تحتوي على المدار الأخير إلكترون واحد أو اثنين ناقلة، فيسهل التخلي عن هذه الإلكترونات. أما المادة العازلة فمدارها الأخير مكتمل وتعد مستقرة. أما المواد نصف الناقلة فتحتوي على أربعة إلكترونات في مدارها الأخير.



الشكل(1-1) يمثل بعض أنواع ذرات المادة نصف الناقلة وهي (السليكون (a) و الجرمانيوم (b) والزرنيخ و الغاليوم (c))

تسمى إلكترونات المدار الأخير بإلكترونات التكافؤ، وهي ذات ارتباط قليل جداً بالنواة، على عكس إلكترونات المدار الأول ذات الارتباط القوي جداً مع النواة، حيث إنه كلما بعد الإلكترون عن النواة كلما احتاج لكمية طاقة (مثلاً حرارية) أقل حتى يتحرر، لأن طاقة ارتباطه بالنواة قليلة، على عكس إلكترونات المدارات القريبة.

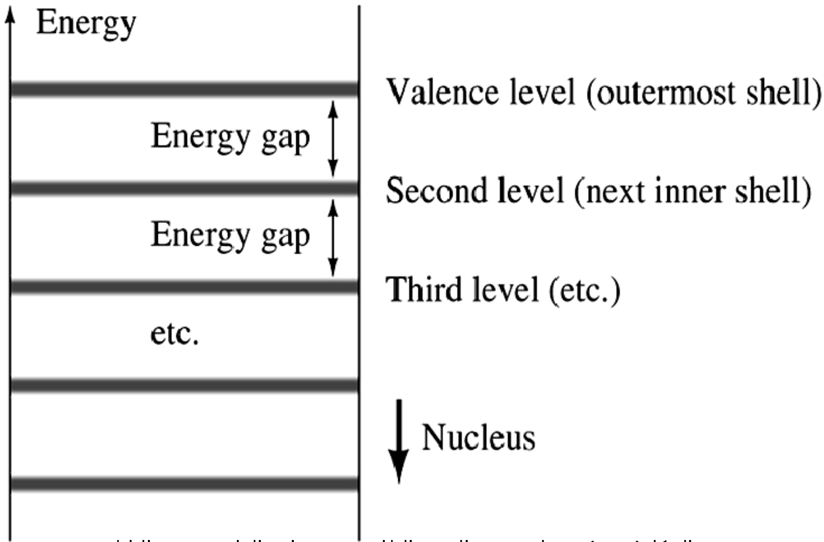
1-3- المستويات الطاقية:

وجدنا، بالعودة للذرة ومداراتها، أن كل مدار يملك طاقة ارتباط بالنواة، وهذه الطاقة تختلف من مدار إلى آخر بحسب قربه وبعده عن النواة. تقلّ الطاقة بالانتقال تصاعدياً عبر المدارات حتى نصل إلى المدار الأخير الذي يحتوي على إلكترونات التكافؤ، ويدعى بمستوي التكافؤ ذي طاقة الارتباط الأصغر، والذي يحرر إلكترون أو أكثر عند أقل طاقة خارجية مثل حرارة ضوء، ضغط، طاقة كيميائية .....

ويمكن اذاً التعبير عن مدارات الإلكترونات حول النواة بمستويات طاقية، يفصل بين هذه المدارات فراغات طاقية، أي فجوات خالية من الإلكترونات، تسمى هذه الفجوات بالفجوات الطاقية *Energy gape* .

عندما ينتقل الإلكترون من مدار أبعد عن النواة إلى مدار أقرب إليها، فإنه يحتاج إلى اكتساب طاقة، من أجل التغلب على الفجوة الطاقية بين المدارين. في الحالة المعاكسة فإن الإلكترون يحرر مقداراً من الطاقة بانتقاله من مدار أقرب إلى النواة (ذو طاقة عالية) إلى مدار أبعد عن النواة (ذو طاقة منخفضة). يمكن توضيح هذا الشرح بالشكل (1-2).

يختلف مفهوم مستويات الطاقة في المادة ذات البنية البلورية، والتي تتألف من أكثر من ذرة مشكّلة الرابطة الثنائية أو التشاركية. لأن المدار الأخير أو مدار التكافؤ سوف يحرر إلكتروناً أو أكثر عند أقل طاقة. الإلكترونات المتحررة تبقى في البنية البلورية للمادة. وتصبح جاهزة لنقل التيار أو الطاقة. يفسر الانتقال من مدار إلى آخر ثم من المدار الأخير إلى البنية البلورية للمادة بوجود حزم طاقية يمكن تصنيفها كما يلي:



الشكل(1-2) يمثل توزع الحزم الطاقية في ذرات المادة نصف الناقلة

1- حزمة التكافؤ *(Valance Band)*: تدلّ على الطاقة المحتواة في مجموعة إلكترونات المدار الأخير ذات الارتباط الضعيف بالنواة. تبقى الإلكترونات على هذا المدار دون أن تتحرر، ونتيجة البعد عن النواة تكون ذات طاقة ارتباط صغيرة.

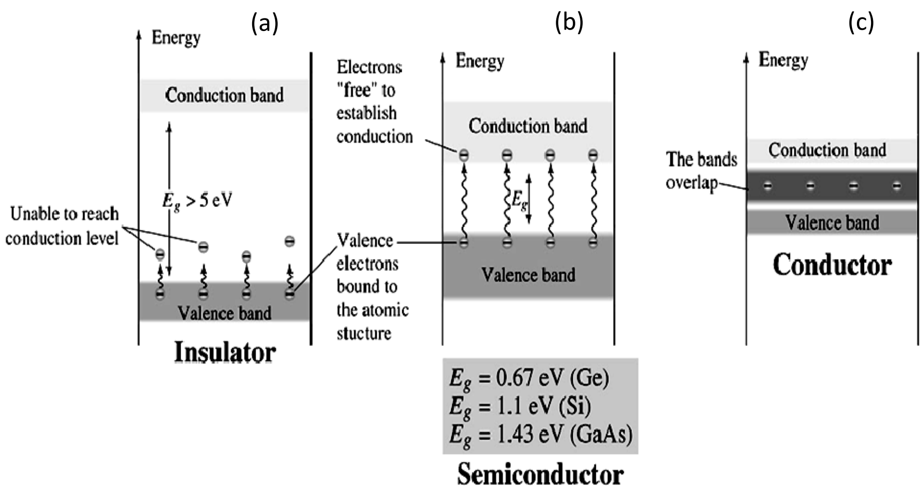
2- حزمة المنع *(Forbidden band)* أو الحزمة الممنوعة: هي الفجوة الطاقية بين مستوى حزمة التكافؤ ومستوى حزمة النقل، وتعبر عن الطاقة اللازمة لإلكترون التكافؤ حتى يتحرر من مداره وينتقل إلى الحزمة التالية (حزمة النقل).

3- حزمة النقل *(conductive Band)*: وهي الحزمة التي تتواجد فيها الإلكترونات الحرة القادمة من حزمة التكافؤ. يصبح الإلكترون في هذه الحزمة قابلاً للتأثر بأي تغير طاقي خارجي مطبق على المادة مهما كان صغيراً. تدلّ زيادة عدد الإلكترونات في هذه الحزمة على ناقلية عالية للمادة بينما تدل قلة عددها أو انعدامها على ناقلية منخفضة، وهذا ما سيتم توضيحه في الفقرة التالية.

1-4- تصنيف المواد وفق ناقليتها:

تقسم المواد حسب ناقليتها إلى ثلاثة أقسام وهي:

أ. المواد الناقلة: وهي مواد ذات ناقلية نوعية عالية، أو بمعنى آخر، مقاومتها النوعية صغيرة وتقع في المجال $(1,6.\ 10^{-8},\ 15.10^{-8}\ \Omega)$ مثل المعادن. وهذا يعني أن عدد إلكترونات حزمة النقل فيها كبير؛ أي إن الفراغ الطاقي بين حزمة النقل وحزمة التكافؤ معدوم تقريباً وبالتالي لا يحتاج إلكترون التكافؤ إلى طاقة كبيرة حتى يصل إلى حزمة النقل، ويمكن القول إن حزمة التكافؤ وحزمة النقل في هذه المواد متداخلتان. و إن تحرر أي إلكترون يعني انتقاله مباشرة إلى حزمة النقل. لاحظ الشكل(1-3).

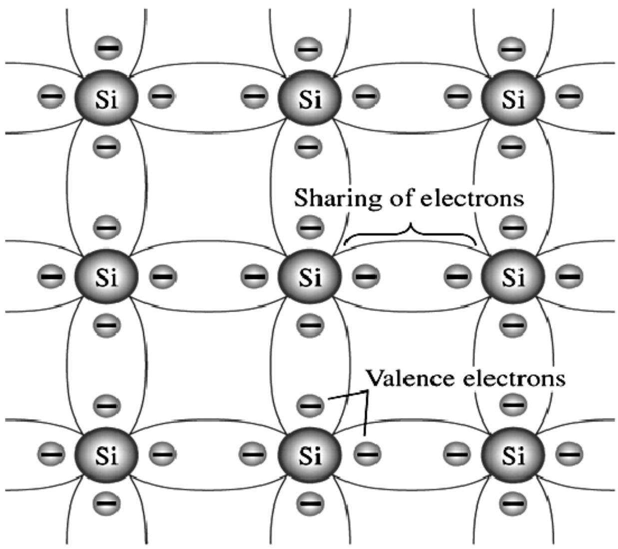


الشكل(1-3) يمثل توزع الحزم الطاقية في ذرات المادة والتي تقسم إلى:
(a):Insulator, (b):Semiconductor, (c): Conductor

ب. المواد العازلة: وهي مواد ذات ناقلية نوعية صغيرة؛ أو بمعنى آخر، مقاومتها النوعية كبيرة وتقع في المجال $(10^{12} \rightarrow 10^{18}\ \Omega/cm)$ مثل الخشب. هذه المواد تحتوي على حزمة ممنوعة كبيرة (الفجوة الطاقية كبيرة)؛ أي إن إلكترون التكافؤ يحتاج إلى طاقة كبيرة حتى يتحرر وينتقل إلى حزمة النقل. لاحظ الشكل(1-3).

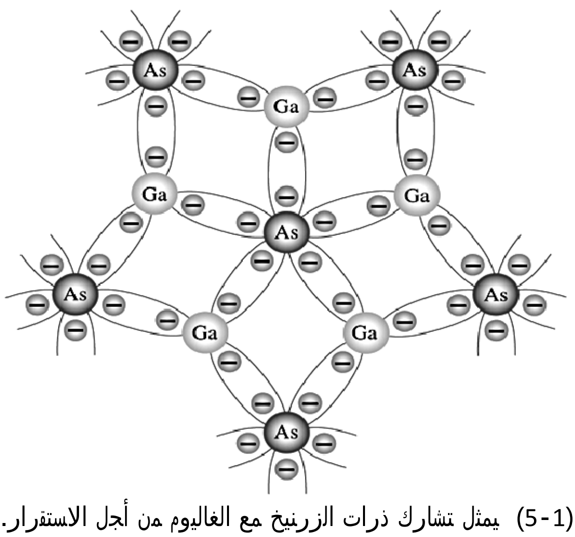
ج. المواد نصف الناقلة: تتميز هذه المواد بناقلية نوعية أقل من ناقلية المواد الناقلة وأكبر من ناقلية المواد العازلة، أي إن مقاومتها النوعية تتراوح بين ($10^{-5} - 10^{9}\ \Omega$ */cm*) وهذا يعني أن فجوة الطاقة بين حزمة النقل وحزمة التكافؤ متوسطة القيمة، وليست بحجم الفجوة الطاقية للمواد العازلة، ولذلك يحتاج إلكترون التكافؤ إلى طاقة قليلة حتى يتحرر ويصل إلى حزمة النقل. تقسم هذه المواد إلى نوعين:

ج-1- المواد نصف الناقلة وحيدة العنصر (غير المركبة): تتكون من عنصر واحد يوجد على مدار ذرته الأخير أربعة إلكترونات فقط، من أهم هذه العناصر، السيليكون *Silicon* والجرمانيوم *Germanium*، وهما العنصران الأكثر استخداماً في تصنيع العناصر الإلكترونية أو الدارات المتكاملة، وقد تم استخدام الجرمانيوم في البداية، ولكن، ونظراً لتأثره بالحرارة، فقد تم التحول إلى استخدام السيليكون الذي يعد قليل التأثر بالحرارة، كما أنه متوفر بكثرة في كرتنا الأرضية على شكل رمل، الشكل(1-4) يبين البنية الذرية للسيليكون.



الشكل(1-4) يمثل تشارك ذرات السيلكون من أجل الاستقرار

ج-2- المواد نصف الناقلة المركبة *.Compound Semi- Conductor*: هي مواد مكونة من عنصرين على الأقل، أي هناك رابطة تشاركية ثنائية في البنية البلورية لهذه المواد، فتكمل الذرات المشاركة بالرابطة إلكترونات مدارها الأخير إلى ثمانية، إذ يكون عدد إلكترونات المدار الأخير في ذرة العنصر الأول مساوياً إلى خمسة إلكترونات، وفي العنصر الثاني مساوياً إلى ثلاثة إلكترونات، بعدئذ، ترتبط كل ذرة من الزرنيخ مثلاً (التي تحتوي على خمسة إلكترونات) مع خمس ذرات من الغاليوم (التي تحتوي على ثلاثة إلكترونات)، ينتج عن هذا الارتباط ذرة زرنيخ الغاليوم *Ga As* المبينة في الشكل (1-5). مثال آخر عن هذه المواد هو زرنيخ الأنديوم *In As* . تستخدم هذه المواد في صناعة الخلايا الشمسية، كما تستخدم في مجال الفضاء والطيران. هذه المواد ذات كلفة تنقية عالية جداً بالمقارنة مع السيليكون، ولكنها تمتلك قابلية حركة حوامل شحنة أكبر، كما أنها ذات أداء ممتاز لذلك تستخدم في الترددات العالية جداً، والتقنيات التي تحتاج للسرعات العالية. هناك أبحاث كثيرة في الوقت الحاضر تحاول تخفيض سعر تكلفة تنقية هذه المواد، حتى تصبح المادة الأولى في صناعة العناصر الإلكترونية مستقبلاً.



الشكل(1-5) يمثل تشارك ذرات الزرنيخ مع الغاليوم من أجل الاستقرار.

بالنتيجة: تسلك المواد نصف الناقلة، بتأثير درجة الحرارة العالية، التي تؤدي إلى وجود طاقة كافية لتحرير إلكترونات التكافؤ ثم وصولها إلى منطقة النقل، سلوك المواد الناقلة. أما في درجة الحرارة المنخفضة فإن هذه المواد تسلك سلوك المواد العازلة.

إذاً، يمكن تغيير سلوك المواد نصف الناقلة وتحويلها إلى مواد ناقلة، إما بزيادة درجة الحرارة، أو بإشابتها بواسطة مواد مختلفة التكافؤ فتحصل على إلكترونات حرة ضمن البنية البلورية.

1-5- مفهوم الإلكترونات الحرة، الثقوب والحوامل الأكثرية والأقلية:

- لنأخذ مادة نصف ناقلة نوع *Si* أو *Ge* ولتكن الجرمانيوم لأن عدد إلكتروناته كبير ⇐ المدار الأخير أبعد عن النواة بالمقارنة مع السيلكون ⇐ يحتاج إلكترون هذا المدار إلى طاقة أقل ليتحرر. هذه المواد موجودة على شكل بلورات ذراتها ذات رابطة تشاركية .

- بتعريض قطعة من مادة الجرمانيوم إلى الحرارة، أو بتطبيق طاقة ما على طرفيها (طاقة حرارية كدرجة حرارة الغرفة مثلاً، أو طاقة كهربائية) ⇐ يتحرر إلكترون أو أكثر من إلكترونات المدار الأخير نتيجة تكسر الروابط الثنائية، ويبقى في فضاء المادة أو في البنية البلورية؛ أي ينتقل من حزمة التكافؤ إلى حزمة النقل ويصبح إلكتروناً حراً *(Free Electron)* ويشارك في نقل التيار ذي الشحنة السالبة.

- يصبح مكان هذا الإلكترون المتحرر فراغاً ذا شحنة موجبة (ليس فراغاً هندسياً)، يمكن أن ندلّ عن هذا الفراغ فيزيائياً بفراغ طاقة معادلة ومساوية تماماً لطاقة الإلكترون المتحرر ومعاكسة له بالإشارة، أي بإشارة موجبة. يسمى هذا الفراغ الطاقي الثقب ذا الشحنة الموجبة *Holl*.

- إذاً في المادة نصف الناقلة النقية، وبدرجة حرارة الغرفة، توجد مجموعة من الإلكترونات الحرة ذات الشحنة السالبة *Negative Charge* ويرمز لها بالرمز (n) وعدد من الثقوب موجبة الشحنة *Positive Charge* ويرمز لها بالرمز (P).

- تكسير الروابط الثنائية في المادة ⇐ إلى تحرير إلكترون، وهذا الإلكترون يخلف وراءه ثقباً وبالتالي يمكن القول إن عدد الالكترونات المتحررة = عدد الثقوب ويساوي إلى $P = n = n_i$.

- يتحد الإلكترون الحر المتحرك في حزمة النقل، مع ثقب من ذرة أخرى نتيجة اختلاف الشحنة. يسمى الزمن اللازم لهذا الإلكترون، حتى يعود ويتحد مع ثقب لذرة مجاورة، بزمن حياة الإلكترون ويرمز له بالرمز τ_n. و بالطريقة نفسها، يبقى الثقب فترة زمنية τ_p تسمى مدة حياة الثقب حتى يتحد بإلكترون ما أو يحل محله إلكترون ما، وهذه العملية تسمى بإعادة الاتحاد *Recombination*.

- في المادة النقية وبدرجة حرارة أكبر من الصفر المطلق تجري في المادة مجموعة من العمليات تسير وفق التسلسل التالي: تكسير الروابط ⇐ تحرير إلكترون وتوليد ثقب ⇐ إعادة الاتحاد بعد فترة زمنية τ_p، ثم تكسير روابط ⇐ توليد ثقب ⇐ إعادة اتحاد.

1-6- أنصاف النواقل المشابه:

إحدى طرق الحصول على إلكترونات حرة في المادة نصف الناقلة (إلكترونات تصل لحزمة النقل بسرعة وبأقل طاقة ممكنة)، هي حقن المواد نصف الناقلة، بمواد مختلفة عنها في عدد إلكترونات التكافؤ (إلكترونات المدار الأخير). ومن هذه المواد:

1- مادة محقونة تحتوي إلكترون تكافؤ واحد زيادةً على المادة نصف الناقلة المشابه. مثل *As* الزرنيخ والفوسفور *P*، التي تملك خمسة إلكترونات تكافؤ على المدار الأخير.

2- مادة محقونة تحتوي على ثلاثة إلكترونات تكافؤ؛ أي أقل من المادة نصف الناقلة بإلكترون واحد مثل بور B، الغاليوم GA والألمنيوم AL.

في كلتا الحالتين، تسعى المادة المشابه مع المادة المضافة، إلى تكوين الرابطة الثنائية من أجل الاستقرار، بالتالي سيتولد لدينا نوعان من المادة المشابه وذلك للسببين التاليين:

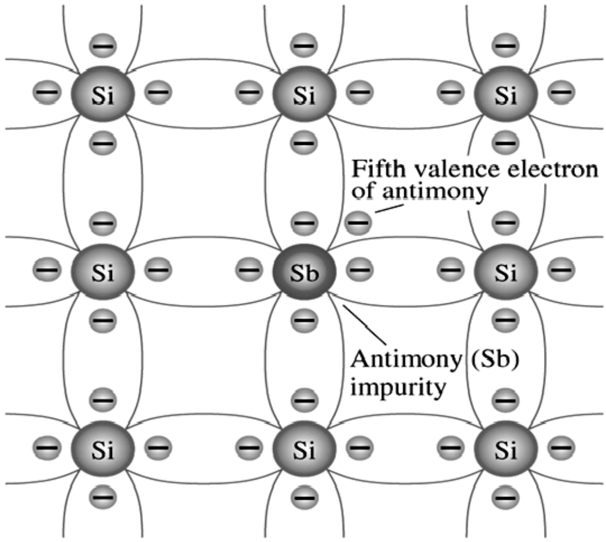
- وجود إلكترون حر سالب الشحنة، في الحالة الأولى، غير مشارك في الروابط التشاركية.
- وجود مكان فارغ للإلكترون في الحالة الثانية، أدى إلى نشوء ما يسمى بالثقب.

بناء على ما سبق يمكن تحديد نوعين للمواد نصف الناقلة وهما:

1-6-1-المادة نصف الناقلة من النوع السالب *N-Type Material*:

- نحصل على هذا النوع بحقن مادة خماسية التكافؤ، مثل الفوسفور(P) و الزرنيخ (As)، ضمن المادة نصف النّاقلة النّقية مثل السليكون أو الجرمانيوم، وتكون نسبة الشوائب في المادة النقية صغيرة جداً. - تتشكل الرابطة الثنائية بين ذرات المادة خماسية التكافؤ، و ذرات المادة النقية بأن تتشارك أربعة إلكترونات من الزرنيخ مثلاً، لاحظ الشكل (1-6)، مع أربعة إلكترونات المدار الأخير للمادة الناقلة فنحصل على ثمانية إلكترونات (استقرار) على المدار الأخير لكل ذرة.

- تسمى الذّرات، في البنية البلورية الجديدة الناتجة عن الترابط، بالذّرات الشائبة (As مع Si) تحتوي هذه الذرات على إلكترون حر، تتخلى عنه عند أقل طاقة لينتقل إلى حزمة النقل ويشارك في نقل التيار، تسمى هذه الذرات بالذرات المعطية أو المانحة *Donors* عند تخليها عن الإلكترون، وتتحول في هذه الحالة إلى شاردة موجبة (خسرت إلكترون).



الشكل(1-6) يمثل المادة نصف الناقلة نوع *n*، *N-Type*

- تكون الإلكترونات الحرة في هذا النوع كثيرة (حوامل الشحنة السالبة أكثرية غالبة) وتسمى بالحوامل الأكثرية *Majority Carriers*.

- مكان الإلكترون المتحرر يصبح ثقباً، بما أنه أصبح لدينا عدد كبير من الإلكترونات نتيجة الإشابة وإعادة الاتحاد، يبقى عدد قليل من الثقوب غير المتحدة، تدعى بالحوامل الأقلية.

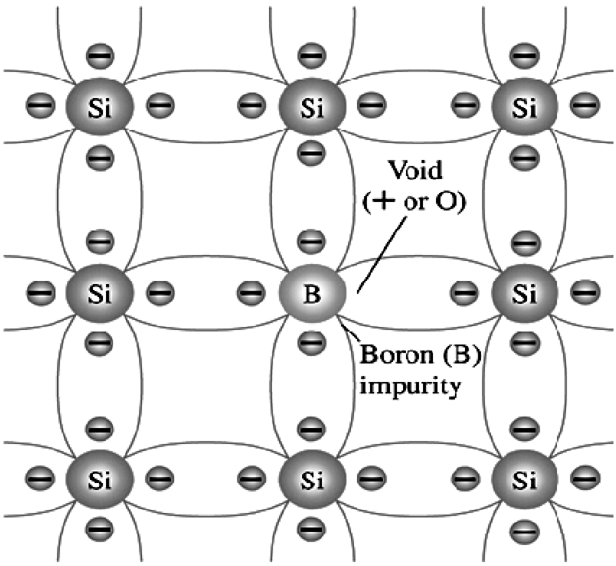
ملخّص: عند زيادة درجة الحرارة مثلاً أو تقديم كمية من الطاقة ولو كانت صغيرة للقطعة المشابة، فإن ذلك سيؤدي إلى تكسير الروابط التشاركية ⇐ توليد ثقب وإلكترون ⇐ حركة الإلكترون الحر التي تؤدي إلى التصادم مع الروابط وتكسيرها ⇐ توليد ثقب وإلكترون وهكذا

1-6-2- المواد نصف الناقلة من النوع الموجب نوع – *P- TYPE MATERIAL*:

في هذا النوع من المواد، تحقن كمية صغيرة من مادة ثلاثية إلكترونات التكافؤ مثل *Born* البورن ***B*** والأنديوم *In*، ضمن المادة نصف الناقلة سليكون أو الجرمانيوم

(رباعية إلكترونات التكافؤ) بحيث تصبح ذّراتها هي الأغلبية. بذلك تتشكل أربع روابط ثنائية لكل ذّرة من المادة نصف الناقلة، إحدى هذه الروابط ينقصها إلكترون (فراغا طاقيا موجبا)، هذه الآلية موضحة بالشكل(1-7). وتتم العملية بالتسلسل التالي:

- تسعى ذرات السيلكون وذرات المادة المضافة إلى تشكيل الرابطة الثنائية ⇐ تتشكل بنية بلورية للمادة نصف الناقلة المشابه، فترتبط كل ذرة من المادة ثلاثية التكافؤ مع أربع ذرات Si ⇐ المدار الأخير في الذرة الجديدة للمادة المشابه يملك سبعة إلكترونات فقط ⇐ لدينا إلكترون مفقود في إحدى الروابط، وبالتالي يترك مكانه طاقة موجبة مساوية لطاقته تسمى الثقب، وبذلك نحصل على عدد ثقوب كبير P وتسمى هذه الثقوب بالحوامل الأكثرية.



الشكل(1-7) يمثل المادة نصف الناقلة نوع p، P-Type

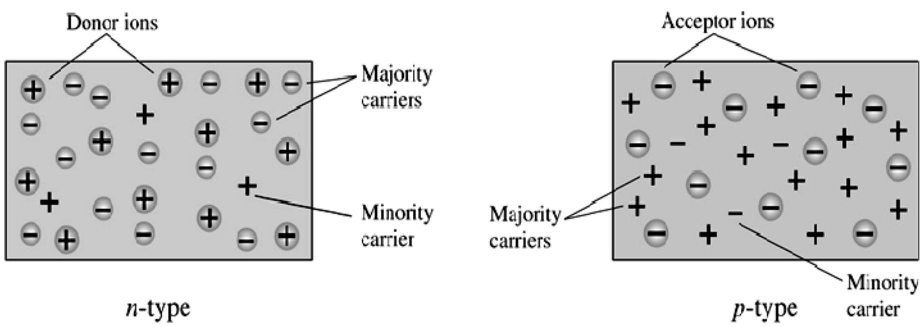
- يحتاج هذا الثقب للتعويض، أي أنه سيسعى للاتحاد بأحد الإلكترونات، يحصل على هذا الإلكترون من ذرة المادة نصف الناقلة، وذلك باستخدام طاقة صغيرة جداً ⇐ توليد ثقب جديد وهكذا ....

- تتحول الذّرة المشابه التي أخذت إلكتروناً إلى شاردة سالبة (ربحت إلكتروناً)، وتسمى في هذه الحالة بالشائبة الآخذة *(Acceptors Impurity)* ويكون مستوى الطاقة للمادة الآخذة أكبر بقليل من أعلى مستوى لحزمة التكافؤ، وبالتالي تتأين المادة الآخذة عند أدنى كمية طاقة، وتولد ثقباً في حزمة التكافؤ، تمثل الثقوب الحوامل الأكثرية *Majority Carriers*، أما الالكترونات فتمثل الحوامل الأقلية *Minority Carriers*.

- في كلا النوعين P, N يتناسب عدد الحوامل الأكثرية، طرداً مع درجة الإشابة أو كمية المادة المحقونة.

- درجة الحرارة الزائدة ⇐ تكسير روابط ⇐ توليد ثقب وإلكترون ⇐ زيادة الحوامل.

يوضح الشكل (1-8) كلاً من الحوامل الأكثرية والحوامل الأقلية، كما يبين كلاً من الشوارد الموجبة والسالبة الناتجة عن توليد الالكترونات و الثقوب.



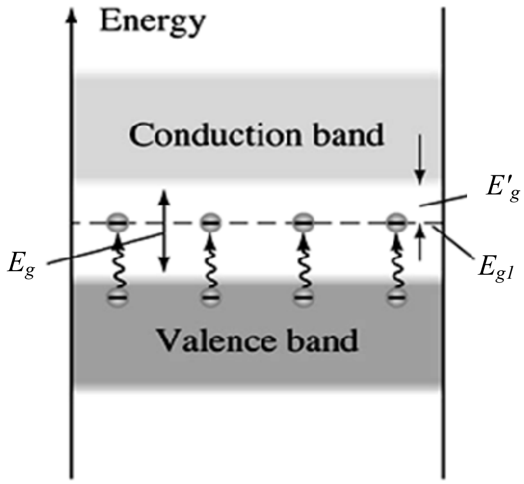
$N_n >> P_n$ $N_p << P_p$

الشكل(1-8) يمثل الحوامل الأكثرية و الأقلية في المادة N-Type و P-Type

1-7- أثر الإشابة على حزم الطاقة *Effect of Impurities on the Energy Band*:

- يكون عرض الحزمة الممنوعة في المادة النقية، (فراغ الطاقة) بين حزمة النقل وحزمة التكافؤ E_g ذا قيمة وسطى.

- بوجود الحوامل الأكثرية في فضاء المادة المشابه ، ثقوباً كانت أم إلكترونات، فإن مستوى الطاقة للحزمة الممنوعة ينخفض إلى E_{g1} ، وبالتالي نحتاج إلى طاقة صغيرة جداً لحمل هذه الإلكترونات إلى حزمة النقل: تزداد ناقلية المادة بشكل ملحوظ. يبين الشكل (1-9) انخفاض فراغ الطاقة في المادة المشابه بمقدار $E_g - E_{g1} = E'_g$.



الشكل(1-9) يمثل انخفاض الفراغ الطاقي في المادة المشابه

1-8- الدراسة التّحليلية:

1-8-1- قانون التعادل الكهربائي وفعل الكتلة:

أ- قانون التعادل الكهربائي: في المادة نصف الناقلة يجب أن تكون الشحنة الحجمية السالبة تساوي (تعادل) الشحنة الحجمية الموجبة. $\rho^- = \rho^+$. ولكن المادة نصف الناقلة قد تكون إما نقية أو مشابة، لذلك سندرس هنا القانون في الحالات التالية:

أ-1- المادة النقية: تتشكل الإلكترونات ذات الشحنة السالبة، والثقوب ذات الشحنة الموجبة نتيجة لتحطم الروابط الثنائية حتى تصل لمرحلة التوازن: $p= n = n_i$ حيث n_i عدد حوامل الشحنة في المادة نصف الناقلة النقية.

أ-2-المادة المشابه نوع N: وجدنا أن الإلكترونات، في هذا النوع من المواد، هي الحوامل الأكثرية وهي ذات شحنة سالبة، ناتجة عن الذرات الشائبة المعطية التي فقدت إلكترونا. يتعلق عدد هذه الإلكترونات بتركيز المادة الشائبة المعطية وليكن n_D، وفي هذه المادة توجد أيضاً ثقوب p_n ناتجة عن تحطيم الرابطة الثنائية في المادة ككل، وهذا يعني تحرر p_n إلكترون (عدد الثقوب نفسها) ويضاف إلى الحوامل الأكثرية الموجودة أصلاً لذلك يمكن أن نكتب علاقة تركيز الإلكترونات في هذه المادة بالشكل: $n_N = n_D + P_N$ ، ولكن في المادة نوع N لدينا $n_N >> P_N$ هذا يؤدي إلى إهمال المقدار P_N، ويصبح تركيز الإلكترونات مساوياً لتركيز الذرات المعطية وفق: $n_N = n_D$.

أ-3-المادة ذات النوع P: تكون الحوامل الأكثرية في هذه المادة هي الثقوب ذات الشحنة الموجبة، وبمناقشة مماثلة للمادة نوع N نستطيع أن نكتب أن تركيز الثقوب في المادة P يحسب من العلاقة $P_p = n_A + n_P$ حيث n_A: تركيز المادة الشائبة الآخذة في المادة نصف الناقلة وn_P: عدد الالكترونات في هذه المادة (وهي الحوامل الأقلية) الناتجة عن تكسير الروابط، وبما أن $P_P>>n_P \Leftarrow P_P \approx n_A$ تركيز الثقوب يساوي تركيز ذرات المادة الآخذة.

1-8-2- قانون فعل الكتلة: يعبر عن جداء تركيزي الشحنة في أية مادة، بحيث يكون هذا الجداء مساوياً لمربع تركيز الحوامل في المادة النقية أي:

$$n \times p = n_P \times p_p = n_N \times p_N = n_i^2$$

ملاحظة: جميع معاملات هذه العلاقة معرفة سابقاً.

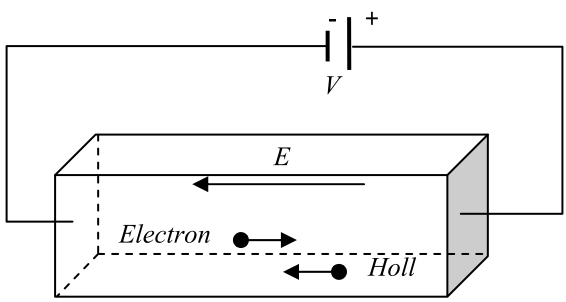
من العلاقة السابقة يمكن حساب عدد الحوامل الأكثرية والأقلية في المادة نوع P وفي المادة نوع n كما يلي:

المادة نوع n	المادة نوع P
حوامل أكثرية $n_n \approx N_D$	حوامل أكثرية $P_p \approx n_A$
حوامل أقلية $Pn \cong \frac{n_i^2}{N_D}$	حوامل أقلية $n_P \cong \frac{n_i^2}{N_A}$

1-9- تيار الجرف والنّاقلية النوعية *Drift process and Conductivity*:

لنأخذ قطعة من مادة نصف ناقلة، ولنطبق على طرفيها جهداً كهربائياً V ⇐ توليد حقل كهربائي E اتجاهه من القطب الموجب إلى السالب (عكس الجهة المطبقة) لاحظ الشكل (1-10)، تنجرف الإلكترونات نتيجة لهذا الحقل بعكس اتجاه الحقل، وبسرعة V_n (التيار الجرفي) تعطى بالعلاقة التالية:

$$\vec{V}_n = -\mu_n \vec{E} \qquad (1\text{-}1)$$



الشكل(1-10) يمثل تطبيق جهد على طرفي قطعة من مادة نصف ناقلة.

E: شدة الحقل الكهربائي وتقدر بـ الواحدة ($Volt/m$).

V_n: سرعة جرف الإلكترونات وتقدر بـ الواحدة (m/sec).

μ_n: معامل قابلية الحركة النسبية للحوامل الحرة في المادة وتقدر بالواحدة ($m^2/V.s$).

يعبر هذا المعامل عن مقدرة الحوامل الحرة (إلكترونات أو ثقوب) على الحركة خلال فضاء المادة. وهذا يعبر بدوره عن سرعة تحول المادة نصف الناقلة إلى مادة ناقلة، أو يعبر عن سرعة استجابة هذه المادة لتغيرات التيار. نبين في الجدول التالي معامل قابلية الحركة النسبية لعدة مواد نصف ناقلة.

Semiconduct	$\mu_n\left(\frac{cm^2}{V.S.}\right)$
Si	1500
Ge	3900
Ga As	8500

نستنتج من هذا الجدول أن العناصر الإلكترونية المصنوعة من الجرمانيوم ذات استجابة أسرع بأكثر من الضعف من العناصر المصنوعة من السليكون، لذلك يستخدم الجرمانيوم في صناعة العناصر المستخدمة في مجال الترددات العالية، كما نلاحظ أن معامل قابلية الحركة لزرنيخ الغاليوم أكبر بمرتين منه للجرمانيوم، لذلك فإن العناصر المصنوعة منه تملك استجابة أسرع بمرتين من استجابة العناصر المصنوعة من الجرمانيوم، لهذا السبب يستخدم زرنيخ الغاليوم في صناعة العناصر الإلكترونية المستخدمة في المجال المكروي.

إذاً كثافة التيار الجرفي ذو الاتجاه المعاكس لجهة الإلكترونات يعطى بـ العلاقة:

$$J_{ndrift} = \rho_n V_n \quad \left[A/m^2\right] \qquad (2-1)$$

تمثل V_n السرعة الجرفية. $\rho_n\left(\frac{c}{m^2}\right)$ تمثل الكثافة الحجمية للإلكترونات وتعادل تركيز الإلكترونات $n\left(\frac{Electron}{m^3}\right)$ في واحدة الحجم مضروباً بشحنة الإلكترون $-e$ أو $-q$. وبالتالي تصبح العلاقة (1-2) بالشكل:

$$\rho_n = -n.e \Rightarrow J_{ndrift} = -nq.V_n \qquad \left(\frac{A}{m^2}\right) \tag{1-3}$$

أما بالنسبة للثقوب، فإنها ستنجرف مع اتجاه الحقل الكهربائي بسرعة جرف *Drift Velocity* تعطى بالعلاقة: $V_p = \mu_p E$

E: عبارة عن شدة الحقل الكهربائي *Electric Field*

μ_P: معامل القابلية الحركية للثقوب التي شرحت سابقاً. بما أن الثقب ثابت، فإن قابليته الحركية تمثل مقدرة الثقب على جذب الإلكترون.

وبالتالي تعطى كثافة تيار جرف الثقوب بالعلاقة:

$$J_{p\,drift} = \rho_p V_p \tag{1-4}$$

$\rho_p = P.e$ الكثافة الحجمية للشحنة المتمثلة بالثقوب وe هي شحنة الثقب، وهي تماثل شحنة الإلكترون تماماً ولكن بإشارة معاكسة، و بالتالي تصبح علاقة التيار الجرفي (1-4) بالشكل:

$$J_{pdrift} = P.e.\ V_p = P.q.V_p$$

P: هي تركيز الثقوب في واحدة الحجم وتعطى بـ $[Holl/m^2]$.

إذاً: التيار الجرفي الكلي = تيار جرف الإلكترونات + تيار جرف الثقوب

$$\Rightarrow J_{drift} = J_{ndrift} + J_{pdrift} = -n.q\ .V_n + P.q\ .V_p$$

$$= + nq\ \mu_n E + Pq\ \mu_p E$$

$$\Rightarrow J_{drift} = (n\ q\ \mu_n + Pq\ \mu_p)\ E = (\sigma_n + \sigma_p)\ E = \sigma_{total} E$$

$$\sigma_{total} = nq\mu_n + Pq\mu_p = \sigma_n + \sigma_p$$

$$= q\ (n\mu_n + P\mu_p) \qquad (5\text{-}1)$$

σ_{total} تسمى الناقلية النوعية وتقدر بـ Ωm^{-1} .

نميز الحالات التالية:

1- في المادة نصف الناقلة النقية:

لدينا $P = n = n_i$ و تصبح قيمة الناقلية الكلية في العلاقة (1-5) بالشكل:

$$\sigma_{total} = \sigma_n + \sigma_p = n_i p\ (\mu_n + \mu_p) \qquad (6\text{-}1)$$

2- في المادة نصف الناقلة $N\text{- }Type$:

من علاقة التيار الكلي لدينا:

$$J_{Total\ drift} = J_{ndrift} + J_{P\ drift} \approx J_{ndrift}$$

بما أن الحوامل الأقلية $n_n >>> P_n$ لذلك نهمل $J_{P\ drift}$ أمام J_{ndrift} و تصبح القيمة الكلية للتيار كالتالي: $J_{Total\ drift} \approx J_{ndrift} = n.q.\mu_n E$ اذا تقرب قيمة الناقلية الكلية إلى القيمة σ_n التي تمثل الناقلية النوعية للمادة نوع N ، ذلك وفق الاستنتاج التالي:

$$\Rightarrow \sigma_{total} \approx \sigma_n + \sigma_p \approx \sigma_n = n.q.\mu_n \qquad (7\text{-}1)$$

3- يمكن بالآلية نفسها، مناقشة الناقلية في المادة نصف الناقلة نوع $P\text{- }Type$ ، σ_p فنحصل على العلاقة التالية:

$$J_{Total} \approx J_p = P.q\ .\ \mu_p\, E \Rightarrow \sigma_{total} = \sigma_p = P.q.\ \mu_p \qquad (8\text{-}1)$$

مناقشة علاقة σ بدرجة الحرارة:

$$\sigma \sim n \Rightarrow when\ T \nearrow \Rightarrow n_i \nearrow\nearrow \Rightarrow \sigma \nearrow\nearrow \Rightarrow \frac{1}{\sigma} = \rho \swarrow\swarrow$$

إذاً تزداد الناقلية النوعية أي تنخفض المقاومة عند ازدياد درجة الحرارة.

نتيجة: المواد نصف الناقلة هي مواد ذات معامل حراري سالب.

10-1- حالة الانتشار أو تيار التسريب *Diffusion currant Process*:

ينشأ تيار التسريب هذا عن اختلاف تراكيز حوامل الشحنة، سواء كانت إلكترونات أم ثقوباً. أو نتيجة ما يسمى بتدرج تركيز الحوامل ضمن المادة نصف الناقلة (*grad*). ويعطى هذا التيار بالعلاقة:

$$J_{diff} = -\ D.\ grad\ \rho \qquad (9\text{-}1)$$

تعني إشارة السالب (-)الانتقال من التراكيز المرتفعة للحوامل إلى التراكيز المنخفضة.

D: تمثل ثابت التسرب أو الانتشار. يقدر بـ $[m^2/sec]$.

لدينا D_n ثابت تسرب الإلكترونات و D_p ثابت تسرب الثقوب.

يعطى الثابت D بعلاقة اينشتاين و التي تربط ثوابت التسرب بقابلية الحركة.

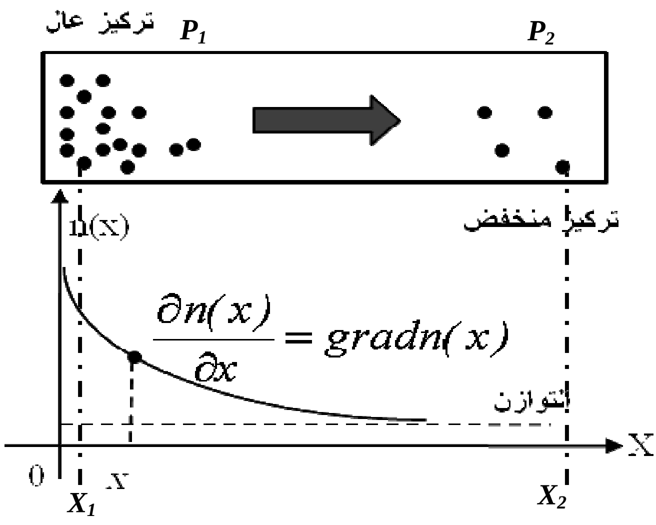
$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{KT}{q} = \frac{T}{11600} = V_T \qquad (10\text{-}1)$$

تعطي العلاقة (1-10) أيضا الكمون الحراري V_T الذي يساوي ضمن درجة حرارة الغرفة $T= 300k$ إلى $V_T = 0.026v$. أما $K=1.38\ 10^{-23}[J/K]$ فتمثل ثابت بولتزمان.

ρ تمثل الكثافة الحجمية للشحنة وتساوي الى $\rho_n= -n.q$ للإلكترونات و $\rho_p = p.q$ للثقوب. أما علاقة التدرج فهي تعبير عن تغير توزع حوامل الشحنة ضمن المادة و تؤخذ على المحاور المتعامدة (في الفراغ) و تعطى بالعلاقة:

$$grad = \frac{d}{dx} + \frac{d}{dy} + \frac{d}{dz} \qquad (11-1)$$

في حسابنا لتيار التسريب، سنكتفي بالتدرج على محور واحد وهو المحور x المبين في الشكل(1-11).



الشكل(1-11) يمثل مفهوم التدرج على المحور X

يمكن كتابة هذا التيار بالنسبة لكل من الإلكترونات والثقوب على المحور x على الشكل التالي:

$$\left.\begin{array}{l} J_{n\,diff} = q.D_n.\dfrac{\partial n}{\partial x} \\ J_{p\,diff} = -q.D_p.\dfrac{\partial p}{\partial x} \end{array}\right\} \Rightarrow J_{diff} = J_{n\,diff} + J_{p\,diff}$$

$$\Rightarrow J_{diff} = qD_n \frac{\partial n}{\partial x} - qD_p \frac{\partial p}{\partial x} \qquad (12\text{-}1)$$

الكثافة الكلية للتيار في الحالة العامة تمثل مجموع المركبة الجرفية والتسريبية و تعطى بـ العلاقة التالية:

$$J_{general} = J_{drif} + J_{diff} = nq\,\mu_n\,E + pq\,\mu_p\,E + qD_n \frac{\partial n}{\partial x} - qD_p \frac{\partial p}{\partial x}$$

من الشكل(1-11) بافتراض أن مكان التركيز العالي P_1 عند X_1 و مكان التركيز المنخفض هوP_2 عند X_2 في القطعة نصف الناقلة.

سوف ينشأ حقل كهربائي بين النقطتين السابقتين نتيجة لظاهرة التسريب أي انتقال الثقوب من النقطة X_1 إلى النقطة X_2، يؤدي ذلك إلى نشوء فرق في الكمون بين النقطتين X_1 و X_2 .

يرتبط فرق الكمون هذا بتركيز الثقوب في كلا النقطتين وفق العلاقة التالية:

$$p_1 = p_2 e^{\frac{q(V_2 - V_1)}{KT}} \qquad (13\text{-}1)$$

V_1 و V_2 الكمون في كل نقطة، أما بقية المعاملات فهي مشروحة سابقاً.

تسمى هذه المعادلة معادلة بولتزمان *Equation of Boltzman*. هناك معادلة أخرى يمكن استخدامها في شريحة ذات مقطع A لمادة نصف ناقلة من أجل إيجاد تركيز حوامل الشحن ضمن الشريحة وهي معادلة الاستمرار، ولكن لن ندخل في تفاصيلها.

1-11- مستوى فيرمي وتحديد موقعه Fermi level :

تعريف مستوى فيرمي: هو عبارة عن مستوى اعتباري يفصل بين مستويين طاقيين لحوامل الشحن، أي أنه يعبر عن الحد الفاصل بين مستوى الطاقة الفارغ ومستوى الطاقة الممتلئ. في دراستنا هذه يمكن التعبير عنهما بمستوى التكافؤ ومستوى النقل، وبالتالي فإن مستوى فيرمي يمثل الحد الفاصل بين مستوى النقل ومستوى التكافؤ، ويمكن تعريفه بأنه أعلى مستوى طاقي يمكن للحوامل الأكثرية أن تملكه في درجة الحرارة المطلقة.

قبل البدء بدراسة مستويات فيرمي في أنصاف النواقل، يجب علينا تعريف ما يسمى بتابع فيرمي الإحصائي: وهو عبارة عن تابع يعطي احتمال امتلاء مستوى طاقة معين E بالإلكترونات ويعطى بالعلاقة:

$$F(E)=\left[1+exp\left(\frac{E-E_F}{KT}\right)\right]^{-1} \qquad (14-1)$$

E: يمثل مستوى الطاقة المعتبر، ويقدر بـالواحدة ev . E_F: مستوى فيرمي.

K: ثابت بولتزمان $\left(K=1.3810^{-23}J/K\right)$. T: درجة الحرارة وتقدر بالكالفن.

سنرسم $F(E)$ عند درجة الحرارة المطلقة T، مقدرة بالكالفن، بوصفها تابعاً للنسبة $\frac{(E-E_F)}{KT}$.

- المقدار $K.T$ ثابت عند درجة حرارة ثابتة، وبالتالي المتغير الأساسي هو E- E_F.

- عندما $E= E_F$ أي المستوى المطروح هو مستوى فيرمي⇐ المقدار $\frac{E-E_F}{KT}=0$ ⇐ تابع فيرمي الإحصائي يأخذ القيمة التالية:

$$f(E)=\left[1+\frac{exp(0)}{1}\right]^{-1}=0.5$$

- في حال $E-E_F \to -\infty$ أي مستوى فيرمي E_F أكبر من جميع مستويات الطاقة المعتبرة، يعني ذلك أن جميع مستويات الطاقة في حزمة التكافؤ ممتلئة (لم تصبح بعد في حزمة النقل) $\frac{1}{e^{\infty}}=exp(-\infty)=0 \Rightarrow f(E)=(1+0)^{-1}=1$

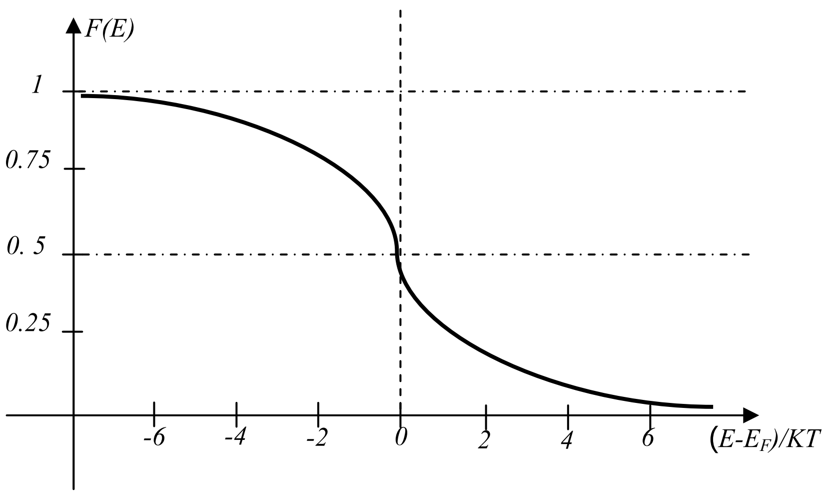
في هذه الحالة يكون تابع فيرمي الإحصائي مساويا لقيمة *1*.

- أما في الحالة التي تكون فيها سويات الطاقة المعتبرة أكبر من مستوى فيرمي، أي إن حزمة النقل ممتلئة وحزمة التكافؤ فارغة أي إن $E-E_F \to +\infty$ ، نكتب:

$$exp(+\infty)=\infty \Rightarrow f(E)=(1+\infty)^{-1}=\frac{1}{\infty}\to 0$$

في هذه الحالة قيمة تابع فيرمي الإحصائي = *0* وهذا يعني أن حزمة التكافؤ فارغة وحزمة النقل ممتلئة.

بناء على التحليل السابق يصبح منحى تابع فيرمي كما هو مبين في الشكل (1-12).



الشكل(1-12) يمثل تابع فيرمي الإحصائي.

باستخدام تابع كثافة الحالات والذي يمثّل عدد الحوامل (ثقوب أو إلكترونات) ذات الكتلة m والتي يمكن أن تتوضع بين مستويات الطاقة المحصورة بين المستوي E والمستوي $E+dE$. الذي يعطى بالعلاقة التالية:

$$N_N(E)=\gamma(E-E_c)^{\frac{1}{2}} \quad with \quad \gamma=\frac{4\pi}{h^3}\left(2m^*e\right)^{\frac{3}{2}}$$

$h=6.626\ 10^{-34}\ joule\text{-}sec$ يمثل ثابت بلانك.

باعتماد هذا التابع بالإضافة إلى تابع فيرمي الإحصائي يمكن الحصول على:

1- عدد الإلكترونات في حزمة النقل، الذي يعطى بالعلاقة: $n_C=N_C.e^{\frac{E_C-E_F}{KT}}$.

إذاً: $N_C=2\left(\frac{2\pi m_n KT}{h^2}\right)^{\frac{3}{2}}$ يمثل العدد الفعال للإلكترونات في حزمة النقل، و E_C يمثل مستوى الطاقة في حزمة النقل.

2- عدد الثقوب في حزمة التكافؤ، الذي يعطي بالعلاقة $P_V=N_V e^{\frac{E_F-E_V}{KT}}$.

$N_V=2\left(\frac{2\pi m_p KT}{h^2}\right)^{\frac{3}{2}}$ يمثل العدد الفعال للثقوب في حزمة التكافؤ، و E_V يمثل مستوى الطاقة في حزمة التكافؤ.

بناء على العلاقات السابقة يمكن تحديد موقع مستوى فيرمي في المواد التالية:

أ- في المادة النقية: إذا كانت شريحة السليكون نقية، يكون لدينا $N_D=N_C$ و $n=p=ni$.

$$\Rightarrow n.p=n_i^2 \Rightarrow P_V=n_C=N_C e^{\frac{E_C-E_F}{KT}}=N_v e^{\frac{E_F-E_V}{KT}}$$

$$\Rightarrow \frac{N_C}{N_V} = e^{\frac{E_F - E_V}{KT} - \frac{E_C - E_F}{KT}} = e^{\frac{E_F - E_V - E_C + E_F}{KT}} = e^{\frac{2E_F - (E_C + E_V)}{KT}}$$

$$\Rightarrow ln \frac{N_C}{N_V} = \frac{2E_F}{KT} - \frac{E_C + E_V}{KT}$$

$$\Rightarrow 2E_F = KT \, ln \frac{N_C}{N_V} + E_C + E_V$$

لكن، قيمة المقدار $KT \, ln \frac{N_C}{N_V} = 0$ لأن $ln \frac{N_C}{N_V} = ln \, 1 = 0$ ، نستنتج أن E_{FI} الذي يمثل مستوى فيرمي في المادة النقية، يقع في منتصف المسافة الطاقية بين حزمة النقل وحزمة التكافؤ، أو في منتصف حزمة المنع وفق العلاقة التالية:

$$\Rightarrow E_{FI} = \frac{1}{2}\left(E_C + E_V\right) \qquad (15\text{-}1)$$

ب- في نصف الناقل المشاب: لا يتساوى عدد الحوامل الأكثرية مع عدد الحوامل الأقلية في شريحة نصف الناقل المشاب، بالتالي ينزاح مستوى فيرمي عن منتصف الحزمة الممنوعة إما للأعلى أو للأسفل وفقاً لنوع المادة الشائبة. سندرس كلاً من النوعين *N- Type*، و*P- Type* .

النوع *N- Type*:

في هذه المادة لدينا عدد الحوامل الأكثرية N_n ، تتم زيادة عدد الحوامل الأكثرية وفق الآلية الفيزيائية التالية: $e\ (Electrons) \nearrow\nearrow \ and\ O(Holls) \swarrow\swarrow \Rightarrow n_C \nearrow\nearrow$

$E_F < E_{Fn}$ $\Rightarrow$ يزداد E_F حتى حزمة النقل $\Rightarrow$

E_{Fn} يمثل مستوى فيرمي في المادة نوع N، أما العلاقة الرياضية فتصبح على الشكل التالي:

$$n_C = N_C e^{\frac{E_{Fn} - E_{FI}}{KT}} \Rightarrow E_{Fn} = E_{FI} + KT \, ln \frac{N_D}{N_C} \quad \Rightarrow \quad E_{FI} < E_{Fn}$$

إن: $n_C = N_D$. نلاحظ أن مستوى فيرمي ينزاح إلى حزمة النقل أي يزداد للأعلى.

النوع P- $Type$: في هذا النوع تزداد الثقوب (الحوامل الأكثرية) وفق التسلسل التالي:

$O(Holls) \nearrow\nearrow$ and e (Electrons) $\swarrow\swarrow \Rightarrow P_v \nearrow\nearrow$

$\Rightarrow E_F$ ينقص حتى حزمة التكافؤ $\Rightarrow E_F > E_{Fp}$

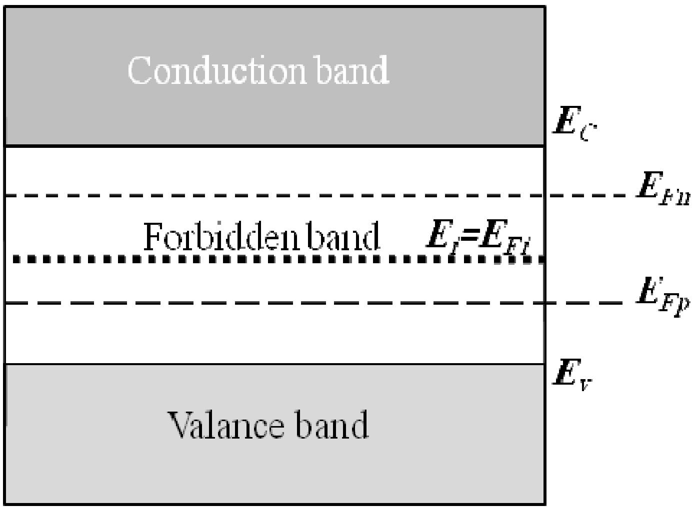
E_{Fp} يمثل مستوى فيرمي في المادة نوع P، من العلاقتين التاليتين: $P_p = N_A$ و

$P_P = N_v e^{\frac{E_{FI}-E_{FP}}{KT}}$ نستنتج قيمة مستوي فيرمي لهذا النوع وفق:

$$\Rightarrow E_{FP} = E_{FI} - KT \ln \frac{N_A}{N_V} \quad \Rightarrow \quad E_{FI} > E_{FP}$$

نلاحظ أن مستوى فيرمي ينزاح إلى حزمة التكافؤ في هذه الحالة أي ينخفض للأسفل.

يبين الشكل (1-13) مستوى فيرمي في المادة نصف الناقلة النقية نوع N ونوع P.



الشكل(1-13) يمثل مستوي فيرمي في المادة نصف الناقلة النقية وكل من النوعين N &P

الفصل الثاني -2-

الثنائيات النصف ناقلة *Semiconductors Diodes*

(المتصل الثنائي)

الفصل الثاني -2-

الثنائيات نصف الناقلة (المتصل الثنائي) *Semiconductors Diodes*

2-1- مقدمة:

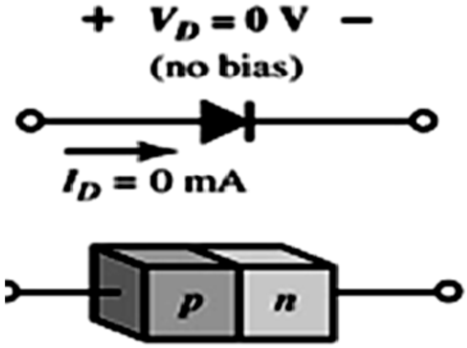
وجدنا أن المادة نصف الناقلة المشابة لها نوعان، النوع *N- Type* والنوع *P- Type*. المادة نوع *N* هي نصف ناقل مشاب بمادة معطية للإلكترونات (خماسية التكافؤ)، إذاً يحتوي على عدد كبير من الإلكترونات، بالنتيجة تصبح هذه المادة سالبة القطبية أو الشحنة، على عكس المادة من النوع *P* ذات الحوامل الأكثرية المكونة من الثقوب، أي إنها موجبة القطبية أو الشحنة. يؤدي وضع هاتين المادتين بجانب بعضهما البعض (متلاصقتين) إلى تشكيل قطعة جديدة مكونة من قطبين، الأول سالب الشحنة ويسمى المهبط، والثاني موجب الشحنة ويسمى المصعد. نكون بذلك قد شكلنا أول عنصر أو أداة إلكترونية من المادة نصف الناقلة المشابة. تحصل الكثير من الحوادث الفيزيائية نتيجة هذا الوصل، منها انتقال الشحن و تيارات الجرف والتسريب و تحطم الروابط. تحصل هذه الحوادث من دون وصل أي مؤثر خارجي أو طاقة خارجية مثل الجهد أو الحرارة.

ندرس في هذا الفصل المتصل الثنائي وآلية تشكيله وخواصه مع ومن دون انحياز، ثم نتعرض لبعض تطبيقاته.

2-2- الدراسة الوصفية: تتضمن توصيفاً وتعريفاً للمتصل نصف الناقل.

2-2-1: تعريف المتصل:

عبارة عن أداة إلكترونية ناتجة عن التحام مادتين نصف ناقلتين من نوعين مختلفين *(N, P)*، لاحظ الشكل (2-1). يتم الوصل الخارجي لهذا المتصل مع الدارات عبر قطب معدني يوضع على طرفي القطعتين، حيث إن القطب الموضوع على القطعة *P* يسمى بالمصعد *A* والآخر الموضوع على القطعة *N* يسمى بالمهبط *K*.



الشكل(2-1) الوصل الفيزيائي للمتصل الثنائي مع رمزه الكهربائي

يوجد ضمن هذا المتصل الحوامل الأكثرية لـ النوع N وهي الإلكترونات والحوامل الأكثرية للنوع P وهي الثقوب وأيضاً الحوامل الأقلية لكل من P, N. كذلك لا ننسى وجود الأيونات السالبة للنوع P والموجبة للنوع N، وهي N_P, N_n, P_n, P_p. بناء على هذا التعريف يمكن تصنيف أنواع المتصل وفقاً لآلية تصنيعه إلى ما يلي:

1- الثنائي المتجانس *Homo junction*-: تستخدم في هذا الثنائي مادة نصف ناقلة مشابة واحدة. مثلاً: *Ge, Ge* أو *Si, Si* وتتم إشابة القطعة الأولى بحيث تصبح *N- Type* والقطعة الثانية بحيث تصبح *P- Type*.

2- الثنائي غير المتجانس أو الثنائي المغاير*Hetero Junction*: تستخدم مادتين نصف ناقلتين مختلفتين في صنع هذا الثنائي، هاتان المادتان هما الجرمانيم والسيلكون غالباً (*Ge- Si*). ينتج منهما النوعان *P- Type* و *N- Type*. وهذا هو الثنائي الأكثر استخداماً.

3- الثنائي ذو القفزة *(Abrupt Junction (Step- Juncture*: أو الثنائي الفجائي، هو الثنائي الذي يتم فيه الانتقال من المادة نوع P إلى المادة نوع N على شـكل قفزة وذلك من ناحية تركيز الحوامل الأكثرية.

4- الثنائي التدريجي: Gradual Junction (linearly GJ): يتم الانتقال في هذا الثنائي من النوع N إلى النوع P بشكل تدريجي وليس على شكل قفزة.

من الأنواع التي تمكن إضافتها هنا، الثنائيات المكونة من نصف ناقل متصل بقطعة معدن يمثل المعدن المادة نوع N ونصف الناقل المشاب يكون النوع P ويسمى هذا النوع (*Metal – Semiconductor*). وجد هذا التنوع والاختلاف من أجل تطبيقات مختلفة نأتي إلى ذكرها فيما بعد.

2-2-2- حالة التوازن:

نتيجة وصل القطعتين N, P في درجة حرارة الغرفة، يحدث انتشار جديد وتوزع جديد لحوامل الشحن من دون تطبيق أي مؤثر خارجي (جهد أو حرارة أو ....) وذلك نتيجة فروق كثافة توزع الشحن الموجودة في المتصل. في حال تطبيق جهد خارجي مثلاً أو أثر حراري يؤدي ذلك إلى تغير توزع الحوامل وتكسير روابط جديدة، وبالتالي حالة جديدة أخرى. بتغيير قطبية هذا الجهد الخارجي سنحصل أيضاً على حالة أخرى مختلفة لذلك سنقوم بدراسة الحالات التي يمر بها المتصل من دون تطبيق جهد ومع تطبيق جهد.

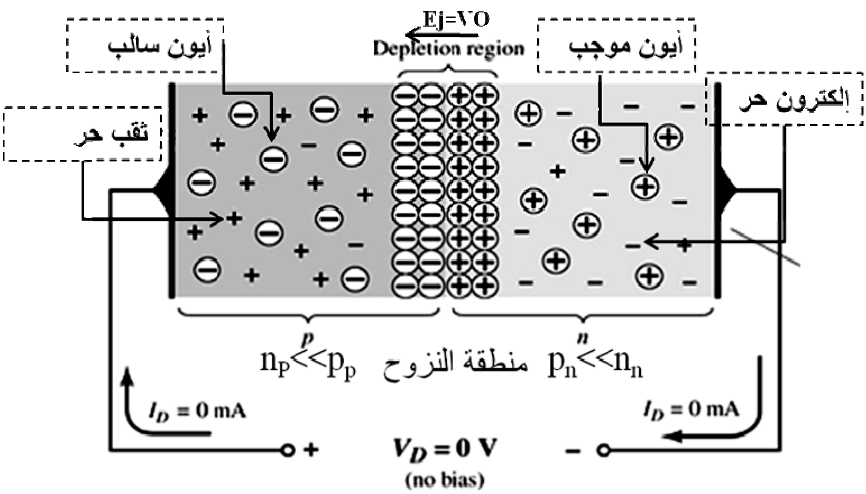
1- حالة التوازن: لا نطبق في هذه الحالة أي جهد أو أي أثر خارجي على المتصل الثنائي P- N وإنما يوضع في درجة حرارة الغرفة. لاحظ الشكل (2-2).

تكون كل قطعة متعادلة الشحنة قبل لحظة الوصل، وتكون الحوامل الأكثرية والأقلية موزعة بشكل متجانس في كل قطعة على حدى ضمن درجة حرارة الغرفة، أي أن القطعة مستقرة. في لحظة الوصل يحدث ما يلي:

- تصبح القطعتان عبارة عن قطعة واحدة، ذات حوامل أكثرية للثقوب في النـ ـ ـوع

P- Type، وحوامل أكثرية إلكترونات في القطعة *N- Type* ، إذاً هناك اختلاف في تراكيز هذه الحوامل ضمن المتصل بعد الوصل وبالتالي:

- كثافة الثقوب $P_N << P_p \Leftarrow$ تسرب الثقوب من المنطقة $P \Leftarrow N \Leftarrow$ حركة تسريبيه ثقبيه تعطي تيار I_{pdiff} ، وهي عبارة عن منحى أسي متناقص يتعلق بالزمن والمسافة x.



الشكل(2-2) توزع الحوامل الأقلية و الأكثرية في المتصل من دون تطبيق طاقة خارجية و في درجة حرارة الغرفة

- كثافة الإلكترونات $N_p << N_n \Leftarrow$ تسرب الإلكترونات (الحوامل الأكثرية) من المنطقة N إلى المنطقة $P \Leftarrow$ ينتج مركبة تسريبيه إلكترونية I_{ndiff} تعطي التيار التسربي، جهته عكس جهة حركة الإلكترونات (جهته اصطلاحاً من المنطقة P إلى N). وقيمته تعطى بالعلاقة التالية: $I_{diff} = I_{pdiff} + I_{ndiff}$ أي الحركة التسربية الكلية = تيار الإلكترونات + تيار الثقوب.

- عندما تغادر الثقوب المنطقة P *P-Type* تترك مكانها شحنة سالبة ثابتة ناتجة عن ذرات المادة الآخذة (الأيون السالب). كذلك الإلكترونات تخلف وراءها في المنطقـ ـة

N-Type ذرات معطية (أيون موجب).

- تتشكل منطقة مجردة تدعى منطقة النزوح (*Depletion Region*) عند منطقة التماس بين القطعتين، وتكون خالية من الحوامل الأكثرية (إلكترونات وثقوب) ولكنها تحتوي على الشوارد (الأيونات السالبة في *P* والموجبة في *N*). تكون هذه المنطقة متواجدة في جزأي الثنائي، جزء في النوع *N* والآخر في النوع *P*، وهي منطقة خاملة لا تساهم في نقل التيار.

يؤدي وجود الأيونات (الشوارد - و +) في منطقة الوصل إلى وجود حقل كهربائي ذي شدة E مبين في الشكل ووجهته من $N \rightarrow P$، وبالتالي ينشأ فرق كمون بين المنطقتين. يساعد وجود الحقل الكهربائي الناتج عن وجود المنطقة المجردة على:

1- جرف الإلكترونات الواقعة على حدود المنطقة المجردة الموجودة في منطقة *P* إلى المنطقة نوع *N*، أي يساعد في حركة الحوامل الأقلية الموجودة ضمن النوع *P- Type* إلى *N- type* مشكلاً مركبة تيار جرفي إلكتروني، جهته عكس جهة حركة الإلكترونات، أي من $N \rightarrow P$ ويسمى بـ I_{ndrift}.

2- يساعد في الوقت نفسه، على جرف الثقوب الواقعة في *N- Type* (الحوامل الأقلية) إلى المنطقة *P* مشكلاً تياراً جرفياً للثقوب I_{pdrift} جهته مع جهة حركة الثقوب من *N* إلى *P*.

هناك تيار جرفي كلياً جهته من *N* إلى *P* يتشكل من الحوامل الأقلية، جهته عكس جهة التيار التسريبي، يعطى بالعلاقة التالية: $I_{Tdrift} = I_{pdrift} + I_{ndrift}$.

التيار الكلي الناتج عن حركة الحوامل الأكثرية والأقلية هو فرق التيارين، ويعطى بالعلاقة:

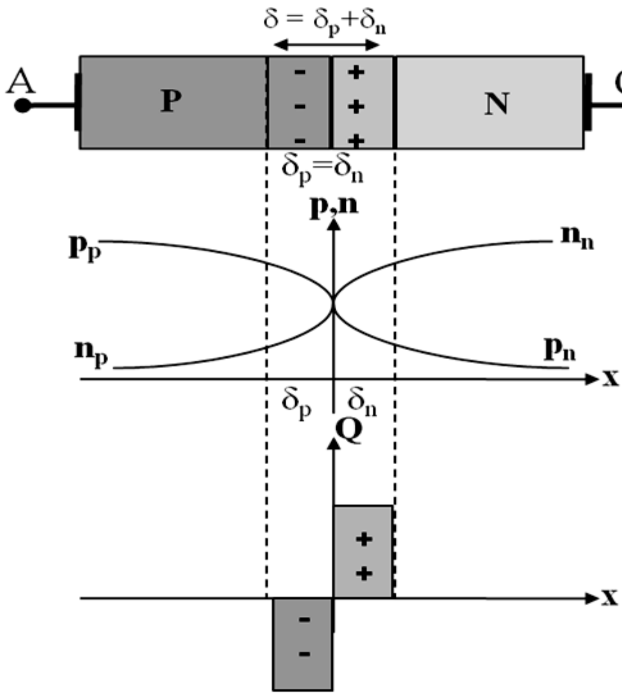
$$I_{total} = - I_{Tdrift} + I_{Tdiff}$$

وهكذا تستمر عملية حركة الحوامل الأكثرية التسربية والأقلية الجرفية، حتى تصل شدة الحقل الكهربائي E إلى قيمة تمنع عبور الحوامل من طرف إلى آخر، تتوقف عندها الحركة التسربية ويسمى المتصل في هذه الحال بالمتوازن، أي وصلنا إلى حالة التوازن فتصل القطعة الكلية *(N-Type)* إلى التوازن في درجة حرارة الغرفة وتصل المنطقة المجردة إلى حدودها العظمى ويصبح فرق الكمون الناتج عن شدة الحقل المتكون في المنطقة المجردة مساوياً للقمة $V\gamma$ ويسمى بالحاجز الكموني التوازني أو جهد الـعتبة لهذا المتصل إذ عند أقل من هذه القيمة تصبح قيمة التيار الكلي المارّ $I_{Total} = 0$ لأن $I_{Tdrift} = I_{Tdiff}$ أما عند وجود قيماً أكبر من ذلك يتشكل التيار ويصبح ممرراً.

عند التوازن يقسم عرض المنطقة المجردة إلى δ_n، عرضها في المنطقة N. وδ_p، عرضها في المنطقة P، ويكون العرض الكلي في حالة التوازن هو $\delta = \delta_P + \delta_n$.

يتعلق عرض المنطقة المجردة بدرجة الإشابة وعدد الأيونات ضمن المادة (الحوامل الأكثرية). لذلك يقسم المتصل من ناحية درجة الإشابة وعرض المنطقة المجردة إلى:

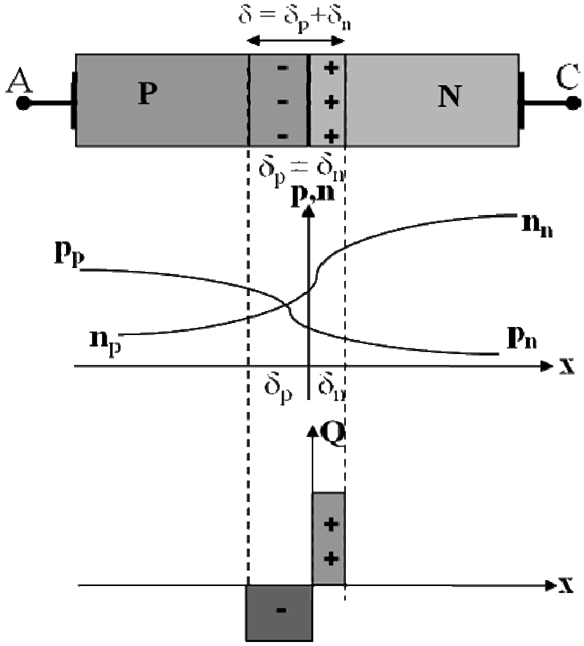
ا- المتصل الثنائي المتناظر في حالة التوازن: لاحظ الشكل(2-3)، لدينا في هذا المتصل منطقتان متماثلتان تماماً في الحجم، لكل من النوعين N و P كما أن الإشابة متماثلة تماماً؛ أي إن عدد الحوامل الأكثرية في كل من القطعتين هو نفسه $P_p = N_n$. يؤدي ذلك، عند الوصل، إلى تكوين منطقة مجردة من الشحنة متساوية الحجم في كل من *N-Type* و *P-Type* أي إن $\delta_n = \delta_P$، وبالتالي يملكان الشحنة نفسها Q^-, Q^+، لاحظ الشكل(2-3). حتى إن الحوامل الأقلية في كل من القطعتين هي $p_n = n_P$.



الشكل(2-3) يمثل المتصل الثنائي المتناظر في حالة التوازن.

ب- المتصل الثنائي غير المتناظر في حالة التوازن: لاحظ الشكل(2-4). في هذا المتصل قد يكون حجم القطعتين *N-Type* و*p-Type* متماثلاً أو مختلفاً ولكن الأهم من ذلك هو الإشابة، إذ تكون إشابة إحدى القطع أكبر بكثير من إشابة الأخرى. وبالتالي إذا فرضنا أن القطعة *N-Type* ذات إشابة أكبر ⇐ الحوامل الأكثرية فيها هي الإلكترونات وهي أكثر بكثير من الحوامل الأكثرية في القطعة الأخرى *P-Type* أي $P_p << N_n$. يؤدي ذلك إلى اختلاف عرض المنطقة المجردة في كل من القطعتين عند التوازن أي إن $\delta_P \neq \delta_n$ ويكون عرض المنطقة المجردة عادةً أكبر بكثير في القطعة ذات الإشابة الأقل أي $\delta_n << \delta_P$.

ملاحظة(1): عندما $x= 0$ ⇐ $P_n= N_n =0$ وعندما $x = \pm\delta$ ⇐ حوامل الشحنة تكون متساوية في المتصل المتناظر. $P_n \neq n_n$ وغير متساوية في المتصل غير المتناظر.



الشكل(2-4) يمثل المتصل الثنائي غير المتناظر في حالة التوازن.

ملاحظة (2): يقع معظم عرض المنطقة المجردة δ في المنطقة الأقل تركيزاً لحوامل الشحن أو الأقل إشابة. للبرهان على ذلك ننطلق من حالتنا الأخيرة (المتصل الثنائي غير المتناظر في حالة التوازن) ومن قانون التعادل الكهربائي (تساوي الشحنة في واحدة الحجم) وفق الاستنتاج التالي:

$$Q^+ = Q^- \Rightarrow \rho_n^+ . V_N = \rho_p^- . V_P \Rightarrow eN_D . A\delta_n = eN_A A.\delta_P$$

حيث إن V حجم القطعة المشابة، يعطى بجداء مساحة مقطع القطعة A مضروبا بعرض المنطقة المجردة δ الموجودة في كل من القطعتين، وفق العلاقة التالية:

$$V_n = A.\delta_n \quad \& \quad V_p = A\delta_p$$

ρ_p & ρ_n: هي الشحنة في واحدة الحجم لكل من الإلكترونات و الثقوب. N_A: عدد الحوامل الأكثرية في المنطقة P، أما N_D: عدد الحوامل الأكثرية في المنطقة N.

وبما أن الإشابة أكبر في $N \Leftarrow \quad N_A \approx P_P << n_n \cong N_D$

$$\Rightarrow N_D.\ \delta_n = N_A.\ \delta_P \quad \Rightarrow \quad \frac{\delta_n}{\delta_p} = \frac{N_A}{N_D} << 1$$

لكن لدينا عدد الحوامل الأكثرية في المنطقة سالبة الشحنة أكبر منه في المنطقة موجبة الشحنة أي $N_A << N_D$ و هذا يؤدي إلى النتيجة التالية:

$$\delta_n << \delta_p \ \Rightarrow \ \delta \cong \delta_P + \delta_n \approx \delta_p$$

هذا يعني أن عرض المنطقة المجردة في P <<< من عرض المنطقة المجردة في N.

ملاحظة(3): إن زيادة $V_\delta \nearrow\nearrow \Leftarrow$ زيادة الحركة الجرفية (للحوامل الأقلية) ونقصان الحركة التسربية (إعاقة الحوامل الأكثرية) وبالتالي يسيطر التيار الجرفي.

ملاحظة (4): عند انخفاض $V_\delta \swarrow\swarrow$ عن القيمة الكمونية التوازنية $\Leftarrow$ إعاقة التيار الجرفي (الحوامل الأقلية) والمساعدة في زيادة التيار التسربي حتى يصبح مسيطراً.

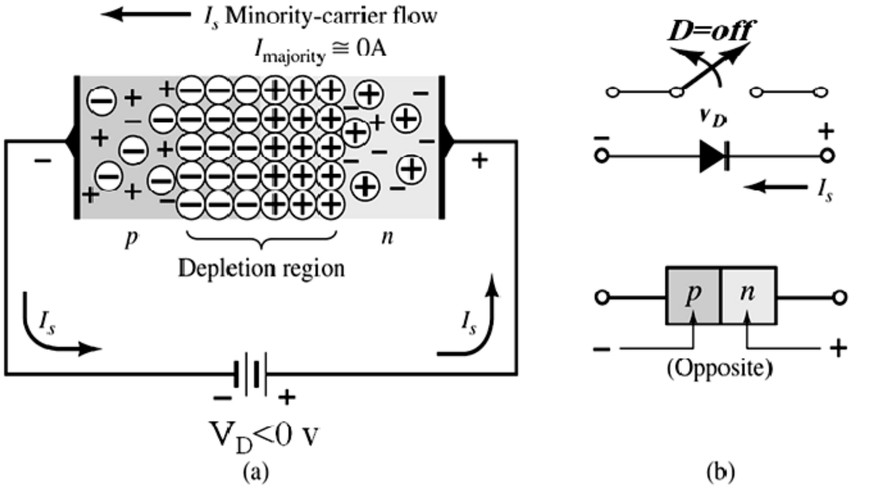
2-2-3- انحياز المتصل الثنائي:

يبقى المتصل في الحالة التوازنية (عند درجة حرارة الصفر المطلق أو درجة حرارة الغرفة 20^o أو عند جهد $V_D = 0volt$) حتى يطبق جهد خارجي $V_D \neq 0$ يساعد على زيادة أو نقصان V_δ أي إن قيمة هذا الجهد تتحكم بمرور أو عدم مرور التيار في المتصل، وهذا الجهد يسمى بجهد التحييز أو التقطيب وله الحالتان التاليتان:

1- المتصل المقطب (المحيز) عكسياً *Reverse Based P-N Junction*: يتم تطبيق جهد خارجي بالقطبية التالية: القطب السالب للجهد الخارجي V_D يطبق على الطبقة

نوع P ويطبق القطب الموجب على الطبقة نوع N، لاحظ الشكل(2-5). هذه القطبية ستقوم بدعم جهد التوازن (جهد العتبة V_δ) وفق الآلية التالية:

- يؤدي القطب الموجب الموصول إلى n إلى جذب الإلكترونات الحرة من المادة، وبالتالي ستترك مكانها شحنة حجميه موجبة.



الشكل(2-5) يمثل المتصل الثنائي *PN* في حالة التحييز العكسي، (a):تمثل توزع الشحن الداخلي عند تطبق الجهد العكسي أما (b) تمثل رمز المتصل في هذه الحالة، قطبيته و مكافئه.

- يؤدي القطب السالب الموصول إلى P إلى جذب الثقوب، مخلّفة مكانها شحنة حجميه سالبة.

- يزداد بالنتيجة عرض المنطقة المجردة (منطقة النزوح) ولا يبق فيها إلا الأيونات فتزداد شدة الحقل الكهربائي. إذاً يزداد الفارق الكموني، (لاحظ أن جهة الحقل الكهربائي الناشئ داخلياً في المنطقة المجردة له جهة الحقل الخارجي نفسها)، إلى قيمة $V_\delta << V_R$ وهذا $\Leftarrow$ $\delta << \delta_R$ لاحظ الشكل(2-5). تنعدم في هذه الحالة مركبة التيار التسريبية عبر المتصل، أما المركبة الجرفية فتزداد نتيجة زيادة V_R $\Leftarrow$ يمر تيار صغير جداً في ناتج عن الحوامل الأقلية، ويسمى التيار التسريبي العكسي أو الحراري،

وذلك لأن زيادة الحرارة $\Leftarrow$ إلى زيادة التيار العكسي ذي القيمة الصغيرة جداً، وذلك كمايلي:

$T\nearrow \Rightarrow$ تكسير روابط وزيادة حوامل الشحن $\Rightarrow Electrons \nearrow \Rightarrow I_s\nearrow$

- يقوم التيار الجرفي بتحريك الإلكترونات من $P \to N$ و الثقوب من $N \to P$.

- على صعيد الدارة الخارجية: يؤدي جرف الإلكترونات منP إلى زيادة الشحنة الحجمية الموجبة مما يؤدي إلى خلل في التوازن أو في قانون التعادل الكهربائي $\Leftarrow$ دخول الإلكترونات من سالب المنبع إلى P للتعويض، كذلك تزداد الشحنة الحجمية السالبة في المنطقة $N \Leftarrow$ خلل في التعادل $\Leftarrow$ جذب الإلكترونات الفائضة عن الحالة التوازنية إلى منبع التغذية الموجب. تنشيء حركة الإلكترونات الناتجة عن حركة الحوامل الأقلية في المادة نصف الناقلة، تياراً خارجياً I_s يسمى تيار الإشباع العكسي أو تيار التسريب العكسي.

ملاحظة: يكون لدينا في حالة الانحياز العكسي المعاملات التالية:

أ. مقاومة المتصل عالية جداً وتسمى المقاومة العكسية R_R.

ب. المتصل في هذه الحالة في حالة قطع *off* لا يمرر التيار أي $I_s \approx 0$.

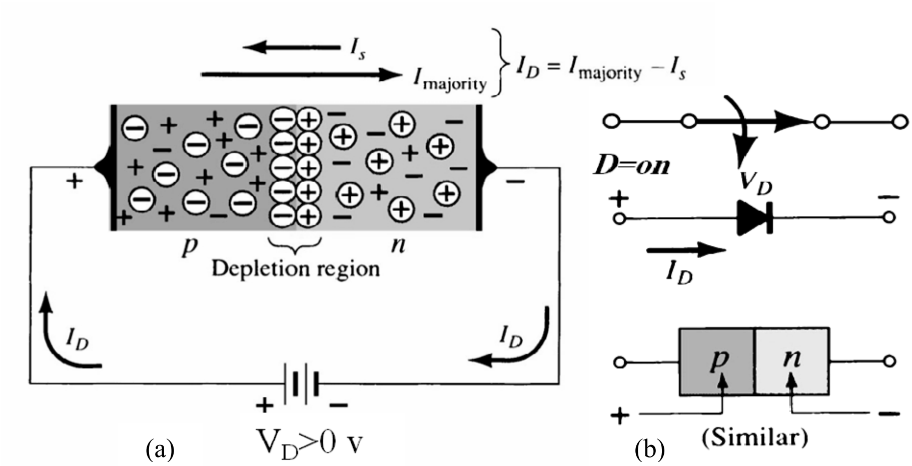
ت. تؤدي زيادة الجهد العكسي، بعد قيم معينة إلى ظاهرة الانهيار التي سندرسها لاحقاً.

2- حالة التحييز (التقطيب) الأمامي $V_D > 0$، *Forward Biased P-N*: يعني الانحياز الأمامي أو التقطيب الأمامي أن الجهد الخارجي V_D مطبق بالشكل التالي: موجب الجهد الخارجي مطبق على القطعة *P-Type* أو على المصعد A وسالب المنبع

الخارجي مطبق على المادة *N- Type* أو على المهبط *K* لاحظ الشكل(6-2) ⇐ جهد معاكس لـ V_δ، وهذا يؤدي إلى الحوادث التالية:

- يدفع موجب المنبع في النوع *P-Type* الثقوب باتجاه المنطقة المجردة، إذاً تعدل الشحنة السالبة الثابتة (الناتجة عن الشوارد السالبة لذّرات المادة الآخذة نوع *P*) ⇐ لنقصان الشحنة الحجمية السالبة في المنطقة المجردة فينتقل قسم من الثقوب إلى *N*.

- في *N- Type* يدفع سالب المنبع إلكترونات هذا النوع باتجاه المنطقة المجردة، وبذلك تعدل الشحنات الموجبة (الناتجة عن الشوارد الموجبة للذرات المعطية في *N*)، وهذا يؤدي إلى نقصانها في المنطقة المجردة، قسم من الإلكترونات ينتقل إلى *P*. لاحظ الشكل(2-6).



الشكل(2-6) يمثل المتصل الثنائي *PN* في حالة التحييز الأمامي، (a):تمثل توزع الشحن الداخلي عند تطبيق الجهد الأمامي أما (b) تمثل رمز المتصل في هذه الحالة، قطبيته و مكافئه.

- بالنتيجة فإن عرض المنطقة المجردة في الحالة الأمامية يقلّ $\delta_f << \delta$ عندئذ فالجهد الأمامي V_f ينخفض $V_\delta > V_f$ وهذا بدوره يزيد من الحركة التسربية. إذاً التيار التسربي هو المسيطر وتقل أو تنعدم مرور الحركة الجرفية، ويمر تيار كبير في هذه الحالة.

- على صعيد الدارة الخارجية فإن دخول الثقوب في N وتركها للطبقة ـ P يؤدي إلى خلل في التعادل الكهربائي لأن عددها يزداد في N ويقل في P $\Leftarrow$ القطب السالب للمنبع الخارجي يرسل إلكترونات إلى N لتعويض زيادة الثقوب، ويجذب القطب الموجب إلكترونات (P) الزائدة في هذه القطعة، والناتجة عن تسرب الثقوب إلى N والذي يؤدي بدوره لوجود تكسير للروابط نتيجة هذه الحركة كما يؤدي إلى خلق ثقوب وإلكترونات جديدة، وتستمر العملية هكذا حتى يمر تيار كبير من الدارة الخارجية، هو التيار المار الأمامي، وتتلخص العملية كالتالي:

$$V_D \nearrow\nearrow \Rightarrow E_J,\ \delta\downarrow\downarrow \Rightarrow e\ \&\ h \nearrow\nearrow \Rightarrow I_F \nearrow\nearrow \Rightarrow T \nearrow \Rightarrow \text{تكسير الروابط}$$

فيكون لدينا المعاملات التالية في الحالة الأمامية:

أ- الجهد التوازني V_δ صغير، ويختلف حسب نوع المادة نصف الناقلة، يمكن إهماله.

ب- مقاومة المتصل صغيرة جداً وتسمى المقاومة الأمامية R_f ويمكن أن تهمل.

ت- مرور تيار كبير $\Leftarrow$ المتصل بحالة on مكون من تيار الحوامل الأكثرية والحوامل الأقلية أي: $I_D = I_{majority} - I_S$

2-3- الدراسة التحليلية:

تهدف الدراسة التحليلية إلى تحديد معادلة عمل المتصل الثنائي، وتحديد كل من معاملات هذا المتصل، وكيفية تأثيرها على عمل الثنائي، تحديد خواص كاملة من أجل فهم آلية ومبدأ عمل المتصل الثنائي.

2-3-1- معادلة المتصل ومميزة الفولت أمبير: *Diode Equations and Volt – Amper characteristics.*

من خلال دراسة وتحليل قوانين الفيزياء الصلبة، يمكن البرهنة على أن المعادلة العامة التي تصف خصائص الفولت أمبير، للثنائي نصف الناقل، عند تطبيـق

جهد خارجي وبدرجة حرارة معينة تعطى بالعلاقة التالية:

$$I_D = I_S\left(e^{V_D / nV_T} - 1\right) \qquad (1\text{-}2)$$

هذه العلاقة تسمى بعلاقة *Shockley* وهي تصف المتصل بحالتيه الأمامية والعكسية.

معاملات هذه العلاقة هي:

I_D: التيار المار في الثنائي عند تطبيق الجهد الخارجي أو عدم تطبيقه، يقدر بالواحدة التالية *[mA]*.

V_D: يمثل الجهد المطبق على طرفي المتصل الثنائي ويقدر بالواحدة التالية *[Volt]*.

I_S: يمثل تيار الإشباع العكسي ويقدر بالواحدة *[mA]*، وقد عرف سابقاً.

n: هي ثابت المثالية، تتراوح قيمته بين *(1,2)* و يشير إلى شروط تصنيع المواد نصف الناقلة. نعتبر في دراستنا دائماً $n=1$.

V_T: هو الكمون الحراري (عرف سابقاً) ويعطى عند درجة حرارة الغرفة $T = 300k^\circ \approx 27C^\circ, \quad T(k) = 273 + temC$ بالعلاقة التالية:

$$V_T = \frac{KT}{e} = \frac{T}{11600} \qquad [Volt] \qquad (2\text{-}2)$$

تصبح قيمته $V_T = 26\ mv$، يمكن كتابة العلاقة (2-1) بالشكل التالي:

$$V_D = n.V_T.ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right) \qquad (3\text{-}2)$$

لمناقشة العلاقة (2-1) نكتبها بالشكل التالي:

$$I_D = I_S\ e^{V_D/nV_T} - I_S \qquad (4\text{-}2)$$

هذه العلاقة مكونة من حدين: الأول عبارة عن تزايد أسي سريع متعلق بكل من قيمة الجهد المطبق V_D ودرجة الحرارة، والحد الآخر عبارة عن قيمة ثابتة صغيرة يمكن إهمالها حسب قيمة V_D إذاً:

1- عندما $V_D > 0$ (قيمة موجبة) $\Leftarrow$ $I_S e^{V_D/nV_T} >> I_S \Leftarrow 1 << e^{V_D/nV_T}$

وبالتالي يهمل المقدار I_S ويقرب التيار الكلي إلى العلاقة التالية: $I_D \cong I_S\ e^{V_D/nV_T}$.

يمثل هذا التيار تيار الحالة الأمامية. وهي علاقة أسية من الشكل e^x، لاحظ الشكل(2-7). يسمى هذا الجزء من المميزة بمنطقة التحييز الأمامية.

2- عندما $V_D < 0$ (قيمة سالبة) $\Leftarrow$ المقدار $1 >> \dfrac{1}{e^{V_D/nV_T}} = -e^{-V_D/nV_T}$

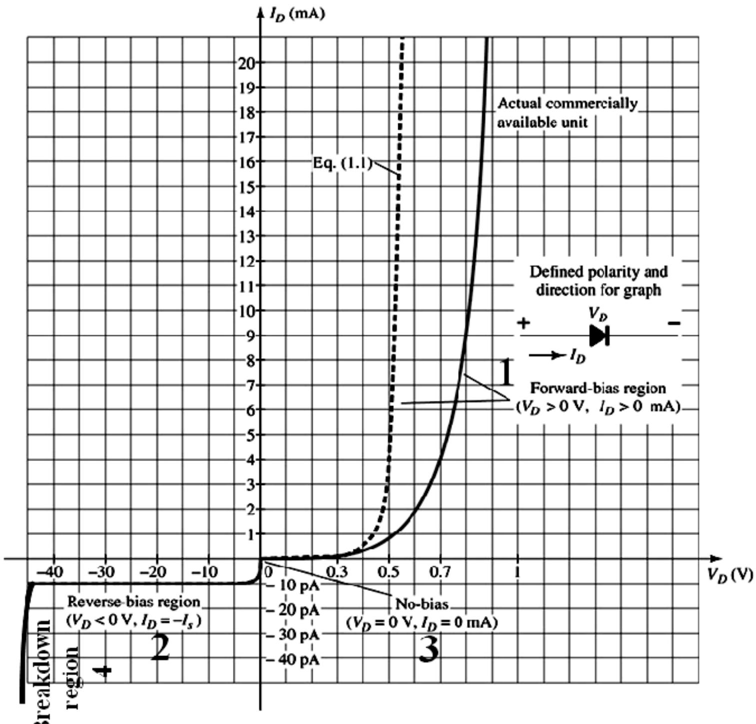
إذاً $I_S\ e^{-V_D/nV_T} << I_S$ ، وبذلك تصبح قيمة التيار مكافئة لتيار الإشباع العكسي $I_D \cong -I_S$ وتمثل تيار الوصلة العكسية، الشكل(2-7)، يسمى هذا الجزء من المميزة بمنطقة التحيز العكسية.

3- تكون قيمة $V_D = 0$ عند حالة التوازن $\Leftarrow$ تصبح قيمة التيار المار I_D على الشكل التالي: $I_D = I_S e^{\circ} - I_S = I_S - I_S = 0$ أي معدومة، هذا يمثل حالة التوازن دون تطبيق جهد خارجي، ويدل على إن مميزة الفولت أمبير للمتصل الثنائي تمر من الصفر.

4- عند زيادة الجهد العكسي بشكل كبير $\Leftarrow$ زيادة طفيفة للتيار العكسي، عندما يصل الجهد العكسي إلى قيمة معينة سالبة، فإن التيار العكسي يتزايد بشكل متسارع ويدخل الديود منطقة تسمى منطقة الانهيار، لها تطبيقات عديدة سنراها لاحقا.

الشكل (2-7) يبين مميزة الفولت أمبير للمتصل الثنائي وذلك في حالتين:

الحالة النظرية المتمثلة بالخط المنقط، والناتجة عن برمجة العلاقة الأساسية باستخدام لغة البرمجة ماتلاب عند قيمة $I_S= 10\ pA$ ودرجة حرارة الغرفة، المخطط المستمر غير المنقط، الذي يدل على المميزة العملية أو التجارية للمتصل الثنائي، تمثل الخواص نفسها للمتصل نفسه وبالشروط نفسها. نلاحظ أن قيمة التيار تكون صغيرة حتى نصل إلى جهد العتبة V_γ، وبعد ذلك يتزايد التيار بشكل أسي سريع جداً حسب العلاقة السابقة، مع زيادة طفيفة جداً للجهد المطبق. يمكن القول إن هذا القسم عبارة عن منطقة العمل بالانحياز الأمامي، أما في قسم الجهود السالبة فإن التيار يبقى ثابتاً ويساوي تيار التسريب العكسي.



الشكل(2-7) مميزة الفولت أمبير للمتصل الثنائي مع تحديد مناطق عمله.

تم وضع المنحني المماثل غير المنقط (المستمر)، والذي يمثّل مميزات الديود نفسها ولكن يمكن القول إنها المميزات العملية (التجارية) المختلفة عن النظرية لعدة أسباب أهمها: 1- المقاومة الداخلية لجسم المتصل الثنائي.

2- المقاومة الخارجية الناتجة عن وصل المتصل الثنائي بالدارة.

هذه المقاومات خاضعة لقانون أوم، بالتالي مرور التيار ⇐ هبوط جهد وبالتالي إزاحة المميزة قليلا إلى اليمين كما هو واضح على الشكل(2-7).

ملاحظات:

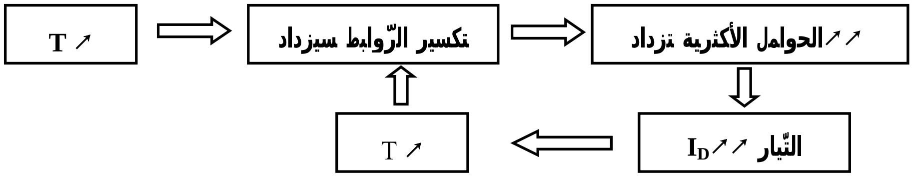
1- مقياس القسم اليميني للميزة عند الجهد الموجب $V_D > 0$ هو عبارة عن قيم تصل لعدة أجزاء من الفولت بينما القسم اليساري عند $V_D < 0$ قد تصل لعشرات الفولطات سلبياً.

2- قد تكون القيمة العملية لتيار الإشباع العكسي (التجارية) أكبر بحوالي $100 \leftarrow 1000$ مرة من قيمة I_S النظرية، والتي تقدر بـ وحدة $[pA]$ وبالتالي ستزداد قيمة I_S ويصبح من مرتبة $[nA]$، ولكنه يبقى دائماً ذو قيمة $I_S \approx 1[nA]$ صغيرة عند التحييز الأمامي وتهمل قيمته في الكثير من التطبيقات.

3- من المفضل أن تكون القيمة المثالية لـ I_S عند التحييز العكسي مساوية للصفر.

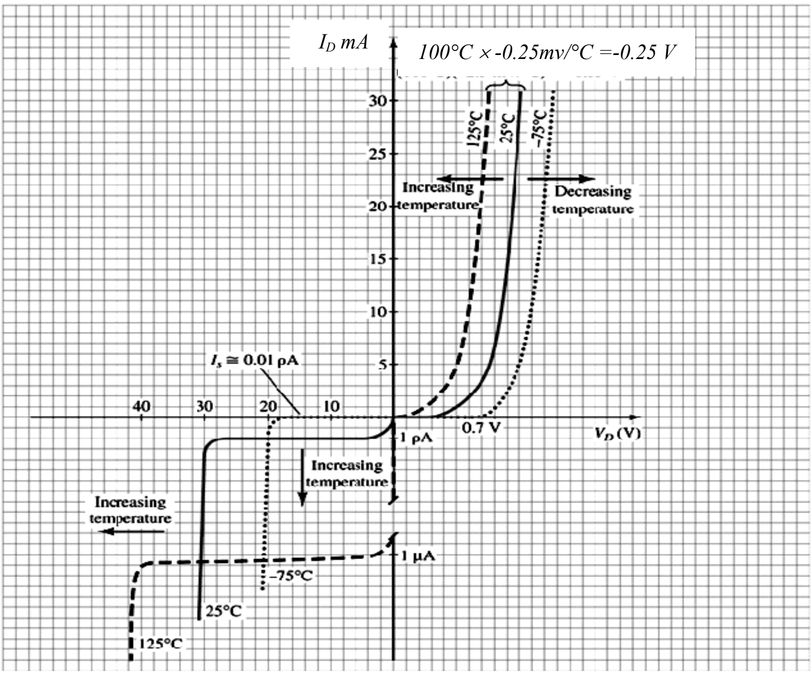
2-3-2- تأثير كل من درجة الحرارة ونوعية المادة نصف الناقلة على المميزة

أ. أثر درجة الحرارة: إن لدرجة الحرارة أثراً كبيراً على المواد نصف الناقلة، يتمثل، كما رأينا، بتكسير الروابط المشتركة للمادة نصف الناقلة المشابه، وهذا يؤدي إلى عدة حوادث فيزيائية تتلخص بحلقة الانهيار التالية:



تستمر هذه الحلقة حتى تصل إلى مرحلة التوازن بدرجة الحرارة الجديدة، والتي تكون جهد عتبة جديد صغير القيمة، ناتج عن عرض منطقة مجردة أقل، وبالتالي ستزاح المميزة إلى اليسار باتجاه محور التيار.

لوحظ أنه من أجل السيلكون Si فإن كل زيادة مقدارها درجة مئوية واحدة عن حرارة الغرفة، تؤدي إلى تخفيض جهد العتبة بمقدار $2.5\ mv$، فمثلاً بزيادة درجة حرارة الغرفة من $25°\ c$ إلى $125°\ c$ أي $125\text{-}25 = 100$ ⇐ ينخفض جهد العتبة للسيلكون بمقدار $0.25\ v$ وهذا ما نلحظه على الشكل(2-8).

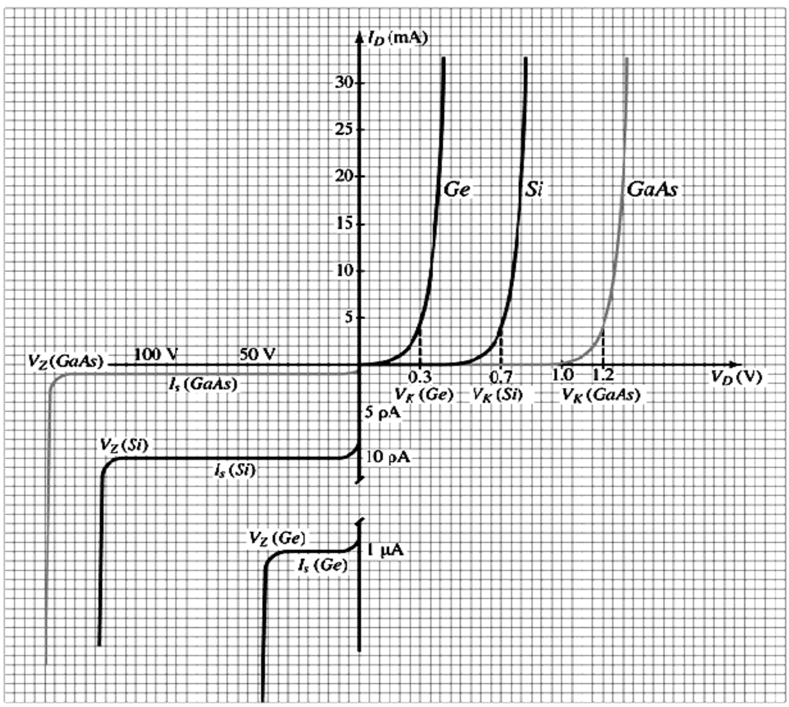


الشكل(2-8) يمثل تغير خصائص مميزة الثنائي السيلكوني تبعا لتغير درجة الحرارة.

بينما في الاتجاه العكسي للمتصل، تزداد الحوامل الأكثرية ويؤدي ذلك إلى زيادة كبيرة في تيار الإشباع العكسي، كما يؤدي إلى زيادة الجهد اللازم لانهيار المتصل. فمن أجل السيلكون نلاحظ إنه بزيادة درجة الحرارة $10c°$ يتضاعف تيار الإشباع العكسي، ويمكن القول إن السيلكون ذو تيار إشباع عكسي مهمل في درجة حرارة

الغرفة. عند انخفاض درجة الحرارة، وبمناقشة مماثلة، نتبين أن المميزة الأمامية ستنزاح إلى اليمين نتيجة زيادة المنطقة المجردة ⇐ زيادة V_γ جهد العتبة، الذي يفتح عنده المتصل ⇐ يقل (أو ينعدم) تيار الإشباع العكسي حتى يصل إلى $I_S = 0.01pA$ بالنسبة للسيلكون، لاحظ الشكل(2-8).

ب - تغير نوع المادة نصف الناقلة: لنأخذ المواد نصف الناقلة الأكثر شيوعاً واستخداماً مثل Si, Ge و $Ga\ As$، هنا تتغير البنية الذرية للمادة، بالنتيجة يزداد أو ينقص عدد إلكترونات التكافؤ في الذّرة ويزداد أيضاً أو ينقص بعدها عن النواة، كما تنقص طاقة ارتباطها بها، بالنتيجة تقل الطاقة اللازمة لتحريرها من مدارها مما يدفع لوجود جهد عتبة (في المميزة الأمامية) مختلف من مادة لأخرى، وبالتالي يتغير موقع المميزة الأمامية بحسب تغير V_γ كما في الشكل (2-9).



الشكل(2-9) يمثل تغير خصائص مميزة الثنائي تبعا لنوع المادة نصف الناقلة.

- بالنسبة للقسم العكسي من المميزة، فإن المنحى العام له متشابه بالنسبة للمواد الثلاث ولكنه يختلف من الناحيتين التاليتين:

1- من ناحية تيار الإشباع العكسي، يتأثر هذا التيار بتغير نوع المادة، وبالطاقة اللازمة لتكسير الروابط وبالتالي زيادة حوامل الشحن. فمثلاً في الجرمانيوم نحتاج إلى طاقة أقل للحصول على حوامل جديدة ، و يزداد تيار الإشباع العكسي بشكل كبير. أما بالنسبة للسيلكون و زرنيخ الغاليوم ينخفض تيار الإشباع العكسي لأننا نحتاج إلى طاقة أكبر من أجل الحصول على حوامل الشحن. تصل قيمة تيار الإشباع العكسي إلى *1pA* في زرنيخ الغاليوم و *10pA* في السيلكون، أما في الجرمانيوم فتصل قيمته إلى $1\mu A$.

2- بالنسبة لجهد الانهيار العكسي، نلاحظ من الشكل(2-9)، أن *Ga As* يملك أكبر جهد انهيار عكسي، أي إنه يتحمل الجهود العكسية أكثر من أي عنصر آخر مكون من مادة نصف ناقلة *Si* أو *Ge* بالنسبة لمستوى الطاقة المطبقة نفسها.

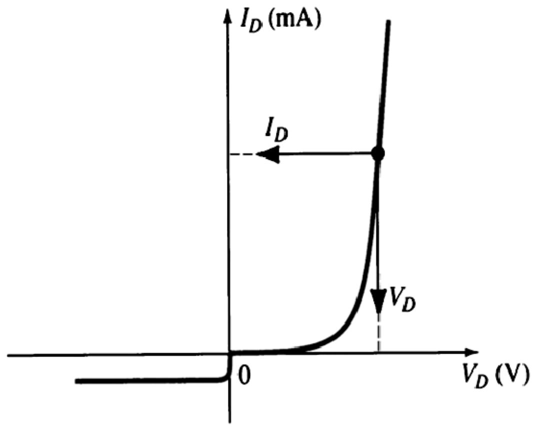
2-3-3- ثوابت أو معاملات المتصل:

أ. المقاومة الستاتيكية أو المستمرة ***Dc or static resistance***:

عند تطبيق جهد مستمر *Dc* على طرفي ثنائي، تتحدد نقطة عمل في منطقة العمل لمميزة الفولت أمبير، تمثل كلاً من جهد وتيار المتصل. تحسب المقاومة المستمرة عند نقطة العمل هذه، ولا تتغير مع الزمن، و تكون مستقلة عن المنطقة الخطية (لها قيمة ثابتة ضمن هذه المنطقة)، وتعطى بالعلاقة التالية:

$$R_D = \frac{V_D}{I_D}$$

حيث إن V_D ، I_D هما على الترتيب جهد و تيار المتصل عند نقطة العمل المذكورة وعادةً تكون موجودة في المنطقة الخطية للمميزة، لاحظ الشكل(2-10).



الشكل(2-10) يمثل المقاومة الستاتيكية أو المستمرة.

و تعطى علاقة هذه المقاومة في الحالة الأمامية بالشكل التالي:

$$R_{DF} = \frac{V_T}{I_D} ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right) \qquad (5\text{-}2)$$

أما في الحالة العكسية فتكون ذات قيمة عالية جداً وتعطى بالعلاقة:

$$R_{DR} = \frac{V_D}{I_D} \qquad But \qquad I_D \approx I_S \Rightarrow R_{Dr} = \frac{V_D}{I_S} \qquad (6\text{-}2)$$

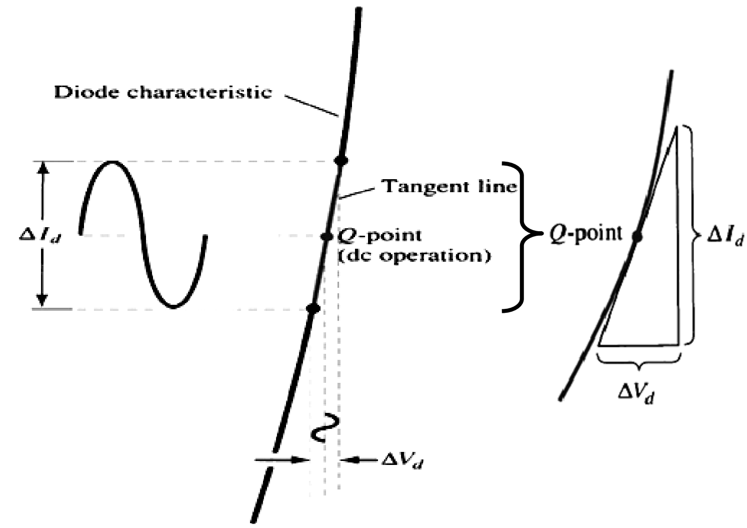
ب- المقاومة الديناميكية أو المتناوبة *Ac or Dynamic Resistance*:

إذا تم تطبيق جهد جيبياً AC على طرفي الثنائي، سيتغير الوضع بشكل كامل، لاحظ الشكل(2-11). نلاحظ أنه لا توجد نقطة عمل واحدة، وإنما ستتحرك نقطة العمل على مميزة الفولت – أمبير وفق الدخل الجيبي وبجوار نقطة العمل Dc (الناتجة عن تطبيق جهد مستمر فقط دون تطبيق الجهد المتناوب). هذا يؤدي إلى تغير موقع نقطة العمل بشكل لحظي لتشمل مجالاً للتيار ΔI_d ، يقابله مجال بالنسبة للجهد ΔV_d ، هذه الحالة موضحة في الشكل (2-11).

بالتالي، تعطى المقاومة الديناميكية للمجال المجاور لنقطة العمل المستمرة بالعلاقة التالية:

$$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} \qquad (7\text{-}2)$$

ملاحظة: تكون المقاومة الديناميكية عالية جداً عند تغيرات صغيرة للتيار I_d.



الشكل(2-11) يمثل المقاومة الديناميكية للمتصل.

من الشكل(2-11)، يمكن إيجاد قيمة هذه المقاومة تخطيطاً بعد إسقاط مجالات التغير على كل من محوري V_d و I_d ثم التعويض في العلاقة (2-7).

يمكن أيضاً إيجاد قيمة هذه المقاومة رياضياً، وذلك باشتقاق معادلة المتصل الثنائي (2-1) لأن المشتق يشير إلى الميل وإلى تغيرات طرفي المعادلة بالنسبة لبعضهما. يمكن من ثم كتابة المعادلة (2-7) بالشكل التالي:

$$\frac{d}{dV_D}(I_D) = \frac{d}{dV_D}\left[I_S\left(e^{V_D/nV_T - 1}\right)\right]$$

$$\frac{dI_D}{dV_D} = \frac{1}{nV_T}\left(I_D + I_S\right) = 1/r_d \qquad (8\text{-}2)$$

تعطي العلاقة (2-8) معادلة الحساب الرياضي للمقاومة الديناميكية المتناوبة، ونميز حالتين:

1- $I_D >> I_s$ في حالة التحيز الأمامي ⇐ في القسم الخطي من مميزة الفولت– أمبير (منطقة العمل الأمامية). عندما $n=1$، $V_T=26\ mv$ في درجة حرارة الغرفة تصبح قيمة المقاومة على الشكل التالي:

$$1/r_d = \frac{1}{nV_T} I_D$$
$$\Rightarrow \quad r_d = n\frac{V_T}{I_D} = \frac{26(mv)}{I_D} \qquad (9\text{-}2)$$

ملاحظة: حددت كل من المقاومتين ac, dc، فقط للمتصل $p\text{-}n$ دون الأخذ بعين الأهمية:

1- مقاومة المادة نصف الناقلة والمسماة (مقاومة الجسم *Body Resistance*).

2- المقاومة الناتجة عن منطقة التّماس بين المادة نصف الناقلة والمعدن الخارجي، الموصول مع الدارة والمسماة مقاومة التماس (*Contact Resistance*).

هاتان المقاومتان يمكن إضافتهما إلى المقاومة r_d المتناوبة بالعلاقة التالية:

$$r_d' = n\frac{V_T}{I_d} + r_B = r_d + r_B \quad [Ohms] \qquad (10\text{-}2)$$

حيث r_B تمثل المقاومتين السابقتين، ويمكن أن تتراوح بين 0.1Ω من أجل العناصر ذات الاستطاعات العالية، وقد تصل إلى 2Ω من أجل العناصر ذات الاستطاعات المنخفضة. عند التيارات المنخفضة فإن قيمة r_B صغيرة و مهملة بالمقارنة مع r_d، أما عند التيارات العالية فإن قيمة r_B تصبح كبيرة وتقترب من قيمة r_d ولا تهمل هنا. لكن في سياق كتابنا هذا سيتم إهمال r_B دائماً أمام r_d طالما لم نحددها أو نذكر قيمتها أو نطلب تحديدها. تخفض التقنيات الحديثة كثيراً من قيمة هذه المقاومة حتى عند التيارات العالية لذلك تهمل غالباً.

في الحالة العكسية، فإن المقاومة الديناميكية تعطى بالعلاقة نفسها (2-7) ولكن هنا يمكن اعتبار تغير التيار العكسي I_s صغير جداً أو معدوم، لذلك فإن قيمة المقاومـ ـة

الديناميكية تصبح بالشكل:

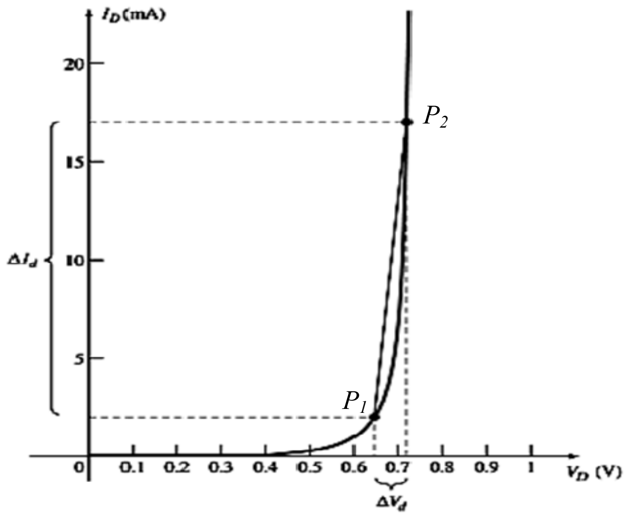
$$r_d = \frac{\Delta V}{\Delta I_S} \quad But \quad \Delta I_S \to 0 \Rightarrow r_d \to \infty$$

ج- الاستطاعة المسموحة للمتصل الثنائي: تمثل الاستطاعة الأعظمية التي يستطيع الثنائي تبديدها P_{max}. وهي الاستطاعة العظمى التي يتحملها المتصل دون أن يؤدي ذلك إلى انهياره حرارياً وتعطيله، وتعطى بالعلاقة التالية:

$$P_D = V_D . I_D \leq P_{max} \qquad (11\text{-}2)$$

د- جهد الإنهيار العكسي ***Break down Voltage***: وهو الجهد العكسي الأعظمي الذي يمكن أن يطبق على طرفي المتصل بشكل عكسي دون، أن يؤدي ذلك إلى انهياره وتخريبه.

هـ- المقاومة المتناوبة المتوسطة *Average Ac Resistance*: إذا كانت إشارة الدخل كبيرة بشكل كاف، فتغطي جزءاً كبير من المميزة الأمامية فولت–أمبير، لاحظ الشكل (2-12).



الشكل(2-12) حساب المقاومة المتوسطة للمتصل بين نقطتين محددتين.

إن المقاومة المرافقة للعنصر في المنطقة المحددة بالنقطتين P_1 & P_2، تسمى بـ المقاومة المتناوبة المتوسطة $A.AC.R$ وهي بالتعريف: المقاومة المحددة بواسطة خط مستقيم، مرسوم بين نقطتي تقاطع القيمة العظمى والقيمة الصغرى لجهد الدخل مع المميزة. هي ذات قيمة صغيرة وتعطى بالعلاقة التالية:

$$r_{av} = \left.\frac{\Delta V_d}{\Delta I_d}\right|_{P_1\ to\ P_2}$$

و- جهد العتبة *Threshold voltage*: هو الجهد اللازم في التحييز الأمامي حتى يفتح الديود ويصبح في حالة تمرير *on*، يختلف هذا الجهد باختلاف المادة نصف الناقلة.

ز- التيار الأمامي الأعظمي I_{fmax}: هو أعظم تيار يمر بالمتصل الثنائي أمامياً دون أن تتجاوز استطاعته، قيمة الاستطاعة العظمى المسموحة، وبالتالي يتسبب بانهيار المتصل، لأن زيادة $I \Rightarrow$ زيادة $T \Rightarrow$ للانهيار.

2-4- الأثر السعوي للثنائي نصف الناقل:

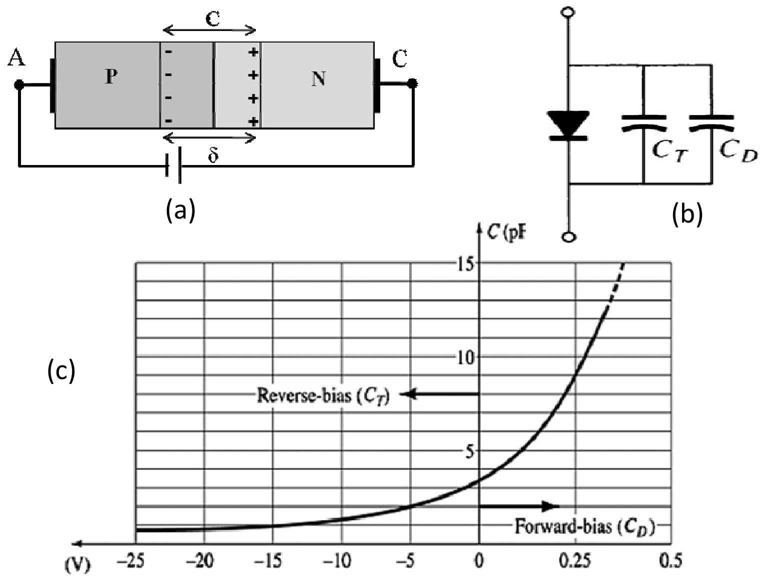
يكون عرض المنطقة المجردة في حالة الانحياز العكسي للديود كبيراً، ويتعلق بدرجة الإشابة. تؤدي زيادة عرض المنطقة المجردة إلى زيادة الشحنة المتواجدة فيها (الأيونات السالبة والموجبة) وهي الشحنة الحجمية للمتصل، بالتالي تعرف سعة المتصل العكسية بأنها القيمة المطلقة لنسبة تغير الشحنة الحجمية للمتصل إلى الجهد المطبق على قطبي الثنائي، تعطى بالعلاقة التالية:

$$C = \left|\frac{\partial \rho}{\partial V_R}\right|$$

كأنه لدينا لبوسان وعازل بينهما يختزن الشحنة الحجمية، تحسب السعة المكافئة بالعلاقة التالية:

$$C = \frac{\varepsilon A}{\delta}$$

تقسم هذه السعة إلى قسمين، لاحظ الشكل(2-13):



الشكل(2-13) الأثر السعوي للمتصل، (a): البنية، (b): مكافئ الثنائي السعوي، (c): منحى تغير سعة المتصل تبعا لتغير الجهد المطبق.

1- في الحالة العكسية: تسمى بسعة العبور *Transition Capacitor* ويرمز لها بـالرمز C_T بحيث بزيادة $V_R \Leftarrow C_T\downarrow$ تنخفض ويستفاد من هذه الخاصة بصناعة الثنائي ذي السعة المتغيرة، /*Varactor*/.

2- في الحالة الأمامية: تسمى بسعة الانتشار *Diffusion capacitor* ويرمز لها بـالرمز C_D وتعطى بالعلاقة التالية:

$$C_D = \left| \frac{\partial \rho}{\partial V_F} \right|$$

بناء على هذه الدراسة يمكن مكافأة أي ثنائي باعتبار الأثر السعوي كما في الشكل(2-13-a). أما مخطط تغير السعة مع تغير الجهد فهو موضح بالشكل(2-13-b).

2-5- الانهيار في المتصل نصف الناقل:

لاحظنا سابقاً أنه عندما يكون المتصل مقطباً عكسياً، فإن التيار المار هو تيار الإشباع العكسي، ومهما ازداد الجهد فإن هذا التيار يبقى ثابتاً حتى قيمة معينة للجهد تسمى بجهد الانهيار العكسي، فيزداد التيار العكسي المار في الثنائي بشكل كبير

وبسرعة كبيرة، وبالتالي يعرف الإنهيار: بأنه الزيادة المفاجئة للتيار المار في الثنائي المحيز عكسياً، إلى قيم كبيرة جداً على المميزة العكسية له، ويقسم إلى:

1- انهيار حراري: ينتج عن زيادة درجة حرارة المتصل، الناتجة عن جهد عكسي كبير أو تيار أمامي كبير جداً، وهذا الانهيار مخرب للبنية الذرية للمتصل الثنائي وغير قابل للعودة، مميزته موضحة على الشكل(2-14) بالرقم 1ويتم هذا الانهيار بالتسلسل التالي:

$$V_R \uparrow \Rightarrow P = V_R I_R \uparrow \Rightarrow T \uparrow \Rightarrow Break\ bounding \Rightarrow e\ and\ h\ free \uparrow\uparrow \Rightarrow I_R \uparrow\uparrow$$

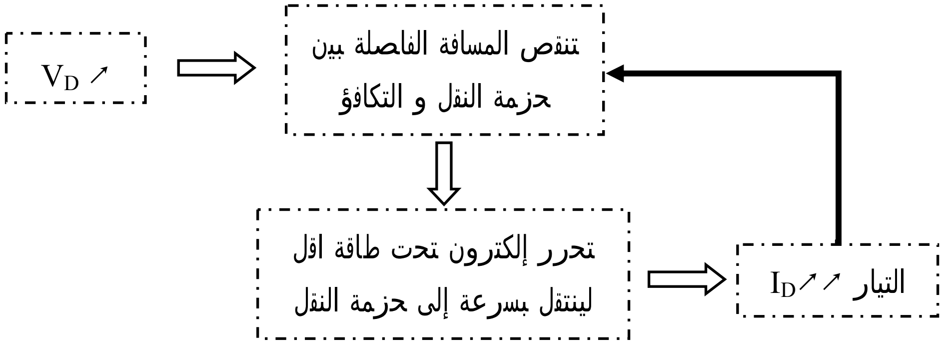
2- الانهيار الحقلي(زينر): ينتج هذا الانهيار في حالة التحيز العكسي، ونتيجة زيادة الجهد العكسي مما يؤدي إلى زيادة عرض المنطقة المجردة ، ثم تزداد شدة الحقل الداخلي الناتج ثم الانهيار فيزداد التيار بسرعة كبيرة جداً. هذا النوع من الانهيار غير مخرب للمادة، ويمكن التحكم به وقابل للعودة، ويتم وفق التسلسل التالي:

$$V_R \uparrow\uparrow \Rightarrow E_J \uparrow\uparrow \Rightarrow Energy\ e\ and\ h \uparrow\uparrow \Rightarrow Breackbording \Rightarrow e\ and\ h\ free \Rightarrow I_D \uparrow\uparrow$$

ويقسم إلى قسمين:

2-1- الانهيار التكاثري *Avalanche Breakdown*: يحصل عن جهود عكسية عالية وفي المواد ذات الإشابة العادية. ويستخدم كمثبت للجهد (زينر) عند الجهود العالية، مميزته موضحة على الشكل(2-14) الرقم 2.

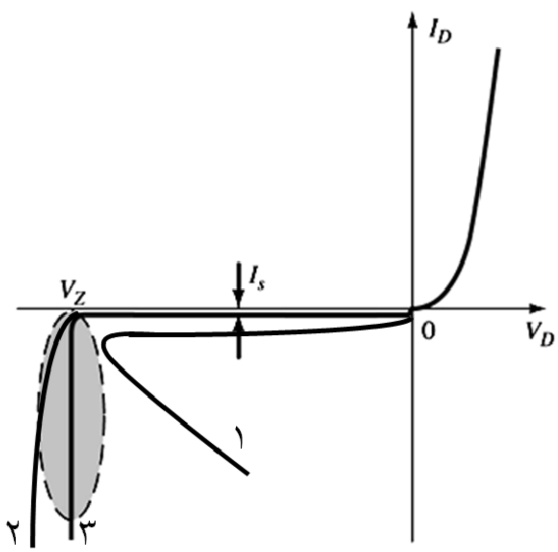
2-2- الانهيار النفقي *Tunnel Breakdown*: يحصل عند جهود عكسية منخفضة وفي المواد ذات الإشابة العالية، عرض منطقة الحزمة الممنوعة قليل جداً يستخدم كمثبت للجهد أيضاً ولكن عند جهود منخفضة ، مميزته موضحة على الشكل(2-14) بالرقم 3. أما الآلية الفيزيائية لهذا الانهيار فهي موضحة بالحلقة التالية:



ملاحظات:

ملاحظة(1): تسمى المنطقة المظللة في الشكل (2-14) بمنطقة زينر، وهي المنطقة التي يعمل فيها الديود كمثبت للجهد، وعندها يسمى بجهد زينر (ثابت تقريباً) ويزداد التيار بسرعة من قيمة صغرى I_{min} إلى قيمة عظمى I_{max} ويسمى مجال تيار زينر (مجال التثبيت).

ملاحظة(2): يجب أن لا تتجاوز استطاعة الديود العظمى، الاستطاعة المسموحة، حتى لا ينهار حرارياً وتعطى بالعلاقة: $P_{max} = I_D.\ V_D$.



الشكل(2-14) تحديد انواع الانهيارات على مميزة الثنائي.

2-6- الدارة المكافئة للمتصل نصف الناقل:

رأينا المميزة العادية أو الطبيعية في الشكل (2-7). القسم الأمامي الموجود في الربع الأول من الإحداثيات، يشكل تزايد أسي للتيار الأمامي مع الجهد المطبق، وأما القسم العكسي لها فهو تغير التيار مع الجهد العكسي المطبق وهو في الربع الرابع، هذه المميزة يمكن تقريبها إلى ثلاث حالات خاصة، تمثل حالات عمل المتصل المختلفة:

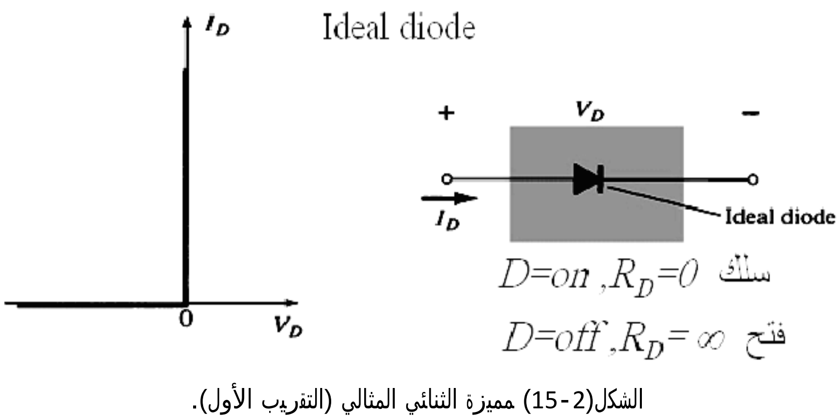
1- المتصل المثالي أو الدارة المثالية *Ideal Circuit*، وتمثل التقريب الأول:

في هذه الحالة يكون المتصل محيزاً أمامياً $V_D>o$، أما جهد العتبة فينعدم أي $V\gamma$ وبالتالي عند تطبيق V_D يمر تيار كبير أي:

- مقاومة المتصل الأمامية في هذه الحالة تساوي الصفر، وهو يمثل قاطعاً مغلقاً.

- مقاومة المتصل العكسية تصبح لا نهائية، والمتصل يمثل قاطعاً مفتوحاً.

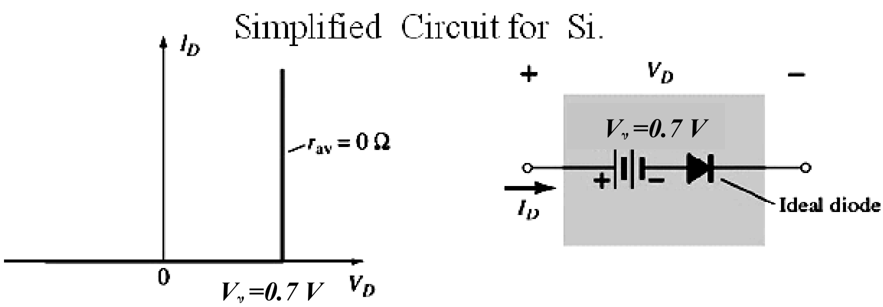
وتصبح المميزة السابقة كما هي موضحة بالشكل (2-15)، مع مكافئة الديود بقاطع *on, off*.



الشكل(2-15) مميزة الثنائي المثالي (التقريب الأول).

2- الدارة المكافئة المبسطة ***Simplified Circuit***:

يكافئ المتصل في حالة التقطيب الأمامي بمنبع جهد V_γ لأنه لدينا $V_D > V_\gamma$ ويدعى بجهد العتبة، تحدد قيمته، كما رأينا، حسب المادة نصف الناقلة المصنوع منها. ويعطى التيار في هذه الحالة بالعلاقة (2-1). أما في حالة التحييز العكسي $V_D \leq V_\gamma$ ⇐ يمثل المتصل قاطعاً مفتوحاً، التيار المار في هذه الحالة يساوي الصفر، والمقاومة لا نهائية وتيار الإشباع العكسي = *0*، تصبح المميزة لهذه الحالة كما في الشكل(2-16)، الذي يحتوي مكافئ المتصل المتمثل بثنائي مثالي، مع منبع جهد مستمر قيمته = V_γ، ويسمى بالتقريب الثاني أيضا.



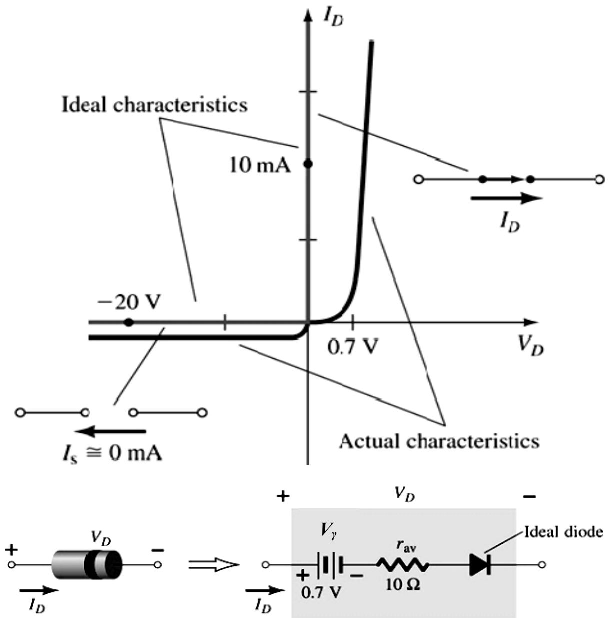
الشكل(2-16) مميزة الثنائي المبسطة (التقريب الثاني).

3- الدارة المكافئة الخطية ***Linear Equivalent Circuit*** :

وهي الحالة الطبيعية التي تأخذ شكل مميزة الفولت–أمبير الحقيقية تماماً، يكون المتصل في هذه الحالة متصلاً حقيقياً يكافأ بإحدى الدارتين التاليتين:

أ- في الحالة الأمامية: يكافأ كثنائي مثالي مع مقاومة أمامية R_F أو متوسطة r_{av} بحسب نقطة العمل، بالإضافة إلى منبع جهد V_γ ،وذلك بتقريب المميزة إلى خط مستقيم ذي ميل r_{av}.

ب- في الحالة العكسية يكافأ بمقاومة R_R عكسية كبيرة جداً وتيار إشباع عكسي غير مهمل. تمثل هذه الحالة تماماً الميزة العادية للمتصل الثنائي وهي موضحة بالشكل(2-17).



الشكل(2-17) مميزة الثنائي الحقيقية (التقريب الثالث).

2-7- التحليل المستمر لدارة المتصل *DC Analyze*:

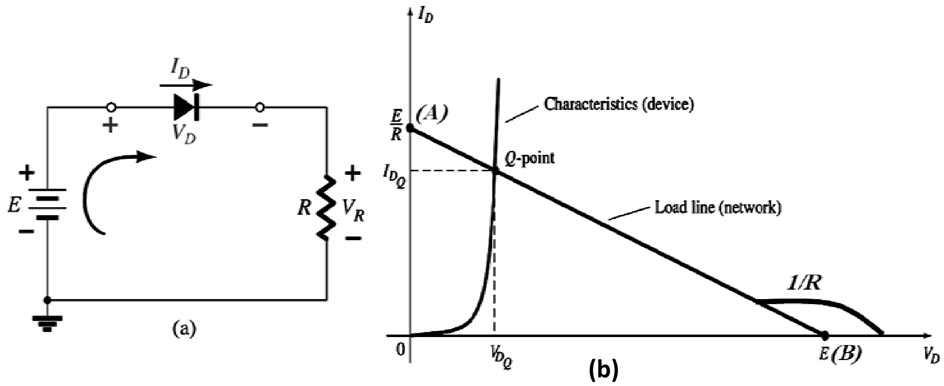
2-7-1- خط الحمولة الساكن ونقطة العمل *Dc load- lie Operating Point*:

في الدارة الموضحة بالشكل (2-18-a)، تمثل المقاومة R في الخرج مقاومة الحمل، والتي قد تكون مقاومة صرفة أو مقاومة ناتجة عن دارة أخرى مدخلها هو دارة الديود، يمكن استخدام إحدى تقريبات الثنائي في تحليل وحلّ هذه الدارة، وتحديد خواص الثنائي كاملة.

بتطبيق كيرشوف على الدارة، نكتب: $+E - V_D - V_R = o \Rightarrow E = V_D + V_R$

$$\Rightarrow E = V_D + I_D R \qquad (12-2)$$

تمثل العلاقة بين I_D , V_D معادلة خط مستقيم، لرسمها على المميزة الأمامية للثنائي، كما هو واضح في الشكل (2-18-b)، نقوم بتحديد النقاط التالية:



الشكل(2-18) دارة الوصلة الأمامية للثنائي(a) مع رسم خط الحمل الساكن (b).

1) *First Point is* $V_D = o \Rightarrow I_D = \left.\frac{E}{R}\right|_{V_D=o} \Rightarrow A\left(0, \frac{E}{R}\right)$

2) *Second point is* $I_D = 0 \Rightarrow V_D = E|_{I_D=0} \Rightarrow B(E, o)$

نرسم خطاً مستقيماً يتقاطع مع محور الجهد في النقطة $B = (E,0)$ ومع محور التيار في النقطة $A = \left(0, \frac{E}{R}\right)$، يمثل هذا الخط المستقيم خط الحمل الساكن، ويسمى بذلك لأن تقاطعه مع محور التيار يعطي قيمة لها علاقة بالحمل R.

3- تقاطع الخط المستقيم مع مميزة الفولت أمبير للمتصل يعطي ما يسمى بنقطة العمل ذات الإحداثيات (V_Q,I_Q)، وتمثل جهد وتيار الديود عند العمل الحقيقي.

4- يتحدد خط الحمل الساكن بمقدار الميل الذي يصنعه مع محور الجهد وتتعلق قيمته بالمقاومة R وفق $Slop = 1/R$.

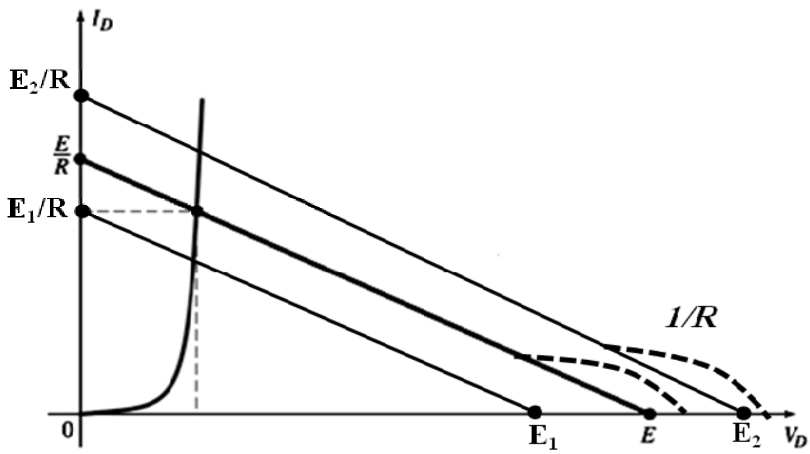
2-7-2- دراسة تغير الجهد المستمر على خط الحمل الساكن:

أ- تغير التغذية E: يؤدي حسب كيرشوف $E = V_D + I_D R$ وبثبات المقاومة R إلى تغير قيمة التيار المار وذلك وفق العلاقة، لدينا $E_2 > E_1$:

$$V_D = o \Rightarrow I_D = \frac{E}{R}, I_{D1} = \frac{E_1}{R}, I_{D2} = \frac{E_2}{R}$$

$$I_D = 0 \Rightarrow V_D = E \Rightarrow V_{D1} = E_1, V_{D2} = E_2$$

هذا يعني، حسب كيرشوف، أن خط الحمل الساكن يحافظ على ميله *1/R*، ولكنه ينزاح للأعلى أو للأسفل حسب قيمة *E*، وتنشأ (بتغير *E*) خطوط حمل متوازية لها الميل نفسه. هذه المنحنيات موضحة بالشكل(2-19).



الشكل(2-19) تغير خط الحمل الساكن الناتج عن تغير قيمة *E*.

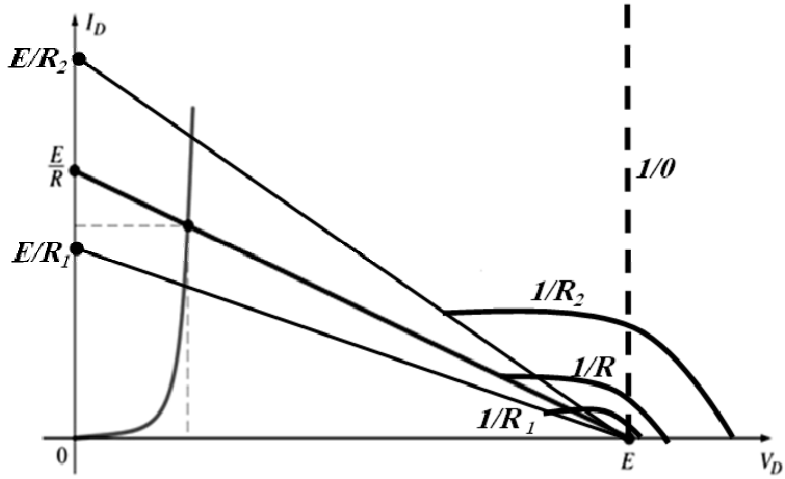
ب- تغير المقاومة *R*: من معادلة كيرشوف الخاصة بالدارة $E=V_D+I_DR$ مع العلم إن $E=ct$ و$R=$ *variable*، خط الحمل الساكن رسم سابقاً، لنغير قيمة مقاومة الحمل وفق مايلي:

- عندما تكون قيمة $R<R_1$ و نحدد، حسب معادلة كيرشوف، نقاط التقاطع الجديدة مع محاور المميزة $\Leftarrow$ $I_{D1} = \frac{E}{R_1} < I_D = \frac{E}{R} \quad \& \quad V_D = E = ct$

- عندما تكون قيمة $R>R_2$ $\Leftarrow$ $I_{D2} = \frac{E}{R_2} > I_D = \frac{E}{R} \quad \& \quad V_D = E$

النتيجة: لكل منحنيات الحمل هنا نقطة واحدة مشتركة، هي النقطة $(V_D=E, I_D=0)$، أما النقطة الثانية المتعلقة بالتيار فتتغير وفقاً لتغير ميل خط الحمل الساكن التابع

لتغيرات المقاومة R وفق $\frac{1}{R_1} \langle \frac{1}{R} \langle \frac{1}{R_2}$، حين تصبح قيمة R كبيرة جداً أو $R \to \infty$ $\Leftarrow$ $\frac{1}{R} \to 0$ إذاً ينطبق خط الحمل الساكن على محور الجهد. وعندما تسعى قيمة المقاومة إلى الصفر أي $R \to 0 \Leftarrow \frac{1}{R} \to \infty$ عندها يوازي خط الحمل الساكن محور التيار و يتعامد مع محور الجهد، هذه التغيرات موضحة على الشكل(2-20).



الشكل(2-20) تغير خط الحمل الساكن الناتج عن تغير قيمة R.

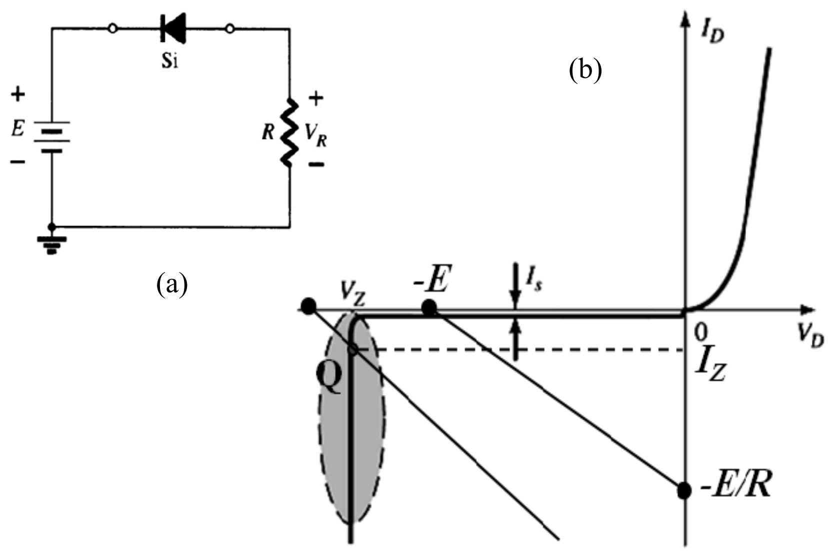
2-7-3- دراسة خط الحمل الساكن في حالة التحييز العكسي:

من أجل الحصول على دارة التحييز العكسي يجب إما قلب قطبية منبع التغذية E أو قلب قطبية الثنائي، الدارة الجديدة موضحة في الشكل(2-21- a)، وتعطى معادلة كيرشوف لتوصيف حلقة هذه الدارة بالعلاقة التالية: $-E = V_D + I_D.R$، فإذا كان الثنائي مثالي تكون المقاومة العكسية، لا نهائية ويعد الثنائي في هذه الحالة قاطعاً مفتوحاً $\Leftarrow$ $V_D = E, V_R = 0, I_D = 0$، أما في الحالة الحقيقية، وهي وجود مقاومة عكسية كبيرة نوعاً ما، فإن خط الحمل الساكن يرسم بالطريقة السابقة نفسها، ويتم بذلك تحديد نقطتي التقاطع، مع محوري الجهد، والتيار و فق ما يلي:

1- $V_D = 0 \Rightarrow I_D = \frac{-E}{R}$ $A\left(0, \frac{-E}{R}\right)$

2- $I_D = 0 \Rightarrow V_D = -E$ $B(-E, 0)$

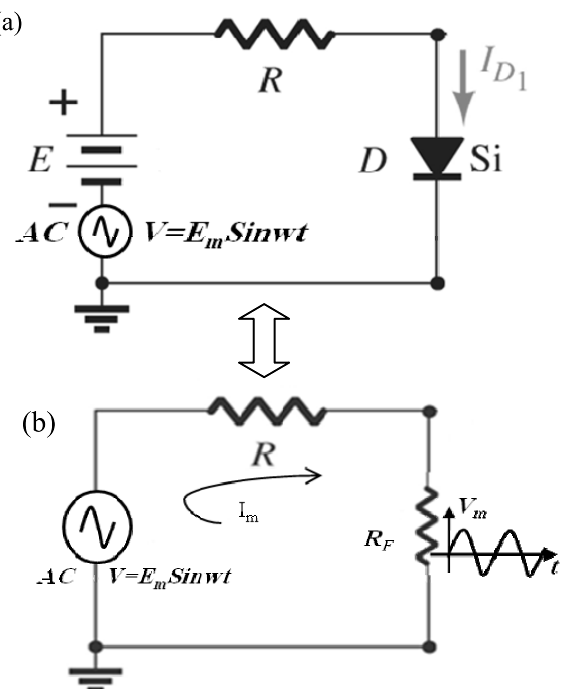
يقع خط الحمل الناتج في الربع الثالث، وهو مبين في الشكل(2-21- b). نلاحظ أنه عن طريق التحكم بقيمة E وR يمكن أن يتقاطع خط الحمل مع منطقة Zener وبذلك يصبح الثنائي ثنائي زينر، ويعمل بالاتجاه العكسي مثبتاً الجهد على قيمة جهد زينر، وتكون نقطة العمل في هذه الحالة معطاة وفق $Q(V_Z, I_Z)$.



الشكل(2-21) دارة الوصلة العكسية للثنائي(a) مع رسم خط الحمل الساكن للوصلة (b).

2-8- سلوك الثنائي PN بالنسبة للإشارة المتناوبة:

اعتمدت الدراسة السابقة بشكل كامل على وجود منبع تغذية مستمر من أجل التحييز، ولكن عندما يكون لدينا إشارة دخل متناوبة على دارة تحوي ثنائي، كيف يتم حلّ هذه الدارة؟



الشكل(2-22) دارة الوصلة الأمامية بوجود دخل متناوب (a) والدارة المكافئة مع المقاومة الديناميكية(b).

لتكن الدارة الموضحة بالشكل(2-22-a)، لدينا مع الجهد المستمر E منبع متناوب A_C يعطي إشارة جيبيه من الشكل: $V_{in}= E_mSinwt$ ، لتحليل هذه الدارة نقوم بالتالي:

تحديد نقطة العمل، وتتم عن طريق جهد التغذية المستمرة E، لأنه يحيز الثنائي، ويحدد نقطة العمل بعد قصر المنبع المتناوب A_C. يتمحور دور المنبع المتناوب في تأرجح نقطة العمل ضمن المجال المحدد بتغيرات جهد الدخل الجيبي، ويعطي تغيرات كل من ΔV وΔI التي تساعد في حساب المقاومة الديناميكية، كما رأينا في الشكل(2-12). يتم حل هذه الدارة، إما عن طريق حساب المقاومة الديناميكية للمتصل الثنائي ورسم الدارة المكافئة المبينة بالشكل(2-22-b)، ثم حساب التيار الأعظمي وفق العلاقة:

$$I_{max} = \frac{E_m}{R + R_F} \qquad (14-2)$$

وكذلك حساب الجهد الأعظمي بين طرفي المتصل وفق العلاقة:

$$V_{max} = E_m \cdot \frac{R_F}{R + R_F} \qquad (15-2)$$

و إما بحل الدارة بالطريقة التقليدية، عن طريق حساب التيار المتناوب المار بالدارة بعد تطبيق كيرشوف، مع الأخذ بعين الأهمية الجهد المتناوب المطبق على الدخل وفق العلاقة:

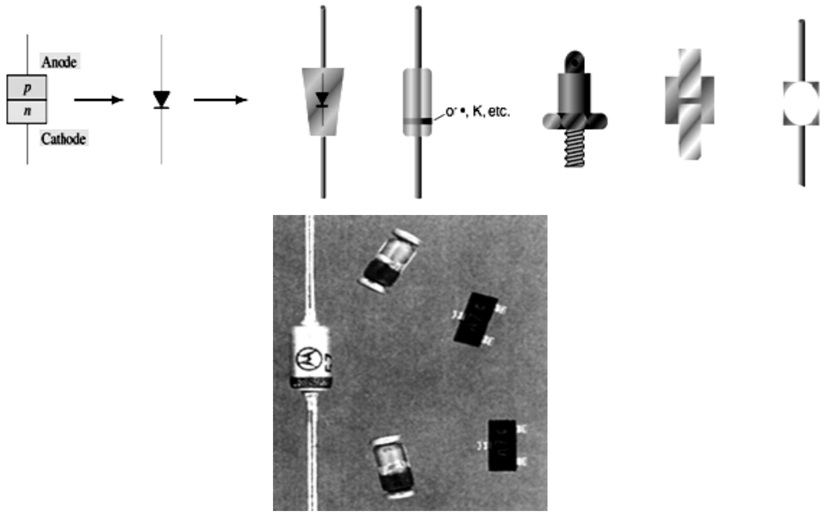
$$E + V = I(R + R_F) \Rightarrow I = \frac{E + V}{R + R_F} = \frac{E + V_m Sinwt}{R + R_F}$$

بعد ذلك يتم حساب الجهد بين طرفي المقاومة R و فق العلاقة: $V_d = I.R$.

2-9- المتصل من الناحية العملية:

يبين الشكل(2-23)، شكل المتصل الثنائي تخطيطاً، وأشكال بعض النماذج الموجودة في الحياة العملية.

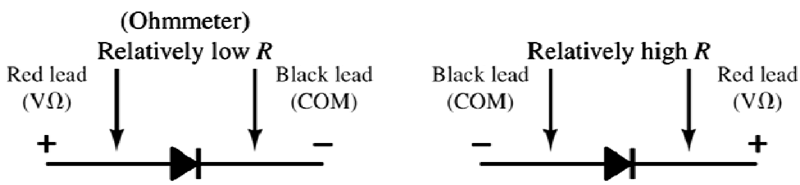
من أجل التحييز الجيد للثنائي يجب معرفة قطبيته؛ أي معرفة مكان المهبط والمصعد عند وضعها في دارة العمل، من أجل ذلك، تم اقتراح عدة حلول تصميمية لتمييز المصعد عن المهبط، إحدى هذه الحلول هي أن يتماثل الشكل الخارجي مع التمثيل النظري، أي أن يكون عريضاً عند المصعد، وأقل عرضاً عند المهبط، أو أن نضع خطاً على الطرف الذي يمثل المهبط لاحظ الشكل(2-23).



الشكل(2-23) رمز المتصل الثنائي من الناحية العملية مع بعض الأمثلة.

2-10- آلية فحص الثنائي في الدارة العملية:

أولاً – يجب فصل الديود بشكل كامل عن الدارة، كما هو واضح في الشكل(2-24)، أو بشكل جزئي عنها أو أحد أطرافه على الأقل (لماذا؟) ثم نقيس بواسطة مقياس الأفومتر Ohmmeter مقاومة الثنائي الأمامية، يجب أن تكون صغيرة، كما نقيس مقاومة الثنائي العكسية، يجب أن تكون كبيرة، تدل نتيجة القياس هذه أن الثنائي يعمل بشكل جيد، و أي نتيجة أخرى تدل على أن الثنائي معطل.



الشكل(2-24) آلية فحص المتصل الثنائي خارج الدارة.

الفصل الثالث -3-

تطبيقات المتصل الثنائي *Diode Application*

الفصل الثالث-3-

تطبيقات المتصل الثنائي *Diode Application*

3-1- مقدمة:

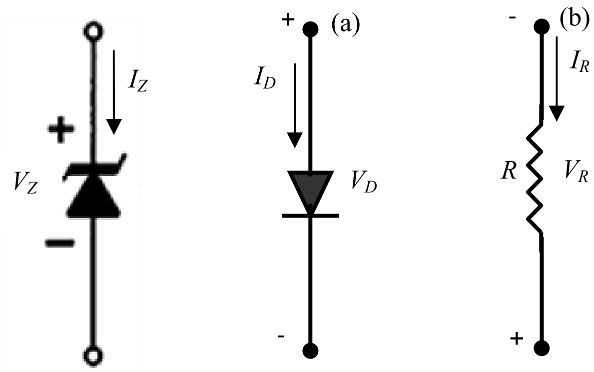
بعد الدراسة العامة الوصفية والتحليلية للثنائي، ومعرفة مميزاته الأمامية والعكسية، وتحليلها وتحديد انحيازه الأمامي والعكسي بشكل مفصل، سنتطرق في هذا الفصل إلى أهم وأوسع تطبيقات المتصل الثنائي في الحياة العملية، وتحليل دارات المتصلات الثنائية المستخدمة في الكثير من الأجهزة الإلكترونية المتواجدة في حياتنا اليومية. ينتج اختلاف التطبيقات التي تستخدم فيها هذه العناصر الإلكترونية عن تنوع العمل الذي يمكن أن تقوم به، وعن اختلاف تصاميمها ومبدأ عملها. سنبدأ بدراسة ثنائيات تثبيت الجهد، و دارات القص والتحديد، ومن ثم سنقوم بالتعرف على دارات الإزاحة و دارات التقويم، كما أننا سنستعرض بعض الثنائيات الخاصة.

3-2- ثنائي زينر:

رأينا سابقاً أن مميزة الفولت – أمبير للثنائي بشكل عام، تضم قسم عمل أمامي (تحييز أمامي) وآخر عكسي (تحييز عكسي)، ووجدنا أنه في الحالة العكسية، وبحسب درجة الإشابة، فإن المتصل الثنائي يمكن أن ينهار. تكون بعض أنواع الانهيار قابلة للعودة، منها الانهيار الحقلي والنفقي والتكاثري، وقد استغلت هذه الخاصة بشكل إيجابي في مجال تثبيت الجهد، كما هي الحال في ثنائي زينر، الذي هو عبارة عن متصل سمي باسم المنطقة التي يعمل؛ فيها وهي منطقة العمل العكسية، أي حالة التقطيب العكسي وتحديداً في منطقة الانهيار (المسماة منطقة زينر) لمميزة الفولت أمبير للمتصل، وكما وجدنا سابقاً، تتميز هذه المنطقة بثبات الجهد العكسي (مجال تغيراته مهملة) عند قيمة محددة تسمى بجهد زينر وتزايد التيار بشكل كبير حتى حدود تيـ ـار

أعظمي I_{max}.

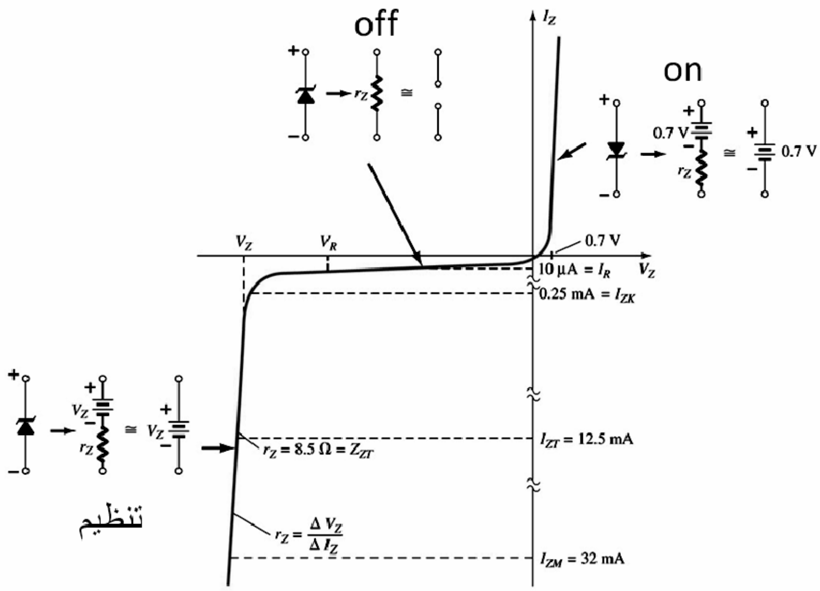
إذاً: يعمل ثنائي زينر بالانحياز العكسي عند جهد عكسي يسمى بجهد زينر، وهو ثابت القيمة تقريباً V_Z، *بينما* يتغير تيار زينر بين قيمتين I_{Zmax} ، I_{Zmin} بحيث لا تتجاوز قيمة الاستطاعة المصروفة في الثنائي قيمة الاستطاعة المسموحة P_Z، التي تحسب بالعلاقة $P_Z=V_ZI_{Zmax}$ ، لأن تجاوز هذه القيمة يؤدي إلى الانهيار الحراري غير القابل للعودة وبالتالي تلف الثنائي. يبين الشكل (3-1) رمز ثنائي زينر وتقطيبه بالمقارنة مع الثنائي العادي في الوصلة الأمامية والوصلة العكسية.



الشكل (3-1) مقارنة بين ثنائي زينر و الثنائي العادي في وصلتيه الأمامية (a) و العكسية (b).

تقودنا هذه المقارنة إلى الملاحظة التالية: يسلك ثنائي زينر في التقطيب الأمامي والعكسي، قبل الوصول إلى جهد الانهيار أو جهد زينر، سلوك ثنائي عادي منحاز إما أمامياً أو عكسياً، ويكافأ في هذه الحالة كالثنائي العادي، ويأخذ جميع تقريباته ويختلف عنه في منطقة عمل زينر حيث يثبت الجهد في هذه المنطقة ويملك مجالاً لتغير التيار.

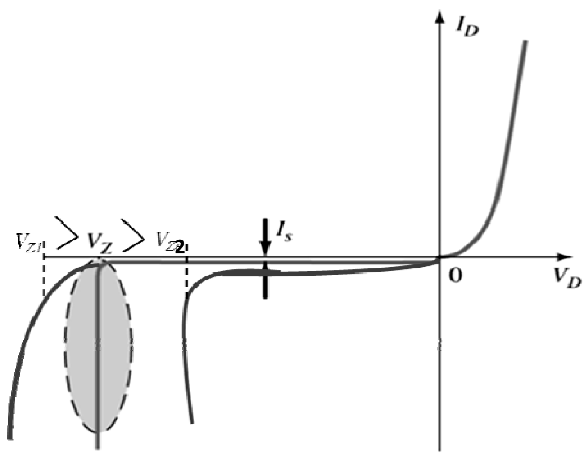
يوضح الشكل (3-2) مميزة الفولت أمبير لثنائي زينر ومناطق عمله كافة.



الشكل (3-2) مميزة الفولت-أمبير لثنائي زينر و تحديد مناطق عمله.

ملاحظات:

1- المعامل الحراري لثنائي زينر موجب، لأنه يعمل في المنطقة العكسية (منطقة زينر تحديداً)، وهذا يقودنا إلى وجوب وجود ثنائي عادي ضمن دارات تثبيت زينر ذي معامل حراري سالب، لتعويض المعامل الحراري الموجب لثنائي زينر.



الشكل (3-3) مميزة الفولت-أمبير لثنائي زينر، لعدة جهود تثبيت.

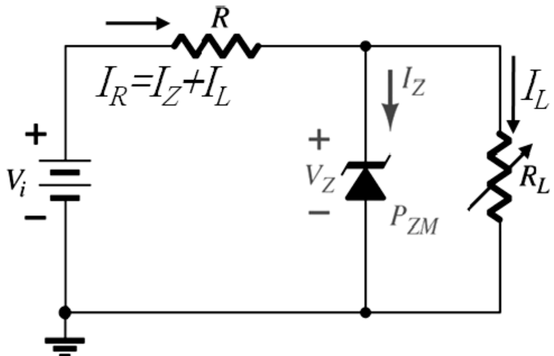
2- يتعلق جهد التنظيم بنوع الانهيار ونوع المادة نصف الناقلة ودرجة إشابتها، ويتراوح بين $(1.8 \rightarrow 200)V$، فيكون لدينا جهود تثبيت منخفضة $(2\text{-}6\ [V])$ عند الانهيار التكاثري وجهود تثبيت مرتفعة أي أكبر من $7\ V$ عند الانهيار النفقي، يبين الشكل(3-3) مميزة الفولت– أمبير لثنائي زينر مع جهود تنظيم مختلفة القيمة.

من أجل فهم عملية تثبيت الجهد باستخدام ثنائي زينر بشكل جيد، سنقوم بدراسة أهم دارة تثبيت للجهد وهي الدارة المبينة في الشكل (3-4). ولكن قبل ذلك سنحدد اعتماداً على هذه الدارة البسيطة، جميع معاملات دارة تثبيت الجهد، وهي:

1- جهد التنظيم وتيار التنظيم V_Z , I_Z.

2- مجال تنظيم التيار ويتراوح بين $(I_{Zmin}\text{-}\ I_{Zmax})$.

3- الاستطاعة الأعظمية المسموح بها $P_{Zmax} = V_Z.\ I_{Zmax}$.



الشكل (3-4) الدارة الأساسية لمنظم زينر.

4- المعامل الحراري لجهد التنظيم واستقراره: فهو يمثل مقدار التغيرات الحاصلة في جهد التنظيم الناتجة عن تغيرات جهد الدخل ويعطى بالعلاقة:

$$S_V\,\% = \frac{\Delta V_Z}{\Delta Vi}\,\% \qquad (1\text{-}3)$$

5- المقاومة الديناميكية لمتصل زينر R_Z ومقاومة الحمل R_L المراد تثبيت الجهد بين طرفيها وتيار الحمل I_L.

6- المقاومة R ذات الأهمية البالغة في عملية التنظيم وفق ما يلي:

أ- عند $R>>1$ ⇐ مرور تيار I_R صغير جداً ⇐ يمر تيار I_Z في ثنائي زينر فيكون $I_{Zmin}>>I_Z$ ويساوي $I_{Zmin} = I_R - I_{Lmax}$ إذاً هو تيار أقل من التيار الاسمي لمجال التنظيم، وبالتالي لا يعمل الثنائي مثبتاً للجهد، في هذه الحالة يمر تيار في الحمل $I_{Lmin}=I_R - I_{Zmax}$ وتكون قيمة مقاومة الحمل الأعظمية في هذه الحالة معطاة بالعلاقة التالية: $R_{Lmax} = V_Z / I_{Lmin}$.

ب- عندما $1>>R$ ⇐ مرور تيار I_R كبير ⇐ مرور تيار $I_{Zmax}<<I_Z$ أكبر من القيمة العظمى لتيار زينر ⇐ تيار الحمل الأعظمي يعطى بالعلاقة التالية:

$$I_{L\max} = \frac{V_L}{R_L} = \frac{V_Z}{R_{L\min}} \qquad (2-3)$$

وتكون قيمة مقاومة الحمل الصغرى التي تحقق ذلك هي:

$$R_{L\,min} = \frac{V_Z}{I_L} = R.\frac{V_Z}{V_i - V_Z} \qquad (3-3)$$

إذاً المقاومة R تنتمي إلى المجال التالي: $R_{min}<R<R_{max}$.

نلاحظ من المناقشة السابقة أنه يمكن حلّ الدارة السابقة (دارة تثبيت زينر) بثلاث طرق هي : 1- عندما $R_L = const$ و $V_i = const$, وهي أسهل الطرق

2- عندما $R_L=Variable,$ و $V_i = const$

3- عندما $R_L = const$ و $Vi = variabl$

يمكن صياغة المسألة بالشكل التالي كي تشمل الطرق الثلاث السابقة:

<u>مسألة:</u> لتكن لدينا الدارة السابقة، فإذا علمت أن ثنائي زينر يثبت الجهد عند V_Z $=22o\ volt$ ولدينا

$V_i = 300v$ ومجال تثبيت التيار: $I_{zmin}= 5\ mA \rightarrow I_{Zmax}=65\ mA$. **المطلوب:**

1- حدد مجال المقاومة R كي يعمل ثنائي زينر بوصفه مثبتاً للجهد، إذا كان تيار الحمل مثبتاً على القيمة $I_L=15\ mA$

2- في حال $R=2k\Omega$، حدد مجال تغيرات V_i حتى يبقى ثنائي زينر مثبتاً للجهد بين القيمتين $[0.5 \rightarrow 65]\ mV$، مع العلم أن تيار الحمل يساوي القيمة $I_L=15\ mA$

3- يمكن تثبيت جهد الدخل على $V_i=340\ volt$ وحساب تغيرات تيار الحمل I_L مقاومة الحمل R_L في مجال تنظيم تيار زينر نفسه عندما $R= 1.5\ K\text{-}2$

<u>الحل</u>: ملاحظة: سنقوم بدراسة الطلب الأول ونترك للطالب إكمال الحل.

1- لدينا $I_i= I_L+ I_Z$

إذا كان $I_Z = I_{Zmax} \Leftarrow I_{imax}= I_{Zmax} + I_L$ تيار دخل أعظمي.

بتعويض تيار زينر الأصغري في العلاقة السابقة، ينتج لدينا تيار دخل أصغري وفق العلاقة التالية $I_{imin} = I_{Zmin} + I_L$

$$\Rightarrow I_{imax} = I_{Zmax} + I_L= 65 + 15 =80\ mA$$

$$\Rightarrow R_{min} = \frac{V_i - V_Z}{I_{i\,max}} = \frac{300-220}{80} = 1\ k\Omega$$

$$I_{i\,min} = I_{Z\,min} + I_L = 5 + 15 = 20\ mA$$

$$\Rightarrow R_{max} = \frac{Vi - V_Z}{I_{i\,min}} = \frac{300 - 220}{20} = 4\ k\Omega$$

يترك للطالب حل كل من الطلبين (2) و (3).

3-3- ثنائيات القص والتحديد: *Clippers Diodes*

يعتمد تطبيق الثنائيات في هذا المجال على دخل متناوب، ليس بالضرورة أن تكون إشارة جيبية (قد تكون مربعة أو مثلثية)، فيقوم المتصل بقص جزء من إشارة الدخل أو كامل إشارة الدخل، بحسب قطبيته وبحسب الدارة التي تمت مكافأته بها إما متصل مثالي أو متصل حقيقي أو منبع جهد فقط (التقريب الأول أو الثاني أو الثالث). يكون الثنائي في معظم دارات القص والتحديد ذا تقريب مثالي، و يسلك سلوك المفتاح أو القاطع ويأخذ إحدى الحالتين:

أ. إما قاطع مغلق أي *On* وبالتالي يعوض عن المتصل بسلك، في هذه الحالة تمر الإشارة إذا كان الثنائي على التسلسل، أو يتم قصر الخرج إذا كان على التفرع مع الثنائي.

ب. قاطع مفتوح أي *Off*، وفي هذه الحالة لا تمر الإشارة أبداً إذا كان الثنائي على التسلسل أو تمر الإشارة إلى الخرج إذا كان على التفرع.

هذا المبدأ سندرسه بالتفصيل في الدارات التالية وهي دارات القص، ومنها:

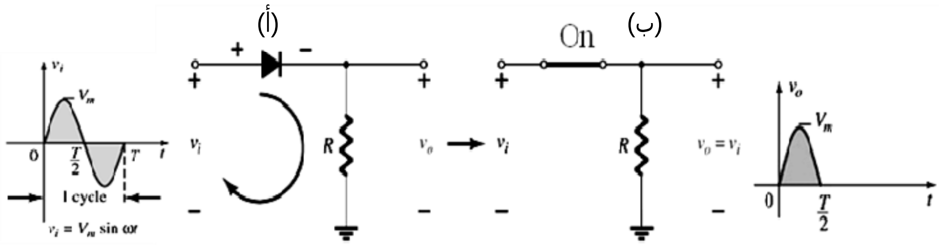
3-3-1- دارات قص نصف الموجة الموجبة أو السالبة:

تبين الدارة الموضحة في الشكل(3-5-أ)، أن الثنائي الموصول بشكل تسلسلي على مدخل ذي إشارة دورية (هنا جيبية $Vi=VSin(wt)$) ، قسم منها موجب وآخر سالب،

فيجب تحديد حالة عمل الثنائي عند كل نبضة للإشارة الجيبية و يكون لدينا الحالتان التاليتان:

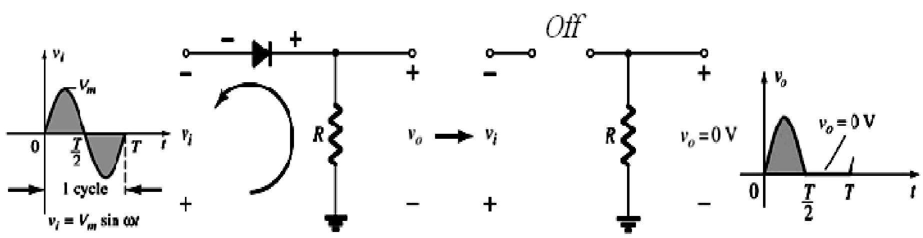
أ- عند النبضة الموجبة: القطبية الموجبة ⇐ يقطب الثنائي بشكل أمامي، ونظرا لكونه مثالياً بالفرض، يصبح عبارة عن سلك، الشكل(3-5-ب)، إذاً يصبح الخرج مساوياً للدخل وفق العلاقة التالية: $V_o = V_i$ ويمر تيار في الدارة ذو طبيعة جيبية له العلاقة التالية:

$$I = I_O = \frac{V_i}{R} = \frac{V_m}{R} \sin wt \qquad (1\text{-}3)$$



الشكل (3-5) دارة قص القسم السالب للإشارة، حالة النبضة الموجبة.

ب. عند النبضة السالبة ← تنقلب قطبية الإشارة، وتؤثر على الثنائي فيقطب عكسياً ويصبح بحالة *Off* ويقطع مرور النبضة السالبة إلى الخرج ولا يمر تيار. أي يصبح لدينا: $I_o = 0 \Rightarrow V_o = I_o.R = 0$ ، هذه الحالة مبينة في الشكل(3-6).



الشكل (3-6) دارة قص القسم السالب لإشارة الدخل، حالة النبضة السالبة.

قامت هذه الدارة إذاً بقص القسم السالب من إشارة الدخل، وهي مفيدة جداً كدارة لتقويم التيار المتناوب والحصول على التيار المستمر، وهذا سيدرس لاحقاً. لنأخذ دارة أخرى

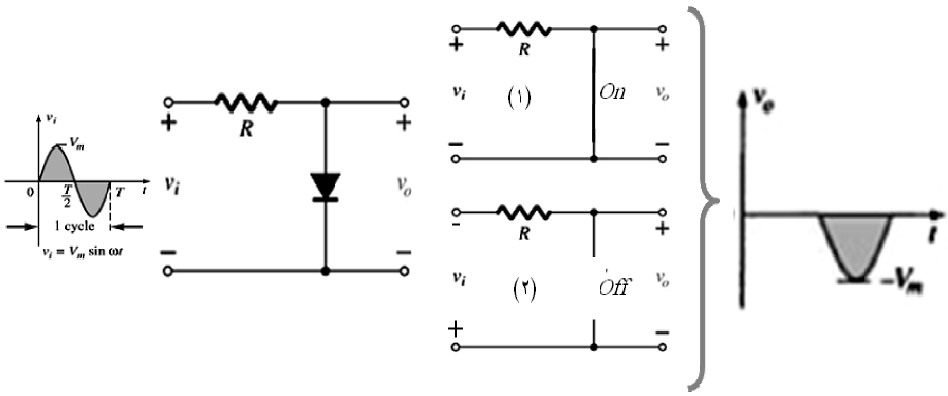
تقوم بالعمل نفسه، وهي الدارة المبينة في الشكل(3-7). يوصل في هذه الدارة الثنائي على التفرع مع جهد الدخل V_i ويناقش الخرج بحسب قطبية إشارة الدخل وتأثيرها على فتح و إغلاق الثنائي.

الحالة (1): في القسم الموجب لإشارة الدخل، يصبح الثنائي في حالة تمرير، و يمثل قاطعاً مغلقاً وفق التسلسل التالي: $V_i > 0 \Rightarrow D = on \Rightarrow V_0 = 0$

بفرض أن الثنائي يتبع التقريب الأول أي ثنائي مثالي، هذا يعني أنه يمكن الاستعاضة عنه بسلك، إذاً يتم قصر الخرج، وتصبح قيمته مساوية للصفر، ويمر تيار في الدارة مساوياً للقيمة التالية $I_i = \frac{Vi}{R}$، ويكون ذا طبيعة مماثلة لطبيعة جهد الدخل.

الحالة (2) عند النبضة السالبة، نناقش كما الحالة (1) و يتم ذلك وفق التسلسل التالي:

$V_i < 0 \Rightarrow D = off \Rightarrow$ قاطع مفتوح $\Rightarrow V_o = V_i$



الشكل (3-7) دارة قص القسم الموجب لإشارة الدخل.

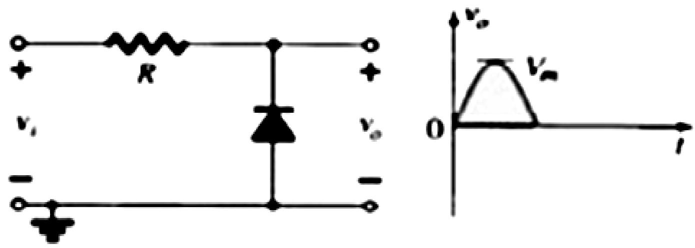
في هذه الحالة لا يمر تيار في الدارة أي إن: $I_i = 0$. بملاحظة الشكل (3-7) نجد أن هذه الدارة قد قامت بقص الجزء الموجب من إشارة الدخل الدورية، والتي قد تكـ ـون جيبية أو مثلثية أو مربعة....

ملاحظة: باستخدام الدارة نفسها ولكن بعكس قطبية الثنائي، تصبح الدارة كما في الشكل(3-8)، وتتم مناقشتها كما في الدارة السابقة، مع حسبان أن الثنائي يتبع التقريب

الأول (ثنائي مثالي).

1- عند النبضة الموجبة يمكن تلخيص المناقشة بالشكل:

$$V_i > 0 \Rightarrow D=off \Rightarrow V_o = V_i$$



الشكل (3-8) دارة قص القسم السالب لإشارة الدخل.

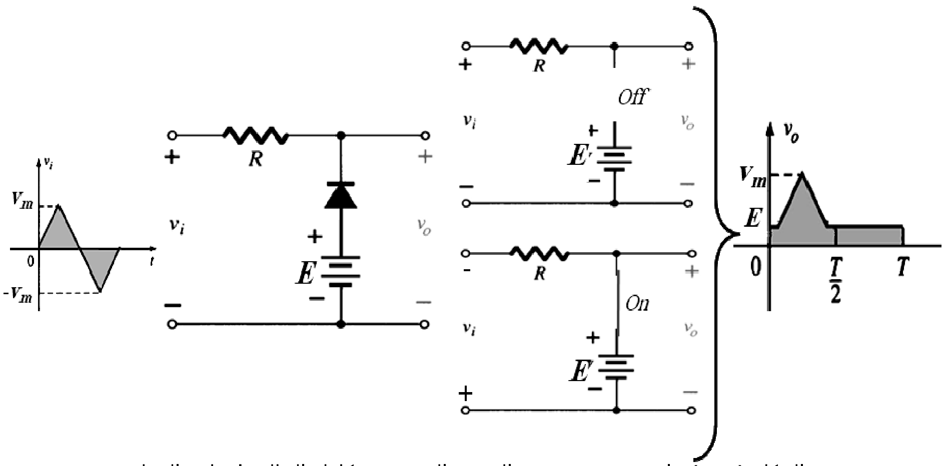
2- حالة النبضة السالبة، تلخص بالآلية التالية: $V_i < 0 \Rightarrow D = on \Rightarrow V_o = 0$

تعطى قيمة التيار في هذه الحالة كما العلاقة (3-1): $I = \frac{V_i}{R} = \frac{V_m}{R} Sinwt$ التي تمثل قيمة التيار المار في الدارة، نلاحظ أن هذه الدارة قد قامت بقص القسم السالب من إشارة الدخل.

3-3-2- قص جزء من النبضة الموجبة وكامل النبضة السالبة:

رأينا في الدارة السابقة أن المتصل الثنائي تمت مكافأته بثنائي مثالي، في هذه الحالة نعمد إلى مكافأة الثنائي وفق التقريب الثاني للمتصل، بمعنى آخر نعوض عن الثنائي في الحالة الأمامية بمنبع جهد مستمر V_γ (جهد العتبة)، يتغير هذا الجهد حسب نوع المادة نصف الناقلة المستخدمة في المتصل، أما الحالة العكسية فتكافأ بقاطع مفتوح. هذه الحالة تؤدي بنا إلى أن عملية قص الإشارة تتم عند قيمة محددة هي قيمة جهد العتبة V_γ . و حتى نحدد قيمة أكبر للقص، يمكن أن نضيف منبع جهد مستمر E إلى الدارة على التسلسل، مع الثنائي فنحدد بالضبط مستوى القص المستمر لإشارة الدخل. توضح الدارة المبينة في الشكل(3-9) هذه الحالة. يطلب إيجاد إشارة الخرج بتابعية الزمن $V_o=f(t)$، ثم إيجاد إشارة الخرج بتابعية إشارة الدخل $V_o=f(v_i)$.

مع العلم أن المتصل يتبع التقريب الثاني، و أن الدخل عبارة عن إشارة دورية على شكل مثلث.



الشكل (3-9) دارة قص جزء من النبضة الموجبة و كامل السالبة لإشارة الدخل.

نتبع الخطوات التالية من أجل الحل:

1- نناقش وضع الثنائي بالنسبة للجهد المستمر E الموجود في الدارة. في حالتنا هذه وعلى اعتبار أن المتصل مثالي، يكون المتصل دائماً في حالة تمرير $D=on$ طالما $E > V\gamma$. تتم بعد ذلك مناقشة فتح وإغلاق الثنائي (متى يكون المقطب أمامياً و متى يكون المقطب عكسياً) تبعا لتغيرات جهد الدخل V_i ثم إيجاد جهد الخرج مع الأخذ بالحسبان الوجود الدائم لمنبع الجهد المستمر E. يتم ذلك وفق الخطوات التالية:

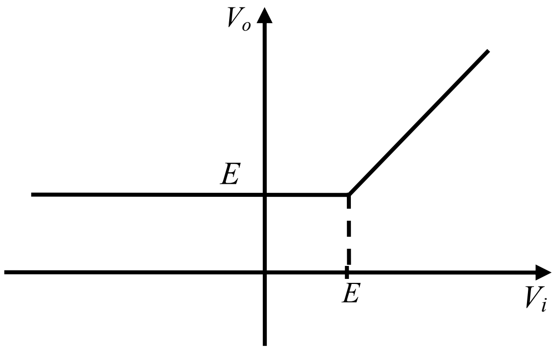
أ- عند النبضة الموجبة، نميز حالتين:

$V_i > 0 \Rightarrow Two\ cases : a - V_i < E \Rightarrow E$ مسيطرة $\Rightarrow D = on \Rightarrow Vo = E$

$b\text{-}\ V_i > E \Rightarrow V_i$ مسيطرة $\Rightarrow\ D= off \Rightarrow Vo = Vi$

ب- عند النبضة السالبة: (دائماً) $V_o=E \Leftarrow$ بشكل دائم $V_i < o \Rightarrow D=on$

لأن كلاً من الجهد E بالقطبية المبينة والنبضة السالبة لجهد الدخل V_i يحقق الانحياز الأمامي للثنائي. بعد مناقشة الحالتين السابقتين و حساب قيمة جهد الخرج، يمكن رسم منحني علاقة جهد الخرج بجهد الدخل $V_o=f(V_i)$ وذلك وفق الشكل (3-10):

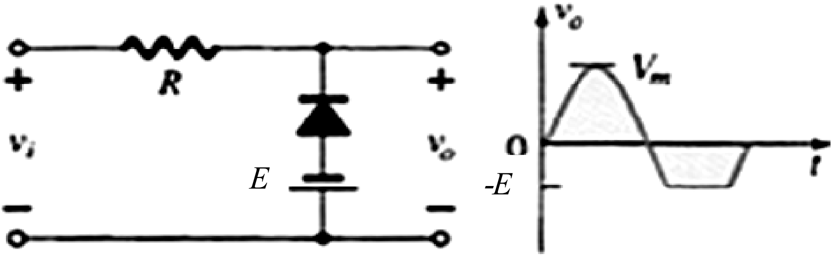


الشكل (3-10) منحى علاقة جهد الدخل بجهد الخرج.

ملاحظة: في حال تم تقريب المتصل أو مكافأته بمنبع جهد V_γ فقط، أي أصبح تابعاً للتقريب الثاني، في هذه الحالة، تضاف أو تطرح قيمة جهد مستمر تساوي V_γ أثناء المكافأة الأمامية للمتصل إلى القيمة المستمرة للجهد الموجودة سابقاً في الفرع E، وعلى الطالب مناقشة هذه الحالة للمسألة السابقة.

3-3-3- قص جزء من النبضة السالبة:

حللنا سابقاً دارة تحديد أو قص جزء من النبضة الموجبة، ولاحظنا دور منبع التغذية المستمرة E في قيمة التحديد. من أجل قص جزء من النبضة السالبة، يكفي أن نقوم بقلب قطبية منبع الجهد المستمر (E) للدارة السابقة نفسها، لاحظ الشكل (3-11)، فنحصل على إشارة الخرج الموضحة أيضاً في الشكل(3-11). وعلى الطالب مناقشة التفاصيل و ذلك مع الأخذ بالحسبان أن إشارة الدخل جيبية.



الشكل (3-11) قص جزء من النبضة السالبة.

1- عند النبضة الموجبة: $V_i > 0 \Rightarrow D=off$ دائماً $\Rightarrow V_0 = V_i$

2- عند النبضة السالبة: $V_i < 0 \Rightarrow$ Two cases:

$a\text{-}\ |V_i| < E \Rightarrow D = off \Rightarrow V_o = V_i$

$b\text{-}\ |V_i| > E \Rightarrow D = on \Rightarrow V_o = -E$

3-3-4- قص جزء من النبضة السالبة وكامل النبضة الموجبة:

هذه الحالة معاكسة تماماً للحالة السابقة، لذلك نقوم بعكس قطبية الثنائي، ونبقي على قطبية المنبع المستمر E، وتتم المناقشة كما السابق تماماً، تصبح الدارة التي تقوم بهذا العمل موضحة بالشكل (3-12). المناقشة:

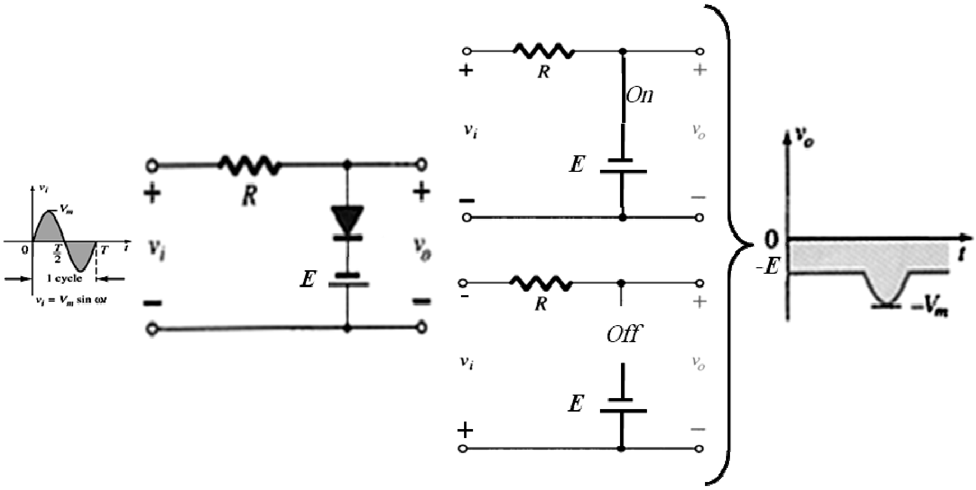
- عند النبضة الموجبة

$V_i > 0 \Rightarrow D = on$ دائماً $\Rightarrow V_o = -E$

- عند القسم السالب

$V_i < o \Rightarrow$ $a\text{-}\ /V_i/ < /E/ \Rightarrow D = on \Rightarrow V_o = -E$

$b\text{-}\ /V_i/ > /E/ \Rightarrow D = off \Rightarrow V_o = V_i$



الشكل (3-12) قص جزء من النبضة السالبة و كامل النبضة الموجبة.

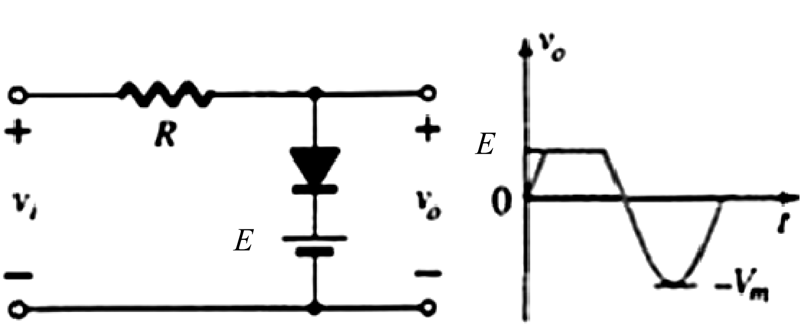
ملاحظة: يتم قص جزء من النبضة الموجبة، مع بقاء كامل النبضة السالبة، وذلك بعكس قطبية المنبع المستمر للدارة السابقة، يوضح الشكل(3-13) الدارة الجديدة مع التحليل، تتم المناقشة تماماً كما في الدارة السابقة:

- عند القسم الموجب لإشارة الدخل لدينا حالتان:

$V_i > 0 \Rightarrow$ a- $V_i < E \Rightarrow D = off \Rightarrow V_o = Vi$

b- $V_i > E \Rightarrow D = on \Rightarrow V_o = E$

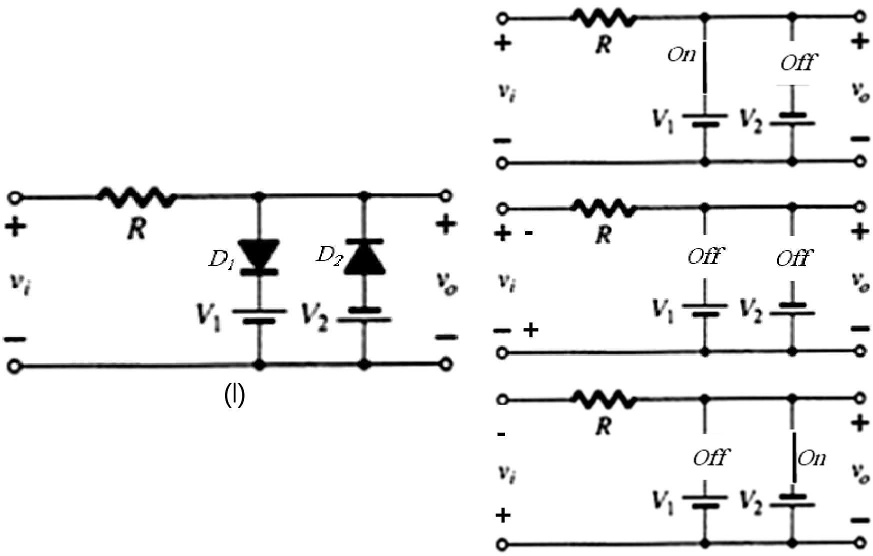
- عند النبضة السالبة لدينا حالة واحدة دائمة: $V_i < o \Rightarrow D = off \Rightarrow V_o = V_i$



الشكل (3-13) قص جزء من النبضة الموجبة لإشارة دخل جيبية.

3-3-5- قص جزء من النبضتين السالبة والموجبة:

في هذه الحالة تتم إضافة فرع جديد للدارات السابقة، يحتوي هذا الفرع متصلاً ثنائياً مع منبع جهد مستمر، فتصبح الدارة النهائية حاوية على متصلين ثنائيين بفرعين مختلفين متوازيين، و يكونان متعاكسين في القطبية، هذه الدارة موضحة بالشكل(3-14-أ). في هذه الحالة نناقش كل فرع على حدة، ونأخذ كلاً من النبضة الموجبة والسالبة للدخل فنستطيع الحصول على كل من العلاقتين $V_o = f(V_i)$ و $V_o = f(t)$.



الشكل (3-14) قص جزء من النبضتين الموجبة والسالبة لإشارة دخل جيبيه.

1- في حالة النبضة الموجبة: لدينا دائماً $Vi > o \Rightarrow D_2 = off$

$$V_i < V_1 \Rightarrow D1 = off , D_2 = off \Rightarrow V_o = V_i$$

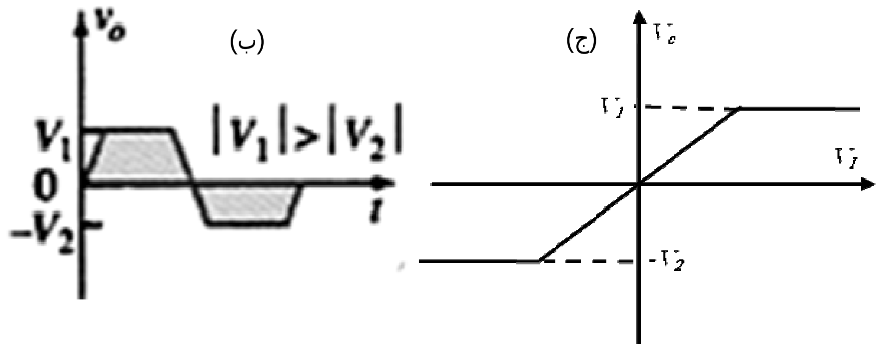
$$V_i > V_1 \Rightarrow D1 = on , D_2 = off \Rightarrow V_o = V_1$$

2- في حالة النبضة السالبة: دائماً $V_i < 0 \Rightarrow D_1 = off$

$$|V_i| < |V_2| \Rightarrow D_1 = off \text{ and } D_2 = off \Rightarrow V_o = V_i$$

$$|V_i| > |V_2| \Rightarrow D_1 = off \text{ and } D_2 = on \Rightarrow V_o = - V_2$$

إذاً تكون علاقة V_0 بكل من تغيرات الزمن و V_i مبينة في الشكل (3-15- ب ، ج).



الشكل (3-15) إشارة الخرج بتابعية الزمن و بتابعية إشارة الدخل،

3-4- دارات التقويم باستخدام المتصل الثنائي:

يقصد بعملية التقويم: تحويل التيار والجهد المتناوبين إلى تيار و جهد مستمرين، عن طريق دارة، تسمى بدارة التقويم. يعد التحويل إلى التيار المستمر ضرورياً من أجل تغذية جميع الدارات والأجهزة الإلكترونية التي تتعامل مع الإشارة المتناوبة، إذ نحول الإشارة المتناوبة إلى مستمرة بمساعدة دارة تقويم. كما تستخدم دارات التقويم أيضاً في تطبيقات أخرى مثل التقطيع وغيره.

تتكون دارة التقويم من عناصر أساسية، هي المتصل الثنائي، الذي يقوم بقص جزء من الإشارة المتناوبة، أو تحويل النبضة السالبة إلى جهة النبضة الموجبة أو العكس وذلك من أجل تمرير هذه الإشارة الجديدة إلى دارة ترشيح بسيطة، أو باختصار، إلى دارة مكثف ومقاومة، يقوم بتحويل هذه النبضات إلى قيم مستمرة. لسنا هنا بصدد الدراسة التفصيلية لهذه الدارات، ولكننا سنحاول، على الأقل، شرح إحدى

دارات التقويم بشكل كامل مع الترشيح.

تعد الدارات التالية من أهم دارات التقويم المستخدمة عملياً:

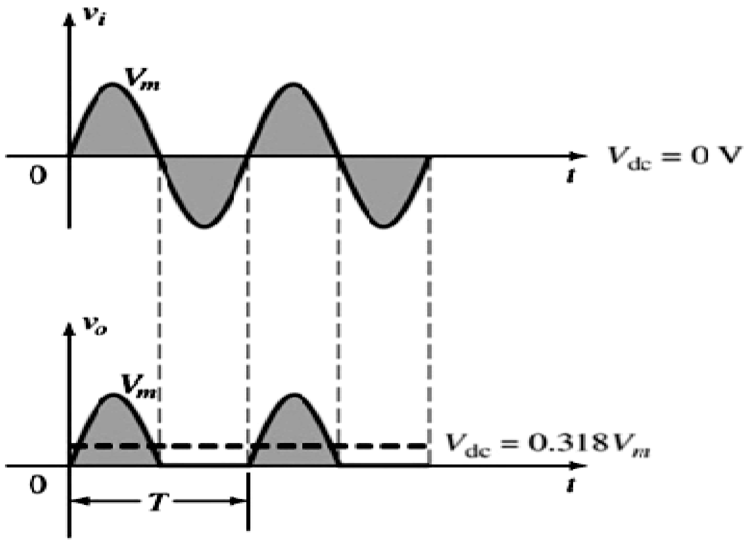
3-4-1 دارة تقويم نصف الموجة: *Half- wave Rectification*:

تتكون هذه الدارة من متصل ثنائي موصول بشكل أمامي، مع جهد الدخل من أجل حذف القسم السالب، أو بشكل عكسي من أجل حذف القسم الموجب، توصل مع هذا الثنائي مقاومة و يؤخذ الخرج على طرفيها. تمت دراسة هذه الدارة في هذا الفصل ، الشكل (3-5) و (3-6)، كما نوقشت آلية عملها التي يمكن اختصارها بالحالتين التاليتين:

$$1 - \quad +) \Rightarrow D = on \Rightarrow V_o = V_i$$

$$2- \quad -) \Rightarrow D = off \Rightarrow V_o = 0$$

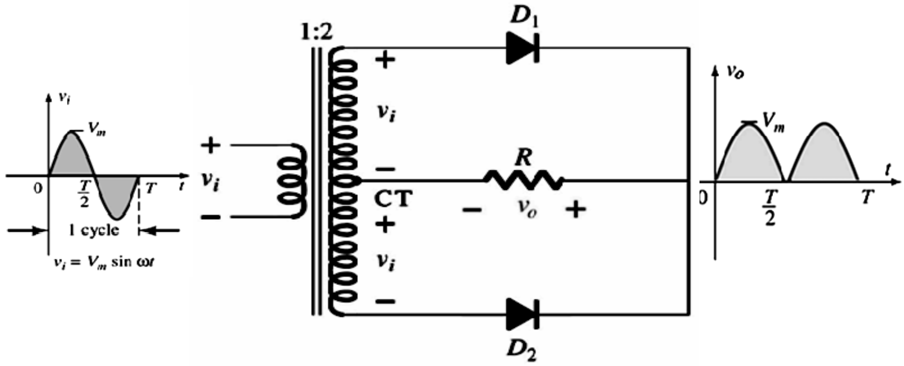
تتكون إشارة الخرج بالنتيجة من تسلسل للنبضات الموجبة فقط والمبينة بالشكل (3-16)، $\Leftarrow$ بوجود دارة ترشيح بسيطة، مكثف مثلا، يكون دخلها هو خرج دارة التقويم$\Leftarrow$ تقوم دارة الترشيح بتنعيم الإشارة المقومة وتحويلها إلى إشارة مستمرة.



الشكل (3-16) إشارة الخرج الناتجة عن تقويم نصف الموجة، دون تنعيم.

3-4-2- دارة تقويم الموجة الكاملة: *Full – wave Rectification*:

يقصد بتقويم الموجه الكاملة، وضع كل من النبضتين السالبة والموجبة للإشارة المتناوبة في جهة واحدة فقط بالنسبة لمحور الزمن، و من ثم إجراء عملية التنعيم، ونميز بذلك نوعين لهذه الدارة.



الشكل (3-17) دارة تقويم موجة كاملة، دون تنعيم.

1- النوع الأول يستخدم ثنائيين لتقويم الموجة الكاملة: تتميز هذه الدارة بوجود ثنائيين موصولين إلى محول ذي نقطة منتصف، كما هو واضح في الشكل (3-17)، وتهدف إلى الحصول على التيار والجهد المستمرين باستخدام نصف الموجة السالبة والموجبة (وهذا يؤدي إلى كون الجهد والتيار الناتجين أكثر دقة وتنعيماً). في هذه الدارة نفرض أن الثنائيين مثاليان، وأن إشارة الخرج مأخوذة على المقاومة، كما أن إشارة الدخل هي إشارة جيبيه من الشكل: $V_{in} = V_m Sin\ (wt\ )$، وتكون V_m أكبر قيمة لجهد الدخل.

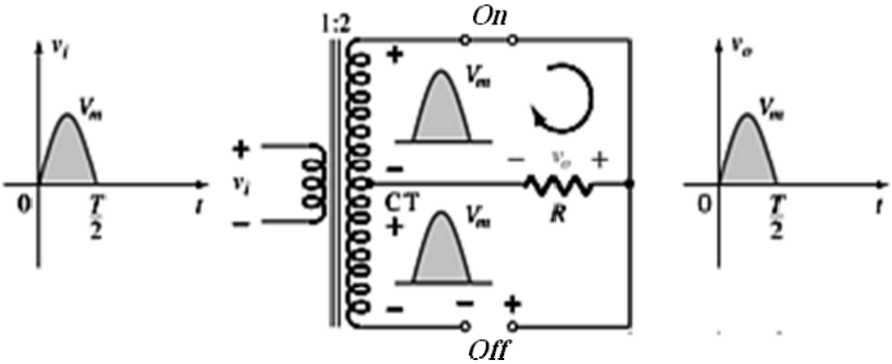
وظيفة المحول بنقطة المنتصف هي إعطاء نسبة تحويل واحدة لكل من القسم العلوي و السفلي من نقطة المنتصف، ونسبة التحويل هذه تساوي إلى الواحد، لذلك يوجد على طرفي الثنائي من جهة المحول الجهد نفسه تماماً والمساوي لجهد الدخل، ولكل من النبضة الموجبة والسالبة.

مبدأ عمل الدارة: لنوجد $I_o(t)$ و $V_0(t)$

- **عند النبضة الموجبة:** تكون القطبية الناتجة على الطرف الثاني للمحول عبارة عن قطبية موجبة على دخل D_1 وقطبية سالبة على دخل D_2، لاحظ الشكل(3-18- أ). هذا بدوره يؤدي إلى التسلسل التالي:

$$V_i > 0 \Rightarrow V_1 = V_i >0,\ V_2 = V_i < 0 \Rightarrow D_1 = on\ \ \&\ \ D_2 = off$$

يمر التيار من موجب المحول الثانوي داخل الثنائي الأول إلى المقاومة R ثم سالب المحول الثانوي أو النقطة المشتركة. بالتالي يحدث هبوط بالجهد على المقاومة R، بالقطبية الموضحة في الشكل، و يساوي جهد الدخل $V_o=V_i$ ، فيعطى التيار بالعلاقة التالية: $I_o = V_i /R$.



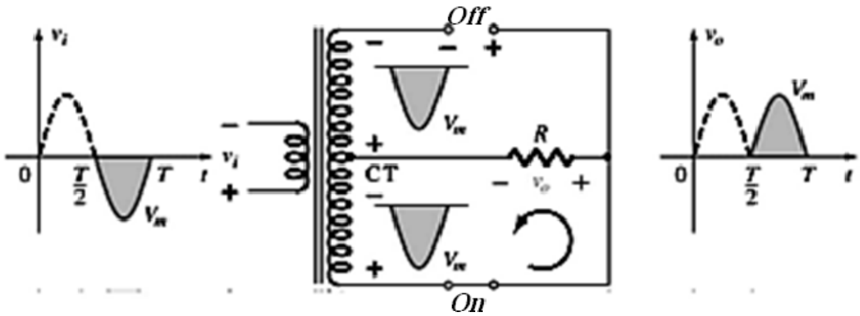
الشكل (3-18- أ) دارة تقويم موجة كاملة عند النبضة الموجبة.

- **عند النبضة السالبة:**

$$V_i < 0 \Rightarrow V_1 = V_i<0\ \&,\ V_2 =V_i>0 \Rightarrow\ D_1 = off\ \ \&\ \ D_2 = on$$

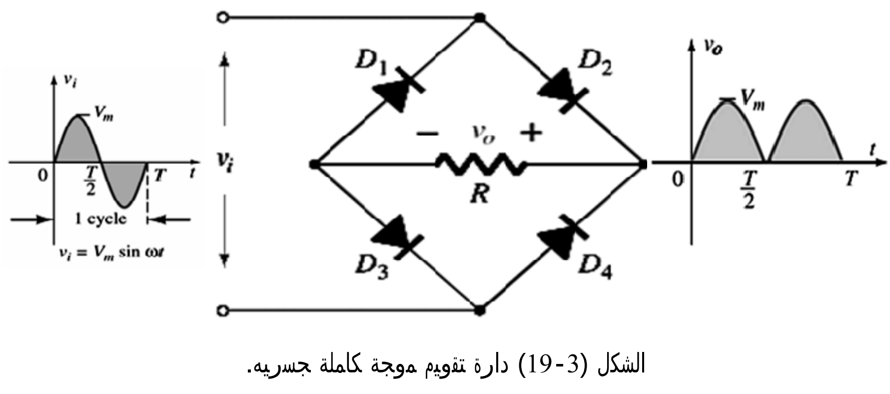
بالنتيجة يمر تيار من الطرف الثاني للمحول الثانوي في D_2 إلى R، ويهبط جهد $V_o =$ V_i بقطبية معاكسة للنبضة السالبة، وفي جهة القطبية السابقة نفسها، الشكل(3-18- ب)، تكون قيمة التيار المار في هذه الحالة معطاة بالعلاقة التالية: $I_o = V_2/R$.

وتكون إشارة الخرج الكلية مكونة من تسلسل النبضات الموجبة وهي موضحة بالشكل (3-18- ب) وتكون قيمة الجهد المستمر في الخرج في هذه الحالة مساوية إلى القيمـــة $V_{out} = 0.636\ V_m$.



الشكل (3-18- ب) دارة تقويم موجة كاملة عند النبضة السالبة.

2- **النوع الثاني، دارة التقويم الجسرية:** وهو مقوم موجة كاملة يعتمد على أربع ثنائيات مثالية، موصولة بشكل جسري، مع إشارة دخل جيبية $V_i = V_m \sin wt$ وهذه الدارة موضحة بالشكل (3-19)، حيث يوصل الدخل V_i إلى طرفي الثنائيات الجسرية، ويوصل الطرفان الآخران إلى المقاومة R التي نأخذ عليها الخرج V_o.



الشكل (3-19) دارة تقويم موجة كاملة جسريه.

آلية عمل الدارة: يتم عمل الدارة بشكل اعتيادي بأخذ كل من النبضة الموجبة و السالبة على حدة.

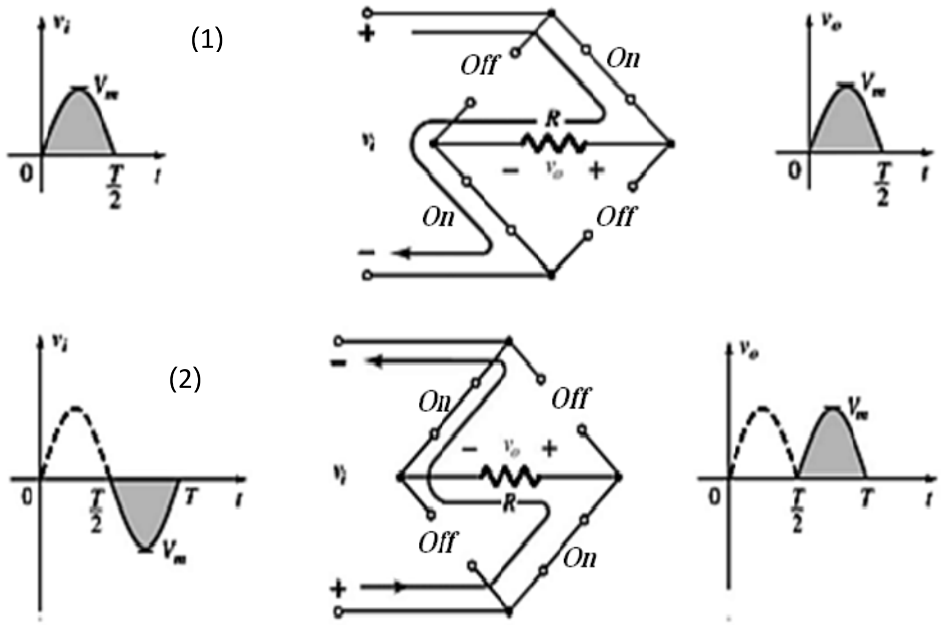
$1-\ V_i > 0 \Rightarrow D_1\ \&\ D_4 = off\ \&\ D_2, D_3 = on$

يمر التيار بالاتجاه الموضح بالشكل(3-20-1) ويكون لدينا $V_o = V_m$. ويعطى التيار المار بالعلاقة التالية: $I = V_m/R$.

$2-\ V_i < 0 \Rightarrow D_1\ \&\ D_4 = on\ ,\ D_2\ \&\ D_3 = off$ الشكل (3-20-2)

يمر التيار بالاتجاه الموضح ويحقق هبوط جهد على المقاومة من الاتجاه نفسه الذي تشكل في النبضة الموجبة وقيمته $V_O = -V_m$. أما التيار فيملك القيمة السابقة نفسهـ ـا

$$I = -\ V_m/R$$



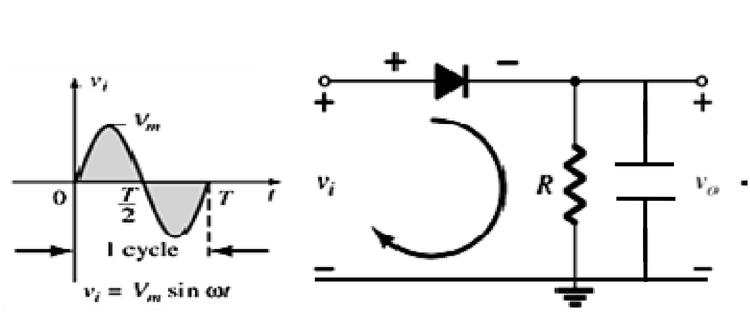
الشكل (3-20) مبدأ عمل دارة التقويم الجسرية، (1)النبضة الموجبة، (2) النبضة السالبة.

ملاحظة (1): المحولة المستخدمة في الدارتين السابقتين هي عبارة عن محولة، يمكن اختيار نسبة تحويلها بأن نتحكم بمطال الإشارة المراد تقويمها (الإشارة المقومة في الخرج)، بالإضافة إلى ذلك فهي تقوم بعملية العزل بين خرج ودخل دارة التغذية.

ملاحظة (2): حتى تتم الاستفادة من دارات التقويم السابقة بشكل فعال، ويصبح جهد الخرج مستمراً تماماً أو أقرب إلى الخط المستقيم (القيمة الثابتة)، لا بد من إضافة دارة ترشيح أو دارة تنعيم إلى الخرج، لتقوم بتخفيف التعرجات في إشارة الخرج، ويمكن أن نستخدم مكثفاً فقط يسمى بمكثف التنعيم، لذلك سندرس دارة وحيدة مع التنعيم.

3-4-3- دارة تقويم نصف الموجة باستخدام مكثف تنعيم:

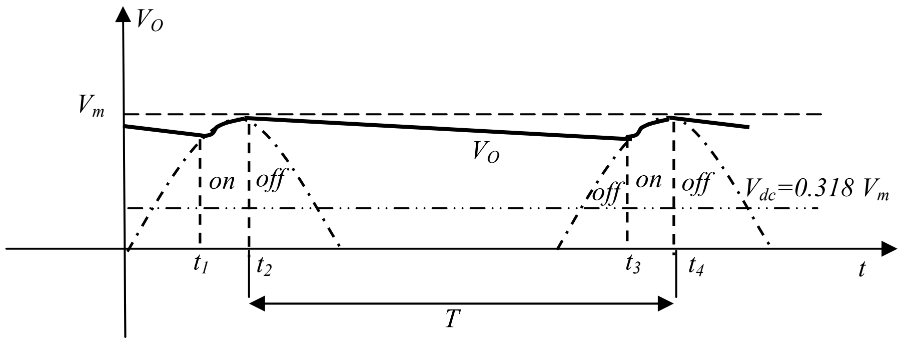
نصل على التفرع مع مقاومة الحمل R، مكثفاً C يمثل مكثف التنعيم أو الترشيح، الشكل (3-21)، يعمل هذا المكثف على تخفيف التعرجات الناتجة على إشارة خرج دارة التقويم، وتتم آلية العمل وفق التسلسل التالي:



الشكل (3-21) دارة تقويم نصف موجة مع مكثف تنعيم.

- درست إشارة الخرج بدون مكثف تنعيم سابقاً، وهي مبينة بالنسبة لدارة تقويم نصف الموجة بالشكل (3-16).

- في حال وجود مكثف التنعيم فإنه، و خلال الجزء الأول من النبضة الموجبة، أي القسم الصاعد من $t_1 \rightarrow t_2$ ، يكون الثنائي في حالة تمرير $D = on$، وهذا يسمح للمكثف بالشحن عبر المقاومة الأمامية للثنائي R_f بثابت شحن $\tau_{ch} = R_f.C$, لاحظ الشكل (3-22).

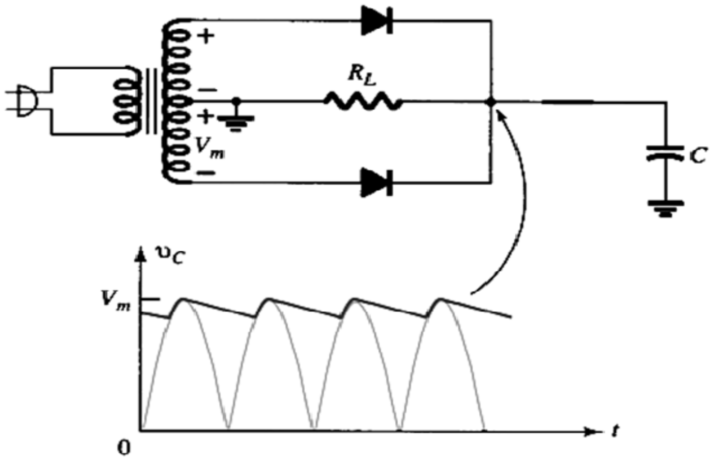


الشكل (3-22) إشارة خرج دارة تقويم نصف موجة مع مكثف تنعيم.

- بما أن قيمة R_f صغيرة جداً، يكون ثابت الشحن ذا قيمة صغيرة فيزيائياً، وبالتالي يشحن المكثف بشكل سريع جداً (لحظي)، ليصل الجهد بطرفيه إلى قيمة عظمى تصل إلى 95% من نبضة الدخل. مع استمرار النبضة الموجبة وبداية انخفاضها مع الزمن يصبح جهد المكثف (الذي يكون ذا قطبية مشابهة لجهد الدخل) مسيطراً ويعامل بوصفه منبع جهد مستمر، بالتالي يصبح الثنائي D في حالة انحياز عكسي (لأن موجب جهد المكثف يطبق على سالب الثنائي) وهذا يعني $D= off$، فيقوم المكثف ومن لحظة كون D في حالة قطع، بالتفريغ في المقاومة R. يعطى الثابت الزمني للتفريغ بالعلاقة: $\tau_{desch}= R.C$ وهو ثابت زمني كبير نسبياً، ويتناسب طرداً مع R.

- يستمر التفريغ ببطء من اللحظة $t_2 \rightarrow t_3$، عند اللحظة t_3 يصبح جهد المكثف أصغر من جهد الدخل، ويصبح الجهد في الدخل هو المسيطر، ويعود الثنائي ليصبح في حالة on ويعود المكثف للشحن بالثابت السابق نفسه وتتكرر العملية باستمرار، لاحظ الشكل(3-22).

بذلك نحصل على جهد خرج أقل تعرجاً وتموجاً وأكثر استقامة. تتعلق درجة التنعيم هذه بقيم كل من المكثف و المقاومة، و تناسبهما الطردي مع زمن التفريغ τ_{des} .



الشكل (3-23) دارة تقويم موجة كاملة مع مكثف تنعيم مع إشارة الخرج.

ملاحظة: يمكن تقليل التعرج بشكل كبير جداً باستخدام دارة تقويم الموجة الكاملة، عن طريق وضع مكثف التنعيم على التفرع مع المقاومة R، وهذا موضح في الشكل(3-23). نلاحظ أن إشارة الخرج الناتجة، أكثر تنعيما وأقل تعرجا ويترك للطالب مناقشة هذه الدارة.

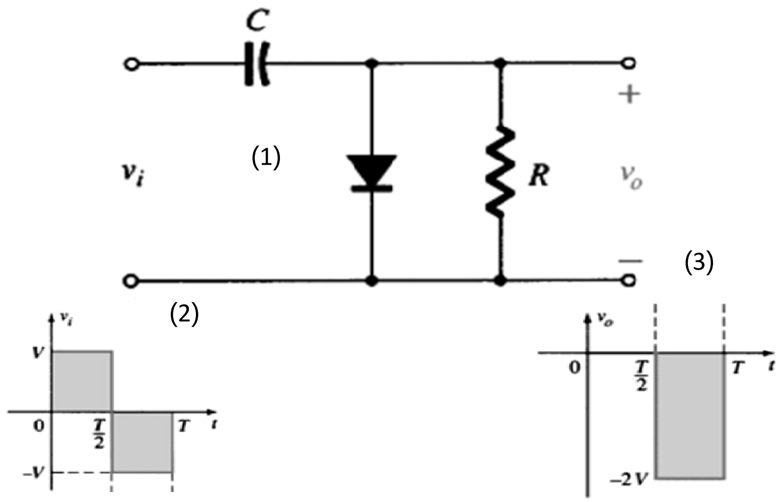
3-5- دارات الانزياح: *Clamping Circuits*: استعرضنا في الفصول السابقة العديد من دارات المتصلات الثنائية في القص والتحديد، التقويم وغيرها. نناقش في هذه الفقرة وظيفة أخرى للثنائية وهي عملية إزاحة الإشارة إلى مستوى آخر دون التغيير في مظهرها.

تعرف دارة الإزاحة: بأنها دارة مكونة من ثنائي ومقاومة ومكثف، وهي تعمل على إزاحة الإشارة إلى مستوٍ مستمر آخر، بمعنى آخر، إضافة أو طرح قيمة مستمرة إلى هذه الإشارة وذلك دون تغير شكل أو مظهر الإشارة ودون تشويهها.

يمكن إضافة منبع مستمر*dc* ذي قيمة ثابتة إلى الدارة حتى تتم الإزاحة، ولكن مع وجود المكثف والمقاومة، وبالتالي الثابت الزمني $\tau=R.C$ يكون كبيراً بشكل كاف،

حتى لا يفرغ المكثف شحنته المختزنة خلال فترة إغلاق الثنائي أي: $D = off$. أما من ناحية زمن شحن المكثف فهو صغير جداً لأنه يتعلق بالمقاومة الأمامية للثنائي. أي $\tau_f = R_f.C$ وذلك لأن الثنائي يكون بحالة تمرير $D=on$ ، ويتم شحن المكثف عبره.

لفهم مبدأ عمل هذه الدارات، نقوم بدراسة الدارة الأبسط في عملية الإزاحة وهي الدارة الموضحة بالشكل(3-24-1). تضم هذه الدارة مكثفاً موصولاً مباشرةً إلى إشارة الدخل، مع ثنائي ومقاومة على التفرع، يؤخذ الخرج على طرفي المقاومةR. لنناقش هذه الدارة على أساس إشارة الدخل المربعة الموضحة بالشكل (3-24-2).

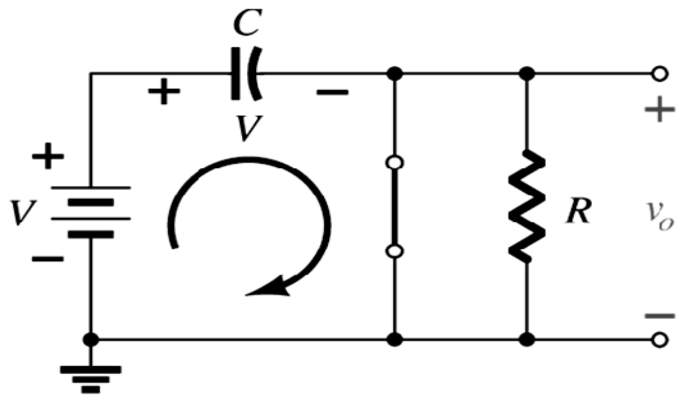


الشكل (3-24) دارة إزاحة لإشارة الدخل مع الخرج الناتج.

الحالة (أ): لنأخذ القسم الموجب من إشارة الدخل أي:

$1\text{-}\quad V_i > 0 \Rightarrow \text{for the Interval } 0 \rightarrow T/2 \Rightarrow D = on$

نستعيض عن الثنائي بمقاومة أمامية R_f ذات قيمة صغيرة جداً، و ذلك على افتراض أن الثنائي مثالي، بالتالي سيشحن المكثف بثابت شحن صغير جداً (بشكل آني) إلى قيمة مطال إشارة الدخل وفق: $\frac{T}{2} \ggg \tau_{ch} = R_f.C$. تصبح الدارة المكافئة كما هو مبين في الشكل (3-25).



الشكل (3-25) دارة الإزاحة المكافئة عند النبضة الموجبة.

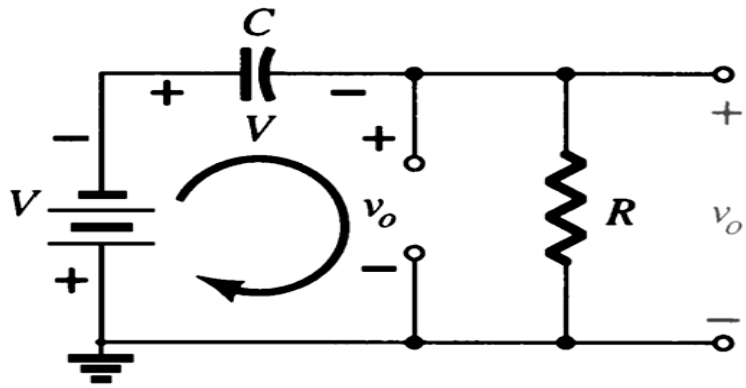
عند وصول جهد المكثف إلى قيمة الجهد V_i، بالقطبية المبينة في الدارة المكافئة، تطبق هذه القطبية على المتصل، يؤدي ذلك إلى انحياز الثنائي بشكل عكسي، و يصبح في حالة قطع لأن جهد المكثف هو المسيطر، عندها يبدأ تأثير القسم السالب من إشارة الدخل. لنحسب الخرج على طرفي المقاومة عند لحظة قطع الثنائي D حيث $V_c= -V_i$ بقطبية معاكسة.

الحالة (ب): لنأخذ القسم السالب من إشارة الدخل أي:

$2- V_i <0 \quad V_{out}= V_i+V_c \Rightarrow V_{out} = V_i -V_i =0$

بعد لحظة القطع، اللحظة $T/2$ يصبح الثنائي في حالة قطع وتصبح دارته مفتوحة $\Leftarrow$ يفرغ المكثف عبر المقاومة R بثابت تفريغ $\tau_{dech} = Rc>>T/2$، وهو كبير نسبياً. تكافأ الدارة في هذه الحالة بالشكل (3-26).

في هذه اللحظة يكون جهد المكثف مساوياً إلى جهد الدخل $V_i = V_c$ ومن الجهة نفسها إذاً يعطى الخرج عندها بالقيمة التالية: $V_{out} = -V_i -V_c = -2V_i$، ونكون بذلك قد حصلنا على مطال مضاعف لإشارة الدخل عند القسم السالب، أي أزحنا القسم السالب لمطال الإشارة بمقدار V_i. لاحظ الشكل (3-24-3) الذي يبين إشارة الخرج الناتجة.



الشكل (3-26) دارة الإزاحة المكافئة عند النبضة السالبة.

بناء على تحليل الدارة السابقة، يمكن وضع خطوات ثابتة لتحليل دارات الانزياح، وهي على الشكل التالي:

1- دراسة إشارة الخرج وتحديد قيمتها بناء على القسم (جزء) من إشارة الدخل، الذي يجعل المتصل في حالة انحياز أمامي $D= on$.

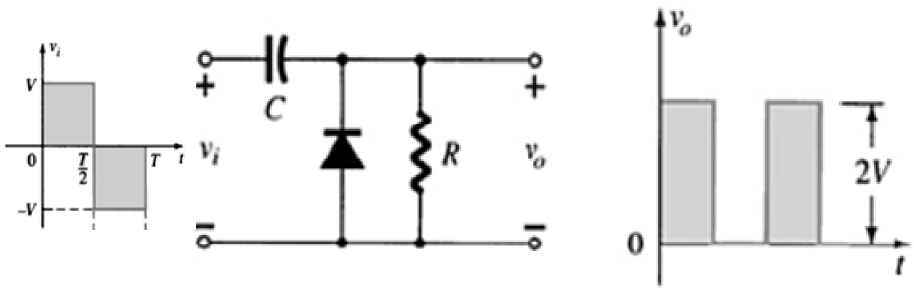
2- خلال الفترة الزمنية التي يكون فيها المتصل في حالة on (تمرير)، يجب أن نضع في الحسبان أن المكثف يشحن بشكل آني إلى القيمة المحددة خلال الدارة وعناصرها (ثابت شحن صغير جداً).

3- خلال الفترة التي يكون فيها المتصل في حالة off (عدم تمرير)، نعتبر أن المكثف يفرغ بثابت تفريغ τ_{des} كبير جداً، بمعنى آخر عبارة عن ماسك لقيمة الجهد التي يصل إليها، يتعلق ثابت التفريغ هنا بالمقاومات الموجودة في الدارة وخاصة مقاومة الخرج والتي يجب أن تكون ذات قيمة كبيرة.

4- خلال مراحل تحليل الدارة، يجب ملاحظة قطبية جميع الجهود الموجودة في الدارة من أجل حساب قيمة جهد الخرج كما يجب تحديد مقاومة الخرج أيضاً.

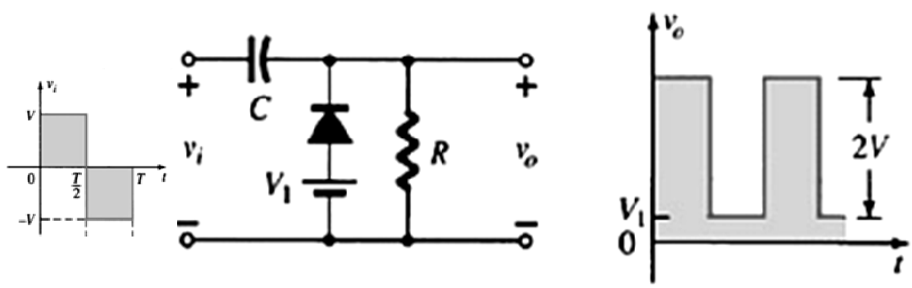
بناء على التحليل السابق، سنورد مثالين عن دراتي انزياح، وعلى الطالب مناقشة الحالتين للوصول إلى النتيجة الموضحة على خرج الدارة.

مثال 1): نأخذ الدارة السابقة نفسها ولكن بعكس قطبية الثنائي. يوضح الشكل (3-27) الدارة مع إشارتي الدخل والخرج.



الشكل (3-27) دارة إزاحة بالاتجاه الموجب.

مثال 2): نضيف منبع جهد مستمر إلى الفرع الذي يحوي الثنائي، وبالتالي نحصل على الدارة الموضحة في الشكل (3-28) مع إشارة الدخل والخرج.



الشكل (3-28) دارة إزاحة بالاتجاه الموجب مع وجود منبع مستمر.

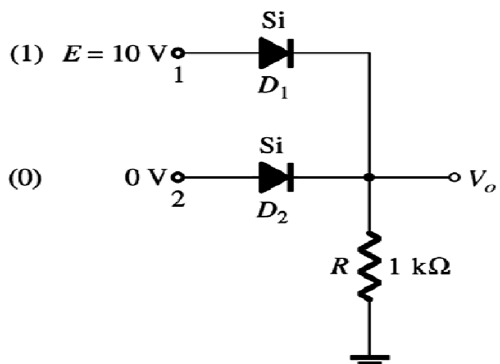
3-6- دارات البوابات المنطقية باستخدام المتصل الثنائي *Logic Gates:*

تعد البوابات المنطقية من التطبيقات الهامة جداً للمتصل الثنائي. نفترض في هذه الدارات أن المتصل عبارة عن ثنائي مثالي (يتبع التقريب الأول)، أي إنه عبارة عن مفتاح (قطع- وصل) *(on- off)*. تحليلنا في هذه الفقرة لبعض الدارات يهدف إلى

تحديد مستوى الجهد على الخرج، ولن نتطرق إلى الجبر البولياني أو إلى المنطق (السالب والموجب).

3-6-1- بوابة *OR*:

سنناقش الآن دارة *OR* من أجل المنطق الموجب وهي موضحة بالشكل (3-29)، حيث يطبق المدخلان *A,B* على كل من D_1،D_2 ولهما قيمة إما *1* منطقي و يقابله قيمة جهد هي $B= A =10[V]$ أو *0* منطقي و يقابله فيزيائيا القيمة $B=A= 0[V]$، أما الخرج فيؤخذ على المقاومة *R* ويكون مساويا *1logic = 10 [V] or 0 logic = 0 [V]*.



الشكل (3-29) بوابة المنطق الايجابي *OR*.

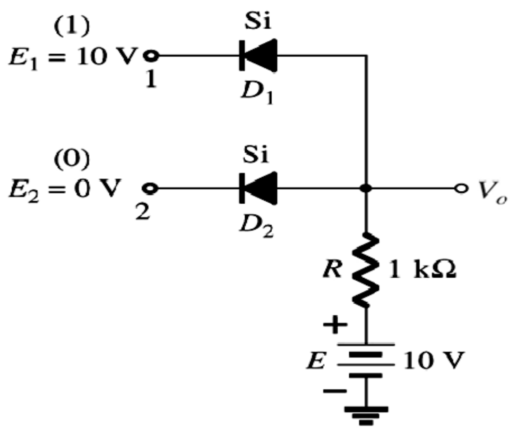
تحليل الدارة: عند تطبيق *1* منطقي على أحد المداخل إما *A* أو *B* (على الأقل) ⇐ الثنائي المطبق عليه *1* منطقي يصبح في حالة تمرير وبالتالي يمر تيار عبره إلى *R* ،وتصبح قيمة جهد الخرج في هذه الحالة $V_0= I.R$ أي 1 منطقي، أما في حال تم تطبيق *0* منطقي على كلٍ من الثنائيين، فهذا يعني أن الثنائيين في حالة قطع $D_2 = D_1= off$ ، ولا يمر تيار عبر المقاومة *R* ⇐ $V_0=I.R= 0$ *logic*، بناء عليه يمكن وضع جدول يوضح مبدأ عمل هذه الدارة، التي تمثل دارة *OR*.

Input (A)	Input (B)	D_1	D_2	Output= V_o
0	0	off	off	V_o= 0
0	1	Off	on	V_0=1
1	0	on	Off	1
1	1	on	on	1

3-6-2- بوابة *AND*:

الدارة المبينة في الشكل (3-30) مكونة من ثنائيين D_2, D_1 ، يؤخذ الخرج على المقاومة *R*، المنبع المستمر ذو قيمة مساوية لقيمة جهد الدخل *A or B*، *E= 10[V].* لندرس المنطق الموجب المطبق على هذه الدارة، أي يجب أن يأخذ المدخلين *B & A* إحدى القيمتين التاليتين *(0 ,E)*. أو بمعنى آخر:

A= B= 0 logic = 0 [V] أو *A= B= 1 logic = 10 [V]*.



الشكل (3-30) بوابة المنطق الايجابي *AND*.

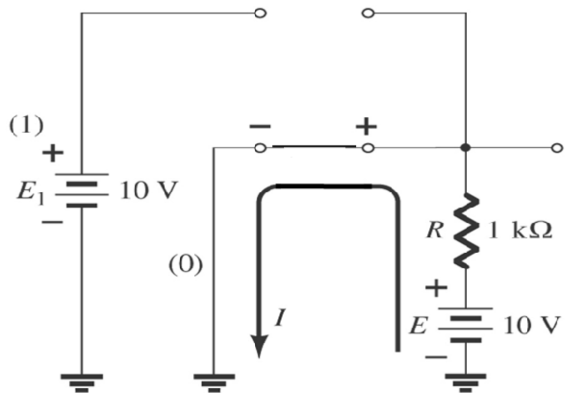
لفهم مبدأ عمل هذه الدارة، نقوم بدراسة الجدول المنطقي التالي، الذي يبين حالة كل من الثنائيين بناء على قيمة الدخلين وبالتالي حالة الخرج.

(A)	(B)	D_1	D_2	Out V_0
0	0	on	On	0 logic = 0 volt
0	1	on	Off	0
1	0	off	On	0
1	1	off	Off	1logic = 10v

تحليل الدارة:

بما أن أحد المتصلين D_1 أو D_2 في حالة توصيل (انحياز أمامي) ⇐ سيتم قصر الخرج إلى الصفر وتصبح قيمة الخرج $V_0 = 0\ [V]$، كما نلاحظ في الدارة المكافئة، الشكل (3-31). بمعنى آخر طالما: $B= A= 0 \text{ or } B \text{ or } A = 0 \Rightarrow V_{out} = 0$.

الحالة الوحيدة التي يكون فيها للخرج قيمة $10\ [V]$ هي عندما يكون كل من الدخلين يساوي واحد منطقي أي $A= B= 1logic=10\ [V]$ وبالتالي $D_1 = D_2 = off$ إذاً يعتبر الخرج مساوياً لقيمة الجهد $1logic = V = E = 10[V]$. إذاً يمكننا الاستنتاج أن الدارة السابقة هي عبارة عن دارة *AND* .



الشكل (3-31) الدارة المكافئة للبوابة *AND*.

ملاحظة: يمكن حل التطبيقين (المسألتين) السابقتين بعد افتراض أن الثنائي يتبع التقريب الثاني، أي يكافأ بمنبع جهد هو جهد العتبة V_γ لكل من الجرمانيوم والسيلكون. قد يسهل رسم الدارة المكافئة لكل حالة الحل على الطالب.

3-7- بعض التطبيقات الأخرى للمتصل الثنائي :

3-7-1- الثنائيات الضوئية *Light Diodes*:

هي أنصاف نواقل تصدر طاقة مرئية وحرارية عند تأمين الانحياز المناسب، تسمى في هذه الحالة بالثنائيات المشعة أو المصدرة للضوء، أو تستقبل الطاقة الضوئية (الفوتونات) فيتحرض فيها تيار كهربائي، تسمى في هذه الحالة ثنائيات مستقبلة للضوء. و تقسم هذه الثنائيات إلى:

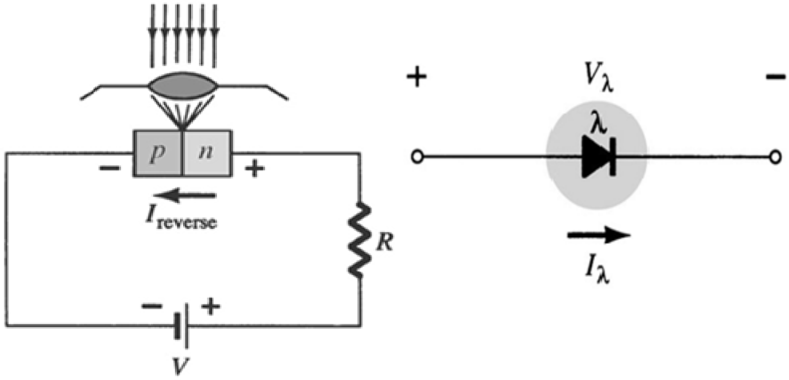
أ- الثنائيات المستقبلة للضوء:

أ-1- الثنائي الضوئي *Photo Diodes*:

وهو متصل ثنائي يعمل بالاتجاه العكسي (يمرر تيار عكسي صغير).

عند استقبال الضوء أو الطاقة الضوئية ⇐ تكسير روابط في المادة نصف الناقلة المكونة للمتصل ⇐ زيادة الحوامل الأقلية الموجودة وبالتالي زيادة التيار.

إذاً: تم تحويل الطاقة الضوئية (فوتونات) إلى طاقة كهربائية (تيار كهربائي)، يبين الشكل(3-32) هذا النوع من الثنائيات، كما يبين آلية عمله و مكافئه، وتعبر λ المرافقة للمكافئ عن طول موجة الضوء الذي يستقبل والذي يرسل أيضاً.



الشكل (3-32) الثنائي المستقبل للضوء مع رمزه.

أ-2– ثنائي المقاومة الضوئية (*photo resistive Devic*) *Photo conductive cells*:

وهو ثنائي مكون من نصف ناقل، تتغير مقاومته خطياً مع الضوء الوارد.

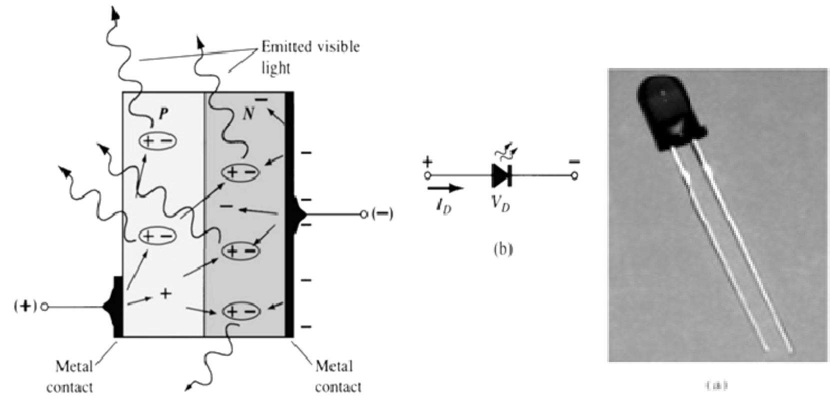
بحسب زيادة الشدة الضوئية الساقطة ⇐ زيادة الإلكترونات الحرة في البنية البلورية للمادة نصف الناقلة ⇐ نقصان المقاومة للمتصل، الشكل (3-33).

الشكل (3-33) ثنائي المقاومة الضوئية.

ب- ثنائيات الإرسال الضوئي ومنها:

ب- 1- الثنائي المرسل للضوء (*Light Emitting Diodes= LED*):

هو ثنائي يعمل بالاتجاه الأمامي (تحييز أمامي)، و عند تطبيق الجهد الأمامي يقوم بإصدار الضوء المرئي، لاحظ الشكل (3-34). تعتمد هذه الآلية على الطاقة المبددة في الثنائي نتيجة تكسير وفك الروابط الثنائية ضمن الجسم البلوري للمتصل، وبالتالي تحرير الإلكترونات (انتقالها إلى سوية طاقية أعلى)، وبالتالي إصدار طاقة: إما على شكل حراري، أو على شكل ضوئي (إصدار بسيط للضوء)، يتحدد بطول موجة الضوء المصدر(λ). هنا يجب اختيار المواد نصف الناقلة وفق خواصها الفيزيائية، فمنها ما يصدر طاقة مبددة بشكل حراري كبير مع قليل من الإصدار الضوئي مثل *Si and Ge*، وهناك مواد تبدد قليلاً من الحرارة (طاقة حرارية) وكثيراً من الفوتونات (طاقة ضوئية)، مثل *Ga As*.

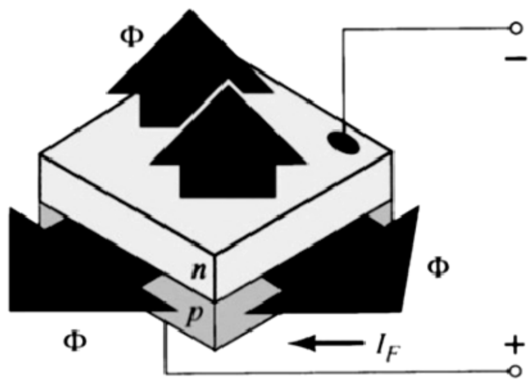


الشكل (3-34) الثنائي المرسل للضوئية.

ملاحظة: يصمم أحد الأقطاب المعدنية للمتصل بحجم صغير، نوعاً ما، بشكل يسمح لأكبر كمية من الضوء بالعبور (لاحظ الشكل(3-34) الذي يبين التصميم الفيزيائي، وكذلك المكافئ الإلكتروني العملي).

ب-2- الثنائي المرسل للأشعة تحت الحمراء *Infra Red Diodes:*

عبارة عن متصل (ثنائي) يعمل بالاتجاه الأمامي عند مرور تيار أمامي، أو عند تطبيق جهد تحييز أمامي يصدر حزمة من الأشعة (الفوتونات الضوئية) التي تتناسب طرداً مع التيار المار أو الجهد الأمامي المطلق. لاحظ الشكل (3-35) .



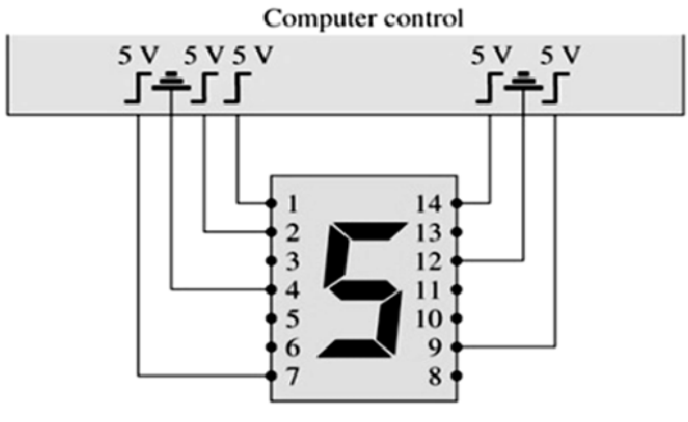
الشكل (3-35) الثنائي المرسل للأشعة تحت الحمراء.

ملاحظة(1): يحدد نوع المادة نصف الناقلة المكونة للثنائي، نوع الأشعة الصادرة عنه وذلك بحسب الطيف الضوئي للمادة نصف الناقلة، الذي يمتد من أشعة فوق بنفسجية إلى أشعة تحت حمراء $IR \rightarrow UV$ وذلك وفق العلاقة:

$$\lambda[m] = C / F = \frac{300}{F[MHz]} \qquad (2-3)$$

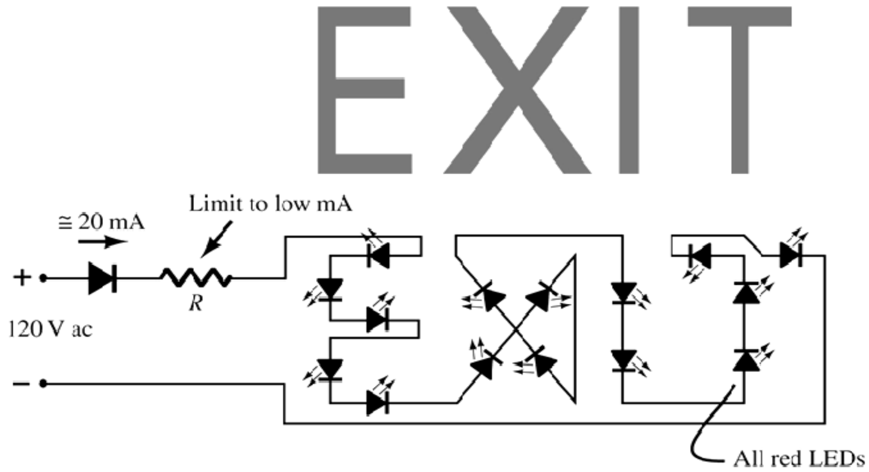
ملاحظة(2): الاستخدامات العملية لهذا النوع من الثنائيات واسع جداً، ويتمثل بعدة تطبيقات مهمة نراها في حياتنا اليومية منها:

- شاشة إظهار سباعية القطاعات كما في الشكل(3-36).



الشكل (3-36) شاشة إظهار سباعية القطاعات مع إظهار الرقم 5.

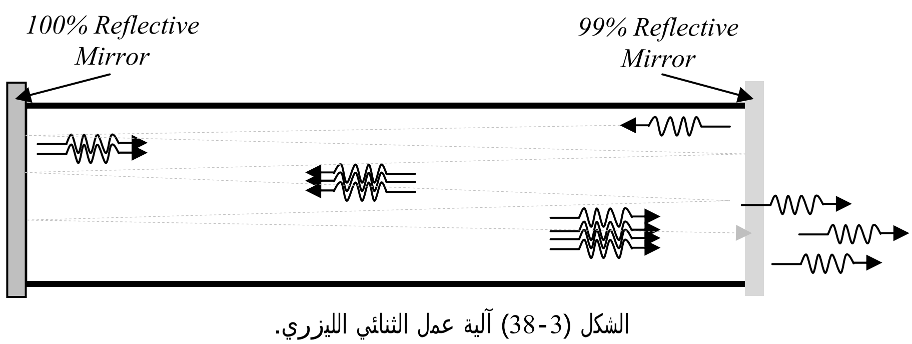
- إشارة خروج مكونة من الثنائيات الضوئية الشكل (3-37).
- الكثير من تطبيقات الأشعة تحت الحمراء IR مثل العدادات وأجهزة التحكم التلفزيونية.



الشكل (3-37) إشارة خروج ضوئية باستخدام الثنائي الباعث للضوء.

ب- 3- الثنائي الليزري *Laser Diode*:

عبارة عن ثنائي ضوئي وحيد الموجة يملك آلية إصدار الثنائي الضوئي *LED* نفسها. يعتمد على تضخيم الضوء بالإصدار المنشّط، و يحول الطاقة الكهربائية إلى طاقة ضوئية مكثفة، باستخدام انعكاسات متعددة ضمن أنبوب يحوي مرآة أولى عاكسة بشكل كامل من جهة، ومن الجهة المقابلة مرآة عاكسة جزئياً. عند مستوى معين للطاقة وعند تردد معين للضوء يصدر الليزر من الجهة ذات المرآة قليلة العاكسية. لاحظ الشكل (3-38).



الشكل (3-38) آلية عمل الثنائي الليزري.

أما كلمة *Laser* فهي الأحرف الأولى للكلمات الانكليزية التالية:

***L**ight **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation*

وتعني الضوء المضخم بواسطة التحريض (التأثير، التنشيط) عن طريق الإرسال بالإشعاع. لهذا الثنائي تطبيقات واسعة في حياتنا العملية (أنظمة إرسال،استقبال ضوئي، الطب وتراسل المعطيات).

3-7-2- الثنائيات النفقية *Tunnel Diode* :

وهو متصل *PN* تتم إشابته بشكل كبير، من *100*إلى بضعة آلاف من المرات زيادة عن إشابة المتصل العادي، مما يؤدي إلى تقليل عرض المنطقة المجردة للحالة التوازنية للمتصل حتى *1/100* من عرضها الطبيعي، فتتشكل بالنتيجة في هذه الحالة قناة قليلة العرض لحوامل الشحن.

عند تطبيق تغذية أمامية، يزداد التيار بشكل كبير وسريع مع الزيادة الطفيفة للجهد، وهذا ناتج عن الإشابة العالية للمتصل، تستمر هذه الزيادة حتى يصل التيار إلى قيمة عظمى I_P (تيار القمة)، عند هذه القيمة نستطيع القول أن حوامل الشحن قد توزعت في المتصل بشكل ما لذلك، وعند زيادة الجهد إلى قيمة أكبر من قيمة V_p، (لاحظ الشكل(3-39)، والذي يمثل مميزة الفولت أمبير لهذا المتصل) ينخفض التيار، ونحصل على ما يسمى منطقة المميزة السالبة، و في هذه المنطقة ينخفض التيار بزيادة الجهد. يعاد بذلك تنظيم المنطقة المجردة حتى نصل إلى قيمة صغرى للتيار هي I_V (تيار الوادي) والذي يبدأ عنده الثنائي سلوكاً طبيعياً يشابه سلوك المتصل العادي. هذا الشرح موضح بشكل كامل في مميزة الفولت أمبير للمتصل، المبينة في الشكل(3-39).

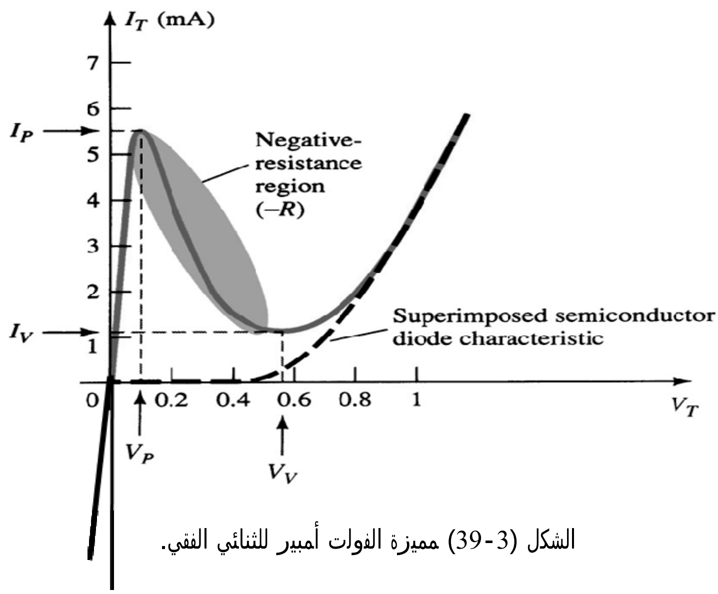
أما في حالة الانحياز العكسي، نتيجة الإشابة العالية، يزداد التيار بشكل كبير مع زيادة طفيفة للجهد العكسي، ويصل المتصل أيضاً للانهيار بشكل أسرع من المتصل العـادي

(لاحظ الشكل (3-39)).

تحديد نقطة العمل والاستخدام:

يوضح الشكل (3-40) الدارة الأساسية و المميزة الأمامية للمتصل النفقي، كما يبين خط الحمل الساكن وتقاطعه مع مميزة الثنائي. بناء على نقاط التقاطع يمكن تحديد نقطة العمل، وبالتالي مناطق عمل الثنائي. نلاحظ أنه يمكن تميز المناطق التالية:

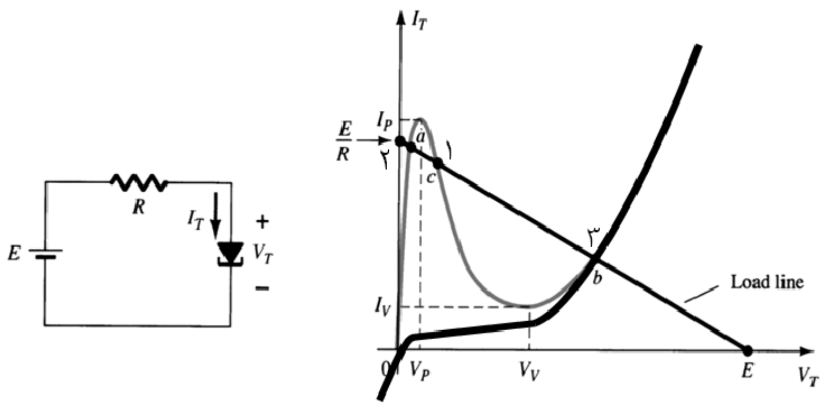
1- منطقة المقاومة السالبة من المميزة (النقطة 1 على المميزة في الشكل (3-40)): يستخدم المتصل في هذه الحالة في دارات الهزازات.



الشكل (3-39) مميزة الفولت أمبير للثنائي الفقي.

2- منطقة التزايد السريع للتيار: والتي يمكن أن يستخدم فيها هذا المتصل ضمن الدارات المفتاحية *Switching circuits*، وذلك نتيجة للانتقال السريع للتيار من قيمة الصفر إلى القيمة العظمى له (النقطة 2 على مميزة الشكل (3-40)).

3- المنطقة الثالثة وهي منطقة عمل الثنائي بشكل عادي: وتمثل المنطقة الخطية للميزة الأمامية (تزايد خطي للتيار مع الجهد) و تتوضح بالنقطة 3 على المميزة في الشكل (3-40).



الشكل (3-40) مميزة الفولت أمبير للثنائي النفقي مع خط الحمل الساكن و تحديد نقطة العمل كذلك مميزة الفولت أمبير للثنائي الخلفي(الخط العريض).

3-7-3- الثنائي الخلفي: عبارة عن ثنائي شبيه جداً بالثنائي النفقي، ولكنه يختلف عنه في النقاط التالية:

1- درجة الإشابة: تكون أقل من الثنائي النفقي وأكثر من العادي.

2- عند جهود صغيرة يمرر تياراً صغيراً جداً، ويستمر ذلك حتى يصل إلى جهد يوافق جهد الوادي للثنائي النفقي، عندها يبدأ الثنائي العمل بشكل عادي.

3- عند جهود عكسية منخفضة جداً يمرر تيار عكسي كبير جداً، ومن هنا جاءت تسميته بالثنائي الخلفي.

مميزة الفولت أمبير لهذا النوع من الثنائيات مبينة في الشكل(3-40)، بالخط العريض، تم وضع مميزته على نفس مميزة الثنائي النفقي نفسها من أجل المقارنة فقط.

3-7-4- الثنائيات السعوية *Varactor*:

تمت دراسة الأثر السعوي للثنائي بقليل من التفصيل في الفصل الثاني من الكتاب، و قد وجدنا أنه بزيادة الجهد العكسي المطبق على المتصل ينخفض الأثر السعوي، لاحظ الشكل(3-41)، هذه الخاصية التي اعتمدت في تصميم الثنائي السعوي (**Varactor**)، الذي يمثل ثنائي يعمل بالاتجاه العكسي ويعتمد في عمله على الأثر السعوي للمتصل، الناتج عن وجود منطقة مجردة (منطقة عازلة) محاطة بلبوسين من الشحن (الشوارد الموجبة من جهة والسالبة من جهة أخرى).

$$C_{T(V_R)} = \frac{C(0)}{(1+|V_R/V_T|)^n} \qquad (3-3)$$

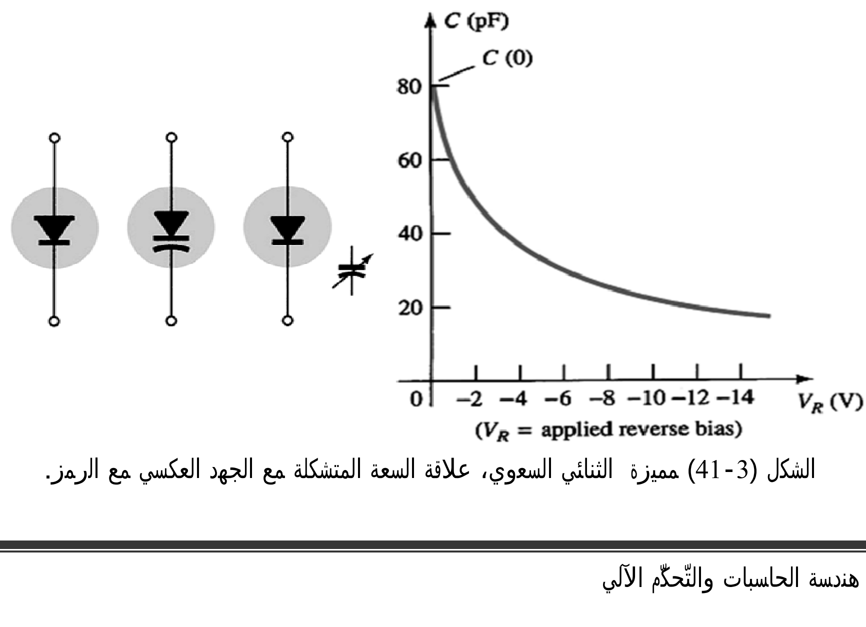
تتعلق سعة المتصل بالجهد العكسي المطبق وكذلك بدرجة إشابة المادة نصف الناقلة وفق العلاقة التالية:

حيث: $C(0)$ السعة الأولية دون تطبيق جهد عكسي.

n ثابت يأخذ قيمة $1/2$ في كل الثنائيات و يأخذ قيمة $1/3$ في ثنائي الانتشار.

V_R الجهد العكسي المطبق بين طرفي الثنائي.

V_T الجهد الحراري المعرف في الفصل الثاني الفقرة 2-3.

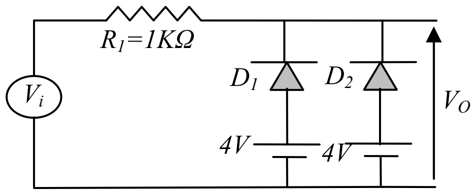


الشكل (3-41) مميزة الثنائي السعوي، علاقة السعة المتشكلة مع الجهد العكسي مع الرمز.

3-8- أمثلة تطبيقية:

نقدم في هذه الفقرة بعض المسائل غير المحلولة عن الثنائي و تطبيقاته، وذلك بعد استيفاء الشرح النظري، و شرح بعض تطبيقات الثنائي على شكل مسألة محلولة.

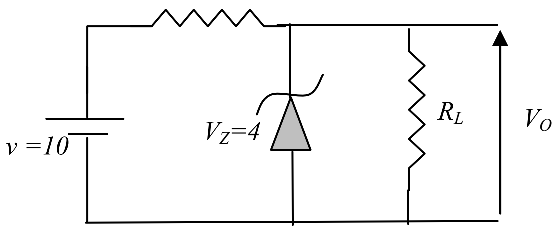
مسألة1: بفرض أن الثنائيات في الدارة الأولى جميعها مثالية، استنتج و ارسم إشارة الخرج $V_O = f(t)$ ، $V_O = f(V_i)$ حيث $V_i=10Sin(wt)$.



دارة (1)

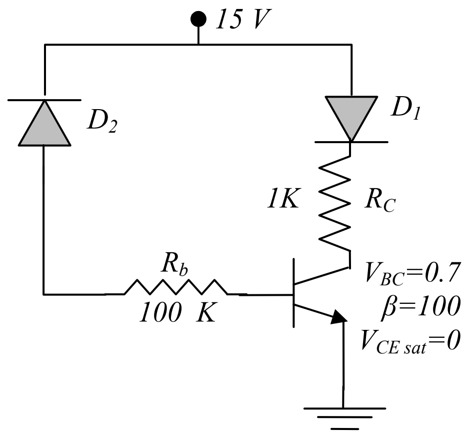
مسألة2: في الدارة (2) احسب كلاً من I_Z و V_O ثم ناقش وضع ثنائي زينر هل هو مثبت للجهد أم لا ؟ و ذلك في الحالتين التاليتين:

أ ـ $R_L=0,5\ K\Omega$.　　ب ـ $R_L=1K\Omega$. ثم احسب تغيرات تيار زينر في الحالة التي يكون فيها مثبتاً للجهد إذا كان مجال تغيرات تيار الخرج $I_L=(2 - 4)\ mA$

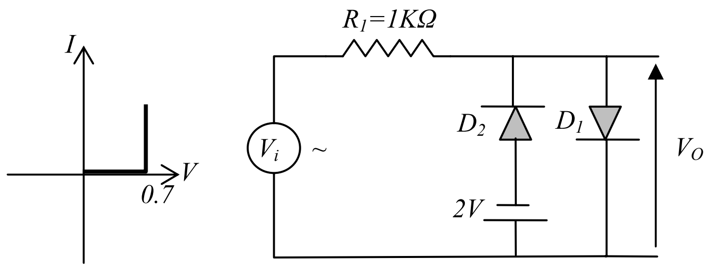


دارة (2)

مسألة 3: بفرض أن الثنائيات في الدارة التالية جميعها مثالية، أوجد التيارات المارة في كل من D_1, D_2 .



مسألة 4: استنتج و ارسم إشارة الخرج $V_O = f(t)$ ، $V_O = f(V_i)$ للدارة المبينة بالشكل عندما V_i=10Sin(wt) و مميزة الثنائي مبينة بالشكل المرفق.



الفصل الرابع-4-

الترانزستور ثنائي القطبية

Bipolar Junction Transistor, B.J.T

الفصل الرابع-4-

الترانزستور ثنائي القطبية *Bipolar Junction Transistor, B.J.T*

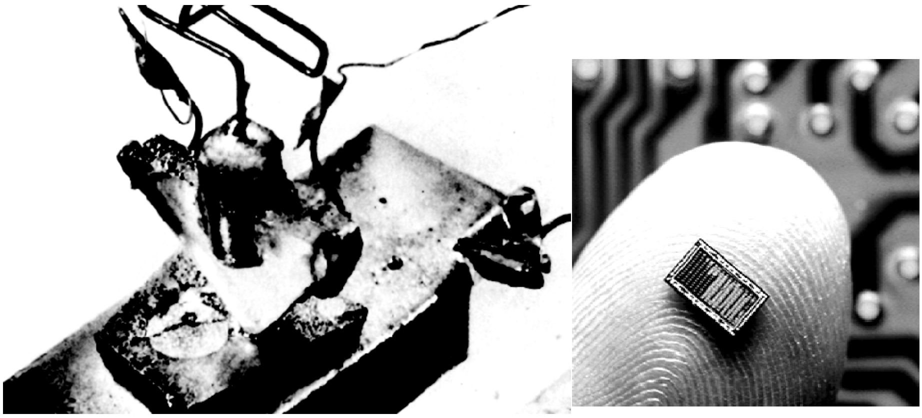
4-1- مقدمة:

بعد التطور التكنولوجي المتسارع في نهاية القرن التاسع عشر وبداية القرن العشرين، بدأ الإنسان يسعى لإيجاد عناصر تسهم في تطبيق مفاهيم التكبير والتضخيم والتحكم على الواقع العملي. هكذا تم اختراع الصمام الثلاثي وهو زجاجة مفرغة من الهواء، تحتوي على مصعد ومهبط وشبكة تحكم (عبر بوابة) للتحكم بشدة مرور التيار، ثم تم تطوير هذا الصمام إلى الصمام الرباعي وذلك بإضافة شبكة تحكم أخرى بين المهبط والمصعد، استخدم هذا الصمام في كثير من المجالات في ثلاثينيات القرن العشرين، منها في المجال الإذاعي والتلفزيوني فقد أدى اختراع هذا الصمام إلى وجود التلفزة الإلكترونية ثابتة الصورة، عوضاً عن التلفزة الميكانيكية. وأيضاً دخل الصمام في تصميم الإذاعات العاملة على ترددات مختلفة، و في المقاسم الهاتفية، حتى إنه دخل في المجالات العسكرية، وخاصة في الحرب العالمية الثانية بعد أن تم اختراع الرادار.

دخل هذا الصمام في تصميم كل جهاز إلكتروني في ذلك العصر، وكان اختراعاً رائعاً ولكن ظهرت له مشاكل عدة، منها الاستهلاك الكبير للاستطاعة والحجم الكبير، مما انعكس على حجم الأجهزة الإلكترونية المصنّعة، فكانت كبيرة نسبياً. مشكلة أخرى هي غلاء ثمن هذه الأجهزة وصعوبة تصنيعها، مما أدى إلى البحث الدائم عن عناصر بديلة ذات تكلفة أقل ومردود أكبر، لذلك تم التحول إلى دراسة أنصاف النواقل. وقد تم اختراع أول ترانزستور عام 1947 من قبل العالم شوكلي، وكان لهذا الاختراع الأثر الأكبر في التقدم التكنولوجي وصناعة الدارات المتكاملة التي أدت إلى تطور الحاسب بشكل سريع جداً، هذا إضافةً إلى تصغير حجمه. يمكننا القول أنه بفضل هذا الاختراع تم الوصول إلى الصناعات النانو تكنولوجية، التي هي أجهزة إلكترونية ذات أحجام

صغيرة جداً. انعكس هذا التطور على جميع مجالات العلم وتطبيقاته في الاتصالات والإلكترونيات والتحكم والحواسب ....

يبين الشكل (4-1) أول الترانزستورات المصنّعة مع شريحة حديثة مصغرة تضم عدداً كبيراً جداً من الترانزستورات.



الشكل (4-1) مقارنة بين الترانزستور الأول و الشريحة المتكاملة المصغرة التى تحوى كماً كبيراً من الترانزستورات.

تعريف الترانزستور: هو أداة إلكترونية مؤلفة من عدة طبقات (ثلاث طبقات) من مادة نصف ناقلة مشابة بنسب مختلفة، منها السيلكون والجرمانيوم وزرنيخ الغاليوم، و نستطيع التحكم بمرور التيار عبرها عن طريق الطبقة الوسطى. أما من ناحية اسم الترانزستور *Transistor* فهو مكون من شقين:

الأول: *Transfer* ويعني تحويل أو نقل، والثاني: *Resistor* وتعني مقاومة. وبالتالي يمكن تعريفه بأنه عنصر محول للمقاومة. ويمكن أن نميز بين نوعين من الترانزستورات:

1- ترانزستور أحادي القطبية *Unipolar Transistor:* يعتمد هذا النوع من الترانزستورات في عمله على نوع واحد من حوامل الشحنة، (إلكترونات أو ثقوب)،

مثال عليها الترانزستورات وحيدة الوصلة *U J T = Uni-Junction Transistor*، التي ستتم دراستها في الفصول اللاحقة من الكتاب.

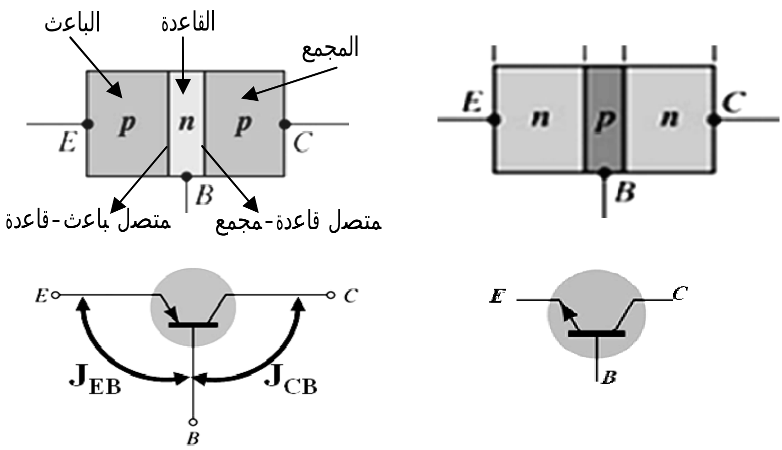
2- الترانزستورات ثنائية القطبية *Bipolar Junction Transistor*: يعتمد مبدأ عمل هذه الترانزستورات على نوعي حوامل الشحنة (الثقوب والإلكترونات) ويرمز له اختصاراً *B.J.T* وهو موضوع دراستنا في هذا الفصل.

4-2- الدراسة الوصفية للترانزستور *B.J.T*:

تتضمن هذه الدراسة توصيف البنية الفيزيائية للترانزستور، وتشكيل أو توزع المادة نصف الناقلة في طبقاته وأيضاً تمثيله الرمزي.

4-2-1- بنية الترانزستور *B.J.T*:

يتكون الترانزستور من ثلاث طبقات متلاصقة من مادة نصف ناقلة، و تتكون الطبقة الوسطى من مادة نصف ناقلة مختلفة الإشابة و أقل سماكة من الطبقتين الأخريتين . بالتالي يكون تسلسل هذه الطبقات نصف الناقلة بحسب نوع إشابتها، إما *NPN* أو *PNP*. يبين الشكل (4-2)، بنية الترانزستور و رمزه، يمكن تمييز الطبقات التالية:



الشكل (4-2) بنية الترانزستور *PNP & NPN* مع الرمز الالكتروني.

أ- الطبقة الأولى: طبقة الباعث أو المشع أو الحاقن *(Emiter)*، ويرمز لها بـ الرمز *E* اختصاراً وتكون هذه الطبقة ذات إشابة عالية جداً، وبالتالي مقاومة نوعية صغيرة جداً، وتقوم بحقن حوامل الشحنة الأكثرية إلى الطبقة الوسطى.

ب- الطبقة الوسطى: وهي طبقة قليلة الثخانة، وإشابتها قليلة أيضاً بالمقارنة مع الطبقتين الأخريتين وتسمى بطبقة القاعدة *(Base)* ويرمز لها اختصاراً بالرمز *B*. أما عمل هذه الطبقة فهو إيصال ما تم حقنه من الباعث إلى الطبقة الثالثة.

ج- الطبقة الثالثة: وهي طبقة كبيرة نسبياً مقارنةً مع الباعث، وتقوم بتجميع الحوامل الواردة من القاعدة، لذلك تسمى بالمجمع *Collector* ويرمز لها اختصاراً بـ *C*، وهي ذات إشابة منخفضة، أقل من الباعث، مما يؤدي إلى تقليل الناقلية وزيادة المقاومة.

أدت هذه الطبقات الثلاث في الواقع، إلى وجود ثنائيين متصلين أساسيين في الترانزستور : الأول: هو متصل باعث- قاعدة، أو يدعى اختصاراً، بمتصل الباعث ويرمز له بـ J_{EB} *or* J_E، والثاني هو متصل قاعدة مجمع، ويدعى اختصاراً بمتصل المجمع، ويرمز له بـ J_{CB} *or* J_C.

هذه الطبقات الثلاث مع رمز الترانزستور الإلكتروني موضحة بالشكل (4-2)، يوضع سهم (في الرمز الإلكتروني) على الباعث للإشارة إلى مرور التيار من المنطقة *P* إلى المنطقة *N*، وهذا لكي نميز الباعث عن بقية القطع، و لنبين كذلك نوع الترانزستور إما *NPN* أو *PNP*. هذا السهم يدل دائماً على جهة تيار الباعث في أي وصلة كانت.

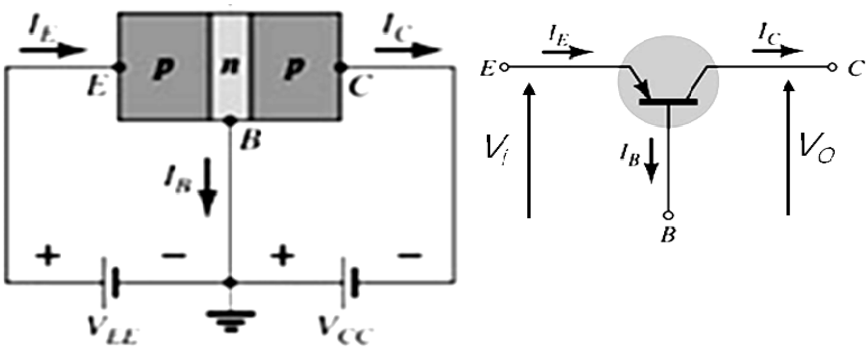
4-2-2- تشكيلات أو وصلات الترانزستور:

تؤخذ تشكيلات الترانزستور أو وصلاته بناء على وصله ضمن الدارة الالكترونية، وذلك حسب توضع القطع الثلاث (باعث، قاعدة، مجمع) فيما بينها.

فالقطعة المشتركة بين دخل الترانزستور وخرجه (المؤرضه) هي التي تحدد نوع الوصلة، بناء عليه لدينا الوصلات التالية:

أ- وصلة القاعدة المشتركة *C.B (Common Base)*:

في هذه الوصلة، الشكل (4-3)، تكون القاعدة مؤرضة ومتوضعة بين كل من دخل الترانزستور، المطبق على المتصل باعث- قاعدة وخرج الترانزستور، المأخوذ على متصل مجمع- قاعدة.



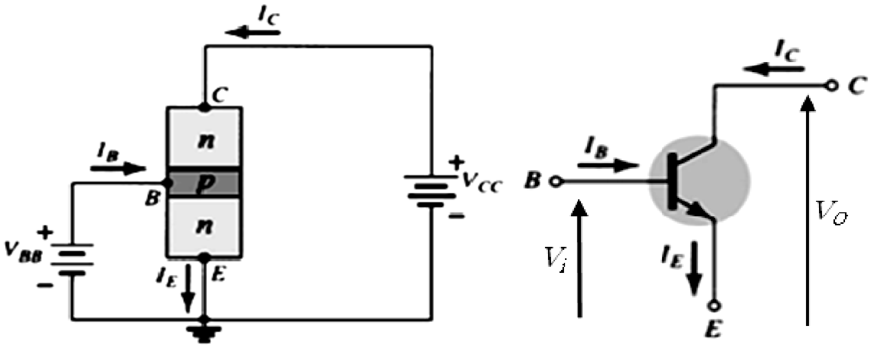
الشكل (4-3) الترانزستور نوع *PNP* في وصلة القاعدة المشتركة *(CB)*.

ب- وصلة أو تشكيلة الباعث المشترك *C.E (Common Emitter)*:

يكون الباعث في هذه الحالة هو المشترك بين دارتي الدخل والخرج للترانزستور، وبالتالي يطبق الدخل على المتصل باعث- قاعدة، ويكون الباعث في هذه الحالة موصولاً إلى الأرضي، أما الخرج فيؤخذ على المتصل مجمع- باعث، هذه الوصلة مبينة في الشكل(4-4).

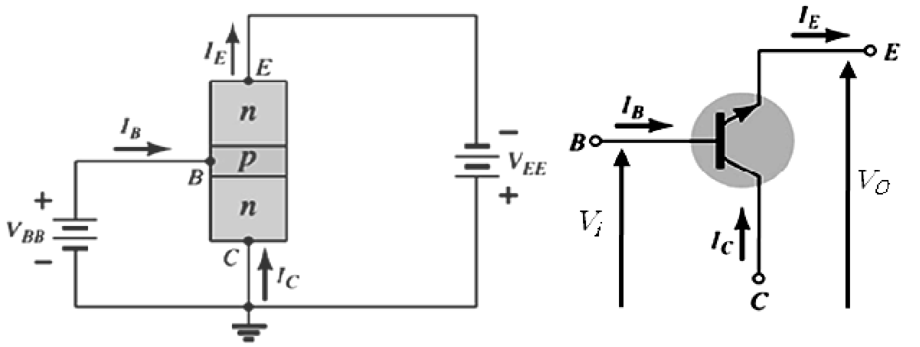
ج- تشكيلة المجمع المشترك *C.C (Common Collector)*:

يكون المجمع مؤرضاً ومشتركاً بين دارتي الدخل والخرج، ويطبق الدخل على متصل مجمع قاعدة، أما الخرج فيؤخذ عن طريق الباعث (متصل باعث- مجمع)، لذلك تسمى هذه الوصلة بوصلة التابع الباعثي وهي موضحة بالشكل (4-5).



الشكل (4-4) الترانزستور نوع *NPN* في وصلة الباعث المشترك *(CE)*.

بعد دراسة وصلات الترانزستور، نقوم واعتماداً على متصلي الترانزستور J_E و J_C، بتحديد نظام عمله.



الشكل (4-5) الترانزستور نوع *NPN* في وصلة المجمع المشترك *(CC)*.

4-2-3- أنظمة عمل الترانزستور:

يتم تحديد نظام عمل الترانزستور بناء على نوع تحييز كل من المتصلين J_E و J_C وبناء عليه يمكن تحديد أربعة أنظمة عمل هي:

1- نظام العمل الفعّال الأمامي *Forward Active mode*:

يكون المتصل في هذا النظام $J_E = on$ مقطباً أمامياً، أما المتصل $J_C = off$ فيكون مقطباً عكسياً، إذ يتم حقن الحوامل من E وتجميعها في C، ويسمى هذا النظـام

بنمط التضخيم.

2- نظام العمل الفعّال العكسي *Reverse Active mode*:

هذا النظام معاكس للنظام السابق، فالمتصل $J_E = off$ مقطب عكسياً والمتصل $J_C = on$ مقطب أمامياً ونادراً ما يستخدم هذا النمط.

3- نمط الإشباع *Saturation mode*:

يكون كل من المتصلين J_E و J_C، في هذا النمط، في حالة تحيز أمامي *(on)*، وبالتالي يتم حقن الحوامل من كل من المجمع والباعث في القاعدة B، وتستخدم هذه الوصلة في الدارات المفتاحية.

4- **نمط نظام القطع *Cut – off- mode*:**

يكون كل من المتصلين، في هذا النمط، في حالة قطع $J_C = J_E = off$ ويصبح التيار معدوماً تقريباً (صغير جداً) ويسمى في هذه الحالة بتيار الإشباع العكسي.

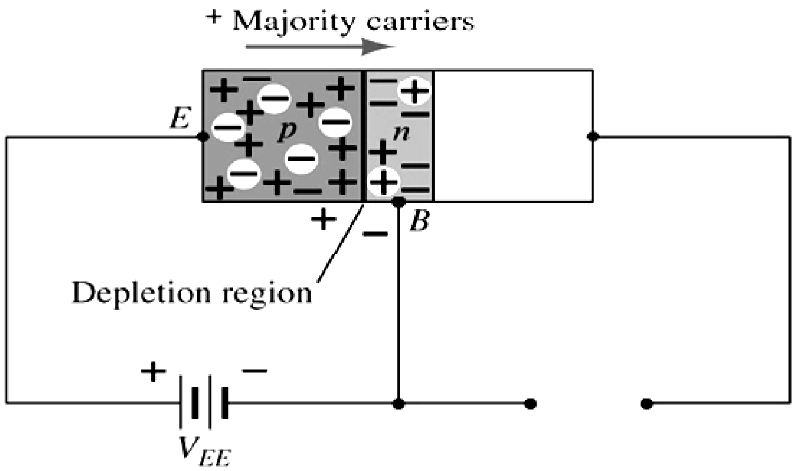
4-3- الدراسة التحليلية للترانزستورات ثنائية القطبية *Analysis Study*:

4-3-1- مبدأ العمل الفيزيائي *(Operation Study)* للنظام الفعّال في وصلة *(C.B)*:

سندرس وصلة القاعدة المشتركة وتحديداً نظام العمل الفعال. أي تحييز المتصل $J_E = on$ أمامياً والمتصل $J_C = off$ عكسياً، تكمن المشكلة هنا في تحديد حركة الحوامل الأكثرية والأقلية لكل من النوعين *NPN* و *PNP*، ومن ثم إيجاد علاقة تربط بين التيارات الناتجة عن حركة هذه الحوامل، التي تتم بالتسلسل التالي:

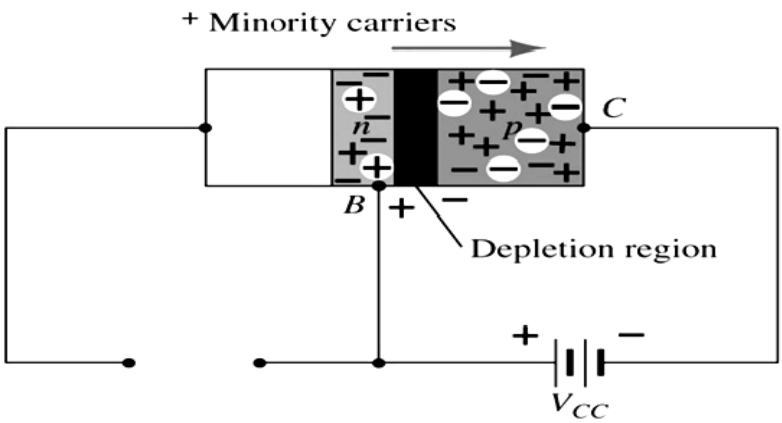
1- المتصل *PN* قاعدة باعث محيز أمامياً $J_E = on$، نتيجةً لقطبية V_{EE} فإن الحوامل الأكثرية، وهي الثقوب في حالتنا، تحقن إلى القاعدة ذات الحوامل الأكثرية (الإلكترونات) كونها من النوع *N*، وبالتالي الحاجز الكموني لهذا المتصل ينخفض

كثيراً ويتركز غالبيته في القاعدة نتيجة اختلاف الإشابة بين الباعث والقاعدة، لاحظ الشكل (4-6).



الشكل (4-6) المتصل J_{EB} للترانزستور نوع *PNP* في وصلة *(CB)*.

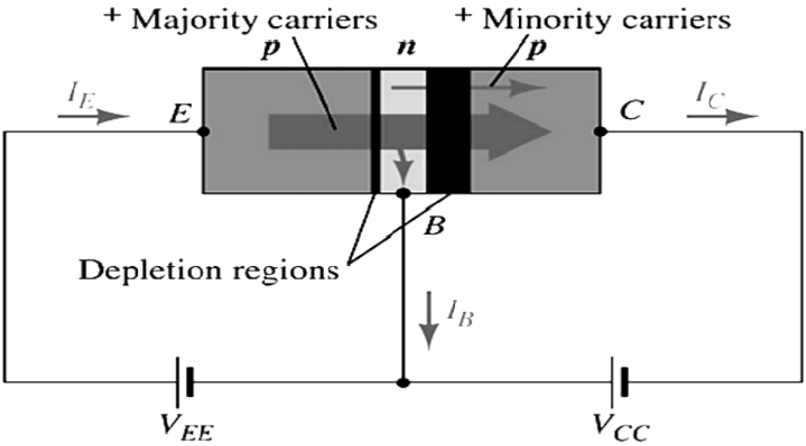
2- المتصل *NP* قاعدة مجمع $J_C=off$، محيز عكسياً نتيجة قطبية الجهد العكسي V_{cc} حيث يزداد الحاجز الكموني ويتركز القسم الأكبر منه في القاعدة وذلك لاختلاف الإشابة. تتحرك الحوامل الأقلية في القاعدة، وهي الثقوب باتجاه المجمع مشكّلةً تيار تسريب عكسي يشارك في التيار الكلي، لاحظ الشكل (4-7).



الشكل (4-7) المتصل J_{EB} للترانزستور نوع *PNP* في وصلة *(CB)*.

4-3-2- تحديد تيارات الأقطاب في وصلة القاعدة المشتركة (C.B):

تتم عملية تحييز الترانزستور فيعمل في منطقة العمل الفعال، ثم تجري الحوادث التالية، والتي يمكن ملاحظتها على الشكل (4-8):



الشكل (4-8) مبدأ عمل الترانزستور *PNP* تيارات الحوامل الأكثرية والأقلية ضمنه.

1- تدفق كبير لحوامل الشحن الأكثرية (الثقوب) من الباعث إلى القاعدة (تحقن الثقوب من $E \rightarrow B$)، وبالتالي يتكون تيار الحوامل الأكثرية، الذي يعطى بالعلاقة:

$$I_{PE} = \gamma \, I_E \quad (4\text{-}1)$$

يمثل I_E تيار الباعث الناتج عن جذب الإلكترونات الموجودة في الباعث، وعن طريق موجب منبع الجهد، وذلك لأن فقدان أو نقصان الثقوب (حوامل أكثرية) في الباعث يؤدي إلى توليد حقل كهربائي، ينتج عنه تكسير روابط، وبالتالي توليد ثقوب جديدة تعوض الثقوب المحقونة وإلكترونات جديدة تجذب إلى موجب منبع التغذية V_{EE}. أما γ فهو معامل الحقن وقيمته قريبة جداً من الواحد.

2- تتم في القاعدة العمليتان التاليتان:

الأولى: حقن بعض إلكترونات القاعدة إلى الباعث، وتسمى هذه الإلكترونات بالمركبة التسريبة الإلكترونية، و التي تشارك في تيار الباعث، أي إن $I_E=I_{ep}+I_{en}$، ولكن I_{en}

عبارة عن قيمة صغيرة جداً، فمن العلاقة $I_{en} = (1-\gamma)I_E$، لدينا $\gamma \cong 1$، وبالتالي يهمل I_{en} أمام I_E، وتصبح المركبة التسريبية I_{ep} هي الوحيدة المحددة لتيار الباعث.

الثانية: يتحد جزء من الثقوب الواردة إلى القاعدة من الباعث مع إلكترونات القاعدة (الحوامل الأكثرية) والجزء الأكبر منها يتجه عبر المتصل J_C ليشكل تيار القاعدة. وسنناقش معادلة هذه الحالة لاحقاً مع تيارات المجمع.

3- عند المتصل J_C وفي المجمع، ينتشر الجزء الأكبر من الثقوب الواردة من الباعث وذلك نتيجة فرق الكثافة بين القاعدة والمجمع، ونتيجة الحاجز الكموني العكسي للمتصل الذي يجرف هذه الثقوب إلى المجمع ويتشكل تيار المجمع الداخلي، الذي يعطى بالعلاقة: $I_{PC} = \gamma \chi I_E$ و $x = \frac{I_{PC}}{I_{PE}} \langle 1$ يمثل معامل النقل أو التحويل وقيمته أصغر من الواحد ويحدد عدد الحوامل الأكثرية (P) الواصلة للمجمع.يتحد جزء من هذه الثقوب، وكما رأينا، مع إلكترونات القاعدة، مساهماً في تشكيل تيار القاعدة الخارجي I_B وذلك نتيجة اختلال قانون التعادل في القاعدة، وهذا يؤدي إلى سحب إلكترونات من المنبع الخارجي. وتعطي قيمة تيار الثقوب الداخلي بالشكل التالي:

$$I_{PB} = (1-\chi)\gamma I_E \qquad (2\text{-}4)$$

4- الثقوب المنجرفة إلى المجمع تجعله ذا شحنة موجبة عالية جداً (تزايد كبير لعدد الثقوب كما لو أننا ضربنا بمعامل تضخيم M)، وبالتالي يختل التوازن في المجمع، مما يتطلب دخول إلكترونات من سالب منبع التغذية للتعويض منتجة بذلك تيار المجمع الذي يعطى بالعلاقة:

$$I_C = M.I_{PC} = \gamma \chi M I_E$$

5- هناك تيار تسريب عكسي من المجمع إلى القاعدة نتيجة المتصل العكسي J_C، يساهم هذا التيار في تشكيل تيار المجمع I_C، وبالتالي تصبح قيمة التيار الكلي:

$$I_C = \gamma\,\chi\,M\,I_E + I_{CB0} = \alpha I_E + I_{CB0} \qquad (3\text{-}4)$$

$\alpha = \gamma\,\chi\,M$: يسمى معامل ربح التيار وتصبح العلاقة السابقة بعد إهمال تيار الإشباع العكسي على الشكل التالي: $I_C = f(I_E) \approx \alpha\, I_E$

معامل ربح التيار α ويأخذ الشكلين التاليين:

أ- ربح التيار المستمر ويرمز له بالشكل α_{DC} ويعطى بالعلاقة:

$$\alpha_{DC} \approx I_C / I_E \approx [0.95 \to 0.99]$$

ب- ربح التيار المتناوب α_{AC} ويعطى بالعلاقة: $\alpha_{AC} \cong \Delta I_C / \Delta I_E$

6- بعد دراسة تيارات الحوامل الأكثرية والأقلية ضمن الترانزستور، وما سببته من تيارات خارجية، يمكن كتابة العلاقة التالية بين تيارات أقطاب الترانزستور، وذلك في الدارة الخارجية وعند عقدة القاعدة:

$$I_E = I_C + I_B \qquad (4\text{-}4)$$

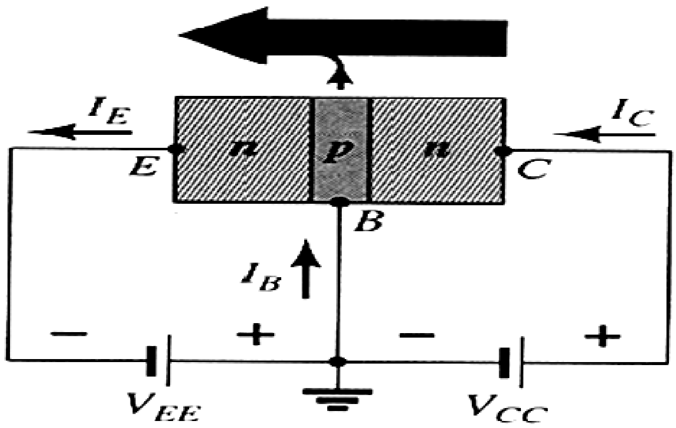
ملاحظة (1): يعطى تيار المجمع الخارجي المتعلق بالحوامل الأكثرية والأقلية في حالتنا هذه بالعلاقة: $I_C = I_{Cmajority} + I_{C\,minority} \cong \alpha I_E$

ملاحظة (2): يعطى تيار القاعدة الناتج عن اتحاد بعض الحوامل الأكثرية (الثقوب القادمة من الباعث) مع الحوامل الأكثرية (الإلكترونات الموجودة في القاعدة)، بالعلاقة:

$$I_B \cong (1-\alpha)I_E \qquad (5\text{-}4)$$

ملاحظة(ج): تتم مناقشة النوع NPN بالطريقة ذاتها، مع مراعاة أن الحوامل الأكثرية هي الإلكترونات، عكس قطبية منابع التغذية الخارجية V_{CC} , V_{EE} أيضاً وذلك من أجل

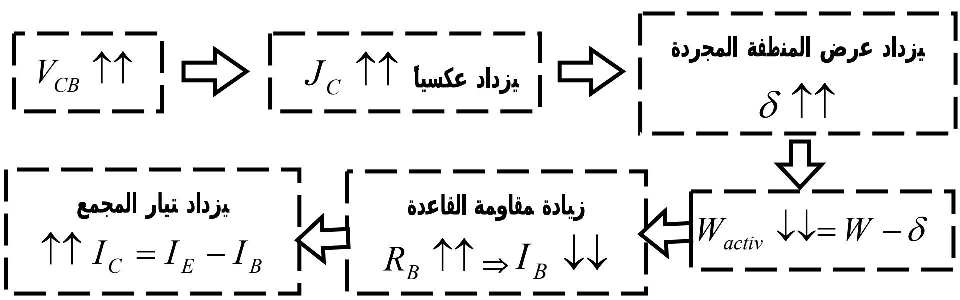
الحصول على نظام العمل الفعال. نحصل عندها على النتائج نفسها ولكن جهة التيارات تكون معكوسة كما هو موضح بالشكل (4-9).

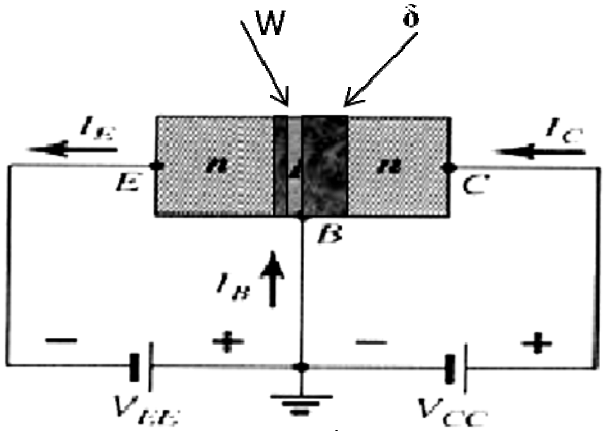


الشكل (4-9) مبدأ عمل الترانزستور *NPN* وتيارات الحوامل الأكثرية والأقلية.

4-3-3- تعديل عرض القاعدة – أثر إيرلي: Base Width Modulation

يكون كل من المتصلين J_E=*on* محيزاً أمامياً و J_C=*off* محيزاً عكسياً في وصلة القاعدة المشتركة العاملة في المنطقة الفعّالة. نظراً لاختلاف الإشابة بين القاعدة والباعث والمجمع فإن عرض المنطقة المجردة يتوضع في منطقة القاعدة قليلة الإشابة وقليلة العرض الفيزيائي، وجود المنطقة المجردة في القاعدة يقلل من العرض الفعال للقاعدة وهذا يؤثر على تيارات الوصلة وفق المخطط التالي:



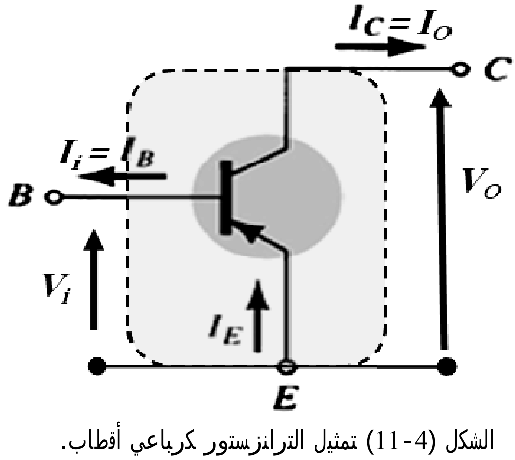


الشكل (4-10) توضيح أثر ايرلي في الترانزستور *NPN*.

نلاحظ أن تغير عرض القاعدة قد أدى إلى تغيرات في تيار الخرج، ومن ثم تغيرات في منطقة عمل الترانزستور، يعتبر هذا الأثر غير مرغوباً به إذا تجاوز حدوداً معينة، ويجب التخلص منه.

4-4- المميزات الساكنة للترانزستور بوصلة القاعدة المشتركة:

لتحديد مميزات الترانزستور لأية وصلة كانت، نكافئ الترانزستور برباعي أقطاب، له خواص للدخل وأخرى للخرج. يمثل الشكل (4-11) الترانزستور بوصفه رباعي أقطاب وبناء عليه يمكن تعريف مميزات الترانزستور التالية:



الشكل (4-11) تمثيل الترانزستور كرباعي أقطاب.

أ- ميزة الدخل: تعبر عن علاقة تيار دخل الترانزستور بجهد دخله مع ثبات جهد الخرج، أي:

$$I_{in} = f(V_{in})\big|_{V_{out}=ct}$$

ب- مميزة الخرج: تعبر عن علاقة تيار خرج الترانزستور بجهد الخرج مع ثبات تيار الدخل، أي:

$$I_{out} = f(V_{out})\big|_{I_{in}=ct}$$

ج- مميزة النقل الأمامية للتيار: تمثل علاقة تيار الخرج بتيار الدخل مع ثبات جهد الخرج وتعطى بالعلاقة:

$$I_{out} = f(I_{in})\big|_{V_{out}=ct}$$

د- مميزة التغذية الخلفية بالجهد: علاقة جهد الدخل بجهد الخرج مع ثبات تيار الدخل، وتمثل بالعلاقة:

$$V_{in} = f(V_{out})\big|_{I_{in}=ct}$$

4-4-1- مميزة الخرج لوصلة القاعدة المشتركة:

تمثل دراسة مميزات (فولت-أمبير) للخرج *Output Characteristics* علاقة تيار الخرج I_C مع جهد الخرج V_{CB} وفق قيم ثابتة لتيار الدخلI_E ، لاحظ الشكل(4-12)، أي:

$$I_C = f(V_{CB})\big|_{I_E=ct}$$

كما وجدنا سابقاً فإن قيمة تيار المجمع لهذه الوصلة وفي حالة العمل بالنظام الفعال هي:

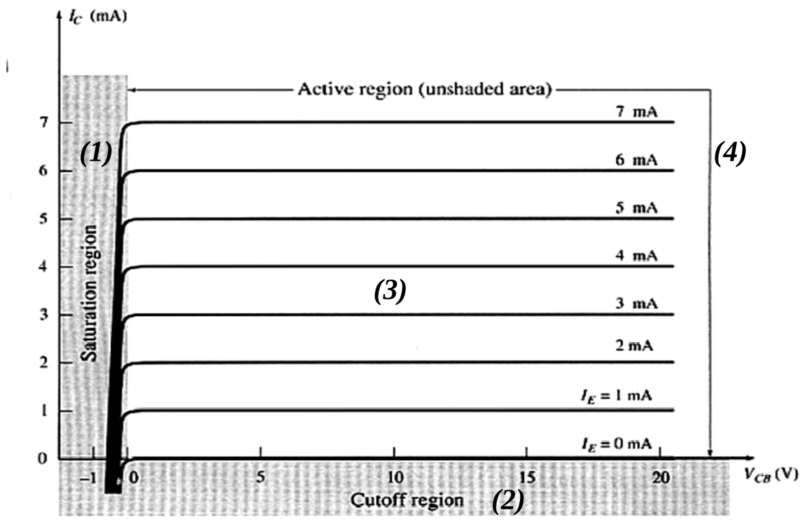
$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

التيار I_{CB0} هو تيار التسريب العكسي للمتصل J_C عند التحييز العكسي، و يخضع هذا التيار إلى قانون تيار الثنائي ويعطى بالعلاقة، إشارة السالب تدل على جهة التيار المعاكسة للتيار I_E،:

$$I_{JC} = I_{CB0} = -I_{CO}(e^{V_C/V_T} - 1)$$

$$\Rightarrow I_C = \alpha I_E - I_{C0}(e^{V_C/V_T} - 1) \qquad (6\text{-}4)$$

يتغير هذا التيار بتغير V_C وبالتالي تحدد هذه العلاقة مميزة الخرج لأنها تمثل علاقة تيار المجمع I_C بالجهد V_C، ولإنشاء المميزة يجب دراسة هذه العلاقة عند قيم مختلفة للتيار I_E وفق :



الشكل (4-12) مميزة الخرج للترانزستور NPN، وصلة CB.

أ- عند قيمة معينة لتيار الباعث $I_E=ct$ وفي حال $V_C=0$ $\Leftarrow$ $I_C = \alpha I_E = ct$

عند كل قيمة لتيار الباعث نحصل على قيمة ثابتة للتيـار I_C تتبع لقيمة I_E فمثلاً:

عندما $I_E = I_{E1}$ تكون قيمة تيار المجمع مساوية $I_{C1}=\alpha I_{E1}$ أما عندما تكون قيمة تيار الباعث $I_E = I_{E2}$ تصبح قيمة تيار المجمع بالشكل $I_{C2}=\alpha I_{E2}$.

ب- عندما $I_E=0$ $\Leftarrow$ تصبح علاقة تيار المجمع المعطاة بالعلاقة (4-6) بالشكل التالي:

$$I_C = -I_{C0}(e^{V_C/V_T} - 1) = I_{CB0}$$

أي إن لتيار المجمع مميزة مطابقة لمميزة الفولت أمبير للثنائي PN، وهذا يعني أنه يساوي إلى تيار الإشباع العكسي، وفي حال كانت قيمة V_C تحقق انحيازاً عكسياً للمتصل J_C فإن قيمة التيار هذه القيمة تسعى إلى الصفر، لاحظ الشكل(4-12).

ج- إذا كانت قيم تيار الباعث معطاة بالشكل $I_{E2} > I_{E1} > I_E > 0$ وهي قيم ثابتة، يؤدي ذلك وحسب العلاقة السابقة (4-5)، إلى الحصول على مميزة مشابهة تماماً للمميزة عندما $I_E=0$ مع إضافة قيمة ثابتة هي αI_E (ولكن بمستوى أعلى لأن $V_C >> V_T$ وبالنتيجة e^{-V_C/V_T} يتناهى إلى الصفر) وتصبح إذاً العلاقة (4-6) في المنطقة الفعالة معطاة كمايلي:

$$I_C = \alpha I_E + I_{C0} \qquad (4\text{-}7)$$

عند زيادة الجهد V_C نصل إلى نقطة V_{CBmax}، والتي بتجاوزها ينهار الترانزستور، إذاً تحدد هذه القيمة نهاية المنطقة الفعالة أو حدود المنطقة الفعّالة. لاحظ الشكل (4-12).

د- في حال أخذ V_C قيماً سالبة صغيرة فهذا يؤدي إلى تحييز أمامي للمتصل J_C. في هذه الحالة يكون الترانزستور في نظام الإشباع. ويتزايد التيار بشكل سريع لأن:

$$V_C \langle 0 \Rightarrow e^{-\frac{V_C}{V_T}} = \frac{1}{e^{V_C/V_T}} \downarrow\downarrow$$

يهمل هذا المقدار، بالإضافة لعدم وجود تيار إشباع عكسي، إذاً تتحول الإشارة السالبة في العلاقة إلى إشارة موجبة. تعطى المعادلة في هذه الحالة وفق العلاقة (4-7).

من الشكل (4-12)، يمكن ملاحظة أن المميزة تحتوي أربع مناطق، تحدد مناطق عمل الترانزستور، هذه المناطق هي:

1- منطقة الإشباع: في هذه المنطقة يكون كل من $J_E=J_C=on$ يحصل تزايد سريع للتيار، مع أية زيادة بسيطة للجهد حتى حدود معينة يصبح فيها المتصل J_C منحازاً

عكسياً.

2- منطقة القطع: فيها يكون $J_E=J_C=off$ وهي توافق $I_E=0$ ولكن هناك قيمة صغيرة لتيار الإشباع العكسي.

3- منطقة العمل الفعاّلة: في هذه المنطقة $J_E=on$ و $J_C=off$ وتصبح قيمة تيار المجمع معطاة بالعلاقة (4-7). تكون قيمة التيار ثابتة تقريباً على كامل المنطقة الفعالة، ينتج تزايدها البسيط عن I_{CB0} وكذلك عن أثر إيرلي (نقصان عرض القاعدة يؤدي إلى قلة الثقوب المتحدة مع الإلكترونات في القاعدة) و من ثم يزداد عدد الثقوب (الحوامل الأكثرية) المجروفة إلى المجمع، مما يسبب زيادة في قيمة تيار المجمع I_C بالمقدار ΔI_C و الذي يعطى بالعلاقة: $\Delta I_C=\Delta V_C / r_c$.

مع العلم أن r_c: المقاومة التفاضلية للمجمع في وصلة القاعدة المشتركة، ومنه يصبح التيار في المنطقة الفعالة معطاة بالعلاقة التالية، حيث $V_C=V_{CB}$.

$$I_C = \alpha I_E + I_{C0} + \frac{V_{CB}}{r_C} \qquad (8-4)$$

4- منطقة الانهيار: وهي المنطقة التي يزداد فيها جهد V_{CB} إلى قيمة عظمى بحيث يزداد التيار بشكل كبير وينهار الترانزستور.

ملاحظة(1): يمكن دمج المميزات في منطقة الإشباع بخط مستقيم واحد لأن الجهد الأمامي المطبق على J_c صغير نسبياً بالمقارنة مع الجهد العكسي.

ملاحظة(2): نحصل على مميزة الفولت أمبير للترانزستور PNP بطريقة المناقشة نفسها ولكن بعكس قطبية V_{CB} لتصبح $-V_{CB}$.

4-4-2- مميزة الدخل *Input (Base) Characteristics*:

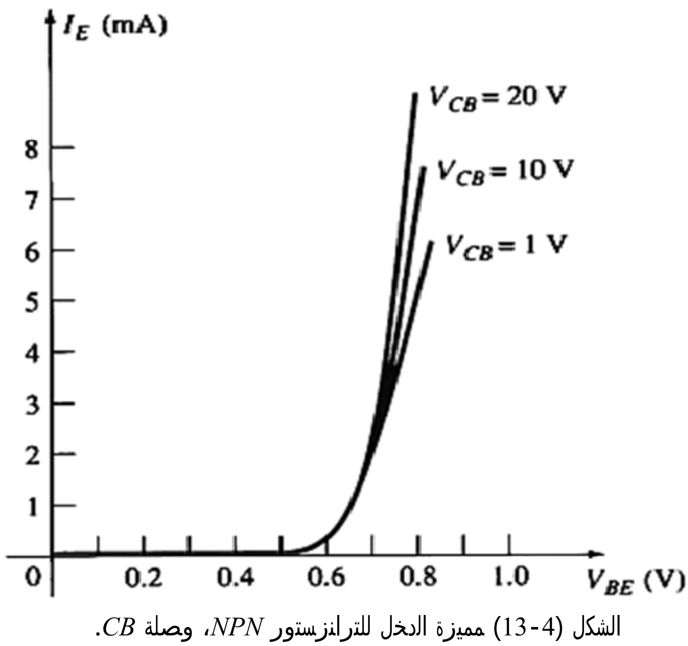
وتمثّل علاقة تيار الدخل I_E بجهد الدخل V_B وذلك بثبات جهد الخرج $V_{CB}=ct$ وفق العلاقة:

$$I_E = f(V_{BE})/_{V_{CB}=ct}$$

تشبه هذه المميزة مميزة الفولت أمبير للمتصل الثنائي في حالة الانحياز الأمامي. عند إعطاء قيم مختلفة لـ V_{CB} فإن المميزة تنزاح باتجاه محور التيار بشكلٍ طفيف، وعند زيادة قيم الجهد العكسي V_{CB} فإن قيمة التيار المار تزداد، لاحظ الشكل (4-13).

في هذه الحالة يمكن تعريف ما يسمى بالمقاومة الديناميكية للدخل (تشبه المقاومة الديناميكية للمتصل الثنائي)، وتعطى بالعلاقة التالية مع مجال تغيراتها:

$$r_{EB} = \frac{dV_{BE}}{dI_E}/_{V_{CB}=ct} \cong (70 \to 700)\Omega$$



الشكل (4-13) مميزة الدخل للترانزستور *NPN*، وصلة *CB*.

4-5- دراسة وصلة الباعث المشترك *Common E (C.E)*:

4-5-1- دراسة آلية العمل الفيزيائية وتحديد تيارات الوصلة:

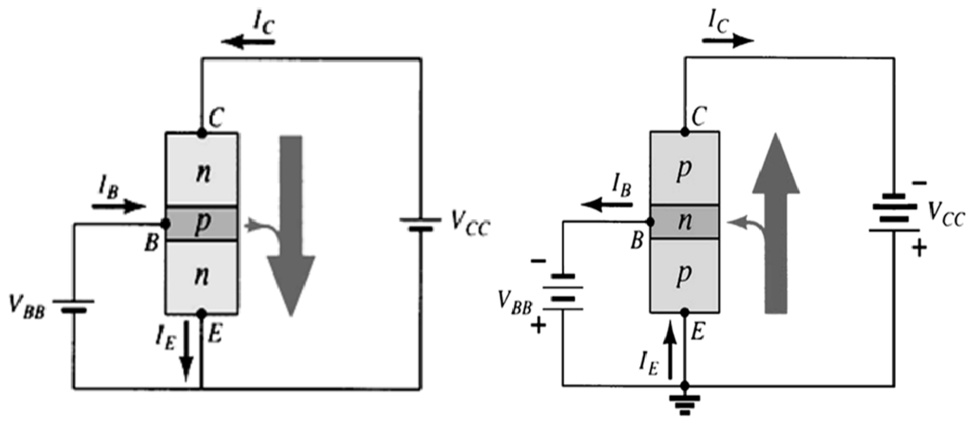
لا تتغير الآلية الفيزيائية المشروحة في وصلة القاعدة المشتركة بتغير نوع الوصلة، ولكن بالنسبة لوصلة الباعث المشترك يجب إيجاد العلاقة التالية $I_C = f(I_B)$، وهذا

يعني أن I_B هو تيار التحكم، من الدارة المبينة في الشكل (4-14) والتي تمثل وصلة الباعث المشترك نجد أن قيمة جهد باعث-مجمع مساوية للقيمة التالية $V_{CE}=V_{CB}+V_{BE}$ ، ولدينا من وصلة القاعدة المشتركة العلاقتان التاليتان (أخذنا تيار الإشباع العكسي للوصلة I_{CB0} قبل المناقشة الموضحة مسبقاً):

$$I_E = I_C + I_B \quad and \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0} + \frac{V_{CB}}{r_C}$$

بتعويض علاقة I_E في معادلة I_C وتعويض V_{CE} بدلاً من V_{CB} ينتج لدينا علاقة تيار المجمع التالية:

$$I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{CB0} + \frac{V_{CE}}{r_C}$$



الشكل (4-14) دارة وصلة الباعث المشترك لكل من للترانزستورين NPN وPNP .

بإجراء بعض التعديلات على هذه العلاقة، نصل إلى العلاقة النهائية التي تعطي قيمة تيار المجمع لهذه الوصلة وفق التالي:

$$\Rightarrow I_C - \alpha I_C = \alpha I_B + I_{CB0} + \frac{V_{CE}}{r_C}$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CB0} + \frac{V_{CE}}{r_C(1-\alpha)}$$

$\beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$ يسمى معامل ربح الترانزستور في وصلة الباعث المشترك أو ثابت إرسال تيار القاعدة، من هنا يمكن أن نكتب العلاقة: $1+\beta = \dfrac{1}{1-\alpha}$ وبالتعويض في معادلة التيار ينتج:

$$I_C = \beta I_B + (1+\beta) I_{CB0} + \frac{V_{CE}}{r_C(1-\alpha)}$$

بفرض أن:

1- المقدار $I_{CO} = (1+\beta) I_{CB0}$، يسمى تيار الإشباع العكسي لوصلة الباعث المشترك، وهو ذو قيمة صغيرة جداً، تهمل أمام I_C.

2- كذلك المقدار $r_{CC} = r_C(1-\alpha) = \dfrac{dV_{CE}}{dI_C} / _{I_B = ct}$، تسمى المقاومة التفاضلية لمتصل المجمع في وصلة الباعث المشترك. تصبح العلاقة النهائية لتيار المجمع:

$$I_C = \beta I_B + I_{C0} + \frac{V_{CE}}{r_{cc}} \qquad (9-4)$$

نلاحظ أن هذه العلاقة تناظر تماماً العلاقة المستنتجة في وصلة القاعدة المشتركة للمنطقة الفعالة، وتختلف عنها فقط بوجود المعامل β الذي يجب تحديده بطريقة دقيقة حيث يعطى في الحالتين التاليتين:

1- عند التيار المستمر $\beta_{DC} = I_C / I_B$

2- عند التيار المتناوب $\beta_{AC} / _{V_{CE} = ct} = \Delta I_C / \Delta I_B$

تقع قيمة β في المجال $(20 \rightarrow 500)$، وتتعلق هذه القيمة بحركية حوامل الشحن الأكثرية تكون عادة $\beta_{AC} = \beta_C$. يوضح الشكل (4-15) آلية حساب هذا المعامل تخطيطيا.

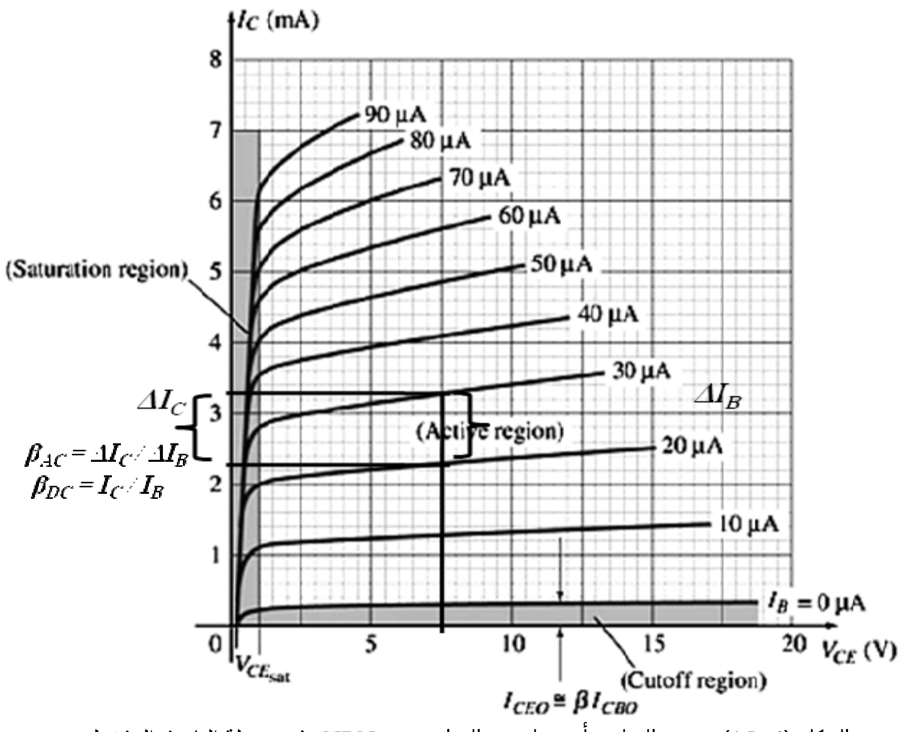
4-5-2-المميزات الساكنة لوصلة الباعث المشترك Common-Emitter Static characteristics:

أ- مميزة الفولت أمبير للخرج Output characteristics:

تربط هذه المميزة تيار الخرج I_C مع جهد الخرج V_{CE} من أجل عدة قيم لتيار الدخل I_B وفق العلاقة التالية:

$$I_C = f(V_{CE})/_{I_B=ct}$$

هذه العلاقة ممثلة رياضياً بالعلاقة (4- 9)، و التي تعطي قيمة تيار المجمع النهائية المناظرة تماماً لمعادلة مميزة الخرج لوصلة *C.B*، بالتالي يمكن استنتاج مميزات الفولت أمبير لوصلة *C.E* ابتداء من وصلة *C.B* بالطريقة المناقشة نفسها مع مراعاة الملاحظات التالية:



الشكل (4-15) مميزة الفولت-أمبير لخرج الترانزستور *NPN* في وصلة الباعث المشترك.

1- تزاح مميزات وصلة $C.E$ إلى اليمين باتجاه القسم الموجب بمقدار هبوط الجهد على المتصل J_E المقطب أمامياً، و تصبح مميزات وصلة $C.E$ بكاملها في القسم الموجب وتتبع تغيرات V_{CE} بدلاً من V_{CB}.

2- يحقق تيار الإشباع العكسي الجديد المتراجحة $I_{CB0} \langle\langle I_{CE0}$ لذلك نلحظ وجود منطقة القطع بشكل واضح على هذه المميزة، ويمكن حساب قيمة هذا التيار كما هو موضح في الملاحظة الرابعة.

3- المقاومة الديناميكية لوصلة $C.B$ أكبر من المقاومة الديناميكية لوصلة $C.E$ $r_C \rangle\rangle r_{CC}$ ، وهذا يعني أن الميل لوصلة $C.E$ $\Delta I_C = \frac{V_{CE}}{r_{CC}}$ أكبر من الميل في وصلة $C.B$ وهذا يمكن ملاحظته على المميزة المبينة في الشكل (4-15).

4- أصغر قيمة لتيار المجمع I_C والتي تبدأ عنده مميزة الخرج هو تيار الإشباع العكسي. يمكن إيجاد هذا التيار عندما يكون $I_B=0$ وذلك بالتعويض في علاقة تيار المجمع (4-9) فنحصل على:

$$I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{C0} + \frac{V_{CE}}{r_{CC}} \qquad (10\text{-}4)$$

نهمل الحد الأخير (V_{CE}/r_{cc}) ونحسب التيار I_C، ونعوض في قيمة تيار القاعدة $I_B=0$ ، نجد بعد الحساب أن $I_C \approx \beta\, I_{CB0}$ (يترك للطالب استنتاجها) وهي القيمة الأولى لتيار المجمع التي تبدأ بها المميزة و التي تحدد منطقة القطع، وهذا واضح على المميزة في الشكل (4-15).

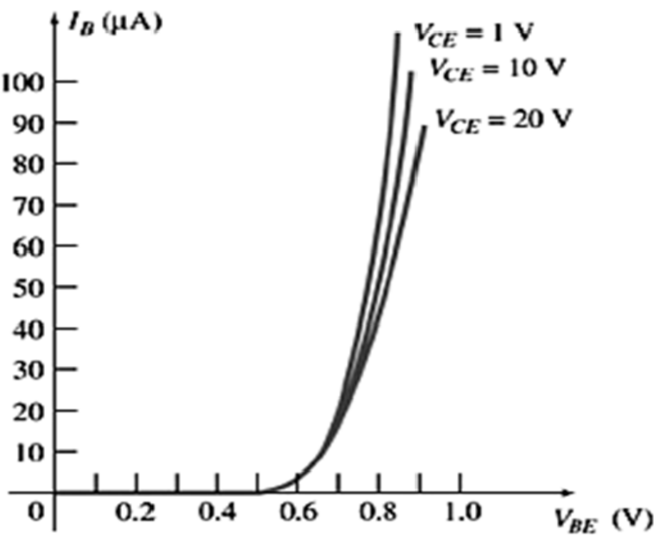
ملاحظة: للحصول على مميزة الترانزستور PNP نتبع الخطوات السابقة نفسها ونحصل على شكل المميزة نفسها ولكن بعد استبدال قيمة V_{CE} بالقيمة $-V_{CE}$.

ب- مميزة الفولت أمبير لدارة الدخل Input (Base) characters:

تربط هذه المميزة تغيرات تيار القاعدة (الدخل) I_B مع تغيرات جهد الدخل V_{BE} من أجل عدة قيم لجهد الخرج V_{BE} و تتمثل بالعلاقة التالية:

$$I_B = f(V_{BE})/_{V_{CE}=ct}$$

هذه المميزة، المبينة في الشكل (4-16)، تشبه مميزة الفولت-أمبير للمتصل J_E. نلاحظ أنه عند تغيير قيمة جهد الدخل إلى قيمة أصغر تنزاح المميزة إلى اليسار. وبزيادة قيمة V_{BE} تنزاح المميزة إلى اليمين وتنخفض قيمة التيار I_B وهذا ناتج عن تأثير عرض القاعدة (إيرلي).



الشكل (4-16) مميزة الدخل للترانزستور *NPN* في وصلة الباعث المشترك.

ملاحظة(1): هناك حد أعظمي V_{CEmax} يجب أن لا نتجاوزه، لأن ذلك يجعل عرض القاعدة مساوياً الصفر (تلغى القاعدة) وبالتالي ينهار الترانزستور ويدعى هذا الجهد بجهد الانهيار.

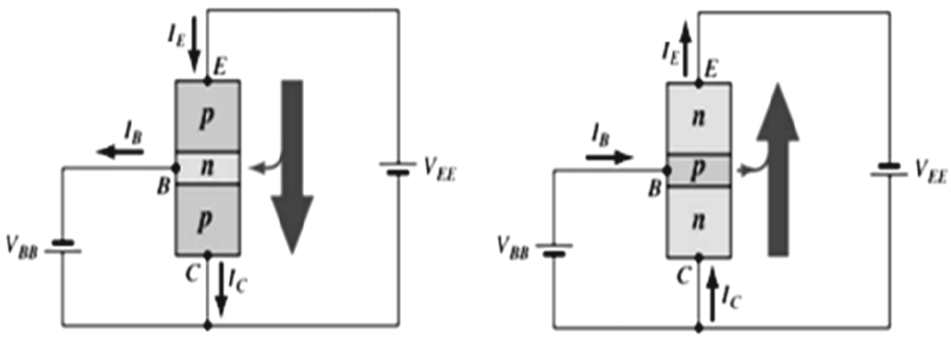
ملاحظة(2): يمكن التعبير عن المقاومة الديناميكية من خلال هذه المميزة بالعلاقـــة

التالية: $r_{be} = \frac{dV_{BE}}{dI_B} /_{V_{CE}=ct}$

4-6- دراسة وصلة المجمع المشترك Common Collector:

4-6-1- دراسة آلية العمل الفيزيائية وتحديد تيارات الوصلة:

لا تتغير الآليات الفيزيائية في هذه الوصلة عن الوصلتين السابقتين، وكل ما يتغير هو جهة حركة حوامل الشحن، وبالتالي جهة التيارات، وتصبح العلاقة في هذه الوصلة: $I_E = f(I_B)$ ، دارة هذه الوصلة موضحة بالشكل (4-17)، وذلك لكلٍ من الترانزستورين PNP & NPN .



الشكل (4-17) دارة وصلة المجمع المشترك لكل من للترانزستورين NPN وPNP .

لإيجاد هذه العلاقة نأخذ الترانزستورPNP، وننطلق من علاقة التيارات في وصلة القاعدة المشتركة التالية: $I_C = \alpha I_E + I_{CB0} + \frac{V_{CB}}{r_C}$، لكن لدينا $I_E = I_C + I_B$ ،

بتعويض علاقة I_E في معادلة I_C وتعويض V_{CE} بدلاً من V_{CB} في العلاقة الأساسية لتيار المجمع ينتج لدينا العلاقة التالية:

$$I_E - I_B = \alpha I_E + I_{CB0} + \frac{V_{CE}}{r_C}$$

بتصحيح هذه العلاقة وإخراج قيمة تيار الخرج و هو تيار الباعث، نحصل على:

$$I_E = \frac{1}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CB0} + \frac{V_{CE}}{r_C(1-\alpha)}$$

$$I_E = (1+\beta) I_B + (1+\beta) I_{CB0} + \frac{V_{CE}}{r_C(1-\alpha)} \qquad (11\text{-}4)$$

$$\Rightarrow \qquad I_E = \gamma I_B + I_{CE0} + \frac{V_{CE}}{r_{CE}}$$

نلاحظ أننا حصلنا على معادلة شبيهة تماماً بالمعادلتين السابقتين ولها المعاملات التالية:

1- ثابت أو معامل ربح التيار في وصلة المجمع المشترك ويعطى بالعلاقة التالية:

$\gamma = \frac{I_E - I_{CE0}}{I_B}$ وعندما $I_E \rangle\rangle\rangle I_{CE0}$ تصبح قيمة المعامل $\gamma = \frac{I_E}{I_B}$.

2- $I_{CE0} = (1+\beta) I_{CB0}$ يمثل تيار الإشباع أو التسريب العكسي في وصلة المجمع المشترك وهو ذو قيمة صغيرة جداً ومهملة أمام I_E.

3- القيمة $r_{CE} = r_C(1-\alpha)$ وهي عبارة عن المقاومة الديناميكية للمتصل J_E وتعطى بالعلاقة:

$$r_{CE} = r_C(1-\alpha) = \frac{dV_{BE}}{dI_E}$$

ملاحظة(1): معامل ربح التيار لهذه الوصلة $\gamma = 1 + \beta$ يقرب إلى β عندما تكون قيمة $\beta \rangle\rangle 1$. عندما $\beta \geq 50$ نهمل الواحد أمامها فتصبح $\gamma = \beta$.

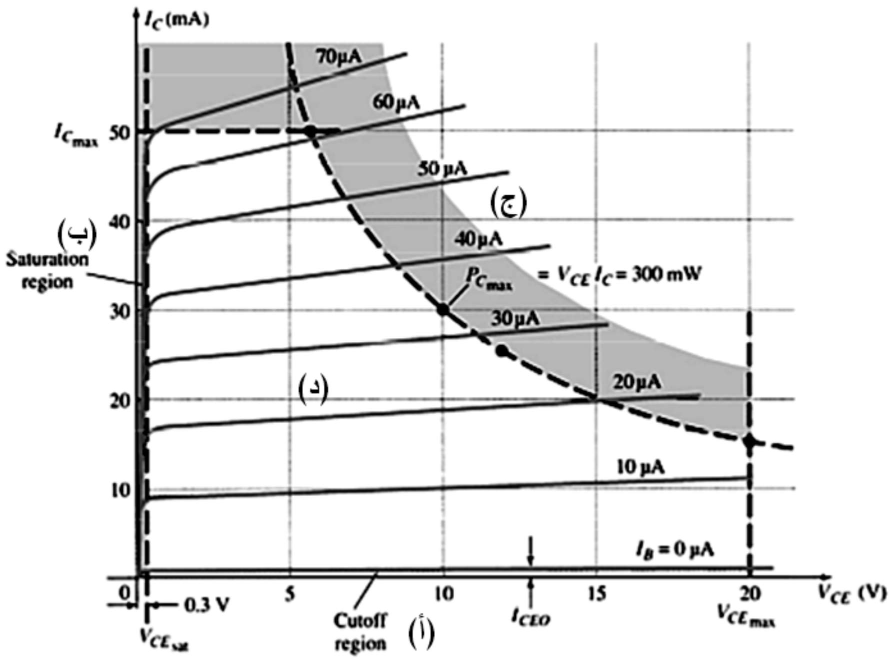
ملاحظة(2): بالنسبة لمميزات الفولت-أمبير لكل من دارة الخرج والدخل فهي تشبه مميزات الوصلة السابقة، و لكن بعد استبدال تيار المجمع بتيار الباعث في مميزة الخرج، و جهد قاعدة باعث بجهد قاعدة مجمع في مميزة الدخل وتتم المناقشة كما رأينا سابقاً.

4-7- تحديد مناطق عمل الترانزستور:

يبين الشكل(4-18) مميزة الخرج لوصلة الباعث المشترك مع تحديد مناطق عمل الترانزستور وذلك وفق مايلي:

أ- منطقة القطع *Cut off Region*:

تبدأ هذه المنطقة مع بداية مميزة الخرج، وتقع تحت منحى القيمة الأولى لتيار القاعدة $I_B = I_{C0} \cong 0$، في هذه الحالة يكون كل من المتصلين J_C و J_E محيزين عكسياً، ويمر تيار $I_C \cong I_{CE0}$. ويكون الجهد V_{CE} متغيراً.



الشكل (4-18) مميزة الخرج لوصلة الباعث المشترك و تحديد مناطق العمل.

ب- منطقة الإشباع *Saturation Region*:

تبدأ هذه المنطقة مع بداية مميزة الخرج وتقع بجوار محور التيار I_C، فعندما $V_{CE}=0 \Leftarrow I_C=0$ عند زيادة V_{CE} فإن التيار I_C يزداد وتستمر هذه الزيادة حتى يصل إلى قيمة I_{Cmax} و يثبت عندها التيار أو يتغير تغيراً طفيفاً (كما وجدنا) تبعاً

للمقاومة الديناميكية للمتصل. نسمي الجهد الذي يصبح عنده التيار مساوياً لتيار الإشباع $I_{Cmax} = I_{Csat}$ بجهد الإشباع $V_{CE}=V_{CEsat}$

ج- منطقة الانهيار *Break down Region*:

هي المنطقة التي ينهار فيها الترانزستور، وهي محددة على الشكل بخط منقط على شكل قطع مكافئ ويمثل منطقة الاستطاعة العظمى المبددة: $P_{max} = V_{CE} . I_C$ والتي ينهار الترانزستور ضمنها انهياراً حرارياً، يلاحظ أن الجهد العكسي اللازم للانهيار ينخفض بزيادة تيار القاعدة I_B. ويحدد ميل مميزات منطقة الإشباع بالمقاومة الديناميكية للإشباع ذات القيم المنخفضة.

$$r_{CE,sat} = \frac{dV_{CE,sat}}{dI_{Csat}} /_{I_B=CT}$$

تعطى الاستطاعة المبددة لوصلة $C.B$ بالعلاقة $P_{max} = V_{CB} . I_C$

تعطى الاستطاعة المبددة لوصلة $C.C$ بالعلاقة $P_{max} = V_{CE} . I_E$

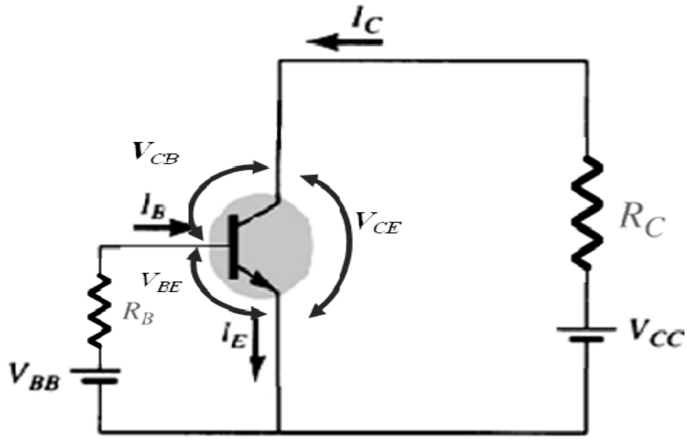
د- منطقة العمل الفعالة *Active Region*:

تسمى المنطقة المحصورة بمناطق العمل الثلاث السابقة على المميزة بمنطقة العمل الفعالة، وتختار نقطة عمل الترانزستور عادةً في منتصف هذه المنطقة.

4-8- تحديد خط الحمولة الساكن ونقطة العمل *Operating Point and DC Load Line*:

بناء على دراسة الدارة المستمرة للترانزستور (أي تطبيق جهود مستمرة) تحدد منطقة عمله ويرسم، خط الحمولة الساكن من أجل تحديد نقطة عمل الترانزستور. قبل تحليل الدارة المستمرة المبينة في الشكل (4-19) والتي تمثل وصلة الباعث المشترك للترانزستور *NPN*، يجب أن نعرف انحياز الترانزستور:

تعريف التحييز: يمثل تطبيق جهود تغذية مستمر DC على أقطاب الترانزستور بقطبية معينة (وتحديداً على) و تجعل متصلي الترانزستور Jc و Je في حالة تحييز أمامي أو عكسي، مما يؤدي إلى وضع الترانزستور في إحدى مناطق العمل السابقة.



الشكل (4-19) دارة تحديد خط الحمل الساكن و نقطة العمل.

وفق الدارة السابقة، بتطبيق جهد تغذية V_{BB} يجعل المتصل $J_E=on$ وآخر V_{CC} يجعل المتصل $J_C=off$. لتحديد نقطة العمل ورسم خط الحمولة الساكن نقوم بالخطوات التالية:

1- نرسم خط الحمل الساكن على مميزة الدخل وذلك من أجل حساب تيار الدخل (القاعدة). من حلقة الدخل، وبتطبيق كيرشوف نجد العلاقة التالية:

$$V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \qquad (12\text{-}4)$$

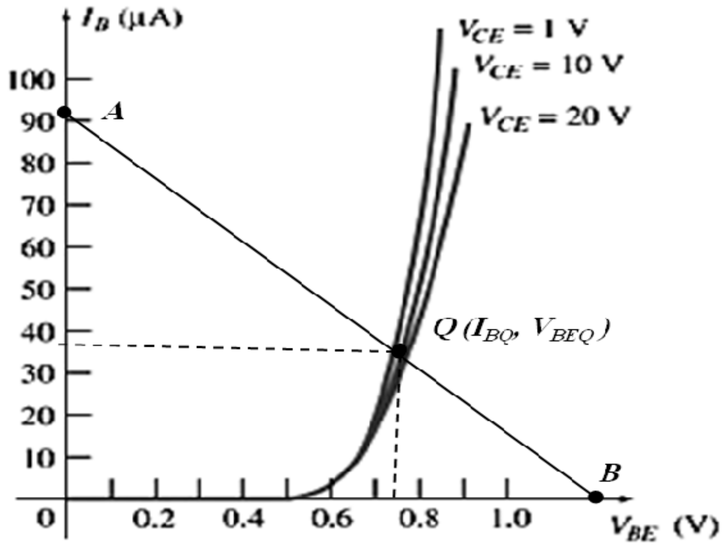
النقطة A: تحسب عندما: $V_{BE} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB}}{R_B}$

النقطة B: تحسب عندما: $I_B = 0 \Rightarrow V_{BE} = V_{BB}$

وبذلك يمكن رسم خط مستقيم بين هاتين النقطتين، يتقاطع هذا المستقيم مع مميزة الدخل في نقطة تسمى نقطة العمل Q، إحداثياتها $(I_{BQ}\ , V_{BEQ})$. لاحظ الشكل (4-20).

2- نرسم خط الحمولة الساكن على مميزات الخرج و نحدد كلاً من تيار وجهد الخرج مع الأخذ بعين الأهمية تيار القاعدة الناتج عن مستقيم حمولة الدخل I_{BQ} ومن أجل ذلك نطبق قانون كيرشوف على الخرج فنحصل على المعادلة:

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C R_C \qquad (13\text{-}4)$$



الشكل (4-20) تحديد نقطة العمل على مميزة الدخل.

لتحديد نقاط التقاطع مع المحاور:

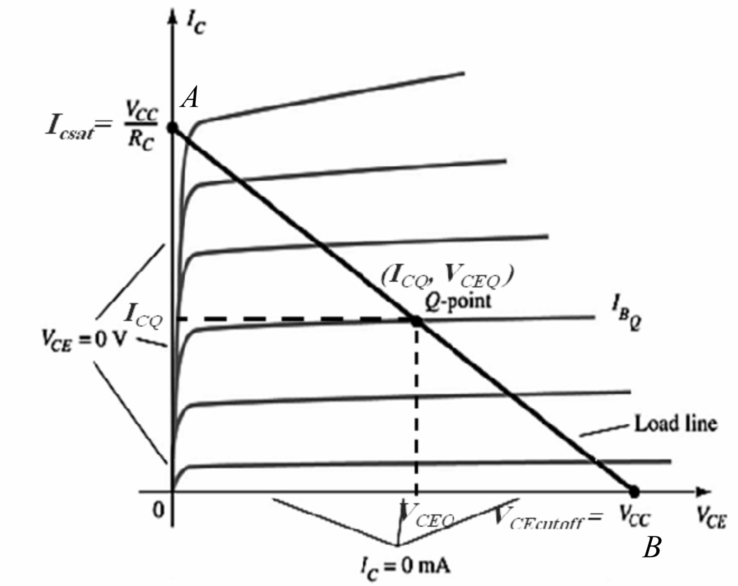
النقطة A: $(0, I_{csat})$ $\qquad V_{CE} = 0 \Rightarrow I_{Csat} = \dfrac{V_{CC}}{R_C}$

النقطة B: $(V_{cc}, 0)$ $\qquad I_C = 0 \Rightarrow V_{CEcutoff} = V_{CC}$

نرسم خط الحمولة بعد الوصل بين النقطتين A و B فيتقاطع مع منحى تيار القاعدة I_{BQ} المحسوب من حلقة الدخل، ونحصل على نقطة العمل المطلوبة Q_{point} (I_{CQ}, V_{CEQ}). إن تقاطع هذا الخط مع مميزات الخرج يحدد منطقة عمل الترانزستور. لاحظ الشكل (4-21). يجب الانتباه إلى عدم اختيار نقطة العمل Q في منطقة الانهيار،

المتمثلة بحدود منطقة الاستطاعة العظمى التي يتحملها الترانزستور المعطاة بالعلاقة التالية:

$$P_{V_{CE}} = V_{CE} \times I_C \le P_{V_{CE\,max}}$$



الشكل (4-21) تحديد نقطة العمل على مميزة الخرج.

بالتالي يمكن تمييز المناطق التالية:

1- نقطة تقاطع مستقيم الحمولة الساكن مع مميزة الخرج الموافقة لأكبر قيمة لتيار القاعدة (التي يثبت عندها التيار)، تدعى بنقطة الإشباع، تصبح قيمة جهد مجمع باعث ،عند هذه النقطة، هي $V_{CE} = V_{CEsert}$ وتسمى بجهد الإشباع ويأخذ قيمه ضمن المجال $(0.1 \rightarrow 0.4)volt$، تيار المجمع يصبح مساوياً لتيار الإشباع و يحسب من العلاقة $I_{Csat} \cong \frac{V_{CC}}{R_C}$. يمكن تقريب هذه النقطة إلى نقطة تقاطع خط الحمولة الساكن مع المحور I_C النقطة A، ويكون الترانزستور في حالة إشباع.

2- تدعى نقطة التقاطع مع القيمة الدنيا لتيار القاعدة $I_B = I_{CB0} \cong 0$، بنقطة القطع $cut-off$ المتصل J_{BE} يصبح ذا انحياز عكسي، إذاً $I_C = \beta I_B \cong 0$ وتقـرب إلـى

النقطة B (نقطة التقاطع مع محور الجهد V_{CE}) فيكون لدينا:

$$V_{CE} = V_{CE\,max} = V_{CC} \quad \& \quad I_C = I_{Ccut-off} \cong 0$$

في هذه الحالة يكون الترانزستور في نظام القطع ويكافئ قاطعاً مفتوحاً.

3- تدعى نقطة تقاطع خط الحمولة الساكن مع مميزة الخرج ضمن المجال المحدد بنقطتي القطع و الإشباع؛ أي مجال المنطقة الفعالة *Active Region* ، بنقطة العمل ويعمل الترانزستور عند هذه النقطة في نظام العمل الفعال، يحقق كل من جهد و تيار الخرج العلاقتين التاليتين: $I_C = I_{CQ}$ و $V_{CE} = V_{CEQ}$.

يوضح الجدول التالي أنظمة عمل الترانزستور المختلفة:

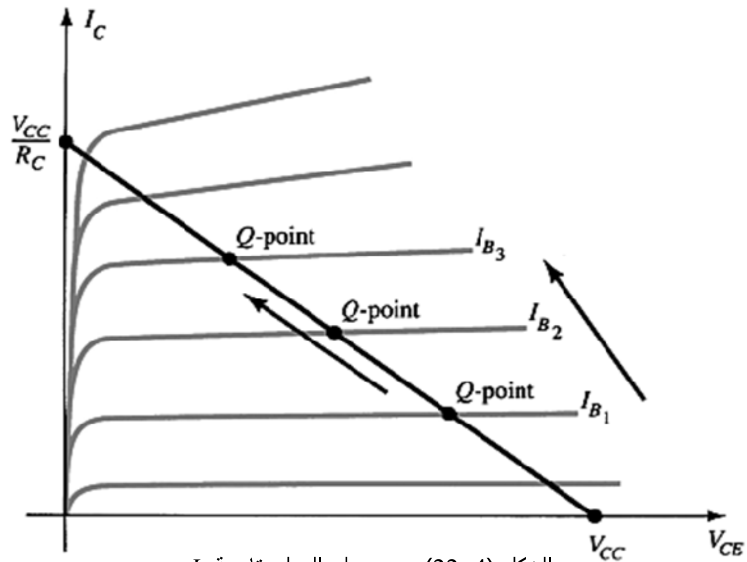
نظام العمل	المتصل J_E	المتصل J_C	I_C [mA]	V_{CE} [volt]
القطع	عكسي	عكسي	$I_C = I_{Ccut-off} = 0$	$V_{CE} = V_{CEcut-off} = V_{CC}$
الفعال	أمامي	عكسي	$I_{Ccut} \langle I_{CQ} \langle I_{Csat}$	$V_{CEsat} \langle V_{CEQ} \langle V_{CC}$
الإشباع	أمامي	أمامي	$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}$	$V_{CE} = V_{CEsat} \cong 0$

4-8-1- مناقشة تغيرات معاملات خط الحمولة الساكن:

بعد التوصل إلى معادلتي خط الحمولة، ورسم خط الحمولة الساكن على مميزة الفولت-أمبير للخرج، يمكن مناقشة الحالات التالية:

أ- عند تغير تيار القاعدة I_B من قيمة إلى أخرى، فإن نقطة عمل الترانزستور تنتقل من منحى محدد لـلتيار I_B إلى منحى آخر أعلى أو أدنى، وذلك حسب قيمة I_B الجديدة. و يبين الشكل (4-22) هذه الحالة.

ب- تؤدي تغيرات جهد التحييز V_{CC} إلى تغيرات في قيمة تيار الإشباع الأعظمي I_{Csat}، وبالتالي تغيرات في موقع نقطة العمل الناتجة. على سبيل المثال إذا فرضنا التغيرات التالية في جهد التحييز: $V_{CC1}\rangle V_{CC2}\rangle V_{CC3}$ نحصل على القيم الثلاث التالية لتيار الإشباع $I_{Csat1}=\dfrac{V_{CC1}}{R_C}\rangle I_{Csat2}\rangle I_{Csat3}$



الشكل (4-22) تغير نقطة العمل بتابعية I_B.

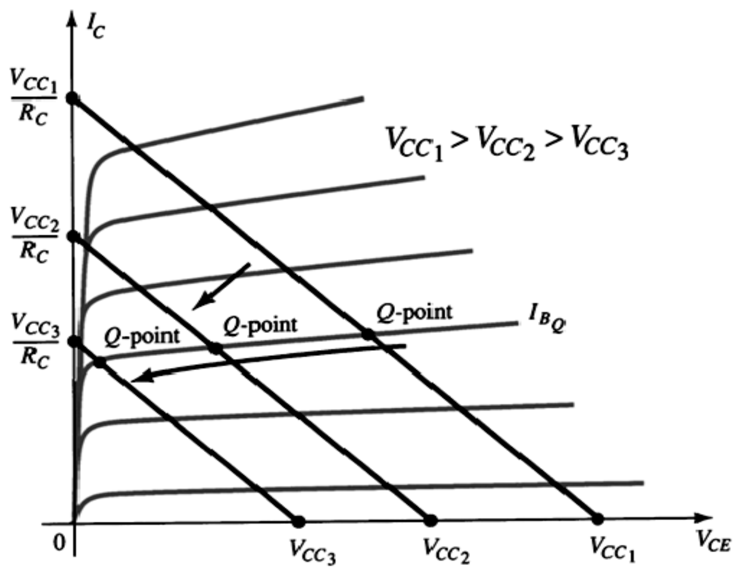
يتغير بذلك موقعا نقطة القطع والإشباع، بينما تبقى نقطة عمل الترانزستور على منحى واحد لتيار القاعدة I_B. لاحظ الشكل (4-23).

ج- عند تغير قيمة المقاومة R_C، مع المحافظة على ثبات I_B و V_{CC}، فإن نقطة التقاطع مع محور الجهد تبقى ثابتة (نقطة القطع $V_{CE}=V_{CC}$) وتبقى على منحى تيار القاعدة I_B نفسه. ولكن يتغير تيار الإشباع فإذا كان لدينا قيم المقاومة R_c التالية $R_3\rangle R_2\rangle R_1$، يمكن بالتالي حساب تيار الإشباع بعد التعويض في علاقته، وتنتج لدينا القيم التالية الموضحة على الشكل (4-24):

$$I_{Csat\,3}=\frac{V_{CC}}{R_3}\langle I_{Csat\,2}=\frac{V_{CC}}{R_2}\langle I_{Csat\,1}=\frac{V_{CC}}{R_1}$$

بما أن R تتغير ضمن المجال $[\infty \to 0]$ إذاً يتغير ميل خط الحمولة الساكن $1/R_C$ من $[0 \to \infty]$، بمعنى آخر، إذا أخذنا الزاوية بين خط الحمولة الساكن و المحور V_{CC}، فإن قيمها تنحصر ضمن المجال التالي:

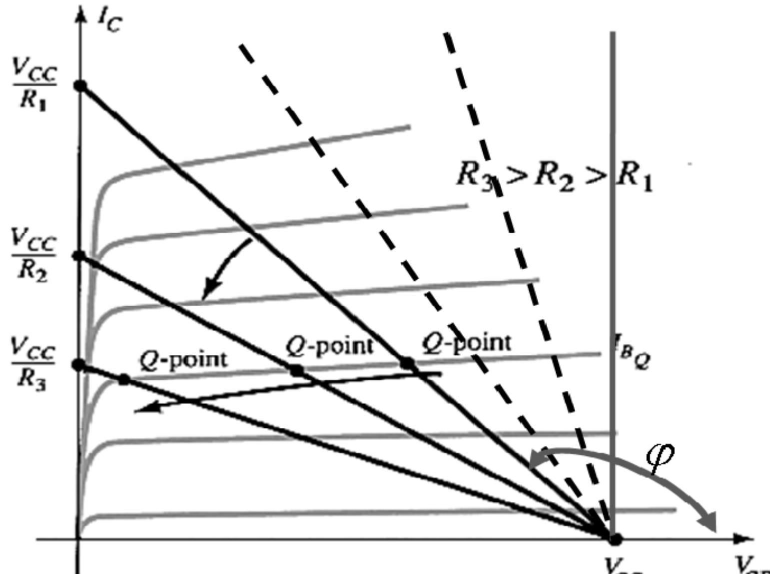
$$\varphi = arctg(-\frac{1}{R_c}) = \left[\frac{\pi}{2} \to 0\right]$$



الشكل (4-23) تغير نقطة العمل بتابعية V_{CC}.

أي إن خط الحمولة الساكن يتغير من الوضع الموازي لمحور الجهد V_{CC} الموافق لقيمة المقاومة المساوية $\infty \cong R_C \Leftarrow \varphi = 0^0$ إلى الوضع العمودي الموافق لقيمة المقاومة التالية $R_C = 0 \Leftarrow \varphi = \frac{\pi}{2}$ لاحظ الشكل (4-24)، هذه الحالة يمكن تمثيلها باستبدال المقاومة R_C بملف خانق. إذاً عندما تكون $R_C=0$ تنتقل نقطة العمل إلى منطقة الانهيار، أي إن زيادة التيار $\Leftarrow$ زيادة درجة الحرارة $\Leftarrow$تكسير الروابط$\Leftarrow$ زيادة التيار الجديد، وبالتالي زيادة درجة الحرارة. وتستمر الحلقة حتى انهيار الترانزستور، لذلك نضع مقاومة الحمل الحراري R_E على التفرع مع C_E فتبدد هذه

المقاومة جزءاً كبيراً من الحرارة (استطاعة) عند غياب الإشارة المتناوبة ويكون ميل خط الحمل في هذه الحالة $1/R_E$.



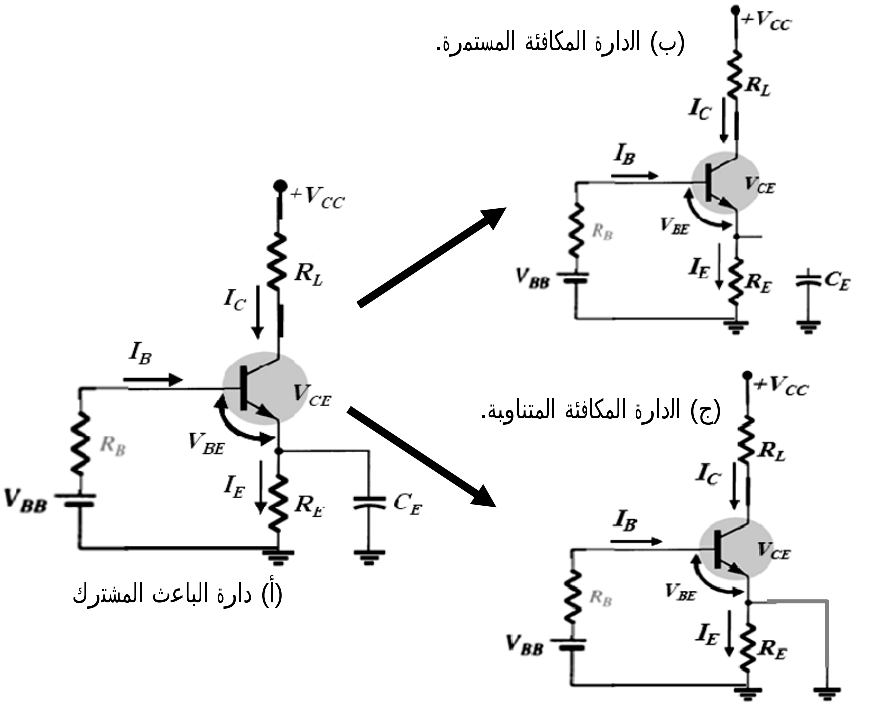
الشكل (4-24) تغير نقطة العمل بتابعية R_C.

4-9- دراسة خط الحمل الديناميكي: *Ac-load line Analysis*:

إن عمل الدارات الترانزستورية في الحالة العملية عادةً هو إما التضخيم أو توليد الإشارات، وغالباً ما يكون دخل هذه الدارات عبارة عن إشارات متناوبة، و سندرس سلوك الدارات الترانزستورية بالنسبة للإشارة المتناوبة. من ناحية أخرى، فإن وجود المكثفات في هذه الدارات يقودنا إلى التمييز بين سلوكين مختلفين بحسب نوع الإشارة المدروسة:

الأول: سلوك الدارة تجاه التيار المستمر (التغذية المستمرة)، وفي هذه الحالة تكافأ الدارة المستمرة بفتح جميع المكثفات وقصر كامل منابع الجهد المتناوب.

أما الثاني: فهو سلوك الدارة تجاه التيار المتناوب فتقصر المكثفات بشكل كامل، كذلك منابع الجهد المستمر.



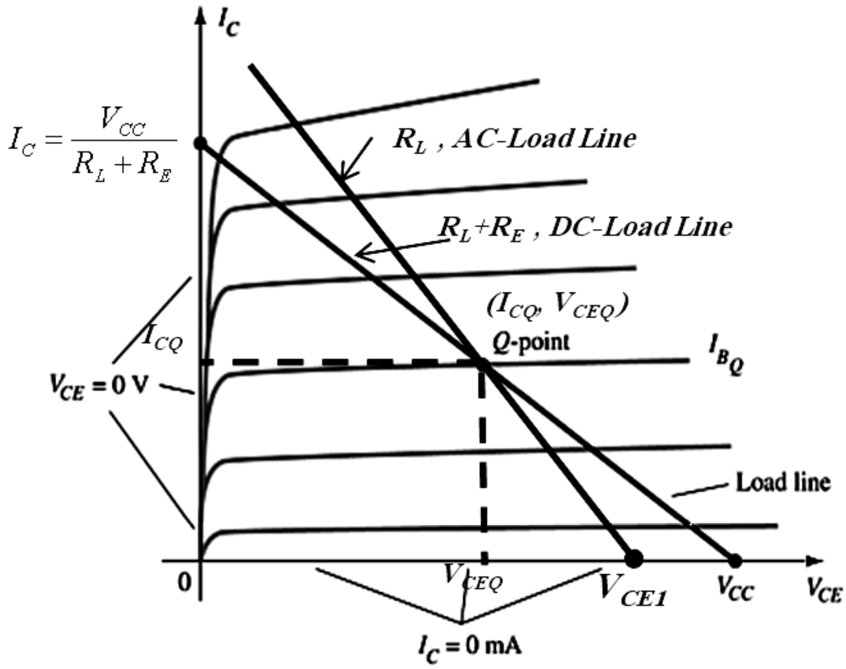
الشكل (4-25) دارة الباعث المشترك مع الدارة المكافئة المتناوبة و المستمرة.

لنأخذ دارة الباعث المشترك المبينة في الشكل (4-25-أ) والتي تحتوي على مكثف على التفرع مع مقاومة الباعث R_E. تتم مكافئة الدارة المستمرة لرسم خط الحمل الساكن، لاحظ الشكل(4-25-ب)، حيث يصبح المكثف في حالة عدم تمرير وبالتالي تدخل مقاومة الباعث في معادلة دارة الخرج التالية:

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C(R_L+R_E)$$

بناء على المعادلة السابقة، نرسم خط الحمل الساكن الذي يملك الميل التالي: $1/(R_L+R_E)$، لاحظ الشكل (4-26). ثم نرسم خط الحمل الديناميكي بعد إيجاد الدارة المكافئة للتيار المتناوب الممثلة بالشكل (4-25-ج)، حيث تقصر المقاومة R_E وتصبح معادلة الخرج على الشكل التالي: $V_{CC} = V_{CE} + I_C.R_L$. إن ميل هذه المعادلة يعطى بالقيمة $1/R_L$ ونناقش نقاط تقاطعها مع المحاور، لاحظ الشكل (4-26). نلاحظ أن خط

الحمل الديناميكي لا ينطبق على خط الحمل الساكن لأن $1/R_L \rangle 1/(R_E + R_L)$ أي إن ميل خط الحمل الساكن أكبر من ميل خط الحمل الديناميكي.



الشكل (4-26) رسم كل من خط الحمل الساكن وخط الحمل الديناميكي.

4-10- تأثير درجة الحرارة وانهيار الترانزستور:

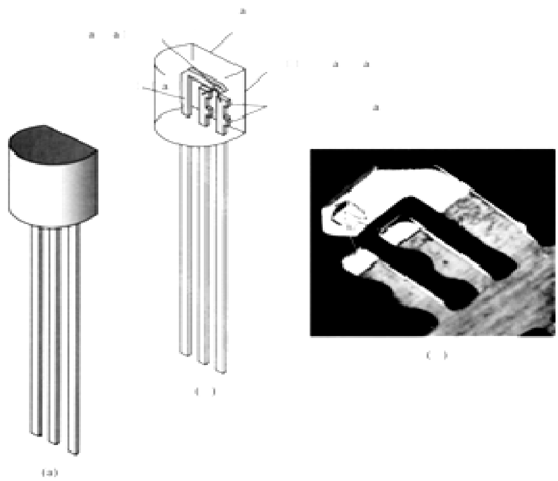
تعطى علاقة درجة حرارة الترانزستور الكلية بالعلاقة: $T_{eq} = T_J + T_C + T_{hs} + T_a$ فنجد:

T_J: الحرارة الناتجة عن المتصل.

T_C: الحرارة الناتجة عن غلاف العناصر الإلكترونية.

T_{hs}: الحرارة الناتجة عن صفائح التبريد (هذه الصفائح مصنوعة من مادة الألمنيوم) وهذه الحرارة تزداد بشكل كبير عند ترانزستورات الاستطاعة.

T_a: الحرارة الموجودة بين مشعات التبريد والوسط المحيط.



الشكل (4-27) بنية ترانزستور عادي بدون صفائح تبريد العملية.

يمثل الشكل (4-27) البنية العامة والبنية الداخلية مع الغلاف لترانزستور عادي، (من دون مبردات خارجية)، فيعطي فكرة بسيطة عن الضياع الحراري، و زيادة درجة حرارة الترانزستور تؤدي (إذا لم يتم تبريدها بالمشعات مثل ترانزستورات الاستطاعة) إلى تكسير الروابط، وتوليد ثقوب وإلكترونات كما تؤدي إلى زيادة التيار مما يسبب زيادة درجة الحرارة و إلى تكسير الروابط. وهكذا تعود الدورة من جديد، حتى يصل الترانزستور إلى الانهيار. تنشأ ظاهرة الانهيار بسبب زيادة درجة الحرارة في الترانزستور (انهيار غير قابل للعودة)، وتنتج الزيادة في درجة الحرارة ،كما في المتصل الثنائي، عن تطبيق جهود عكسية على المتصل J_{CB} وفق ما يلي:

عند تطبيق جهود عكسية منخفضة على المتصل J_{CB} وكون القاعدة ذات سماكة قليلة و ذات إشابة قليلة فهي تبدي مقاومة نوعية عالية ويحدث ما يلي:

$-V_{CE}\uparrow$ ⇐ زيادة عرض المنطقة المجردة↑ ⇐ عرض القاعدة $w\downarrow\downarrow$ ينخفض حتى ينعدم⇐ قصر بين المجمع والقاعدة ⇐ مرور تيار باعث-مجمع كبير جداً وحدوث الانهيار.

إذا فرضنا أن عرض المنطقة المجردة للترانزستور (منطقة النزوح) يساوي d عند تطبيق جهد عكسي V_{CE} فإن هذا العرض يعطى بالعلاقة التالية:

$$d^2 = \frac{2\varepsilon_r \times |V_{CE}|}{q N_D} \qquad (14\text{-}4)$$

فنجد: $\varepsilon_r = \varepsilon_0 \varepsilon_s$: ثابت العازلية النسبي ويساوي إلى ثابت عازلية الخلاء ε_0 مضروباً بثابت عازلية المادة نصف ناقلة. و N_D : تركيز الشوائب المعطية في المجمع.

في حال وصل الجهد العكسي المطبق إلى جهد الانهيار أي $V_{CE}=V_{BR}$ يصبح عندها عرض المنطقة المجردة مساوٍ أو قريب إلى عرض القاعدة، و يحدث القصر المذكور سابقاً. يمكن حساب الجهد العكسي الذي يصبح عنده عرض منطقة النزوح مساوياً إلى عرض القاعدة أي $d \cong \omega$ اعتماداً على العلاقة التالية:

$$V_{BR} = \frac{q N_D \omega^2}{2\varepsilon_0 \varepsilon_s} \qquad (15\text{-}4)$$

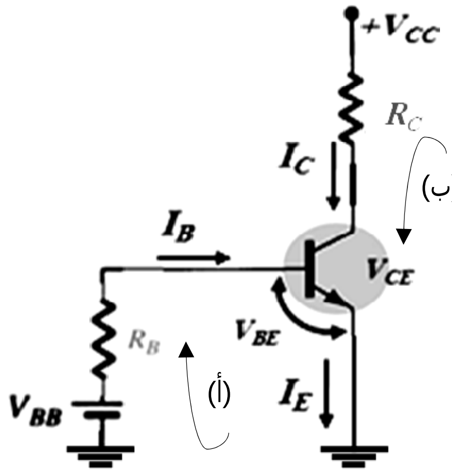
4-11- دارات تقطيب أو انحياز الترانزستور *DC. Biasing-BJT*:

يقصد بتحييز أو تقطيب الترانزستور، وضع الترانزستور في إحدى أنظمة العمل (فعال، عكسي، إشباع) عن طريق تطبيق تغذية مستمرة لتحييز كلّ من المتصلين J_C وJ_E بمعنى آخر تحديد نقطة عمل هذا الترانزستور $Q(I_{CQ}, V_{CQ})$، ونميز عدة طرق:

4-11-1- التقطيب عن طريق القاعدة *Base Bias*:

تسمى أيضاً بطريقة استخدام منبعي جهد تغذية مستمرة، الأول يقوم بتقطيب متصل قاعدة-باعث بواسطة جهد V_{BB} ومقاومة R_B وجهد آخر V_{CC} عن طريق

مقاومة R_C لتقطيب المتصل مجمع- قاعدة J_C، لاحظ الشكل (4-28). يتم تحديد نقطة عمل الترانزستور باستخدام قانون كيرشوف على كل من دارة الدخل والخرج.



الشكل (4-28) دارة تقطيب عن طريق القاعدة.

أ- في حلقة الدخل: يؤمن V_{BB} انحياز المتصل J_{BE} ويحدد تيار القاعدة اللازم لتحديد نقطة العمل وفق:

$$V_{BB} - V_{BE} - I_B R_B = 0$$

$$\Rightarrow V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \qquad (16\text{-}4)$$

ب- في حلقة الخرج: يؤمن V_{CC} انحياز المتصل J_{BC} العكسي ويحدد نقطة العمل وفق:

$$V_{CC} - V_{CE} - I_C R_C = 0 \;\Rightarrow\; V_{CC} = V_{CE} + I_C R_C$$

بالنتيجة نستطيع رسم خط الحمولة الساكن وفق:

$$V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad , \quad (0, I_{Csat})$$

$$I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CEsat} = V_{CC} \quad , \quad (V_{cc}, 0)$$

تطبيق: حدد في الدارة السابقة إحداثيات نقطة العمل، و ارسم خط الحمولة الساكن وذلك عندما: $V_B = 1v$ ، $V_{BE} = 0.7v$ ، $V_{CC} = 10v$ ، $V_{CE} = 0.7v$

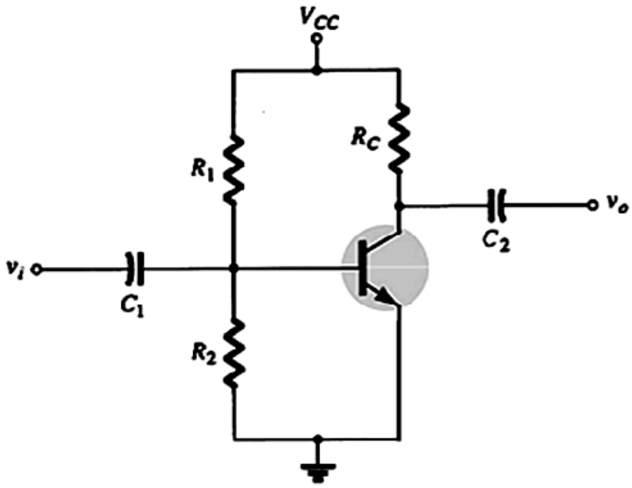
4-11-2-التقطيب باستخدام منبع جهد وحيد:

يتم هذا النوع من التقطيب عن طريق الدارتين التاليتين:

1- دارة تحيز باستخدام مقسم كمون *Voltage Divider Bias*:

يتم تأمين انحياز متصل قاعدة باعث عن طريق مقسم جهد V_{CC}عبر R_1,R_2، وتمثل هذه الدارة، الدارة الأكثر شيوعاً واستعمالاً، وتعد مستقرة جداً إذ إن كلاً من الجهد والتيار مستقل عن تغيرات المعامل β .

أما تحييز المتصل J_C فيتم عن طريق تطبيق منبع التغذية V_{CC} عبر المقاومة R_C. هذه الدارة موضحة بالشكل (4-29).



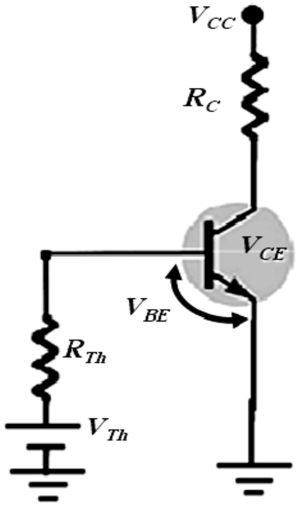
الشكل (4-29) دارة تقطيب عن طريق مقسم جهد على القاعدة.

لحل هذه الدارة نرسم الدارة المكافئة المستمرة حسب ثفنن والموضحة بالشكل (4-30) ونحسب جهد ومقاومة ثفنن على دخل الدارة، أي على قاعدة الترانزستور وفق العلاقات التالية:

$$V_B = V_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$R_B = R_{Th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2}$$

بعد المكافئة بثفنين، نطبق كيرشوف على مدخل الدارة المكافئة ونحسب تيار القاعدة وفق:
$$V_{Th} = V_{BE} + I_B R_{Th} \Rightarrow I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th}}$$



الشكل (4-30) الدار ة المكافئة المستمر ة.

ثم نطبق كيرشوف على دارة الخرج، فنحصل على معادلة خط الحمولة الساكن في الخرج وفق:

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C R_C \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

بعد ذلك نحسب إحداثيات خط الحمولة الساكن، و نرسمه على مميزة الفولت-أمبير للخرج، نحدد نقطة تقاطعه مع منحى التيار I_B المحسوبة من دارة الدخل التي تمثل نقطة العمل.

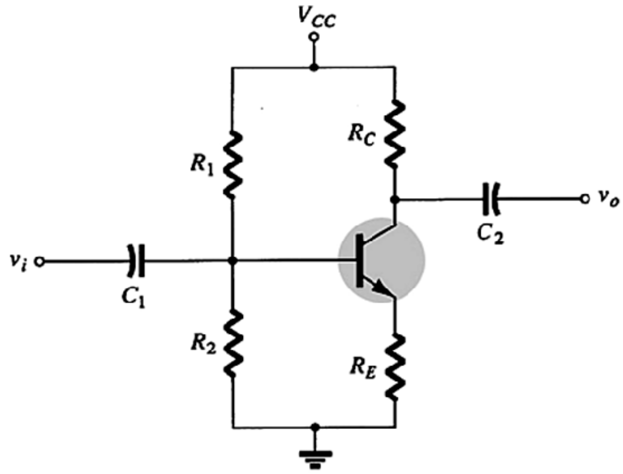
تطبيق: بإضافة مقاومة R_E إلى الدارة السابقة لكي تصبح كما في الشكل (4-31) احسب كلاً من I_B و I_C و V_{CE}. الحل:

نجد في هذه الدارة أيضاً مكافئ ثفنين، المشابه تماماً للدارة السابقة، ولكن معادلة كرشوف للدخل تصبح على الشكل: $V_{Th} = I_B R_{Th} + V_{BE} + I_E R_E$ ولكن

$I_E=(1+\beta)I_B$، نعوض في المعادلة السابقة، ونحسب تيار القاعدة وفق العلاقة التالية:

$$I_B=\frac{V_{Th}-V_{BE}}{R_{Th}+R_E(1+\beta)}$$

يمكن افتراض أن $R_E=R_E(1+\beta)$ وهي تمثل أثر المقاومة R_E في دارة الدخل، بمعنى آخر ناتجة عن نقل R_E إلى دارة الدخل. ولدينا أيضاً $V_{BE}=0.7\ volt$، إذا كانت المادة نصف الناقلة مصنوعة من السيلكون و $V_{BE}=0.3\ volt$ إذا كانت المادة من نوع جرمانيوم. نحسب التيار في



الشكل (4-31) دارة تقطيب عن طريق مقسم جهد مع وجود مقاومة.

الخرج I_C وفق العلاقة: $I_C=\beta I_B$ ونطبق كيرشوف في الخرج لنحصل على الجهد V_{CE} لنقطة العمل وفق: $V_{CC}=R_CI_C+V_{CE}+R_EI_E$ ولكن لدينا: $I_C=\beta I_B$ بالتالي تصبح علاقة تيار الباعث على الشكل التالي:

$$I_E=I_B+I_C=\frac{I_C}{\beta}+I_C=\left(\frac{\beta+1}{\beta}\right)I_C$$

نعوض في علاقة V_{CE}:

$$V_{CE}=V_{CC}-R_CI_C-\left(\frac{\beta+1}{\beta}\right)R_EI_C$$

القيمة النهائية لجهد مجمع-باعث معطاة بالعلاقة:

$$V_{CE} = V_{CC} - \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) I_C$$

تمثل العلاقة $R_E = \dfrac{\beta + 1}{\beta} R_E$ أثر مقاومة الباعث في دارة الخرج ولكن عند قيم كبيرة للمعامل $\beta \geq 50$ يمكن أن نكتب العلاقة السابقة بالشكل التالي:

$$\beta \rangle\rangle 1 \Rightarrow \frac{\beta + 1}{\beta} \cong 1 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$$ ،

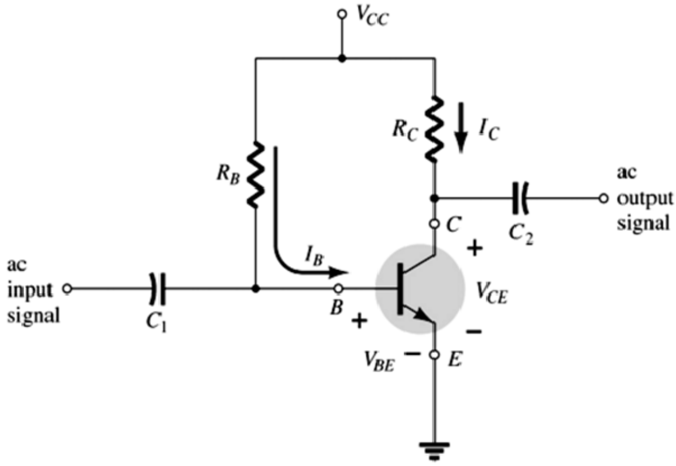
تدل هذه العلاقة على أن الدارة السابقة لا تتأثر بالمعامل β، و هذا يعني أن الدارة أكثر استقراراً من سابقتها، لأن أي تغير في هذا المعامل لا يؤثر على تيار و جهد الخرج. لا ننسى أيضا وجود المقاومة R_E التي تمنح هذه الدارة استقرارا حرارياً.

2-دارة انحياز (تقطيب) بتيار قاعدة:

تمثل الدارة المبينة بالشكل (4-32-أ)، دارة ترانزستوريه محيزة عن طريق مقاومة القاعدة R_B، الموصولة مع جهد التغذية V_{CC} الذي يقطب المتصل J_C، يؤمن هبوط الجهد على المقاومة R_B أيضا جهد الانحياز للمتصل J_E. نضع الدارة المكافئة المستمرة لكل من حلقتي الدخل والخرج كما في الشكل (4-32- ب)، ونحل الدارة عن طريق حساب إحداثيات نقطة العمل بدءاً من حلقة الدخل، وذلك بتحديد قيمة التيار I_B ثم ننتقل إلى حلقة الخرج.

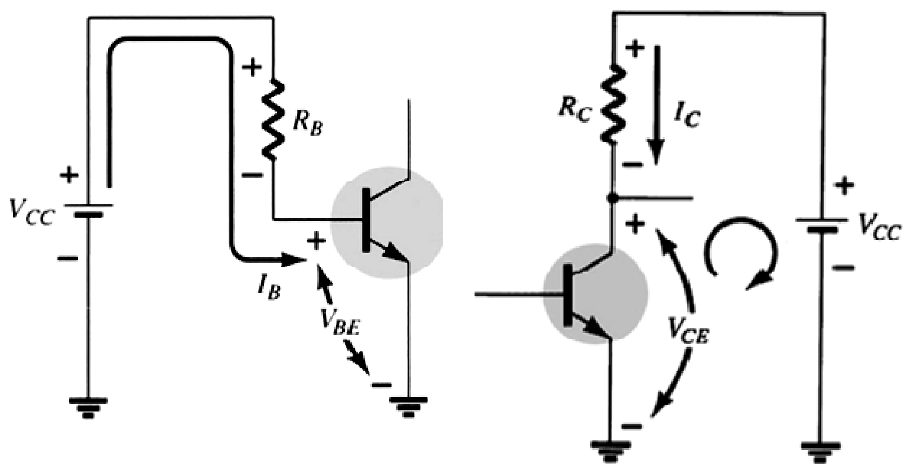
لحل الدارة و إيجاد نقطة العمل نأخذ كيرشوف لحلقة الدخل، الشكل (4-32- ب)، ونكتب العلاقة التالية: $V_{CC} - I_B R_B - V_{BC} = 0$ نحصل من هذه العلاقة على قيمة تيار القاعدة وفق:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad \text{لدينا:} \quad I_C = \beta I_B$$



الشكل (4-32-أ) دارة تقطيب عن طريق تيار القاعدة.

بتطبيق كيرشوف على الدارة المكافئة لحلقة الخرج والموضحة بالشكل (4-32- ب)، تنتج العلاقة التالية: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$. من علاقات حلقتي الدخل و الخرج للدارة السابقة، يمكن حساب التيارات و الجهود المطلوبة، و رسم خط الحمل الساكن لتحديد نقطة العمل.

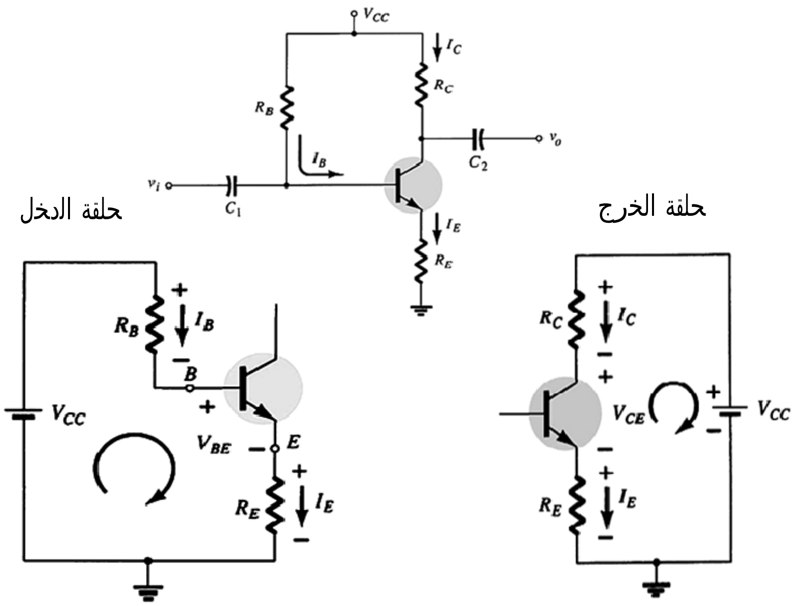


الشكل (4-32- ب) الدارة المكافئة المستمرة لحلقتي الدخل و الخرج.

تطبيق: حدد خط الحمل الساكن وإحداثيات نقطة العمل للدارة السابقة، بعد إضافة

مقاومة R_E على الباعث مبيناً أثر المقاومة R_E في كل من دارتي الخرج والدخل، من دون قيم عددية.

فكرة الحل: نرسم الدارة المكافئة لكل من حلقتي الدخل و الخرج، لا حظ الشكل (4-33)، ونطبق كيرشوف على الحلقتين لإيجاد العلاقات اللازمة، يترك للطالب استنتاج هذه العلاقات.

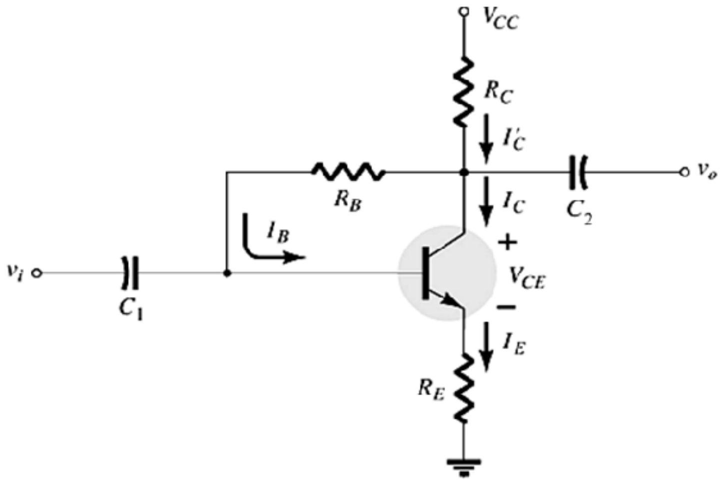


الشكل (4-33) الدارة المكافئة المستمرة لحلقتي الدخل و الخرج بوجود مقاومة الباعث.

4-11-3-التقطيب باستخدام مقاومة موصولة بين الخرج والدخل (مجمع- قاعدة):

تبين الدارة الموضحة بالشكل (4-34-أ) هذا النوع من الانحياز، و يتم تأمين تيار القاعدة اللازم I_B عن طريق المقاومة R_B والتي تؤمن تغذية عكسية بالتيار من دارة الخرج.

يمكن أن نعد هذه الدارة من الدارات ذات الاستقرار الجيد، ولكن بعض علاقات التيارات في هذه الدارة تتعلق بالمعامل β و ذلك يخفف قليلا من حالة الاستقرار.



الشكل (4-34-أ) دارة تقطيب عن طريق مقاومة موصولة بين الخرج و الدخل.

لحل الدارة و إيجاد نقطة العمل نطبق قانون كيرشوف في حلقة الدخل، الشكل (4-34- ب)، فتنتج العلاقة:

$$V_{CC} - I'_C R_C - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0$$

و لكن لدينا الفرضيات التالية: $I_B \langle\langle I_C \Rightarrow I'_C \cong I_C = \beta I_B$ و $I_E \cong I_C$

بتعويضها في علاقة حلقة الدخل ينتج لدينا:

$$V_{CC} - \beta I_B R_C - I_B R_B - V_{BE} - \beta I_B R_E = 0$$

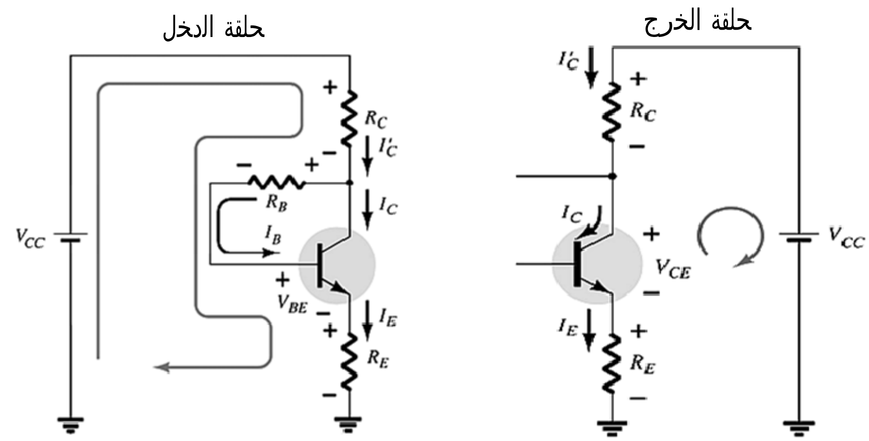
تعطي هذه العلاقة قيمة تيار القاعدة كمايلي:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)}$$

نطبق قانون كيرشوف على دارة الخرج المبينة في الشكل (4-34- ب)، مع بقاء فرضيات التيارات السابقة نفسها:

$$I_E R_E + V_{CE} + I'_C R_C - V_{CC} = 0$$
$$I_C (R_C + R_E) + V_{CE} - V_{CC} = 0$$

فينتج لدينا العلاقة: $V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C+R_E)$، تحدد هذه المعادلة قيمة كل من تيار وجهد الخرج لنقطة العمل، بعد تحديد تيار القاعدة I_B من دارة الدخل.



الشكل (4-34- ب) الدارة المكافئة المستمرة لحلقتي الدخل و الخرج.

4-11-4- التقطيب عن طريق الباعث *Emitter Bias*:

تمثل الدارة الموضحة بالشكل (4-35) هذا النوع من الانحياز، فيتم تقطيب الترانزستور في هذه الدارة باستخدام منبعي جهد الأول عن طريق المجمع و هو V_{CC} والثاني عن طريق الباعث و هو V_{EE}.

لتحديد إحداثيات نقطة العمل، نبدأ بحساب تيار الدخل I_B من خلال حلقة دارة الدخل، و نكتب حسب كيرشوف: $V_{EE} - V_{BE} = I_B R_B + I_E R_E$

لكن لدينا من علاقة التيارات: $I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = (1+\beta) I_B$

نعوض في العلاقة السابقة فينتج لدينا قيمة تيار القاعدة كمايلي:

$$V_{EE} - V_{BE} = I_B R_B + R_E (1+\beta) I_B$$

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B + R_E (1+\beta)}$$

حيث: $V_{BE} = 0.7\ volt$ للترانزستور السيلكوني، و$V_{BE} = 0.3\ volt$ للترانزستور المصنوع من الجرمانيوم. أما التيار I_C فيحسب عن طريق $I_C = \beta I_B$، ثم نحسب قيمة V_{CE} بتطبيق كيرشوف الثاني على دارة الخرج فنحصل على العلاقة:

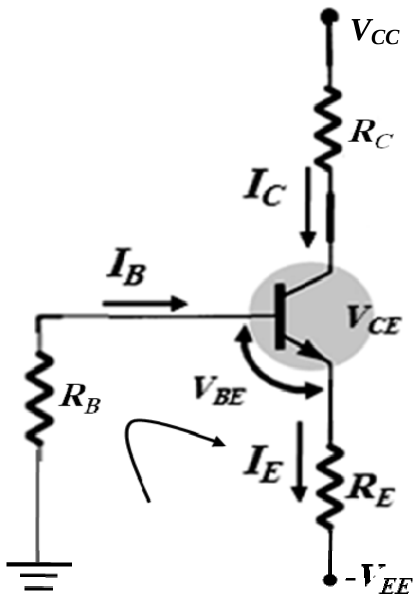
$$V_{CC} + V_{EE} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

وبالنتيجة:

$$V_{CE} = V_{CC} + V_{EE} - R_C I_C - I_E R_E$$

وبما أن تيار الباعث في هذه الحالة يقرب إلى تيار المجمع وفق العلاقة $I_E \approx I_C$ فإننا نحصل على معادلة خط الحمولة الساكن النهائية التي تساعد في رسم هذا الخط، و تحديد نقطة العمل للترانزستور التالية:

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



الشكل (4-35) دارة تقطيب منبع جهد موصول عن طريق الباعث.

الفصل الخامس -5-

تطبيقات الترانزستور

والدراسة التحليلية للدارة المتناوبة *AC*

الفصل الخامس -5-

تطبيقات الترانزستور والدراسة التحليلية للدارة المتناوبة *AC*

5-1- مقدمة:

يقدم هذا الفصل فكرة عن بعض تطبيقات الترانزستور وأهمها في الحياة العملية، من تضخيم، أو العمل كمفتاح الكتروني، وكذلك بعض التطبيقات الأخرى.

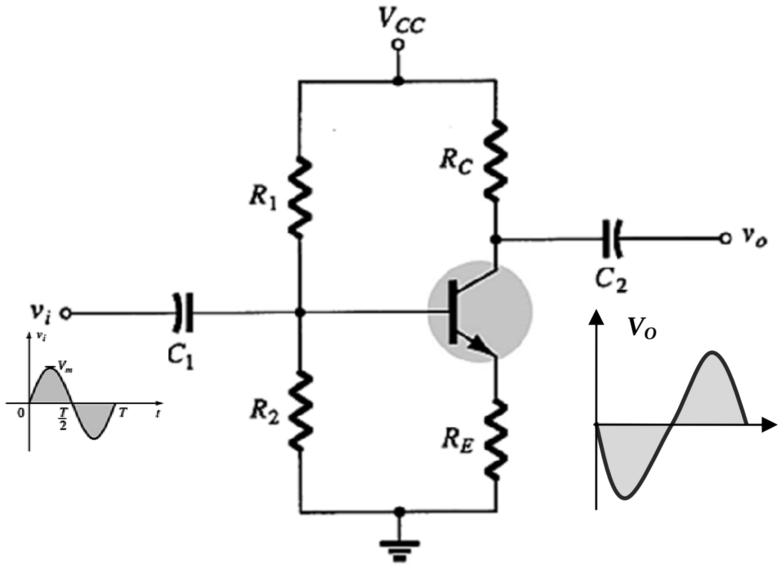
تتطلب هذه التطبيقات دراسة تحليلية مفصلة لدارة الترانزستور المتناوبة، أو لسلوك الدارات الترانزستورية عند دخل مكون من إشارة جيبية بترددات صغيرة. يتطلب ذلك محاولة فهم و دراسة وتحليل الدارات المتناوبة الترانزستورية.

5-2- تطبيقات الترانزستور:

5-2-1- استخدام الترانزستور في مجال التضخيم:

يعرف التضخيم بأنه عملية رفع مستوى إشارة الدخل (جهد أو تيار أو الاثنين معا) إلى مستوى أعلى، وتعتبر وصلة الباعث المشترك الوصلة الأكثر استخداماً في عملية التضخيم، وتطبق الإشارة المتناوبة المراد تضخيمها على متصل باعث– قاعدة ويؤخذ الخرج على متصل مجمع–باعث، لاحظ الشكل(5-1) الذي يمثل دارة مضخم لإشارة ذات مطال V_m *volt*، ونحصل في الخرج على الإشارة نفسها ولكنها مكبرة بمقدار معين عائد إلى معامل تضخيم الدارة(سنأتي على ذكره لاحقا). أما دور المكثفات في هذه الدارة، فهو حجز المركبة المستمرة بشكل تمنع وصولها دخل الدارة من أجل عدم التأثير على تحييز الترانزستور و بالنتيجة عدم التأثير على منطقة عمله، كما أن مكثف الخرج يمنع وصول المركبة المستمرة إلى إشارة الخرج من أجل الحصول على الإشارة المتناوبة مضخمة من دون رفع مستوى القيمة المستمرة لها.

حتى يعمل الترانزستور عمل مضخم يجب أن تقع نقطة العمل في المنطقة الفعالة، إذا يجب تحديد النقاط التالية:



الشكل (5-1) دارة مضخم ترانزستوري بوصلة باعث مشترك.

أولاً: نقطة العمل، وذلك برسم الدارة المكافئة المستمرة، نفتح المكثفات بعد قصر منبع الجهد المتناوب ونحسب إحداثيات نقطة العمل للدارة $Q(I_{CQ},V_{CEQ})$ ونختار I_{BQ} بحيث تقع نقطة العمل في منتصف المنطقة الفعالة. دارة التضخيم هذه، هي دارة تحييز عن طريق مقسم كمون على القاعدة، نطبق ثفنين من أجل حلّ الدارة، كما رأينا سابقاً.

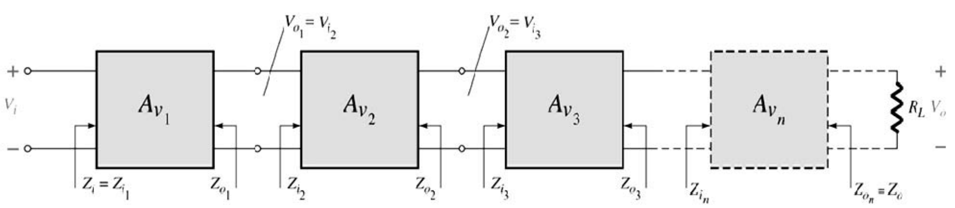
ثانياً: نرسم خط الحمولة الساكن بعد تحديد كل من تيار وجهد الإشباع، و تيار وجهد القطع أيضاً.

ثالثاً: نطبق الإشارة المتناوبة على قاعدة الترانزستور، فنجد أن تيار القاعدة يتغير حول قيمته الساكنة I_{BQ} وهذا التغير سوف ينقل إلى تغير في تيار المجمع $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ مضخماً بمقدار β وهذا بدوره يسبب هبوطاً متغيراً على مقاومة الحمل (الخرج) ويكون كبيراً بالنسبة لإشارة الدخل المتناوبة.

<u>رابعاً</u>: تتأرجح إشارة الخرج المتناوبة على مستقيم الحمولة المتناوب ***Ac. Load line*** لذلك نرسم الدارة المكافئة المتناوبة ونرسم هذا المستقيم. نلاحظ في مثالنا أن رسم الدارة المكافئة المتناوبة هو نفسه رسم الدارة المكافئة المستمرة، لأن قصر المكثفات في الدارة المتناوبة لا يؤدي إلى قصر أية مقاومة من الدارة. كذلك نفتح منابع الجهد المتناوب ونقصر منابع الجهد المستمر، وهذا يعني أن مستقيم الحمولة المتناوب ينطبق تماماً على مستقيم الحمولة الساكن، إذاً يكون لدينا نقطة العمل نفسها في الحالتين، ويتم تأرجح الإشارة على مستقيم الحمولة المتناوب المنطبق على خط الحمولة الساكن.

من التطبيقات الهامة جداً في مجال التضخيم، ومن أجل الحصول على معامل تضخيم أكبر، يمكن وصل المضخمات على التسلسل، لاحظ الشكل(5-2)، بحيث يكون خرج المضخم الأول هو دخل للمضخم الثاني، وخرج الثاني مدخل للثالث، أي إن هذه المضخمات خاضعة لشرط التحميل بمعنى آخر يمثل المضخم الثاني A_{v2} حملا بالنسبة للأول A_{v1} و المضخم الأول يحدد شدة إشارة دخل المضخم الثاني ويمثل منبعا لممانعة دخله وهكذا.... تقودنا هذه العملية إلى ربح كلي لدارة الوصل التسلسلي للمضخمات، مساوياً إلى جداء ربح المراحل الجزئية، أي:

$$A_{eq} = A_{v1} \,.\, A_{v2} \,.\, A_{v3} \,.\, A_{v4} \,\ldots\ldots A_{vn}$$

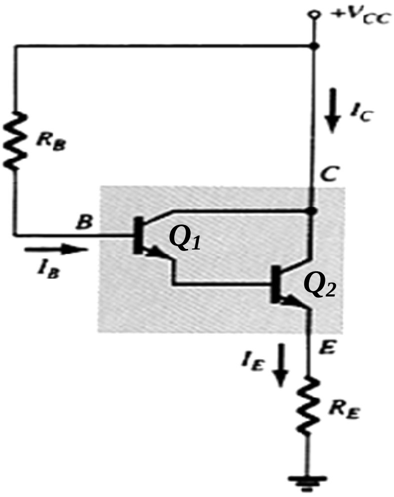


الشكل (5-2) دارة وصل تسلسلي لعدة مضخمات ترانزستوريه.

ملاحظات: 1- تكون دارة التغذية الخاصة لكل مرحلة مفصولة عن المرحلة السابقة واللاحقة بواسطة مكثف مقارن (ربط)، وتكون حسابات هذه التغذية المرحلية مستقلة عن الوصل التسلسلي.

2- تكون حسابات التغذية المتناوبة للربح وللممانعات مستقلة أيضاً في كل مرحلة.

إن أبسط تطبيق لهذا الوصل التسلسلي هو الوصلة المبينة في الشكل (5-3)، نلاحظ أنه يتم وصل باعث الترانزستور الأول إلى قاعدة الثاني ومجمع الثاني يوصل مع مجمع الأول وتطبق إشارة الدخل على قاعدة الترانزستور الأول ($Q1$)، يؤخذ الخرج على مجمع أو باعث الترانزستور الثاني ($Q2$)، تسمى هذه الدارة بدارة دارلنغتون.



الشكل (5-3) دارة وصل تسلسلي عملية للتضخيم(دارلنغتون).

ملاحظات:

1- تقدم هذه الدارة ربح تيار عالٍ جداً يساوي جداء ربح التيار للمرحلة الأولى والثانية أي: $\beta_D = \beta_1 . \beta_2$ ويمكن برهان هذه العلاقة بشكلٍ بسيط باستخدام التيارات في الدارة، ويترك برهانها للطالب.

2- تقدم ممانعة دخل عالية جداً و ممانعة خرج منخفضة.

3- يمكن استخدامها في دارات المزج الصوتية ومولدات الضجيج ودارات تضخيم التيار.

4- يمكن تشكيل دارة أخرى مشابهة لهذه الدارة، وذلك بأخذ وصلة من مجمع Q_2 إلى باعث Q_1 ومجمع Q_1 موصول إلى قاعدة Q_2.

5-2-2- استخدام الترانزستور كمفتاح إلكتروني: *Switch (on ,off)*

يعمل الترانزستور بوصفه مفتاحاً إلكترونياً دون أن يكون مضخماً، أي يقوم بنقل إشارة الدخل إلى الخرج عندما يكون في حالة تمرير (**on**)، وعندما يكون في حالة قطع (**off**) يكون الخرج مساوياً الصفر. ينتقل الترانزستور في هذا النظام من منطقة التمرير (الإشباع) إلى منطقة القطع، أي يعمل الترانزستور بنظامي الإشباع والقطع، ويحال ذلك وفق الخطوتين التاليتين:

1- عند النبضة الموجبة لإشارة الدخل المطبقة على القاعدة تحدث الآليات التالية:

$$V_{BE}\uparrow \Rightarrow J_{BE}=on \Rightarrow I_B \uparrow\uparrow \Rightarrow I_C \approx I_{Csat} \quad and \quad V_{CE}=V_{CE\,min}\approx 0$$

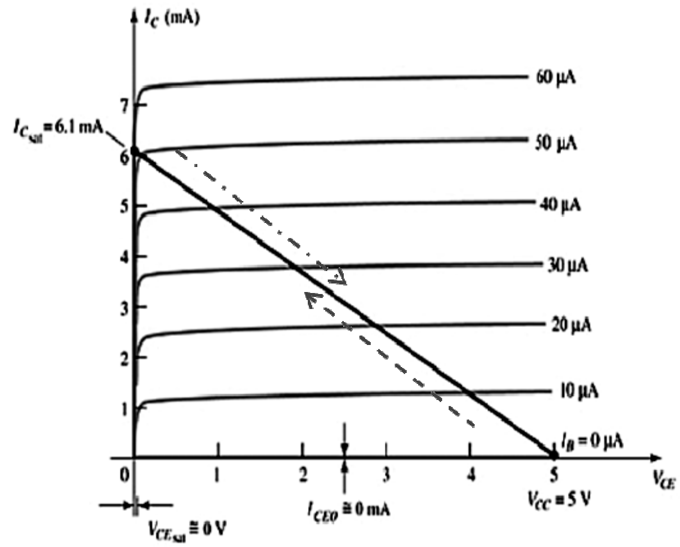
إذاً الترانزستور في حالة تمرير *on* ويعمل بنظام الإشباع.

2- عند النبضة السالبة لإشارة الدخل تحدث العمليات بالتسلسل التالي:

$$V_{BE}\downarrow \le 0 \Rightarrow J_{BE}=off \Rightarrow I_B \downarrow\downarrow \approx 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO}=I_{C\,min}\approx 0 \; and\, V_{CE}\approx V_E$$

والترانزستور في حالة *off* عدم تمرير ويعمل بنظام القطع.

يبين الشكل (5-4) مميزة الفولت-أمبير للترانزستور وآلية عمله بوصفه مفتاحاً إلكترونياً و ذلك بانتقاله بين منطقتي القطع و الإشباع، أي العمل بين الحالتين (*on ,off*). ويحسب تيار الإشباع في هذه الحالة من العلاقة: $I_{Csat}=\frac{V_{CC}}{R_C}$ و يجب أن يحقق تيار القاعدة العلاقة التالية: $I_B \rangle \frac{I_{Csat}}{B_{dc}}$. يمكن تحديد كل من مقاومتي القطع و الإشباع وفق العلاقتين التاليتين: $R_{cutoff}=\frac{V_{CC}}{I_{CBO}}$ للقطع و $R_{sat}=\frac{V_{CEsat}}{I_{Csat}}$ للإشباع.



الشكل (5-4) آلية عمل الترانزستور كمفتاح.

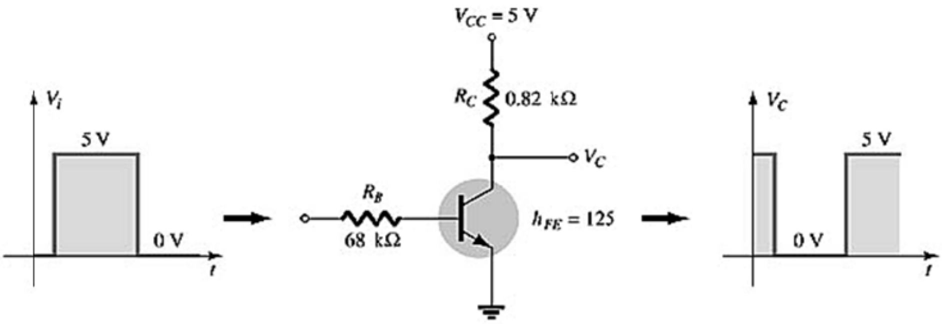
مثال: تمثل الدارة المبينة في الشكل (5-5) دارة ترانزستوريه تعمل كمفتاح إلكتروني بالنسبة لإشارة دخل مربعة، تتم آلية عملها وفق ما يلي:

1- $V_i = 0 \Rightarrow I_B \approx 0\,(J_{EB} = off) \Rightarrow I_C = \beta I_B \approx 0 (J_{CE} = off) \Rightarrow$

$$\Rightarrow V_{CE} = V_{CC} \Rightarrow V_{out} = V_{CE}$$

2- $V_i = V \Rightarrow I_B \neq 0\,(J_{EB} = on) \Rightarrow I_C = \beta I_B \approx I_{CSat} (J_{CE} = on) \Rightarrow$

$$\Rightarrow V_{CE} = V_{CESat} \cong 0 \Rightarrow V_{out} = 0$$



الشكل (5-5) آلية عمل الترانزستور كمفتاح.

يقودنا هذا التحليل إلى إشارة الخرج المبينة بالشكل (5-5)، ونلاحظ أنه في حالة وجود إشارة دخل يصبح الخرج مساوياً الصفر أي $(V_i=V_{CC}\Rightarrow V_{out}=0)$، أما في حالة عدم تطبيق أية إشارة دخل، يكون الخرج مساويا لجهد التغذية (التحييز) أي $(V_i=0\Rightarrow V_{out}=V_{cc})$. بناء عليه يمكن اعتبار هذه الدارة البسيطة أيضاً عبارة عن دارة عاكس (قالب أي *Not*) المنطقية وفق الجدول التالي:

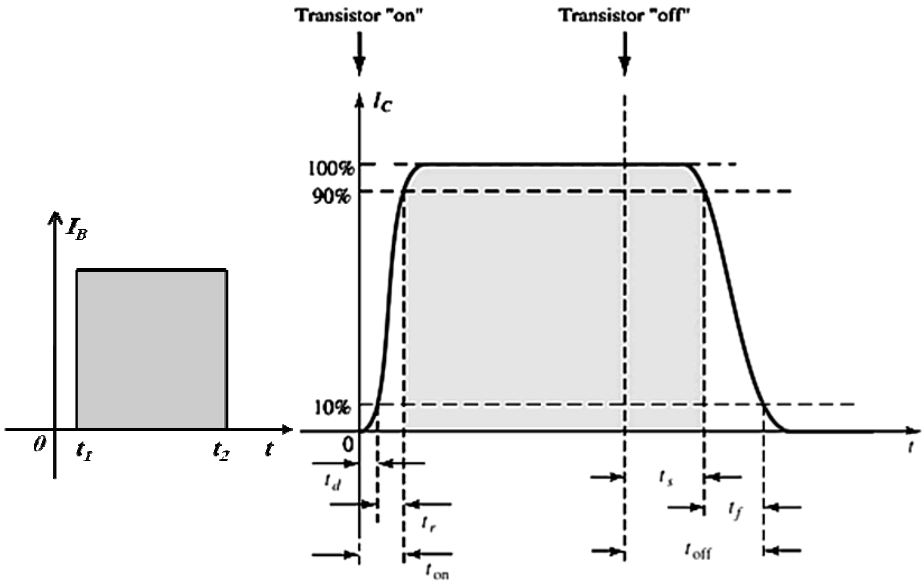
V_i	V_{out}
0 logic = 0 v	*1 logic =* V_{cc} *v*
1 logic = 5 v	*0 logic = 0 v*

من الناحية العملية، يمكن تحليل عمل الترانزستور بوصفه مفتاحاً إلكترونياً عند إشارة دخل تمثل نبضة مربعة وفق الشكل (5-6)، يقسم المخطط الزمني للنبضة المربعة في الخرج، بناء على تيار دخل على شكل إشارة مربعة، إلى المراحل التالية:

1- في المجال $[0,t_1]$: يكون الترانزستور في حالة قطع و لا يمر سوى تيار التسريب العكسي. نبين ذلك وفق تسلسل العمليات التالي:

$$\downarrow V_{BE} \leq 0 \Rightarrow J_{BE} = off \Rightarrow I_B \downarrow\downarrow\approx 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO}$$

2- في اللحظة t_1: يبدأ الجهد V_{BE} بالتزايد بشكل تدريجي ويتزايد تدريجياً كل من تيار القاعدة I_B وتيار المجمع I_C حتى يصل إلى قيمة تيار الإشباع I_{Csat} وفق الآلية التالية: $V_{BE}\uparrow\Rightarrow J_{BE}=on\Rightarrow I_B\uparrow\Rightarrow I_C\approx I_{Csat}$. بالنتيجة ينتقل الترانزستور تدريجياً إلى حالة التوصيل، يحتاج تيار المجمع إلى مدة زمنية لينتقل من القيمة $0\leftarrow 0.1I_{c\,max}$، تسمى هذه المدة بزمن التأخير t_d ومدة زمنية أخرى t_r لينتقل إلى القيمة $I_{Csat}=0.9\ I_{Cmax}$ تسمى بزمن الصعود، إذاً يمكن تعريف زمن فتح الترانزستور t_{on} على أنه يساوي زمن التأخير مضافاً إليه زمن الصعود وفق العلاقة التالية: $t_{on}=t_r+t_d$، لاحظ الشكل(5-6).



الشكل (5-6) شكل إشارة الخرج لترانزستور يعمل كمفتاح بناء على دخل ذو إشارة مربعة.

3- في اللحظة t_2: ينخفض الجهد V_{BE} تدريجياً ويصبح المتصل J_{BE} في حالة قطع (يتم إعادة توزيع حوامل الشحن)، بالتالي يتناقص تدريجياً كل من تيار القاعدة I_B، حتى ينعدم تقريبا، وكذلك تيار المجمع I_C، حتى يصل إلى قيمة تيار الإشباع العكسي I_C يتم ذلك وفق التسلسل التالي:

$$\downarrow V_{BE} \leq 0 \Rightarrow J_{BE} = off \Rightarrow \downarrow\downarrow I_B \approx 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO}$$

ينتقل الترانزستور بالنتيجة إلى القطع بحيث يحتفظ تيار المجمع بقيمة $0.9\ I_{cmax}$ لمدة زمنية t_s تسمى بزمن التخزين، ويحتاج لمدة زمنية أخرى ليصل إلى القيمة $0.1\ I_{max}$ وتسمى بزمن الهبوط t_f. إذاً يمكن تعريف زمن فتح الترانزستور t_{off} بأنه زمن التأخير مضافاً إليه زمن الصعود وفق العلاقة التالية: $t_{off} = t_s + t_f$ ، لاحظ الشكل (5-6).

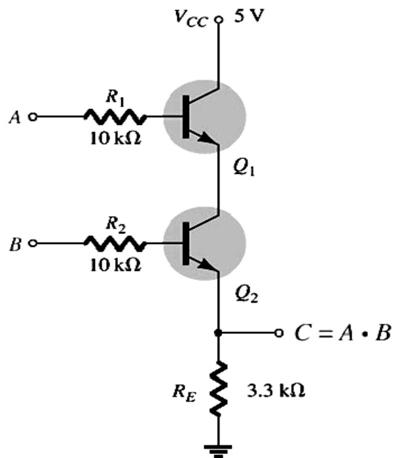
5-2-3- استخدام الترانزستور في الدارات المنطقية (*Logic Circuits*):

وجدنا أنه بتحيز معين للترانزستور، ينتقل بين منطقتي عمله، الإشباع والقطع، يمكن للترانزستور أن يعمل عمل القاطع أو المفتاح *(on ,off)* (وأيضاً كبوابة *Not* الشكل(5-5))، وبالتالي ينتقل بين قيمتين *0v* و *5 volt* مثلاً.

الدارات المنطقية: وهي دارات تتعامل مع النظام الثنائي *(0,1)*، يدل الصفر على *0 volt* و يدل *1* على قيمة جهد معين *5,10,12 volt*. إذاً باستخدام ترانزستورين على الأقل بحيث يشكلان مدخلي الدارة المنطقية، وتحديد التحييز على أن يتم العمل بين منطقة الإشباع والقطع، يمكن الحصول على دارات منطقية مختلفة.

أ- بوابة *AND*:

نضع ترانزستورين متماثلين *(Q_1, Q_2)* تماماً، موضحين بالدارة المبينة في الشكل (5-7)، تمثل قاعدتي الترانزستورين مدخلي البوابة *B & A* ونأخذ الخرج على مقاومة R_E موصولة إلى باعث الترانزستور الثاني، يعمل الترانزستوران في نظامي القطع والإشباع، يغذى المدخلان إما بقيمة الصفر فولت و تعني الصفر المنطقي *0 logic = 0 v* أو قيمة معينة للجهد و تعني الواحد المنطقي *1 logic = 5 volt*.



الشكل (5-7) دارة ترانزستوريه تمثل بوابة *AND*.

عند تطبيق الواحد المنطقي، على قاعدة الترانزستور، يعمل الترانزستور بنظام الإشباع، ويكافئ في هذه الحالة قاطعاً مغلقاً (*on*) ويعوض عنه بسلك. أما في حالة تطبيق الصفر المنطقي فإن ذلك يؤدي إلى انتقال الترانزستور من منطقة الإشباع إلى منطقة القطع ويصبح بحالة (*off*) ويعوض عنه بقاطع مفتوح.

بما أنه لدينا مدخلان A و B فإننا بالتالي نميز أربع حالات مختلفة مبينة في الجدول التالي:

N	Input (A)	Input (B)	Q_1	Q_2	Output V_0
1	0 logic	0 logic	Off	Off	0
2	0	1	Off	On	0
3	1	0	On	Off	0
4	1	1	On	On	1 logic = 5 v

مناقشة الحالة (1): عندما تطبق $0\ logic = 0v$ على كل من $B, A \Leftarrow$ $Q_1 = Q_2 =$ *off* إن كلاً من الترانزستورين بحالة قطع، وبالتالي لا يمر أي تيار في الدارة، وتنفصل قيمة جهد التغذية $5v$ عن المقاومة R_E، إذاً يكون الخرج في هذه الحالة مساوياً $V_0 =$ $0v$ أي $0\ logic$.

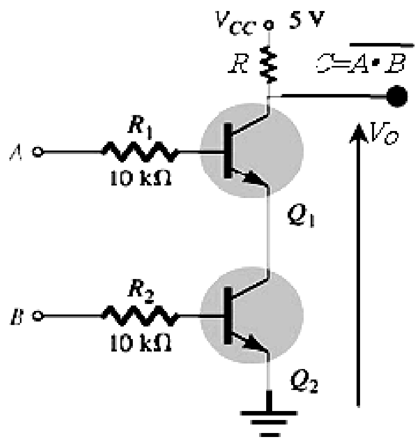
الحالة (2) و (3): طالما هناك ترانزستور في حالة *off* إما Q_1 أو Q_2 فإن الدارة أو البوابة، بشكل عام، في حالة قطع ولا يمر تيار، وبالتالي يكون الخرج مساوياً إلى $0volt$.

الحالة (4): نتيجة تطبيق $1\ logic$ على كل من القاعدتين فإن ذلك يؤدي إلى كون كل من الترانزستورين بحالة *on*، وبالتالي ويكون خرج الدارة مساوياً $v_0 = 5\ v$ أي واحد منطقي.

ب- بوابة NAND:

تتكون هذه الدارة من ترانزستورين متشابهين تماماً وموصولين كما هو مبين على الشكل (5-8)، يتم أخذ الخرج على مجمع الترانزستور الأول الموصول إلى الأرضي عبر الترانزستور الثاني. يعمل الترانزستوران أيضاً في نظامي القطع والإشباع. بتطبيق $1\ logic = 5v$ على قاعدة كل من الترانزستورين ينتقل الترانزستور إلى منطقة الإشباع وبالتالي الترانزستور في حالة *on*، ويستعاض عنه

بسلك، فيكون لدينا حالة قصر. في الصفر المنطقي ينتقل الترانزستور إلى القطع *off* ويستعاض عنه بقاطع مفتوح.



الشكل (5-8) دارة ترانزستوريه تمثل بوابة *NAND*.

يمكن تلخيص عمل الدارة بالجدول التالي:

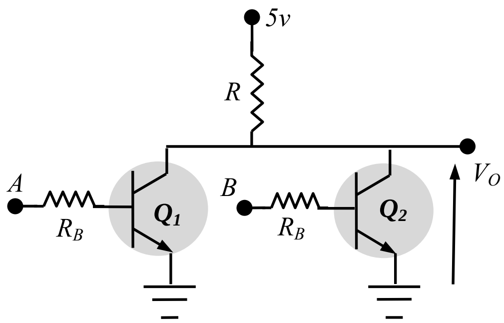
N	Input (A)	Input (B)	T_1	T_2	Output V_0
1	0 logic	0 logic	Off	Off	1
2	0	1	Off	On	1
3	1	0	On	Off	1
4	1	1	On	On	0 logic = 0 v

تتم مناقشة هذا الجدول بحالاته الأربع، كما رأينا في المناقشة السابقة، مع الانتباه إلى أن جهد الخرج مأخوذ على مجمع الترانزستور Q_1 وبالتالي يمكن ملاحظة أن الخرج مساوي دائماً لقيمة $5\ v$ أو $1\ logic$ عندما يكون أحد الترانزستورين أو كلاهما في حالة *off*.

الحالة الرابعة: عندما يكون $Q_1 = Q_2 = on$، يقصر الخرج إلى الأرضي نتيجة عمل الترانزستورين في منطقة الإشباع. هذا يؤدي إلى أن $v_{out} = 0\ volt\ = 0\ logic$.

ج- دارة بوابة *NOR*:

يوضع الترانزستوران على التفرع مع الخرج في هذه الدارة، كما هو موضح في الشكل (5-9). الترانزستوران مثاليـان ويعملان في منطقتي الإشباع والقطع. تطبق المداخل على قاعدتي الترانزستورين.



الشكل (5-9) دارة ترانزستوريه تمثل بوابة *NOR*.

بمناقشة مماثلة لما سبق يمكن الوصول إلى الجدول التالي:

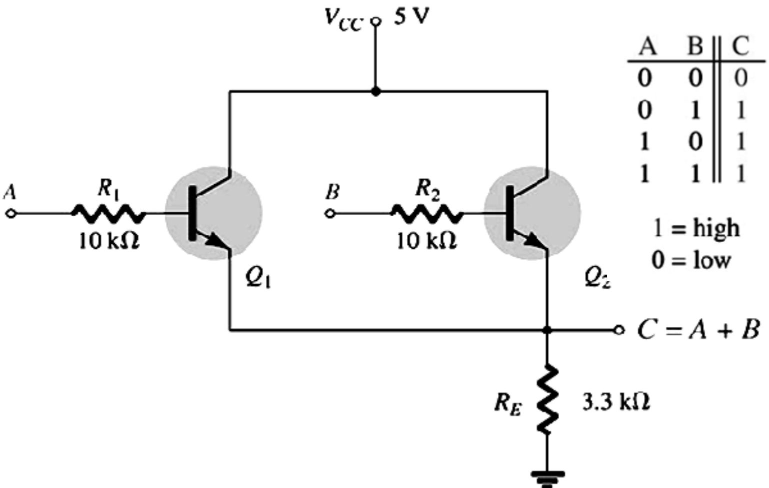
N	*Input (A)*	*Input (B)*	T_1	T_2	*Output* V_0
1	0 logic	0 logic	Off	Off	1 =5 v
2	0	1	Off	On	0 =0 v
3	1	0	On	Off	0
4	1	1	On	On	0

في هذه الدارة، طالما أن أياً من الترانزستورين أو كلاهما بحالة *on*، يتم قصر الخرج إلى الأرضي ويصبح مساوياً لـ $V_o = 0v = 0\ logic$ أما في حالة أن كلا الترانزستورين في حالة قطع ⇐ يؤخذ الخرج على المقاومة *R* ويساوي $= 1\ logiq$ $v_{out} = 5\ v$، ويمكن مناقشة كل حالة كما ناقشناها سابقاً.

د- دارة بوابة *OR*:

يوضع الترانزستوران المثاليان و العاملان في منطقتي القطع والإشباع، في هذه الدارة المبينة في الشكل (5-10)، على التفرع، و يؤخذ الخرج على باعث

الترانزستور الثاني. يطبق الدخل على كل من قاعدتي الترانزستورين، يترك للطالب مناقشة هذه الدارة و التأكد من صحة الجدول الموجود على الشكل (5-10).



A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

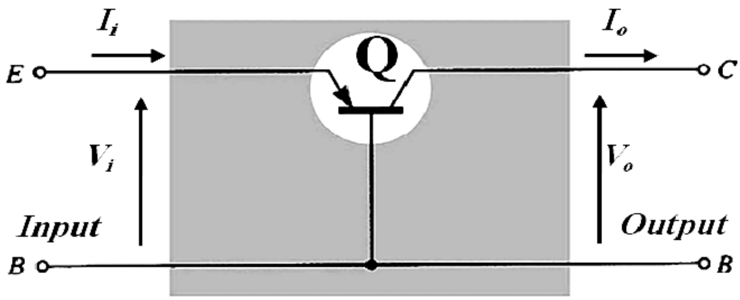
الشكل (5-10) دارة ترانزستوريه تمثل بوابة *OR*.

هـ - دارة بوابة *XOR* :

نحتاج في دارة البوابة *XOR* لأكثر من ترانزستورين من أجل الحصول على الدارة، وتصبح الدارة بذلك أكثر تعقيداً و لكن تناقش بالآلية السابقة نفسها.

5-3- الدراسة التحليلية للترانزستور بالنسبة للإشارة المتناوبة ونمذجة الترانزستور *BJT*.

لدراسة وتحليل عمل الترانزستور ثنائي القطبية عند وجود إشارة متناوبة في الدخل، يجب وضع نموذج لهذا الترانزستور يعكس سلوكه تجاه هذه الإشارة، أو بمعنى آخر وضع نموذج يكافئ هذا الترانزستور. يعرف النموذج بأنه عبارة عن دارة مكافئة تمثل الخصائص المتناوبة للترانزستور، أو تمثل استجابة الترانزستور عند الإشارة المتناوبة. يستخدم النموذج عناصر الدارة المكافئة من أجل الاستعاضة عن الترانزستور بما أنه يسلك سلوك رباعي الأقطاب، لاحظ الشكل (5-11)، هناك عدة دارات مكافئة لتحليل سلوكه تجاه الإشارة المتناوبة وهي:



الشكل (5-11) تمثيل الترانزستور كرباعي أقطاب.

1- النموذج المكافئ *The Z transistor Model* . *Z*

2- النموذج المكافئ: *The Y transistor Model* .*Y*

3- نموذج منبع التيار مع الديود (النموذج *re*) *The re Transistor Model*

4- النموذج المكافئ الهجين *H* : . *The H transistor Model*

5-3-1: النموذج المكافئ *Z*:

يتم استخدام دارتي ثفنين (منبع جهد مع ممانعة على التسلسل) في الدخل وأيضاً في الخرج. يبين الشكل(5-12) الدارة المكافئة *Z* للترانزستور. يمكن توصيف هذه الدارة رياضياً (وضع نموذج رياضي) يمثل علاقتي جهد الدخل والخرج بكل من تيار الدخل والخرج وفق العلاقة (5-1):

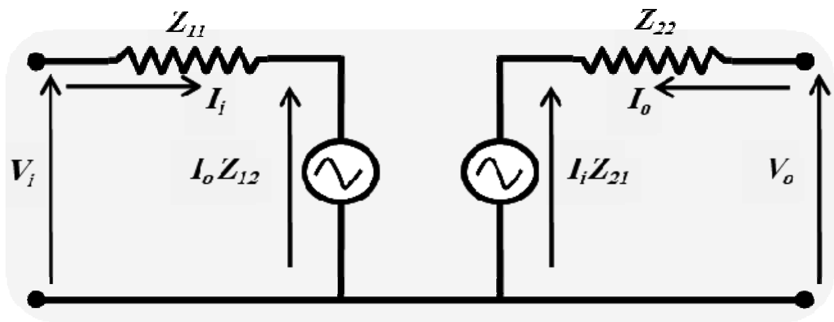
$$V_i = Z_{11} I_i + Z_{12} I_o$$
$$V_o = Z_{21} I_i + Z_{22} I_o \qquad (5-1)$$

فيكون: Z_{11} تمثل ممانعة الدخل للتيار المتناوب من أجل خرج مفتوح و تعطى بالشكل التالي:

$$Z_{11} = \left.\frac{v_i}{I_i}\right|_{I_0=0}$$

Z_{12} ممانعة النقل العكسية، تعبر عن تأثير تيار الخرج على جهد الدخل في حالة فتح الدخل وتعطى بـ العلاقة التالية:

$$Z_{12} = \left.\frac{v_i}{I_0}\right|_{Ii=0}$$



الشكل (5-12) تمثيل الترانزستور بدارة مكافئة Z.

Z_{21}: ممانعة النقل الأمامية، تعبر عن تأثير تيار الدخل على جهد الخرج في حالة خرج مفتوح $I_0 = 0$ وتعطى بالعلاقة التالية:

$$Z_{21} = \left.\frac{v_o}{I_i}\right|_{I_0=0}$$

Z_{22}: ممانعة الخرج للتيار المتناوب من أجل دخل مفتوح وتعطى بالعلاقة التالية:

$$Z_{22} = \left.\frac{v_o}{I_0}\right|_{I_i=0}$$

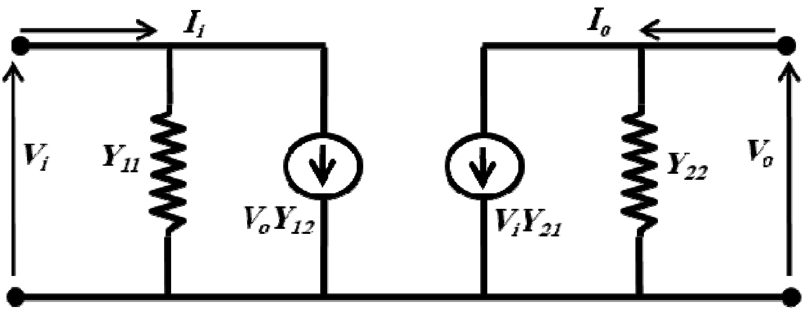
5-3-2- النموذج المكافئ Y: *The Y transistor model*

يتم التعويض عن الترانزستور في هذه الدارة المكافئة، بدارتي نورتون (أي منبع تيار مع سماحية على التفرع) في كل من قسمي الدخل والخرج. توصف هذه الدارة المبينة في الشكل (5-13) بالمعادلتين التاليتين حيث تربط كل من تياري الدخل والخرج بجهدي الدخل والخرج وفق:

$$I_i = Y_{11}V_i + Y_{12}\, V_o$$

$$I_o = Y_{21}\, V_i + Y_{22}\, V_o \qquad (5-2)$$

يكون: $Y_{11} = \left.\frac{I_i}{V_i}\right|_{Vo=o}$: تمثل علاقة سماحية الدخل للتيار المتناوب من أجل خرج مقصور.



الشكل (5-13) تمثيل الترانزستور بدارة مكافئة Y.

$Y_{12} = \left.\frac{I_i}{V_o}\right|_{Vi=o}$: سماحية النقل العكسية، وتمثل تأثير جهد الخرج على تيار الدخل من اجل جهد دخل مقصور.

$Y_{21} = \left.\frac{I_o}{V_i}\right|_{Vo=o}$: سماحية النقل الأمامية كما تمثل تأثير جهد الدخل على تيار الخرج من اجل جهد خرج مقصور.

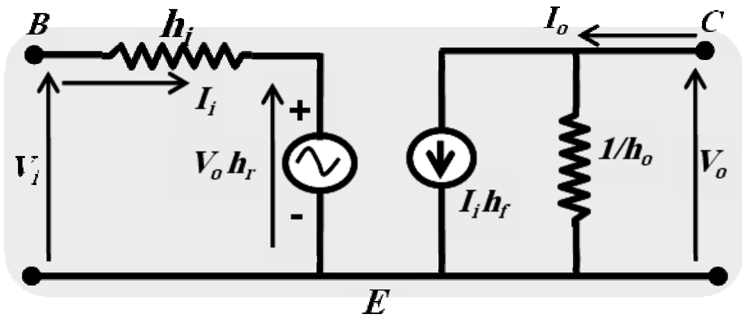
$Y_{22} = \left.\frac{I_o}{V_o}\right|_{Vi=o}$: تمثل سماحية الخرج للتيار المتناوب من أجل دخل مقصور.

ملاحظة: لحل دارات الترانزستور بشكل عام، باستخدام إحدى الدارتين السابقتين Z أو Y، نقوم بمكافأة الدارة للتيار المتناوب، ثم نكافئ الترانزستور بأحد النموذجين، و نحسب التيارات والجهود ومعامل التضخيم و ..... لكن لن نقوم في هذا الفصل بتحليل دارات الترانزستور ذات المكافئ Z أو Y لأنها قليلة الاستخدام وإنما سنلجأ للمكافئ الهجين.

5-3-3- الدارة المكافئة الهجينة *The Hyperd Equivalent model* : *H*

يدل اسم هذه الدارة المكافئة على شكل تمثيل كل من دارة الدخل ودارة الخرج للترانزستور، فنعوض الدخل بجزء من دارة مكافئ Z، ويستعاض عن الخرج بجزء من الدارة المكافئة Y. يبين الشكل (5-14) المكافئ الهجين للترانزستور، فقد تم أخذ

مكافئ ثفنين في الدخل (هبوط جهد تسلسلي مكافئ Z) ودارة نورتون للخرج (دارة تفرعيه للتيار، مكافئ Y).



الشكل (5-14) تمثيل الترانزستور بدارة مكافئة H.

تعطى معادلتا النموذج على أساس أن معادلة جهد الدخل تابعه لكلٍ من تيار الدخل وجهد الخرج، وأيضاً معادلة تيار الخرج معطاة بدلالة كل من تيار الدخل وجهد الخرج، و فق العلاقتين (5-3):

$$V_i = h_i\, I_i + h_r\, V_o$$
$$I_o = h_f\, I_i + h_o\, V_o \qquad (5\text{-}3)$$

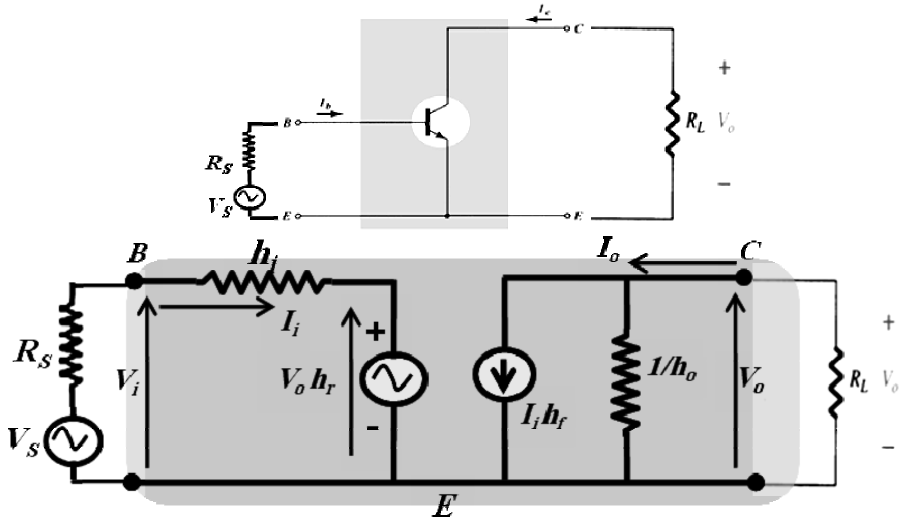
مع: $h_i = \left.\frac{V_i}{I_i}\right|_{Vo=o}$ تمثل ممانعة الدخل للتيار المتناوب من أجل خرج مقصور.

$h_r = \left.\frac{V_i}{V_o}\right|_{Ii=o}$ تمثل نسبة نقل الجهد العكسي لدخل مفتوح $I_i = 0$ ويمثل الجداء $h_r\, V_o$ منبع جهد يعبر عن أثر جهد الخرج في دارة الدخل.

$h_f = \left.\frac{I_o}{I_i}\right|_{Vo=o}$ عبارة نسبة تحويل التيار الأمامية (نسبة التضخيم الأمامية) عندما يكون الخرج مقصوراً ويمثل الجداء $h_f I_i$ منبع تيار، وهو يعبر عن أثر تيار الدخل في دارة الخرج.

$h_o = \frac{I_o}{V_o}\Big|_{Ii=o}$ تمثل سماحية الخرج عندما يكون الدخل مفتوحاً.

بالنسبة للدارة المكافئة المبينة في الشكل (5-15) و التي تمثل الدارة المكافئة الهجينة للترانزستور بوجود منبع تغذية متناوب V_S، يمكن إضافة بعض المعاملات الأخرى التي يجب معرفتها وحسابها لبيان آلية عمل الدارة ككل بعد تطبيق الجهد V_s ذي مقاومة الدخل R_s، تتمثل هذه المعاملات كما يلي:



الشكل (5-15) تمثيل الدارة المكافئة H بوجود منبع متناوب.

1- $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ تمثل قيمة ربح الجهد المتعلقة بدخل الترانزستور فقط، بين القاعدة والباعث في الدارة.

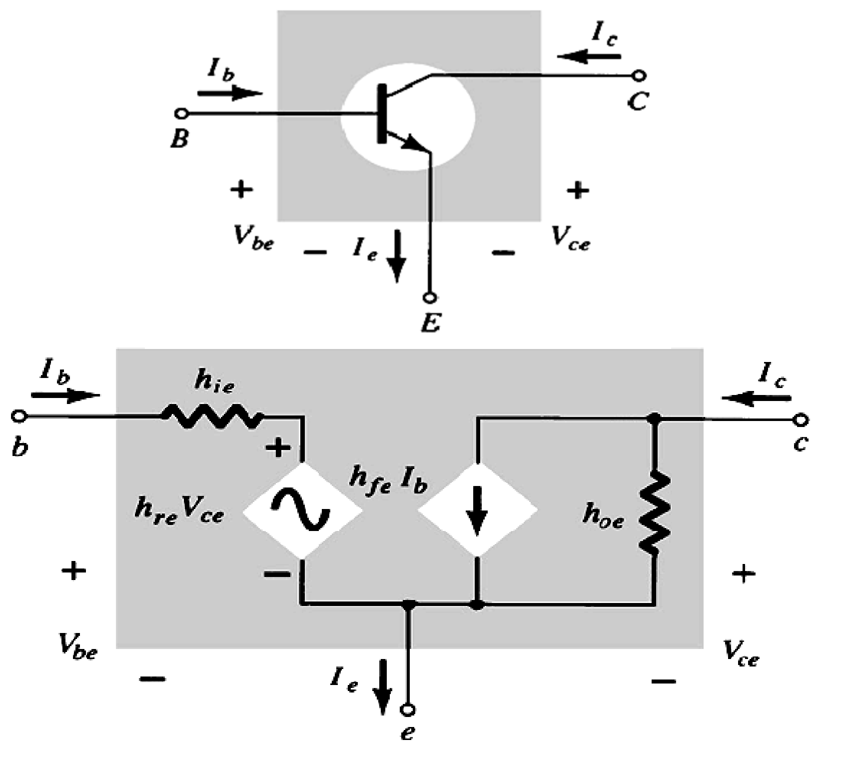
2- $A_{vs} = \frac{V_o}{V_s}$ تمثل ربح جهد الدارة الكلي الناتج عن تطبيق منبع الجهد المتناوب V_s.

3- $A_i = \frac{I_o}{I_i}$ تمثل قيمة ربح التيار على مدخل الترانزستور.

4- $R_i = \frac{V_i}{I_i}$: مقاومة الدخل بوجود الحمل R_L، ثم يمكن إيجاد ممانعة الدخل Z_i بالنظر للدارة المكافئة من جهة الدخل، وبعد منبع التغذية المتناوب أي بين القاعدة و الباعث.

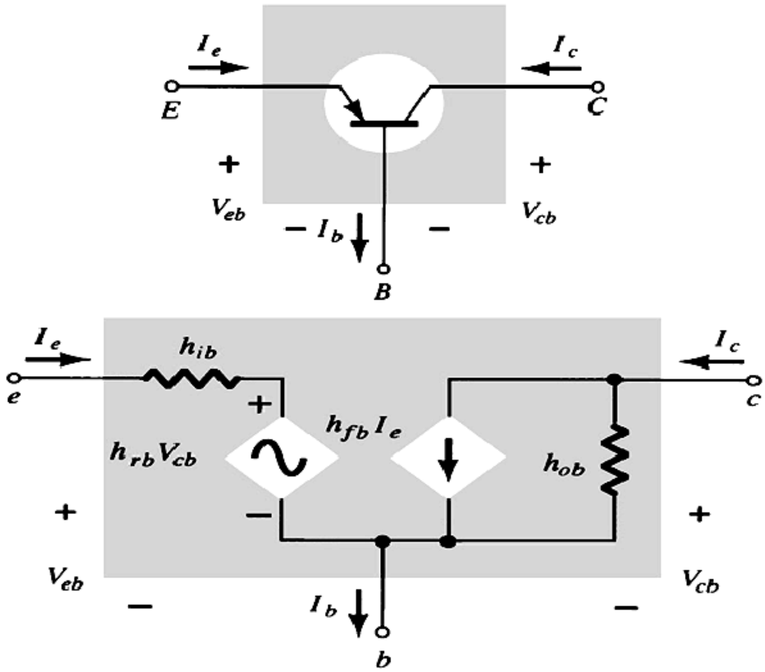
5- $R_o = \left.\frac{V_o}{I_o}\right|_{\substack{Vs=o \\ R_L \approx \infty}}$: مقاومة الخرج وذلك بقصر المنبع المتناوب وفتح الخرج، بعد ذلك يمكن إيجاد ممانعة الخرج Z_o بالنظر للدارة المكافئة من جهة الخرج أي بين المجمع و الباعث، ويمكن حسابها عن طريق تطبيق قانون كيرشوف.

ملاحظة(1): نضع حرف e على المعاملات الهجينة للدلالة على نوع الوصلة (الباعث المشترك). الشكل (5-16).



الشكل (5-16) تمثيل الدارة المكافئة H لوصلة الباعث المشترك.

ملاحظة(2): نضع حرف b و c لكل من المعاملات الهجينة للدلالة على وصلة القاعدة المشتركة والمجمع المشترك على التسلسل. لاحظ الشكل(5-17)، الذي يبين الدارة المكافئة لوصلة القاعدة المشتركة.



الشكل (5-17) تمثيل الدارة المكافئة H لوصلة القاعدة المشتركة.

ملاحظة(3): لم نصل كلاً من b و e في الشكلين السابقين إلى الأرضي. في حال كان هناك مقاومة تصل الباعث e أو القاعدة b إلى الأرضي فيجب أخذها بعين الأهمية ووضعها في الدارة المكافئة، وتدخل عندها في معادلات حساب معاملات الدارة.

5-3-3-1- إيجاد معاملات النموذج المكافئ الهجين:

يقصد بإيجاد معاملات النموذج، حل الدارة المكافئة وإيجاد قيم كل من A_{vs} ,R_i , R_0 ,A_i and A_v بدلالة المعاملات الهجينة التي هي h_i, h_r, h_f and h_0 ويتم ذلك بطريقتين: الأولى؛ هي حل الدارة المكافئة المتناوبة، لنأخذ مثالا توضيحيا لوصلة

الباعث المشترك بوجود منبع تغذية متناوب الشكل (5-15). يمكن حل الدارة المكافئة باستخدام قانوني كيرشوف، تيارات الحلقات وعقد الجهد، و الطريقة الثانية هي إيجاد مجموعة العلاقات المطلوبة، وذلك بإتباع الخطوات التالية:

1- تحديد R_L مقاومة الحمل (مكان توضع الخرج).

2- حساب كل من A_i وتحدد R_i مقاومة الدخل ثم حساب ممانعة الدخل Z_i.

3- حساب كل من A_v وتحديد R_O مقاومة الخرج ثم حساب ممانعة الخرج Z_0 وذلك انطلاقاً من معادلتي الدارة المكافئة الهجينة (5-3) وفق التسلسل التالي:

أ- مقاومة الحمل: تحدد بالنظر من جهة الخرج إلى الدارة المكافئة المتناوبة. في الدارة المبينة بالشكل (5-15) تساوي إلى $R_l = R_L$.

ب- ربح التيار $A_I = \dfrac{I_o}{I_i}$: نأخذ المعادلة الثانية، ونحسب من دارة الخرج علاقة V_0 مع I_0 لدينا: $V_0 = - I_0 R_L$ باتجاه معاكس، نعوض في المعادلة الثانية فتنتج علاقة ربح التيار التالية:

$$I_o = h_f I_i + h_o(-I_o R_l) \Rightarrow I_o(1 + h_o R_L) = h_f I_i$$
$$\Rightarrow \frac{I_o}{I_i} = A_I = \frac{h_f}{1 + h_o R_L} \qquad (4\text{-}5)$$

يمكن الحصول على العلاقة نفسها عن طريق علاقة مقسم التيار $h_f\ I_i$ عبر R_L و $1/h_o$.

ج- مقاومة وممانعة الدخل: نحسب مقاومة الدخل بالنظر إلى الدارة من جهة الدخل وبعد منبع الإشارة المتناوبة V_s ونحدد قيمتها، ثم نحسب ممانعة الدخل وفق العلاقة التالية: $Z_i = \dfrac{V_i}{I_i}$ ويتم حسابها من المعادلة الأولى للعلاقتين (5-3) وذلك بعد التقسيم على I_i فنحصل على العلاقة التالية:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i + h_r \frac{V_0}{I_i} \qquad (5\text{-}5)$$

ولكن لدينا: $V_0 = -I_0 R_L$ فنكتب:

$$Z_i = h_i - h_r R_L \frac{I_0}{I_i} \Rightarrow Z_i = h_i - h_r A_i R_L$$

وأخيرا نستطيع حساب قيمة ممانعة الدخل بعد تعويض قيمة معامل تضخيم التيار A_I من العلاقة (5-4) وفق العلاقة:

$$Z_i = h_i - \frac{h_f . h_r . R_L}{1 + R_{L.} . h_0} \qquad (5\text{-}6)$$

د- ربح الجهد A_V: يحسب ربح الجهد وفق العلاقة التالية:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{I_o R_L}{I_i . R_i} = -\frac{R_L}{R_i} A_I \qquad (5\text{-}7)$$

هـ- مقاومة أو ممانعة الخرج:

تحسب $Z_0 = R_0$ بعد قصر منبع الإشارة الصغيرة $V_s = 0$ وفتح مقاومة الحمل $R_L \rightarrow \infty$: يتم ذلك من المعادلة الثانية، تحسب مقاومة الخرج و فق العلاقة التالية:

$$g_o = \frac{1}{R_o} = \frac{I_o}{V_o} = h_f \frac{I_i}{V_o} + h_o$$

من دارة الدخل بعد قصر V_s لدينا: $I_i (h_i + R_s) = -h_r V_0$

بالتعويض في علاقة ناقلية الخرج $\frac{Ii}{V_0} = -\frac{h_r}{h_i + R_s} \Rightarrow g_0$

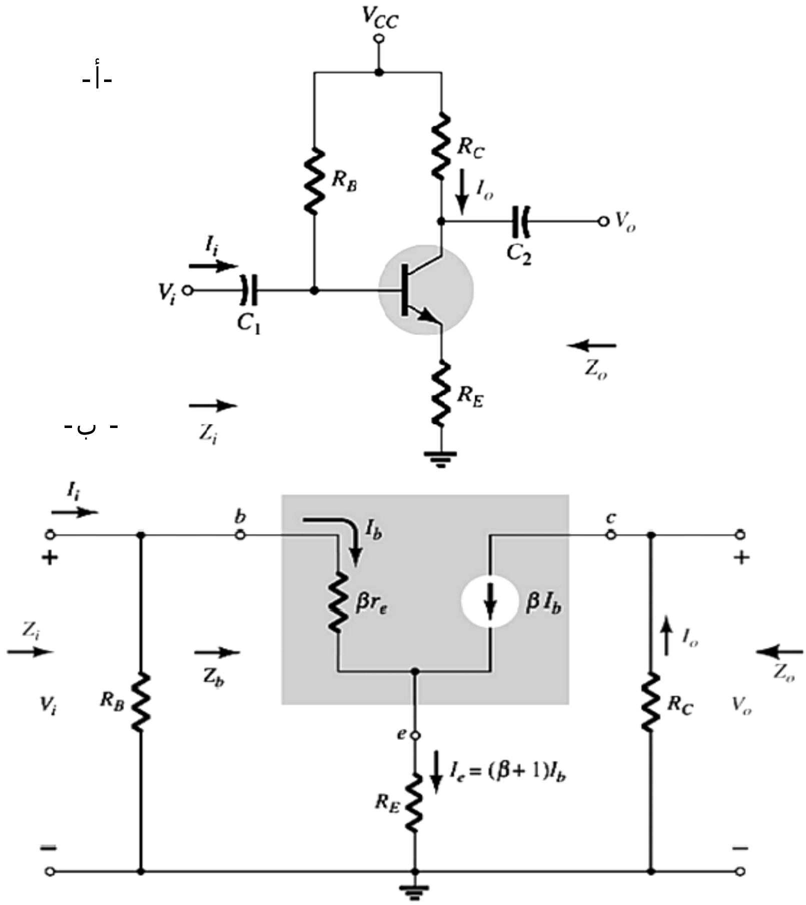
$$\Rightarrow \frac{1}{R_0} = h_f \frac{h_r}{h_i + R_S} + h_0 \Rightarrow R_0 = \frac{1}{\frac{-h_f . h_r}{h_i + R_s} + h_0}$$

إذاً القيمة النهائية للمانعة الخرج تعطى وفق العلاقة (5-8):

$$R_0 = \frac{h_i + R_s}{h_0 (h_i + R_s) - h_f . h_r} = Z_0 \qquad (5\text{-}8)$$

ملاحظة (1): بالطريقة نفسها يمكن حساب معاملات النموذج المكافئ الهجين للوصلات المختلفة مع ملاحظة أنه: عند وجود مقاومة R_e مع مكثف على التفرع فإن المقاومة

R_e لا تظهر في الدارة المكافئة المتناوبة لأنها تصبح مقصورة بالمكثف أما في حال عدم وجود المكثف، مثل دارة الباعث المشترك بتغذية مستمرة عبر المقاومة R_B ومقاومة R_E من دون مكثف على التفرع، الموضحة في الشكل (5-18- أ)، تعطى الدارة المكافئة في هذه الحالة كما في الشكل (5-18- ب) يوصل الباعث إلى الأرضي عبر المقاومة R_E.



الشكل (5-18) تمثيل الدارة المكافئة H لوصلة الباعث المشترك بدون مكثف على الباعث.

تحسب معاملات هذه الدارة كما في الدارة السابقة، ويترك للطالب عملية الاستنتاج الكلية، بينما تعطى هنا النتائج النهائية فقط:

1- ممانعة الخرج: بالنظر من جهة الخرج، تعطى الممانعة بالعلاقة التالية: $Z_0=R_C$.

2- ممانعة الدخل: بالنظر بين القاعدة و الباعث من جهة الدخل نجد أن ممانعة الدخل تعطى بالشكل التالي: $Z_i = R_B // Z_b$ أما الممانعة Z_b فهي موضحة على الشكل (5-18) وتعطى بالعلاقة التالية:

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E \Rightarrow Z_b \cong \beta (r_e + R_E)$$

$$\Rightarrow Z_b \cong \beta R_E \qquad (9\text{-}5)$$

3- علاقة ربح التيار تعطى بالعلاقة:

$$A_i = \frac{I_O}{I_i} = \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b} \quad or \quad A_i = -A_V \frac{Z_i}{R_C} \qquad (10\text{-}5)$$

4- علاقة ربح الجهد تعطى بالعلاقة:

$$A_v = \frac{V_O}{V_i} = -\frac{\beta R_C}{Z_b} \cong -\frac{R_C}{R_E}\Big|_{Z_b \cong \beta R_E} \qquad (11\text{-}5)$$

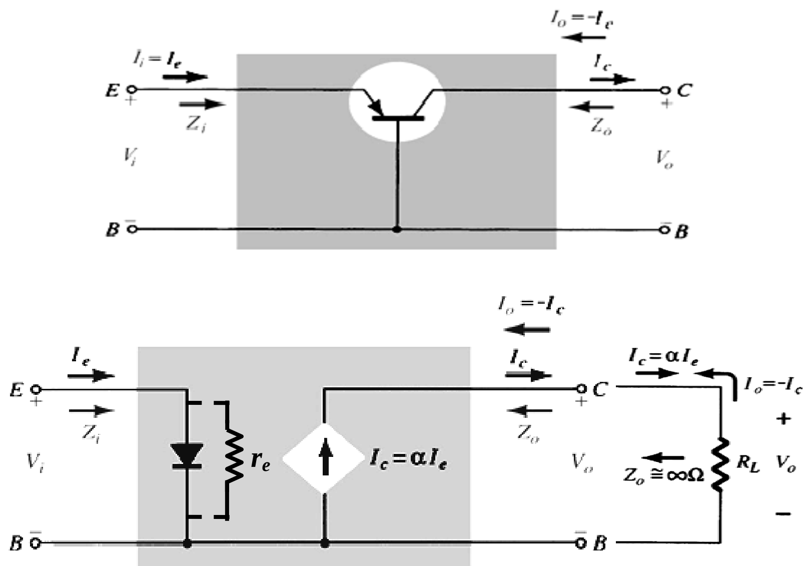
ملاحظة (2): في بعض الدارات تكون كل من Z_0 , Z_i واضحة، كذلك R_i , R_e لذلك ليس من الضروري إجراء حسابات باستخدام المعادلتين السابقتين، بل نكتفي بوضع علاقة ممانعة الدخل التي ترى من خلال دارة الدخل، وعلاقة ممانعة الخرج التي ترى عبر قطبي دارة الخرج، هذا ما نلحظه في الدارات التالية التي تمثل النموذج المختصر الهجين للترانزستور.

5-3-4- النموذج المكافئ The r_e Transistor Model re:

يسمى أيضا بنموذج منبع التيار مع الثنائي، يستعاض عن الترانزستور بمنبع للتيار ومتصل ثنائي (حقيقي)، هذا عائد لكون تيار خرج الترانزستور في معظم داراته، مكبر أو مضخم، يعطى بالعلاقة $[I_C = \beta I_B]$، أي بمعنى آخر إن خرج الترانزستور

BJT متحكم به عن طريق تيار الدخل، إذاً تسلك الدارة المكافئة r_e سلوك الترانزستور، و قد سمي هذا النموذج بـ r_e، لأنه يمكن مكافأة المتصل الموجود في الدارة المكافئة بمقاومته الديناميكية r_e. سلبية هذه الطريقة هي حساسيتها الشديدة لمستوى القيمة المستمرة في الإشارات المطبقة على الدخل، لأن القيمة المستمرة تعتبر تغذية مستمرة للثنائي وقد تغير من تحييزه، أو من مكان توضع نقطة عمله.

وصلة القاعدة المشترك: يبين الشكل (5-19) الدارة المكافئة r_e للترانزستور بوصلة القاعدة المشتركة.



الشكل (5-19) الدارة المكافئة r_e للترانزستور بوصلة القاعدة المشتركة مع إضافة حمل في الخرج.

يمكن حساب معاملات الدارة المكافئة المبينة في الشكل (5-19) بعد إضافة مقاومة حمل على الخرج كما يلي:

1- ممانعة الدخل *Input Impedance* Z_i: تقدر هذه الممانعة بعدة أومات فتبدأ من قيمة أومية صغيرة قد تصل حتى $50\ \Omega$، تمثل في الدارة المقاومة الديناميكية r_e للمتصل وتعطى بالعلاقة:

$$Z_i = \frac{v_i}{I_i} = r_e = \frac{26mv}{I_e}, I_C = \alpha I_e \qquad (12\text{-}5)$$

2- ممانعة الخرج *Output Impedance* Z_O: تحسب هذه الممانعة عند قصر الدخل وفتح الخرج، أي عندما تكون إشارة الدخل معدومة، وبالتالي فإن التيار $I_e=0$ و يصبح تيار الخرج معدوماً أي $I_C = 0$ فيكون لدينا عندها دارة مفتوحة، و تصبح قيمة ممانعة الخرج لانهائية (كبيرة جدا): $Z_0 = \frac{V_0}{I_0} \cong \infty \quad [\Omega]$

3- ربح الجهد *Voltage gain* :

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o R_c}{I_i Z_i} = \frac{I_o R_L}{I_e r_e} = \frac{\alpha I_e R_L}{I_e r_e} \approx \frac{R_L}{re} \qquad (13\text{-}5)$$

4- ربح التيار*Current Gain*: $A_I = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-I_c}{I_e} = -\alpha \approx -1$

وصلة الباعث المشترك: تكافأ وصلة الباعث المشترك بالموديل r_e بالدارة المبينة في الشكل (5-20)، يتم استبدال الثنائي بمقاومته الديناميكية r_e التي تعطى بالعلاقة التالية:

$$r_e = \frac{26[mv]}{I_b}[\Omega]$$

ويعطى تيار الباعث بالعلاقة التالية:

$$I_e = I_C + I_b = \beta I_b + I_b = (\beta + 1)I_b \approx \beta I_b \cong I_C$$

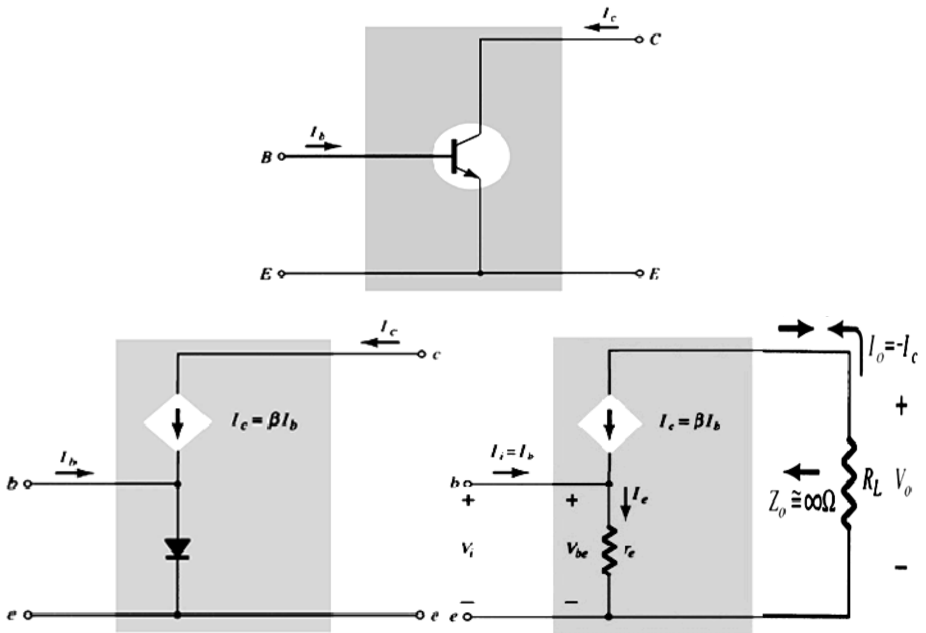
أما ممانعة الخرج فتعطى كما وجدنا في دارة القاعدة المشتركة بالقيمة التالية: $Z_0=\infty$، يطلب من الطالب التحقق من قيمة المعاملات التالية لهذه الدارة عندما $r_o=\infty$.

1- ممانعة الدخل *Input Impedance* Z_i: تعطى بالعلاقة $Z_i = \frac{v_i}{I_i} = \frac{V_{be}}{I_b} = \beta r_e$

2- ربح الجهد *Voltage gain* : $A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{I_o R_L}{I_i Z_i} \approx \frac{R_L}{re}$

3- ربح التيار *Current Gain*:

$$A_I = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_c}{I_b} = \beta$$



الشكل (5-20) الدارة المكافئة r_e للترانزستور بوصلة الباعث المشترك
مع إضافة حمل في الخرج.

5-3-5- النموذج المكافئ المختصر للترانزستور*BJT*:

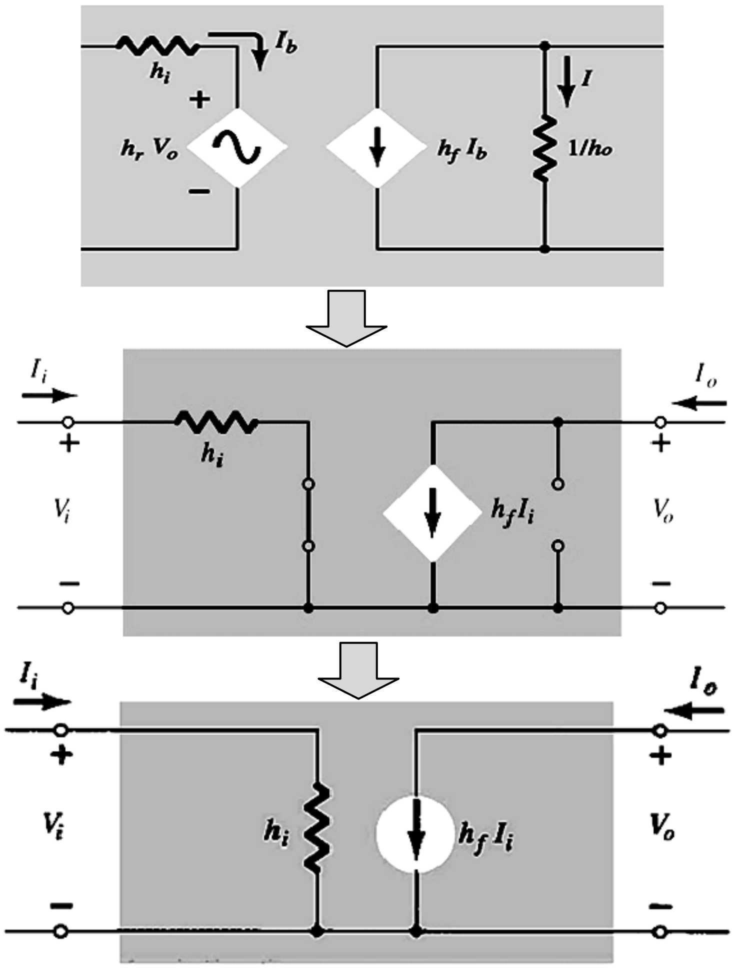
يقدم هذا النموذج دارة مكافئة تقريبية للترانزستور، تعتمد بشكل كامل على الدارة الهجينة و يتم ذلك بعد الأخذ بعين الأهمية الملاحظات التالية:

1- أثر h_r على معاملات الدارة الهجينة صغير جداً لأن قيمتها صغيرة، أي $h_r \approx 0 \Rightarrow h_r V_o \approx 0$ وهذا يؤدي إلى قصر منبع جهد الدخل في الدارة، وبالنتيجة انعدام تأثيره على الخرج.

2- أثرh_0 يتمثل بمقاومة الخرج $1/h_0$ وهي مقاومة كبيرة بالمقارنة مع الحمل الموازي لها لذلك يمكن إهمالها، وهذا يؤدي إلى دارة مفتوحة على التوازي مع الحمل لأن مرور التيار المار في هذه المقاومة صغير جداً، ويمر كاملاً في الحمل.

3- تصبح الدارة المكافئة الهجينة مشابهة للنموذج r_e المبين بالشكل (5-21) وتوصف بالمعادلتين التاليتين:

$$V_i = h_i\, I_i \;, \qquad I_o = h_f . I_i \tag{5-14}$$

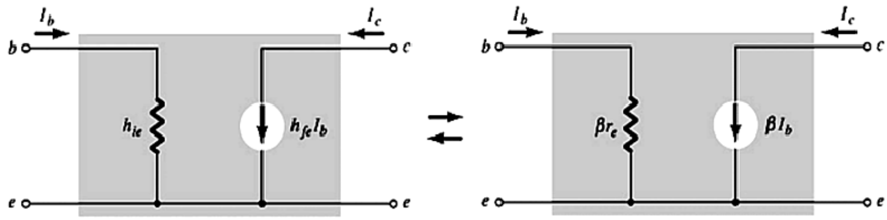


الشكل (5-21) تمثيل الدارة المكافئة المختصرة للترانزستور.

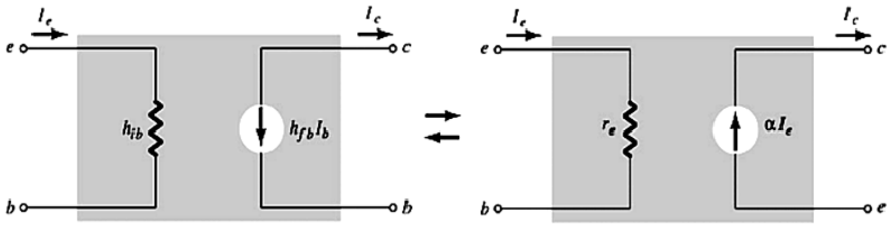
ملاحظة: بالنسبة للوصلتين $C.E, C.B$ يمكن مكافأتهما بالدارتين المبينتين بالشكل (5-22)، كما يمكن العمل على مكافأتهما بالدارة r_e وفق العلاقات التالية:

بالنسبة للباعث المشترك $h_{ie} = \beta r_e \;\; \& \;\; h_{fe} = \beta_{ac}$

بالنسبة للقاعدة المشتركة $h_{ib} = r_e \;\; \& \;\; h_{fb} = -\alpha \cong -1$



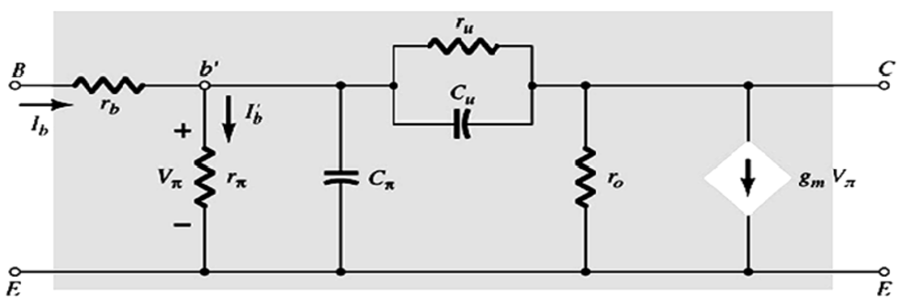
أ- وصلة الباعث المشترك.



ب- وصلة القاعدة المشتركة.

الشكل (5-22) تمثيل الدارة المكافئة المختصرة ومعادلتها بدارة r_e لكل من
أ- وصلة الباعث المشترك، ب- وصلة القاعدة المشتركة.

ملاحظة: يمكن مكافأة الترانزستور بنموذج هجين نوع π وهذا النموذج له الشكل (5-23)، ويستخدم بكثرة عند الترددات العالية، نظراً لكونه يأخذ بعين الأهمية الأثر السعوي للمتصلات. أما عند الترددات المنخفضة يقرب هذا النموذج إلى النموذج المكافئ r_e.



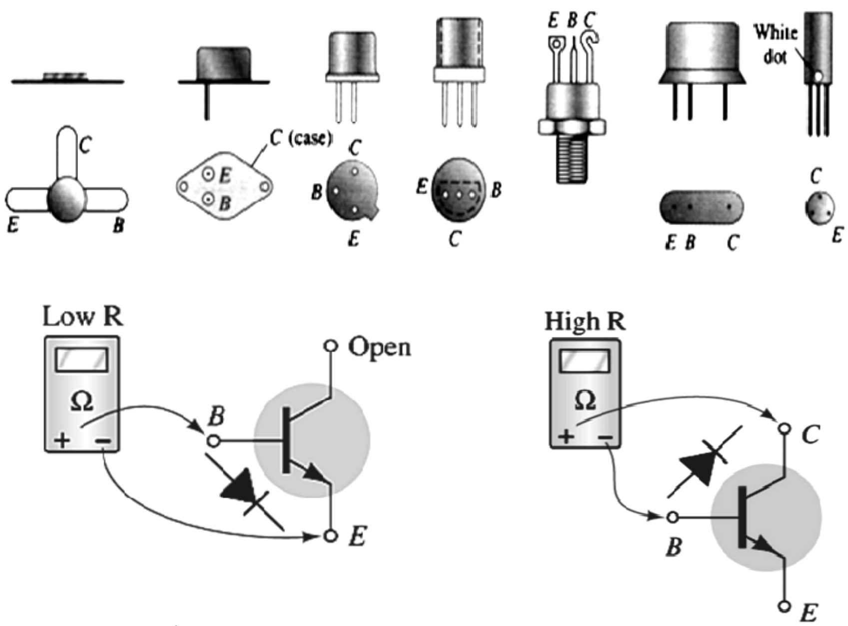
الشكل (5-23) تمثيل الدارة المكافئة الهجينة على شكل π للترانزستور
عند الترددات العالية.

5-4- الترانزستور *BJT* من الناحية العملية:

يبين الشكل(5-24) البنية الفيزيائية للترانزستور وبعض أشكاله وأنواعه العملية. من أجل التحييز الصحيح للترانزستور، لا بد من تمييز مكان توضع أقطابه، من أجل ذلك، اقترحت عدة حالات تصميمية لتحديد مكان الباعث، إما بإضافة نتوء صغير يدل على الباعث E و توضيع القاعدة B على يساره و المجمع C على يمينه، أو بكتابة أسماء الأقطاب الثلاثة على الترانزستور، لاحظ الشكل (5-24).

5-5- آلية فحص الترانزستور في الدارة العملية:

من أجل فحص الترانزستور يجب فصله عن الدارة، إما بشكل كامل أو بشكل جزئي (لماذا؟). ثم بواسطة مقياس الأومتر Ohmmeter نقيس مقاومة المتصل J_{BE} الأمامية، كما هو واضح بالشكل (5-24)، يجب أن تكون هذه المقاومة صغيرة أما المقاومة العكسية فيجب أن تكون كبيرة، كذلك نقيس مقاومة المتصل J_{BC} بالطريقة نفسها.

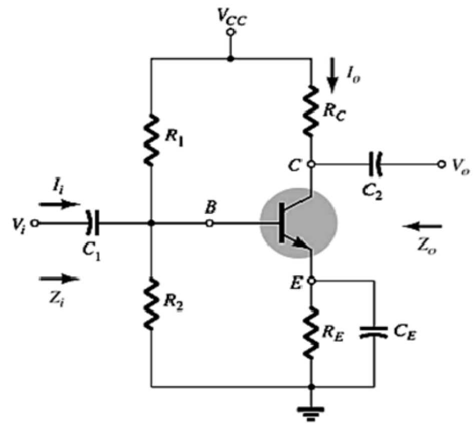


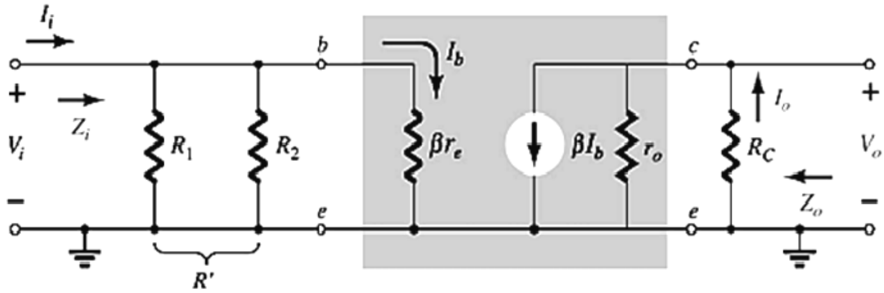
الشكل(5-24) رمز الترانزستور من الناحية العملية مع بعض الأمثلة وآلية فحص الترانزستور.

5-6- أمثلة عن الدارة المكافئة المتناوبة:

مثال (1): ارسم الدارة المكافئة المتناوبة لوصلة الباعث المشترك مع وجود تحييز بمقسم جهد عبر القاعدة (ثفينين، الشكل(5-25)). ثم حدد جميع معاملات الدارة R_i $,Z_i$ $,Z_0$ $,A_I$ $,A_v$.

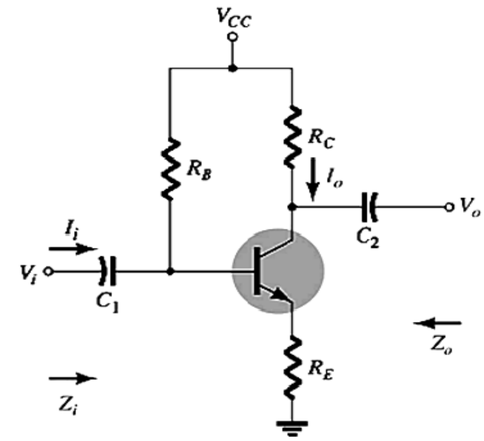
للمساعدة في الحل نرسم الدارة المكافئة المبينة في الشكل (5-25) و على الطالب إيجاد القيم المطلوبة.

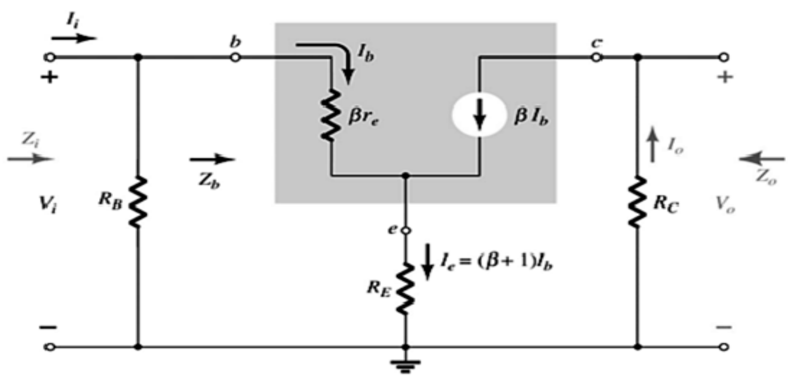




الشكل (5-25) الدارة الأساسية مع المكافئة الهجينة للمثال(1).

مثال (2): في الدارة المبينة بالشكل (5-26)، حدد الدارة المكافئة المتناوبة وارسمها ثم حدد المعاملات التالية Z_i, Z_b, Z_0, A_I, A_v . للمساعدة نرسم الدارة المكافئة في الشكل (5-26).





الشكل (5-26) الدارة الأساسية مع المكافئة الهجينة للمثال(2).

الفصل السادس -6-

ترانزستور تأثير المجال [الحقلي] وتطبيقاته

Field Effect Transistor

الفصل السادس -6-

ترانزستور تأثير المجال [الحقلي] وتطبيقاته *Field Effect Transistor*

6-1- مقدمة:

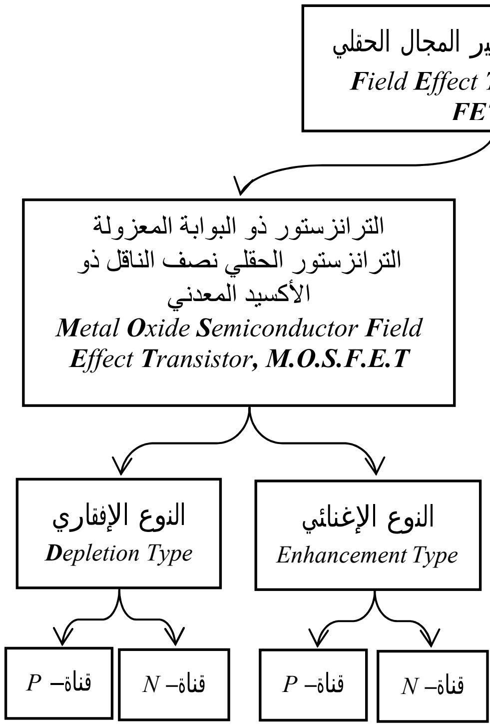
اكتشف شوكلي ترانزستور تأثير المجال (الترانزستورات الحقلية) في عام 1952 عند محاولته العمل على إيجاد مقاومة متغيرة يمكن التحكم بها. ولكن لم يتم تحقيق هذا الاكتشاف واستخدامه بشكل فعال قبل عام 1962، نظراً لعدم وجود التقنيات المناسبة لتصنيعه.

يتم في سياق هذا الفصل دراسة هذا النوع من الترانزستورات، دراسةً وصفية، و أخرى تحليلية، مع تحديد بعض تطبيقاته ودراستها.

6-2- ترانزستور تأثير المجال:

هو عبارة عن ترانزستور مكون من أنصاف النواقل كما الترانزستور ثنائي القطبية، ولكن يتم التحكم بمرور التيار ضمنه عن طريق المجال الكهربائي وذلك عن طريق تغيير جهد الدخل. ترانزستور تأثير المجال هو عنصر الكتروني أحادي القطبية (*Unipolar transistor*) لأنه يعتمد على نوع واحد من حوامل الشحن في توليد التيار و هي الشحن الأكثرية (*Majority Carriers*) المكونة إما من الإلكترونات أو من الثقوب وذلك حسب نوع القناة المستخدمة، وهي إما قناة نوع *P* (*P-channel*) أو قناة نوع *n*(*n-channel*). إذاً يصنّف الترانزستور الحقلي وفق الأنواع المبينة في المخطط.

يعرف ـ *JFET* : بالترانزستور الحقلي ذي الوصلة، الذي يعتمد على تغير عرض المنطقة المجردة كمبدأ للعمل، هذا التغير ناتج عن تغير الحقل الكهربائي المطبق نتيجة تغير الجهد العكسي المطبق على الدخل.



أما الترانزستور الحقلي نصف الناقل ذو البوابة المعزولة *MOSFET=IG-FET*، أو ذو الأكسيد المعدني، فقد سمي بذلك نظراً لبنيته الفيزيائية، فقد تم عزل البوابة بواسطة أكسيد السيلكون. يعتمد مبدأ عمله على تغير ناقلية سطح المادة نصف الناقلة تحت تأثير الحقل الكهربائي الخارجي، ويصنّف وفق:

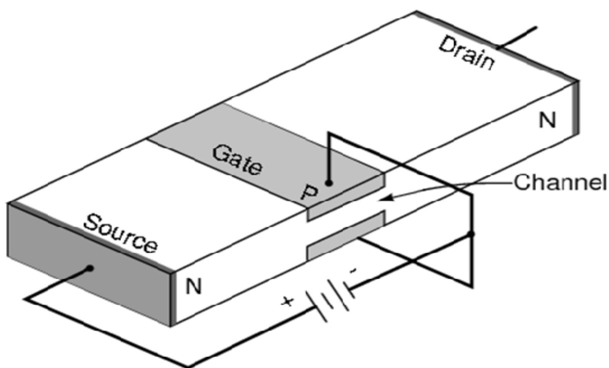
1- النمط الإغنائي *MOSFET-E*: نظام عمل وحيد يستخدم في الدارات المنطقية بكثرة، يرمز له اختصاراً بالرمز *MOS*. وقد تكون القناة غير مسبقة الصنع، ولكن محرضة أي تتغير المادة النصف ناقلة من نوع N إلى P أو بالعكس، وذلك بعد تطبيق جهود مناسبة على البوابة.

2- النمط الإفقاري *MOSFET-D*: يملك نظامي عمل ويدعى بالترانزستور ذي القناة مسبقة الصنع، أي تتم صناعة القناة N أو P مسبقاً ويعمل وفق مبدأ النزوح.

6-3- الترانزستور الحقلي ذو المتصل (*JFET*):

6-3-1- الدراسة الوصفية ومبدأ العمل:

أ- بنية الترانزستور *JFET*: يتألف الترانزستور *JFET* من مادة نصف ناقلة من النوع N أو من النوع P وتسمى بالقاعدة، يوضع على طرفي هذه القطعة طبقتان من النوع P بالنسبة لقاعدة N ومن النوع N بالنسبة لقاعدة P، تكون هاتان القطعتان ذات إشابة عالية جداً (بمعنى أخر تكون ناقلية القناة الأساسية أقل بكثير من ناقلية القطعتين الجانبيتين)، وبالتالي يتشكل لدينا متصلان من النوع PN بين القاعدة و القطعتين الطرفيتين. لاحظ الشكل (6-1) الذي يبين المخطط ثلاثي الأبعاد لهذا النوع من الترانزستورات مع آلية توصيل أقطابه فيكون:



الشكل (6-1) المخطط ثلاثي الأبعاد للترانزستور الحقلي.

- يوصل طرفا قطعة القاعدة الأساسية (P أو N) بتماسين معدنين من أجل الوصل الخارجي، أما القطعتان الجانبيتان فتوصلان مع بعضهما عبر تماس معدني.

نميز في هذا الترانزستور الأقطاب التالية:

1- المنبع *Source*: يشكل طرف الترانزستور الذي تدخل فيه حوامل الشحن الأكثرية ويرمز له بـ الرمز S، وهو يناظر الباعث في الترانزستور *BJT*.

2- المصرف *Drain*: الطرف الآخر للقطعة نصف الناقلة الأساسية الذي يساهم في خروج حوامل الشحنة الأكثرية، ويرمز له بالرمز D وهو يناظر المجمع في الترانزستور *BJT*.

3- القطعة نصف الناقلة الموصولة بين كل من المنبع والمصرف وتسمى بالقناة، ولها نوعان: إما قناة نوع N أو قناة نوع P، وذلك حسب نوع المادة نصف الناقلة التي تشكل أساس الترانزستور، تمر الحوامل الأكثرية عبر هذه القناة من المنبع (S) إلى المصرف (D) مشكلةً تيار المصرف I_D. لاحظ الشكل (6-2) الذي يوضح نوع القناة المستخدمة، وبالتالي نوع الترانزستور إما *JFET*(N) للقناة N أو *JFET(P)* للنوع ذي القناة P كما بين الشكل الرمز الفيزيائي لكل ترانزستور.

4- البوابة *Gate*: تمثل كلاً من القطعتين ذات المادة نصف الناقلة المعاكسة للقناة، وذات الإشابة العالية ويرمز لها بـ الرمز G وتماثل القاعدة B في الترانزستور ثنائي القطبية.

ب- مبدأ العمل:

يعتمد مبدأ عمل هذه الترانزستورات على تغير مقاومة القناة الأساسية وذلك نتيجة تغير عرض المنطقة المجردة فيها وفق العلاقة:

$$R_{Sh} = \frac{l}{q.\mu.n.d.w}$$

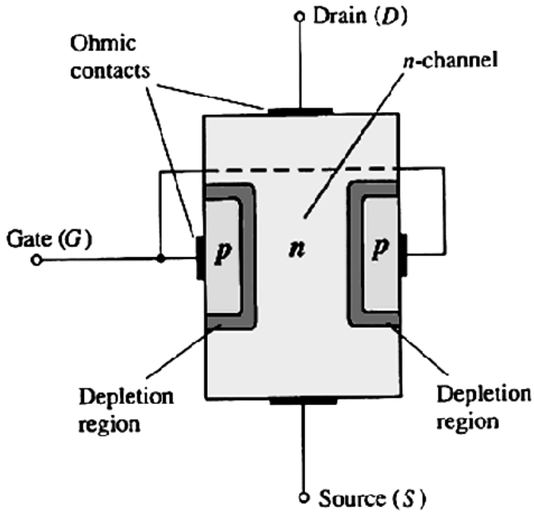
حيث: q: شحنة الإلكترون أو الثقب.

μ: حركية حوامل الشحن الأساسية في نصف الناقل.

n: تركيز الشوائب في نصف الناقل.

w,l,d: تمثل على التوالي سماكة وطول وعرض القطعة نصف الناقلة.

بمناقشة هذه العلاقة، نجد أن مقاومة المادة نصف الناقلة تتناسب طرداً مع l، وعكساً مع كل من w,μ,n,q وكذلك عكساً مع d.



الشكل (2-6) مخطط توضيحي للترانزستور الحقلي.

بملاحظة القيم السابقة، نجد أنها قيم ثابتة بالنسبة لقطعة محددة الحجم، كما أن تركيز الشوائب وشحنة الحوامل ثابتان أيضاً ولا يبقى سوى متغير واحد هو d الذي يمثل سماكة هذه القطعة نصف الناقلة. تأثير تغيرها على مقاومة القطعة موضح كالتالي:

$d\uparrow$ تزداد $\Rightarrow R_{Sh}\downarrow$ تنخفض $\Rightarrow I_D\uparrow$ مرور تيار كبير

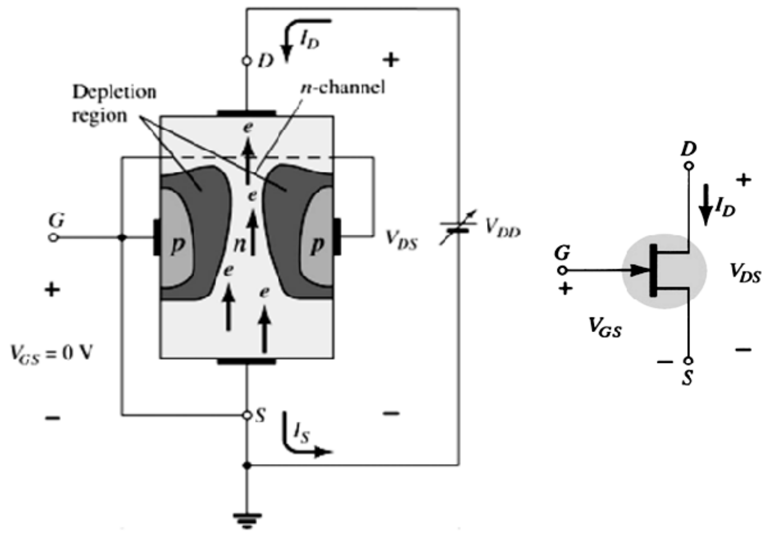
$d\downarrow$ تنخفض $\Rightarrow R_{Sh}\uparrow$ تزداد $\Rightarrow I_D\downarrow$ مرور تيار صغير

إذاً يمكن تغير d بتغيير عرض المنطقة المجردة لكل من المتصلين المشكلين بين البوابة G والقناة N أو P، وذلك عن طريق تطبيق جهد خارجي عكسي على متصل البوابة-منبع، أي على المتصل المشكل بينهما p-n ، يسمى الجهد المطبق V_{GS}.

التحليل:

1- عند تطبيق جهد بين طرفي المصرف والمنبع $V_{DD}=V_{DS}$، يكون المصرف أكثر إيجابية من المنبع، مع اعتبار أن الجهد V_{GS} معدوم، (من دون تطبيق أي جهد على البوابة). تسلك عندها القناة سلوك مقاومة أومية خطية، يزداد بذلك التيار I_D بشكل خطي مع الجهد V_{DS} المطبق، يستمر هذا التزايد حتى نصل إلى قيمة ملحوظة للتيار،

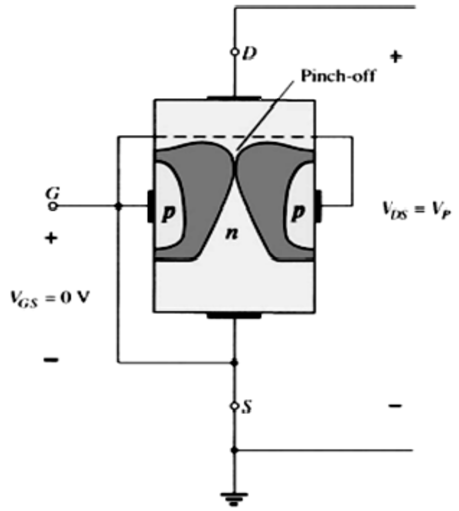
يتوزع الجهد إثرها على طول القناة بشكل تدريجي، وتكون القيمة الأكبر للجهد عند منطقة المصرف D. يصبح المتصل pn في هذه الحالة مقطب عكسياً لأن الموجب مطبق على D و G مقصورة. بما أن الجهد يملك قيمة متدرجة عبر القناة تبدأ بقيم كبيرة عند D وقيم صغيرة عند S، فإن المنطقة المجردة لا تكون متساوية العرض على طول القاعدة، بل يكون عرضها الأعظمي عند المصرف D وعرضها الأصغري عند المنبع S، بمعنى أخر، يتشكل للقناة مقطع متدرج الأبعاد، لاحظ الشكل (6-3)، الذي يوضح الترانزستور الحقلي ذا القناة n مع رمزه الكهربائي عند تطبيق الجهد V_{DD}.



الشكل (6-3) الترانزستور الحقلي $JFET$ عند تطبيق V_{DD}.

مع زيادة الجهد V_{DS} إلى قيم كبيرة يزداد التيار I_D، مما يؤدي إلى زيادة الجهد العكسي للمتصل (نتيجة هبوط الجهد المتدرج على القناة)، حتى تصل القناة إلى مرحلة تغلق فيها نتيجة زيادة عرض المنطقة المجردة، وينقص بالتالي، عرض القناة الفعال حتى يصبح مساوياً الصفر $d \cong 0$ لاحظ الشكل (6-4). يبدأ التيار في هذه الحالة بالتناقص، وهذا يؤدي بدوره إلى نقصان الجهد العكسي، ثم نقصان عرض المنطقة المجردة S، إذاً زيادة عرض القناة، هذه الزيادة في عرض القناة تسبب زيادة التيار من جديد ومـن

ثم الجهد العكسي وتتكرر العملية.



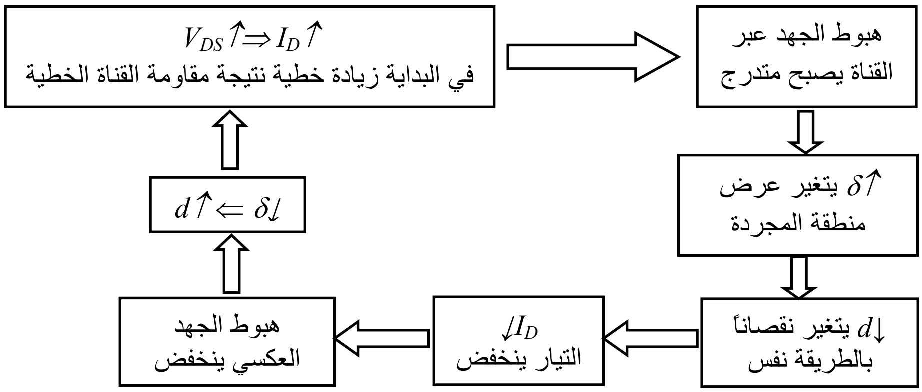
الشكل (6-4) الترانزستور الحقلي *JFET* عندما $V_{DD}=V_p$.

نحصل في النهاية على قيمة الجهد V_{DSO} والذي يسمى بجهد الانقباض V_P، ويصبح عندها تغير التيار معدوماً تقريباً أي $\Delta I_D \cong 0$. يتشكل عند هذه القيمة مقطع توازني للقناة وتثبت فيه قيمة التيار (حالة إشباع التيار) أي $I_D = I_{DSS}$، بعد ذلك ومع زيادة V_{DS} إلى قيم أكبر نصل إلى منطقة الانهيار وينهار الترانزستور بالنتيجة، لذلك يجب عدم تجاوز قيم الجهد V_{DS} الموافقة لحدود منطقة الانهيار. يمكن تلخيص هذه العملية بالمخطط المبين في الشكل (6-5).

نلاحظ من المخطط أنه لم يتم التحكم بشكل أساسي بالتيار، وخاصة عندما $V_{GS}=0$ لذلك نقوم بتطبيق جهد على البوابة بقطبية يتم من خلالها التحكم بالمنطقة المجردة، هذا مبين في البند2.

2- بزيادة طفيفة للجهد العكسي V_{GS} (جهد التحكم بالترانزستور يطبق بقطبية سالبة على البوابة لأن القناة نوع *n*)، آخذين بعين الأهمية أن تركيز القناة أقل بكثير من تركيز البوابة، تقع المنطقة المجردة بالكامل في المنطقة الأقل تركيزاً بالحوامل، فيزداد

عرض المنطقة المجردة بمقدار δ وهذا يؤدي إلى نقصان سماكة القناة بالمقدار $d-2\delta$ ومن ثم ارتفاع قيمة المقاومة R_{SH}، مما يؤدي إلى انخفاض في مرور التيار I_D المار عبر القناة من $S \leftarrow D$.



الشكل (6-5) مخطط تأثير تغيرات V_{DS} على الترانزستور الحقلي.

تلخص هذه العملية بالنسبة لترانزستور نوع القناة $n-$ (JFET-N) بالشكل التالي:

$$|V_{GS}|\uparrow \Rightarrow \delta\uparrow \Rightarrow d\downarrow \Rightarrow R_{sh}\uparrow \Rightarrow I_D\downarrow$$

3- في الحالة المعاكسة: أي إذا تمت زيادة القيمة السالبة للجهد V_{GS}، تلخص العملية على الشكل التالي: $|V_{GS}|\downarrow \Rightarrow \delta\downarrow \Rightarrow d\uparrow \Rightarrow R_{sh}\downarrow \Rightarrow I_D\uparrow$

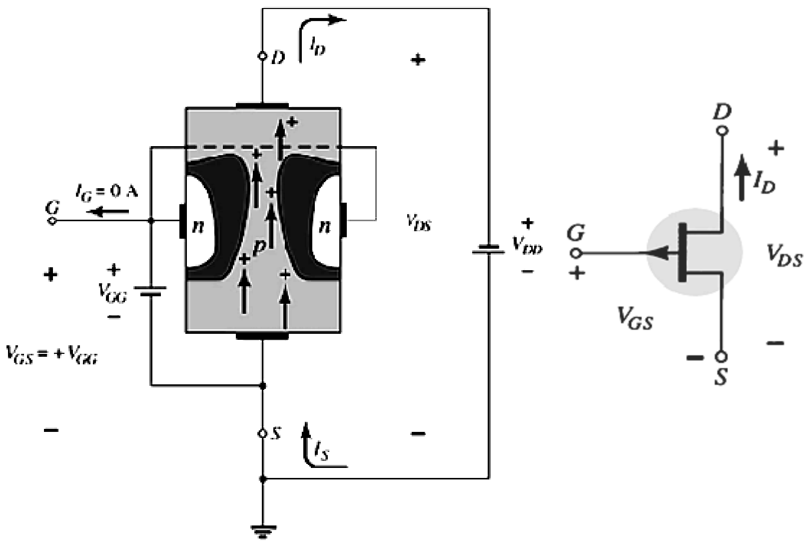
نلاحظ زيادة في قيمة التيار I_D ، ثم نخلص إلى النتيجة العامة التالية: تم التحكم بتيار القناة (تيار الترانزستور I_D تيار الخرج) عن طريق التحكم بتغير الجهد العكسي المطبق على البوابة (الدخل).

ملاحظة(1): يمكن إجراء التحليل ذاته بالنسبة للترانزستور الحقلي نوع القناة P، ولكن بعد إجراء بعض التعديلات على الدارة فتصبح على الوضعية المبينة في الشكل (6-6). هذه التعديلات هي التالية:

1- يطبق الجهد V_{DD} على طرفي القناة ويكون المصرف D سالباً بالنسبة للمنبع S.

2- يمر تيار موجب I_D بين D وS ناتج عن الحوامل الأكثرية و هي الثقوب.

3- يطبق الجهد المستمر V_{GG} بقطبية موجبة على البوابة، تتغير قيمته في المجال $[0\rightarrow V_{GS}]$.



الشكل (6-6) الترانزستور الحقلي $JFET$ -P عند تطبيق V_{DD}، مع الرمز الكهربائي.

ملاحظة(2): بناء على أقطاب الترانزستور، فإنه يمكن أن يعمل وفق ثلاث تشكيلات وهي:

1- دارة المنبع المشترك *Common Source (C.S)*.

2- دارة المصرف المشترك *Common Drain (C.D)*.

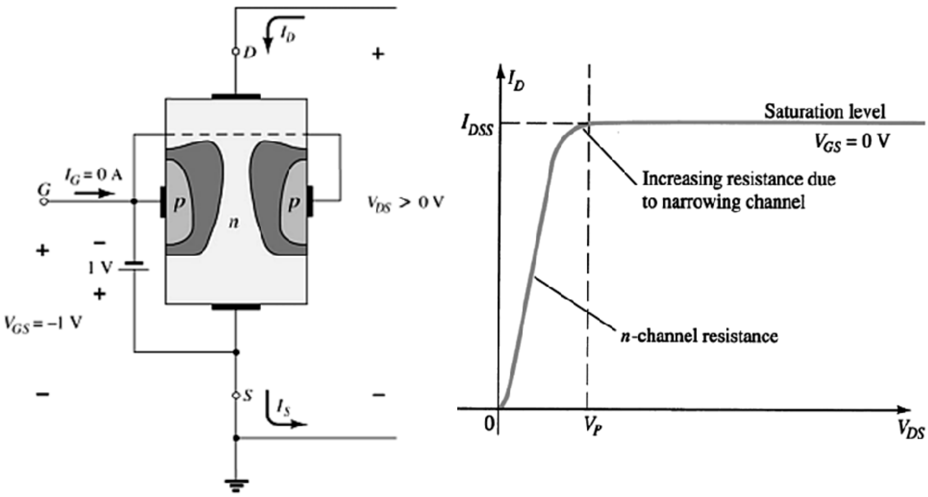
3- دارة البوابة المشتركة *Common Gate (C.G)*.

6-3-2- المميزات المصرفية (الخرج) *Output Characteristics*:

تتمثل التغيرات المصرفية برسم مميزة تيار الخرج بدلالة جهده أي $I_D = f(V_{DS})$ وذلك بثبات جهد البوابة $V_{GS} = ct$. بناء على ذلك تكون الدارة المراد رسم مميزة خرجها كما هو مبين في الشكل (6-7) و تمثل هذه الدارة

الترانزستور *JFET-n*. بناء على المناقشة السابقة وبالنسبة للجهد المطبق $V_{DD}=V_{DS}$ نجد النقاط التالية:

1- $V_{GS}=0$ و V_{DS} متغير من $0 \rightarrow V_{DD}$ تمت مناقشة هذه الحالة، ووجدنا أنه عند قيم كبيرة للجهد V_{DD}، لا تتجاوز جهد الانهيار، يوجد جهد انقباض $V_{DS0}=V_{DS}=V_p$ يصل فيه الترانزستور إلى الحالة التوازنية وتيار الإشباع $I_D=I_{Dmax}=I_{DSS}$، هذه الحالة موجودة مهما كان نوع القناة P أو n. هذه الحالة لمميزة الخرج موضحة على الشكل (6-7).



الشكل (6-7) الترانزستور الحقلي *JFET -n* عند تطبيق V_{DD} متغير، مع منحى مميزة الخرج عندما $V_{GS}=0$.

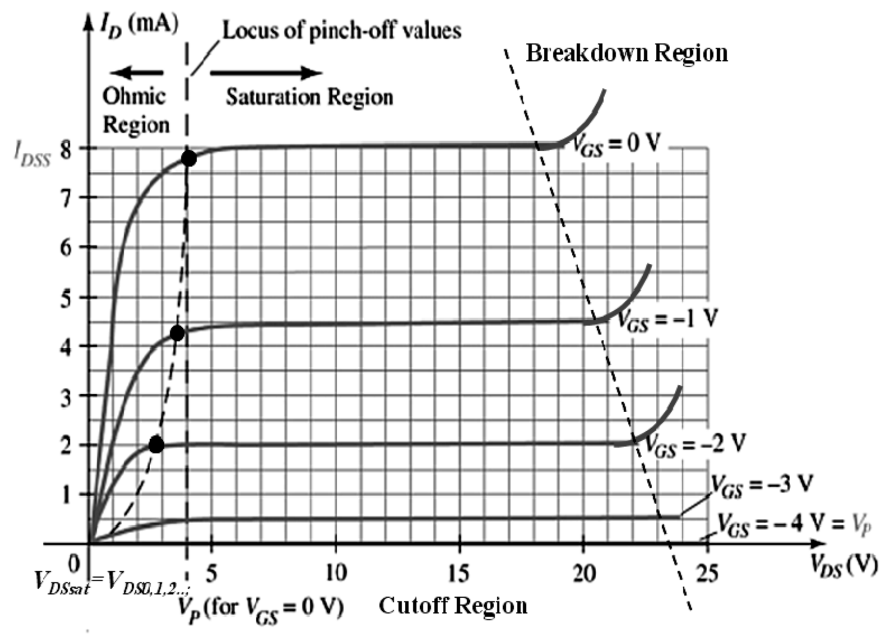
2- لنناقش حالات الترانزستور الأساسية بعد تطبيق جهد التغذية على البوابة، ولنأخذ الترانزستور نفسه، إذ نوع القناة هو n: و نميز حالتين:

أ- $V_{GS}<0$ يكون المتصل *GS* في هذه الحالة منحازاً عكسياً، وذلك عند قيم أصغر بكثير للجهد $V_{DS}=V_{DD}$ وهذا يؤدي إلى أن القناة تضيق بسرعة أكبر، نتيجةً لزيادة عرض المنطقة المجردة بمقدار الضعف (لوجود المتصلين *GS*)، هذا يعني أنه عند قيم صغيرة للجهد V_{DS} أي $V_{DS1}<V_{DS0}$ نصل إلى تيار إشباع أصغر، إذاً

تحكمنا بمرور التيار عند تغير جهد البوابة السالب إلى قيم أكثر سلبية، لاحظ الشكل (6-8) الذي يوضح مميزة الخرج للترانزستور الحقلي ذي القناة نوع n.

ب- $V_{GS}=V_p<<0$. باستمرار زيادة قيمة الجهد العكسي $V_{GS} \Leftarrow$ ينخفض مستوى التيار ونصل إلى القيمة $V_{GS}=V_P$، وهي قيمة جهد البوابة الذي تنقبض عنده القناة، وينعدم التيار عندها يكون $I_D=0$ وهذا هو جهد الانقباض أو جهد الاختناق، وتكون قيمة مقاومة القناة في هذه الحالة كبيرة جداً وهي $R_{Sh}=\infty$، لاحظ الشكل (6-8).

ملاحظة(1): بالنسبة للترانزستور الحقلي ذي القناة نوع P، تكون قيمة جهد الانقباض موجبة. يمكن إجراء المناقشة السابقة كاملة على أساس نوع القناة P، ولكن يجب تغيير قطبية الجهد V_{GS} حتى نحصل على الانحياز العكسي للبوابة، بالنتيجة نحصل على منحنيات مميزة الخرج (المصرفية) لهذا الترانزستور المبينة بالشكل (6-9).



الشكل (6-8) مميزة الخرج للترانزستور الحقلي $JFET-n$، مع تحديد مناطق العمل.

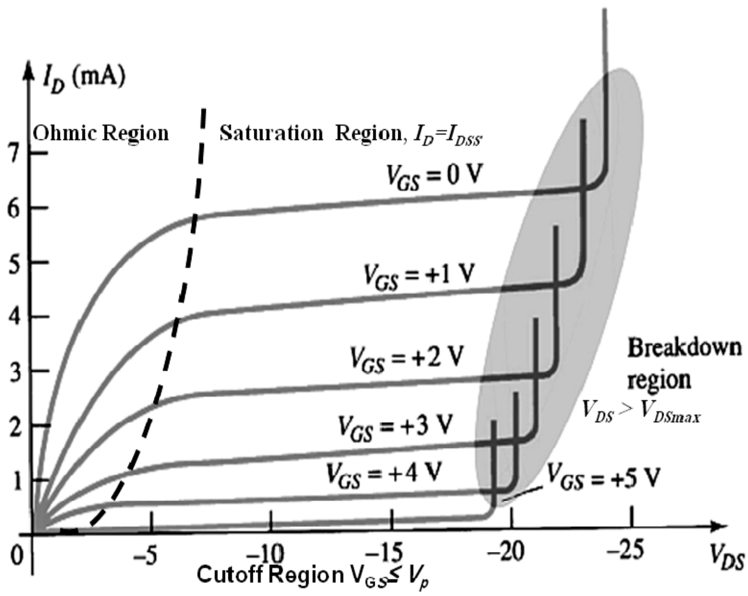
ملاحظة(2): نلاحظ أن مميزات الخرج تميل للأعلى قليلاً؛ أي هناك زيادة طفيفة في التيار I_D، وهذا عائد حقيقةً إلى أنه بعد قيمة الجهد $V_{DS0}=V_P$ فإن القناة تضيق عند D، يتشكل عنق القناة وهذا يؤدي إلى نقصان طفيف في طول القناة L وبالنتيجة تنقص قيمة المقاومة R_{Sh} أيضاً فيؤدي ذلك إلى زيادة قيمة التيار. هذه الحالة واضحة تماماً على مميزة الخرج (المصرفية) للترانزستور $JFET$-P نوع القناة P المبينة في الشكل (6-9).

6-3-3- مناطق عمل الترانزستور JFET:

بالنظر إلى مميزة خرج الترانزستور الحقلي المبينة في الشكلين (6-8) و (6-9) يمكن تمييز عدة مناطق عمل وهي:

1- المنطقة الأومية: يسلك الترانزستور سلوك مقاومة أومية تتغير بتغير V_{DS}، وذلك عند ثبات V_{GS}، وتقسم هذه المنطقة إلى قسمين:

1-1- قسم خطي: تغير خطي للتيار مع الجهد.



الشكل (6-9) مميزة الخرج للترانزستور الحقلي $JFET$ –p، مع تحديد مناطق العمل.

2-1- منطقة الإشباع: يصبح تيار الترانزستور في هذه المنطقة مساوياً لقيمة ثابتة $I_D=ct$ وتتغير قيمة الجهد V_{DS} التي يدخل فيها الترانزستور في حالة الإشباع تبعاً لقيمة V_{GS}، وكلما أصبح $|V_{GS}|<0$ أكثر سلبية انخفض جهد الإشباع (لاحظ على مميزة الشكل (6-8) كيف يتغير موقع V_{DSSat}).

3- منطقة القطع: يصبح الترانزستور في حالة *off*، ويصبح التيار $I_D=0$ وذلك عندما $|V_{GS}|=|V_P|$، لنوعي الترانزستور (قناة نوع n و قناة نوع p). تيار الإشباع العكسي في هذه المنطقة صغير جداً ويهمل عادةً.

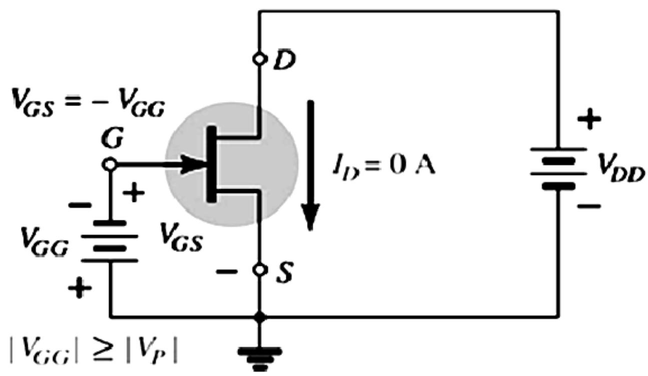
4- منطقة الانهيار: يزداد الجهد V_{DS} في هذه المنطقة ليصبح أكبر من V_{DSmax} $\Leftarrow$ يزداد I_D بشكل كبير وينهار الترانزستور عند قيمة عالية للجهد V_{GS}.

بناء على هذه المناطق، يمكن توضيح أنظمة عمل هذا النوع من الترانزستورات.

6-3-4- أنظمة عمل الترانزستور *J-FET*:

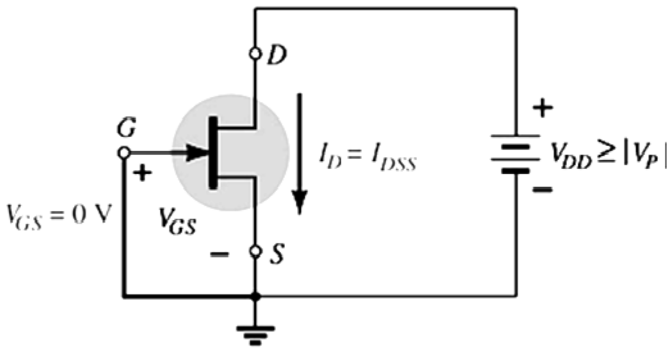
نوضح هنا أهمية أنظمة عمل الترانزستور و الدارة الموافقة لكل لنظام وهي:

1- نمط أو نظام القطع: لدينا في هذه الحالة $|V_{GS}|\geq|V_P|$ أما $V_{DS}<V_{DSsat}$ وبالتالي فإن تيار المصرف معدوم أي $I_D=0$ و يعمل الترانزستور في منطقة القطع المحددة سابقاً، ويكون له الدارة المبينة في الشكل (6-10).



الشكل (6-10) دارة الترانزستور الحقلي $JFET-n$، في نمط القطع.

2- نمط أو نظام الإشباع: لدينا في هذا النمط يكون $V_{GS}=0$ أو يمكن القول إن $|V_{GS}|<|V_P|$، أما $V_{DS}>V_{DSsat}$ وبالتالي تكون قيمة تيار المصرف في هذه الحالة ثابتة و تساوي قيمة تيار الإشباع $I_D=I_{DSS}$. لاحظ الشكل (6-11).



الشكل (6-11) دارة الترانزستور الحقلي $n-JFET$، في نمط الإشباع.

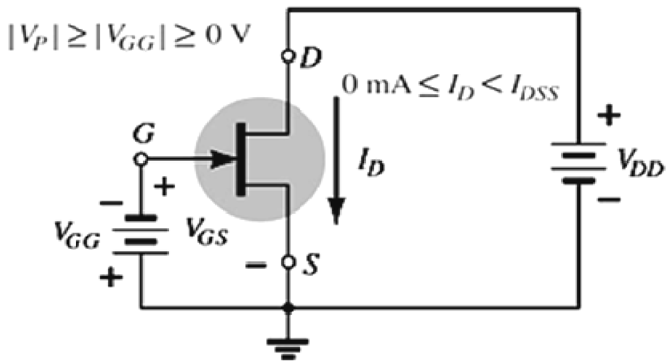
3- نمط المقاومة الأومية: تسمى أيضا منطقة المقاومة المتحكم بها عن طريق الجهد، لدينا في هذا النمط $V_{GS}<|V_P|$ و $V_{DS}<V_{DSsat}$. (لاحظ الشكل (6-12)). يزداد في هذه الحالة تيار المصرف بشكل خطي مع زيادة الجهد V_{DS}، و يسلك الترانزستور سلوك مقاومة أومية تتغير بتغير V_{DS} عند قيمة V_{GS} ثابتة.

تقسم منطقة المقاومة الأومية إلى قسمين، منطقة خطية و أخرى غير خطية (حيث V_{DS} أصغر من جهد الإشباع، والعلاقة بين تيار المصرف وجهد المصرف تصبح غير خطية). يستخدم الترانزستور JEF في المنطقة غير الخطية كمقاومة متغيرة (ديناميكية r_d) متحكم بها عن طريق الجهد V_{GS} و تعطى قيمة هذه المقاومة بتقريب جيد بالعلاقة التالية:

$$r_d = r_O(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^{-2}$$

r_o: تمثل المقاومة عندما $V_{GS} = 0\ v$.

يمكن بالنتيجة أن يستخدم الترانزستور JFE كعنصر مقاومة متغيرة، تتغير مقاومته وفقاً لقيمة جهد بوابة-منبع المطبق، يوظف عادة في أنظمة التحكم الآلي بالربح.



الشكل (6-12) دارة الترانزستور الحقلي $n-JFET$،
في نمط المقاومة الأومية.

6-3-5- المميزة التبادلية للترانزستور $JFET$:

تمثل هذه المميزة العلاقة بين جهد الدخل V_{GS} و تيار الخرج I_D أي $I_D = f|V_{GS}|$ وتعطى عادة بالشكل التالي:

$$I_D = I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2 \quad (6-1)$$

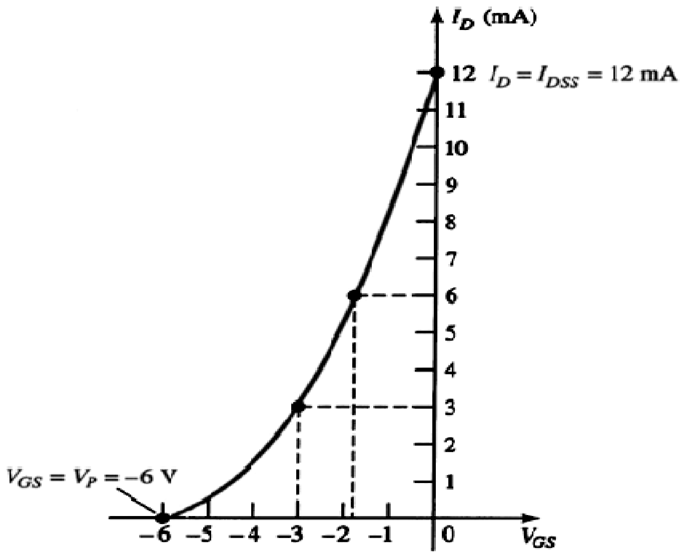
وهي تمثل علاقة غير خطية تؤدي إلى تزايد أسي للتيار I_D الذي يمثل عنصر التحكم بثبات كل من I_{DSS} و V_p. ونميز النقطتين التاليتين:

أ- $V_{GS} = 0[v] \Rightarrow I_D = I_{DSS}[mA] \Leftrightarrow (0, I_{DSS})$

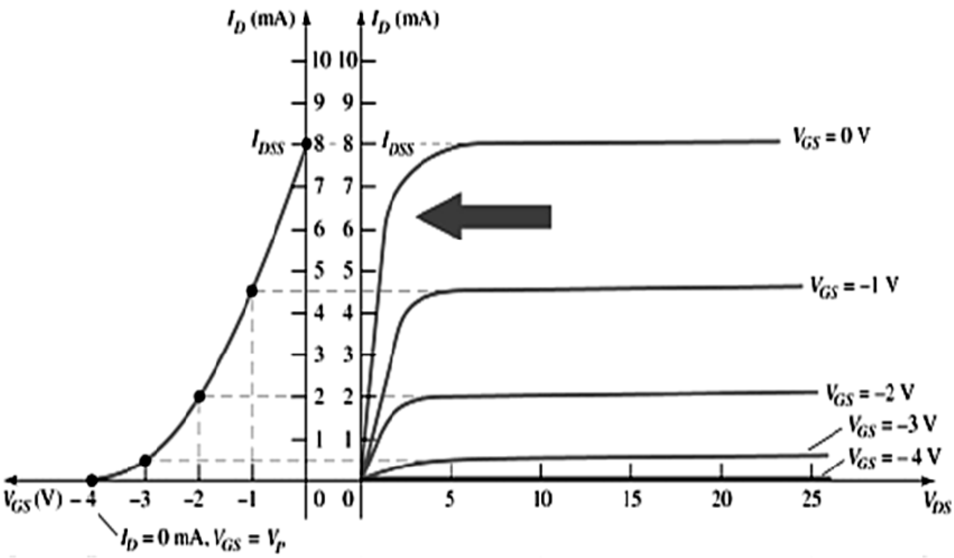
ب- $V_{GS} = V_P[v] \Rightarrow I_D = 0[mA] \Leftrightarrow (V_P, 0)$

هذه المميزة موضحة بالشكل (6-13)، الذي يبين تغير I_D مع V_{GS} كذلك نقطتي تقاطعها مع محوري الجهد و التيار(أ، ب).

<u>**ملاحظة:**</u> من أجل التحليل المستمر للترانزستور، أي دراسة الدارة المستمرة DC، ومن أجل إيجاد رابطة بين معاملات الترانزستور، نرسم المميزة التبادلية حسب العلاقة النظرية السابقة إلى جانب مميزة الخرج، يمكن إجراء تقاطعات بين المنحنيين للحصول على نقطة العمل المناسبة لاحظ الشكل (6-14).



الشكل (6-13) المميزة التبادلية للترانزستور الحقلي *n– JFET*.



الشكل (6-14) مميزة الخرج و المميزة التبادلية للترانزستور الحقلي *n– JFET*.

6-3-6- ثوابت الترانزستور الحقلي : *J-EFT- Parameters*:

نميز المعاملات التالية بالنسبة لهذا النوع من الترانزستورات:

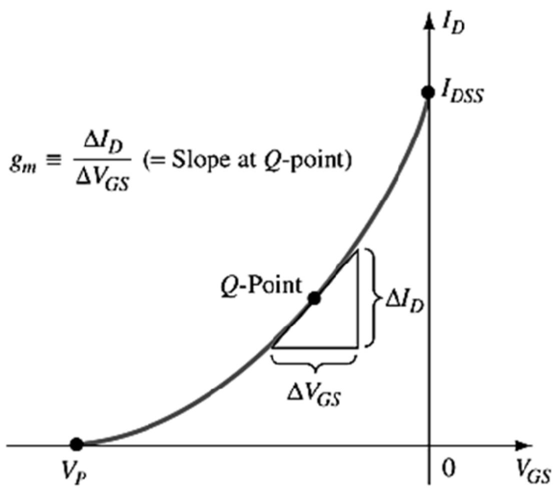
1- الناقلية التبادلية (g_m): تمثل نسبة تغير تيار المصرف I_D إلى تغير جهد البوابة V_{GS} وذلك عند ثبات الجهد V_{DS} (جهد المصرف)، و تعطى للترانزستور $J\text{-}FET$ و $MOSFET\text{-}D$ بالعلاقة التالية:

$$g_m = \left.\frac{dI_d}{dV_{GS}}\right|_{V_{DS=ct}} \qquad [\Omega^{-1}]$$

$$g_m = \frac{d}{dV_{GS}}\left[I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2\right] = g_{m0}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})$$

$$with \quad g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}$$

ملاحظة: يمكن الحصول على g_m تخطيطياً من منحني المميزة التحويلية كما هو موضح بالشكل (6-15).



الشكل (6-15) تحديد الناقلية التبادلية تخطيطياً.

ملاحظة: بالنسبة للترانزستور $MOSFET\text{-}E$ فإن هذا المعامل يأخذ قيمة رياضية مختلفة (علاقة مختلفة) ناتجة عن علاقة تيار مصرفه I_D مع جهد البوابة V_{GS} المختلفة عن الترانزستور $JFET$ وسنتكلم عنها لاحقاً.

2- المقاومة الديناميكية للمصرف (r_d):

تمثل نسبة تغير جهد المصرف V_{DS} إلى تيار المصرف I_d وذلك عند جهد بوابة V_{GS} ثابت أي:

$$r_d = \left.\frac{dV_{DS}}{dI_d}\right|_{V_{GS}=ct} \quad [\Omega] \quad Then \quad g_d = \frac{1}{r_d} \quad [\mu S]$$

3- معامل التضخم الذاتي (μ) بالجهد:

عبارة عن نسبة تغير الجهد V_{DS} إلى تغير جهد V_{GS} وذلك عند قيم ثابتة للتيار I_d وتعطى بالعلاقة:

$$\mu = \left.\frac{dV_{DS}}{dV_{GS}}\right|_{I_D=ct} \Rightarrow \mu = \frac{dV_{DS}}{dI_d}.\frac{dI_d}{dV_{GS}} = r_d.g_m$$

6-3-7- تحليل الدارة المستمرة للترانزستور الحقلي *DC- Analyses*:

تتضمن هذه الفقرة دراسة مقتضبة عن خط الحمل الساكن للترانزستور، وتحديد نقطة العمل، ومن ثم تتم دراسة أنواع تحييز هذا الترانزستور:

أ- خط الحمل الساكن *DC-Line*: برسم خط الحمل على مميزة خرج الترانزستور نحصل على نقطة عمله، لكن يجب، أولاً، تحديد جهد الدخل وبناء على قيمته نحدد جهد وتيار نقطة العمل. لنأخذ الدارة المبينة في الشكل (6-16-أ) و التي تكافأ بالدارة المستمرة المبينة بالشكل (6-16- ب)، فقد تم قصر جميع المكثفات. لرسم خط الحمولة الساكن نأخذ دارة الدخل ونكتب حسب كيرشوف:

$$V_{GG} = V_{GS} + I_G.R_G \qquad But\ I_G = 0 \Rightarrow V_{GS} = V_{GG}$$

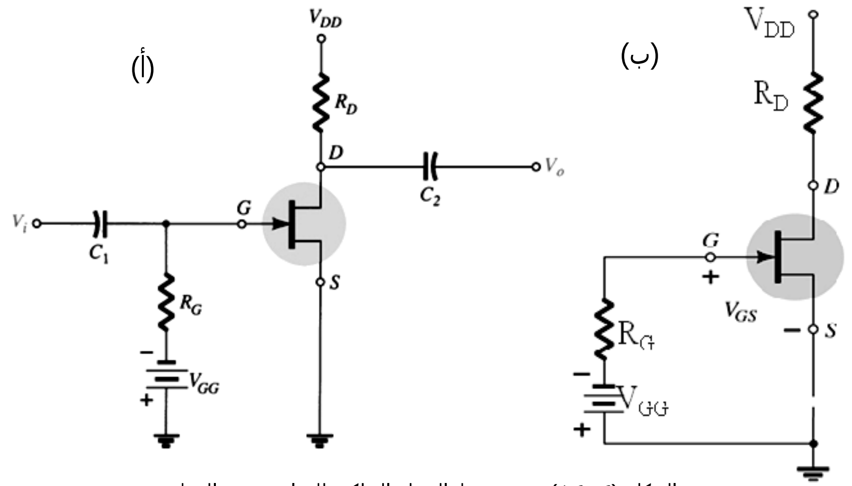
نحسب بعد ذلك قيمة التيار I_d من المعادلة العامة الترانزستور (6-1).

أما دارة الخرج فتقدم حسب كيرشوف المعادلة التالية: $V_{DD} = V_{DS} + I_D.R_D$

من هذه المعادلة نجد نقطتي تقاطع خط الحمل الساكن مع مميزة الخرج و فق الحالتين:

$$1)When\ \ V_{DS}=0 \Rightarrow V_{DD}=I_D.R_D \ \Rightarrow I_{D\max} = \frac{V_{DD}}{R_D} \ \Leftrightarrow\ (0,\frac{V_{DD}}{R_D})$$

$$2)When\ \ I_D=0 \Rightarrow V_{DS}=V_{DD} \qquad \Leftrightarrow (V_{DD},0)$$



الشكل (6-16) تحديد خط الحمل الساكن للترانزستور الحقلي
أ- دارة وصلة المنبع المشترك، ب- الدارة المكافئة المستمرة.

بعد تحديد النقطتين السابقتين، نرسم المستقيم الواصل بينهما فيقطع منحنيات المميزة المصرفية عند $V_{GS}=ct$ و تكون هي نقطة العمل $Q(V_{DSQ}, I_{DQ})$ وهو عبارة عن مستقيم ميله $\frac{1}{R_D}$ و هو مبين بالشكل (6-17).

ب- دراسة انحياز الترانزستور الحقلي:

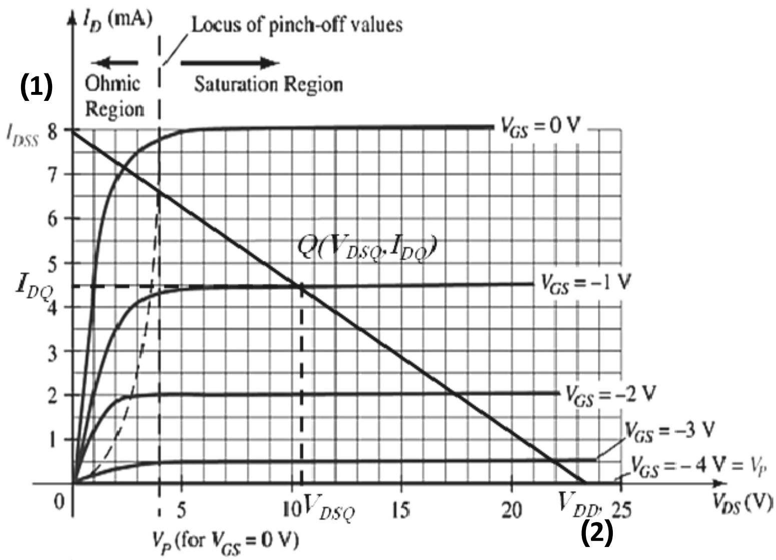
الهدف الأساسي من دراسة انحياز الترانزستور (التقطيب) هو تحديد منطقة عمل هذا الترانزستور وبالتالي نقطة عمله Q.

يمكن تصنيف حالات انحياز الترانزستور كما يلي:

ب-1- الانحياز عن طريق البوابة (جهد بوابة ثابت):

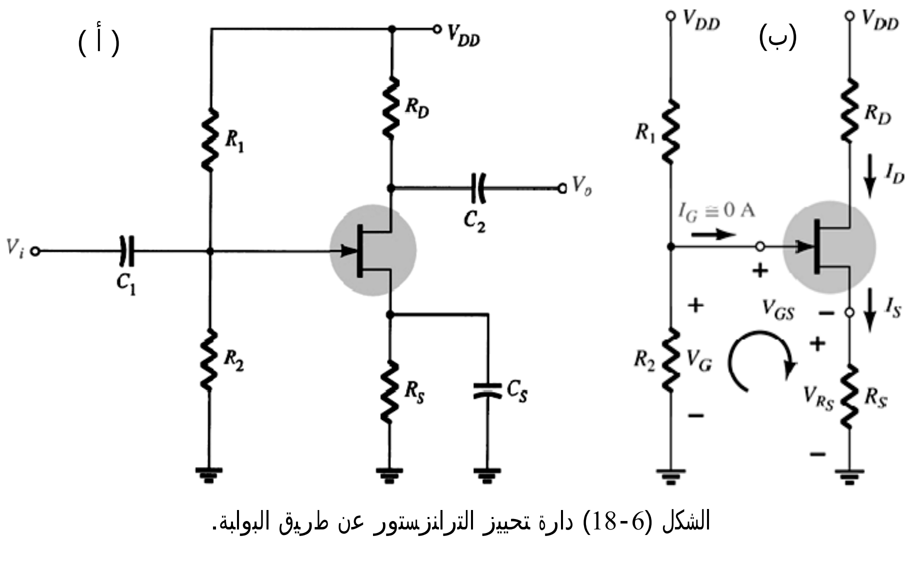
يتم تحييز الترانزستور عن طريق البوابة بإحدى الطريقتين التاليتين:

1- عن طريق منبع جهد ثابت V_{GG} ومقاومة ثابتة R_G: تمثل هذه الطريقة بالدارة المبينة بالشكل (6-16)، ونرسم الدارة المكافئة المستمرة ثم نحدد نقطة العمل Q عن طريق رسم خط الحمل الساكن وقد حلت هذه الدارة في الفقرة السابقة تفصيلياً.



الشكل (6-17) تقاطع خط الحمل مع المميزة المصرفية للترانزستور.

2- عن طريق مقسم جهد ثفنين عبر مقاومتين موصولتين على التفرع مع البوابة وهذه الدارة مبينة بالشكل (6-18- أ).



الشكل (6-18) دارة تحييز الترانزستور عن طريق البوابة.

لحساب نقطة العمل نرسم الدارة المكافئة المستمرة المبينة بالشكل (6-18- ب)، ثم من دارة الدخل وحسب كيرشوف نكتب:

$$V_G = V_{GS} + I_D.R_S$$

ولكن من مكافئ ثفنين يمكن كتابة العلاقتين التاليتين: $V_{th} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, $R_{th} = R_1 // R_2$

ولكن لدينا في دارة الدخل $I_G=0 \Rightarrow V_G = V_{GS} + I_D.R_S$، إذاً يمكن كتابة علاقة جهود الدخل حسب كيرشوف بالشكل: $V_{GS}=V_G - I_D.R_S = V_{th} - I_D.R_S$

نحسب التيار من المعادلة العامة (6-1) ثم نعوض في معادلة جهود دارة الدخل السابقة لحساب V_{GS}.

من دارة الخرج وحسب كيرشوف نكتب:

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D(R_D + R_S) \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S)$$

لرسم خط الحمل الساكن نحدد النقطتين التاليتين:

$$1\text{- When } V_{DS}=o\ [v] \Rightarrow I_{D\max} = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S}\ [mA]$$

$$2\text{- When } I_D=o\ [mA] \Rightarrow V_{DS} = V_{DD}\ [v]$$

نرسم بعد ذلك هذا الخط على مميزة الخرج. تحدد نقطة تقاطع خط الحمل الساكن مع منحى V_{GS} المحسوب من دارة الدخل، موقع نقطة العمل Q.

ب-2- الانحياز عن طريق المنبع *Source Bias*:

يتم ذلك عن طريق تطبيق الجهد المستمر عن طريق المنبع أو عن طريق هبوط الجهد على مقاومة المنبع R_S ويتم ذلك وفق الدارات التالية:

1- التقطيب الذاتي للمنبع: *Self Bias*:

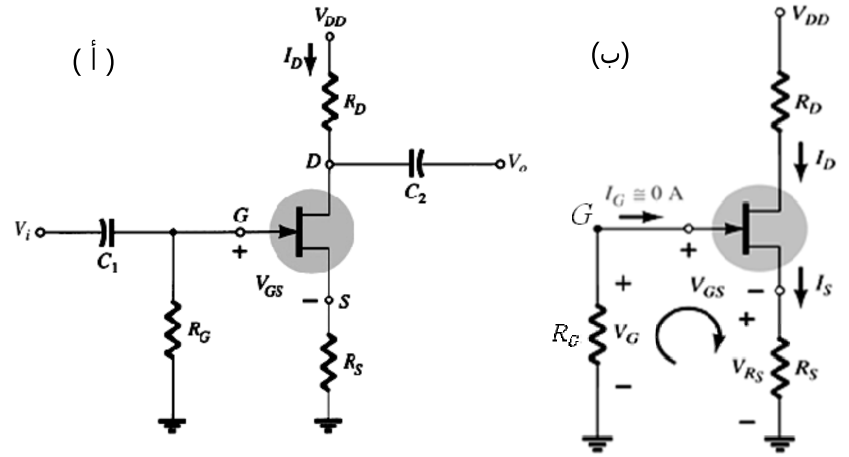
يتم التقطيب عن طريق هبوط الجهد على المقاومة R_S وفق الدارة المبينة في الشكل (6-19). لإيجاد إحداثيات نقطة العمل نحلل كلاً من دارة الدخل و الخرج:

أ- من دارة الدخل وحسب كيرشوف: $0 = V_{GS} + I_G.R_G + I_D.R_S$

ولكن: $I_G = 0 \Rightarrow V_{GS} = -I_D.R_S$

نحسب I_D من المعادلة العامة للترانزستور ونعوض في العلاقة السابقة لحساب V_{GS}،

بمعنى آخر، بالحل المشترك للمعادلة العامة للتيار I_D و معادلة الجهد V_{GS} الناتجة من حلقة الدخل.



الشكل (6-19) دارة التحييز الذاتي للترانزستور عن طريق المنبع.

ب- دارة الخرج تعطي حسب كيرشوف المعادلة التالية:

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D(R_D + R_S) \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_s)$$

ونرسم خط الحمل الساكن بناء على هذه المعادلة، لدينا النقطتان التاليتان:

1- $V_{DS} = 0 \Rightarrow I_{D\,max} = \dfrac{V_{DD}}{R_D + R_S}$ $[mA]$ $(0, I_{Dmax})$

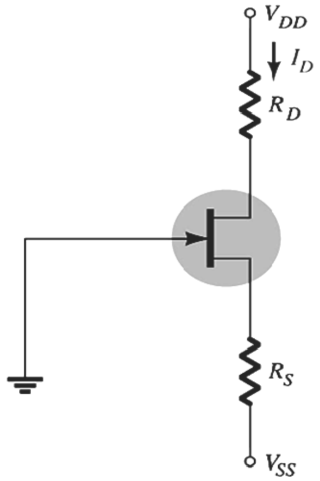
2- $I_D = 0 \Rightarrow V_{DS} = V_{DD}$ $[V]$ $(V_{DD}, 0)$

ونحدد نقطة العمل بناء على تقاطع خط الحمل الساكن مع منحى V_{GS} كما وجدنا سابقاً.

2- التقطيب عن طريق تطبيق جهد مستمر على المنبع V_S على التسلسل مع المقاومة R_S، و يقوم الجهد V_S بتقطيب المتصل (بوابة- منبع) وله الدارة المبينة في الشكل(6-20). نجد نقطة العمل بإيجاد V_{GS} من الدخل، ونرسم منحى الحمل من دارة الخـرج

وفق: أ- دارة الدخل: $V_{SS} = V_{GS} + I_D.R_S \Rightarrow V_{GS} = V_{SS} - I_D.R_S$

ولدينا المعادلة العامة: $I_D = I_{DSS}(1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2$



الشكل (6-20) دارة التحييز عن طريق تطبيق جهد مستمر على المنبع.

بالحل المشترك للمعادلتين السابقتين نجد كلاً من V_{GS} و I_D ثم نقوم بحساب V_{GS}.

من دارة الخرج وفق كيرشوف نستطيع كتابة:

$$V_{DD} + V_{SS} = V_{DS} + I_D(R_D + R_S)$$

$$\Rightarrow V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - I_D(R_D + R_S)$$

نرسم خط الحمل الساكن بأخذ النقطتين التاليتين :

$$1- \quad V_{DS} = 0 \quad [V] \Rightarrow I_{D\,max} = (V_{SS} + V_{DD})/(R_D + R_S) \quad [mA]$$

$$2- \quad I_D = 0 \quad [mA] \Rightarrow V_{DS} = V_{SS} + V_{DD} \quad [V]$$

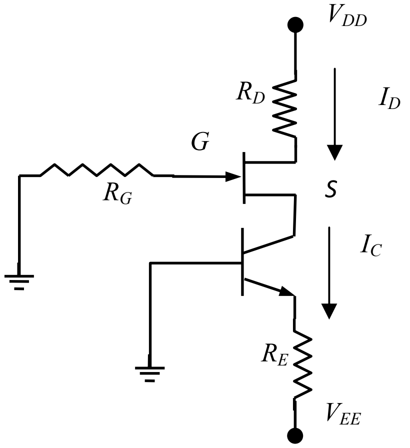
3- التقطيب عن طريق منبع التيار: *Current Source Bias:*

هو أحد أنواع التقطيب التي تستخدم الترانزستور ثنائي القطبية مع الترانزستور الحقلي، الغاية منه هي الحصول على تيار مصرف ثابت ومستقل بقيمته عن تغيرات V_{GS}، وله

الدارة المبينة في الشكل (6-21)، حيث يقوم الترانزستور ثنائي القطبية بدور منبع تيار ذي قيمة يعبر عنها بالعلاقة التالية:

$$I_C \cong \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

وبما أن مجمع الترانزستور ثنائي القطبية موصول على التسلسل مع منبع الترانزستور الحقلي فإن : $I_D = I_C$ وذلك أياً كانت قيمة V_{GS}.



الشكل (6-21) دارة التحييز باستخدام *BJT* كمنبع للتيار.

6-4- الترانزستور الحقلي ذو البوابة المعزولة *I.G-FET* :

وتسمى أيضاً *Metal Oxide Semiconductor FET (MOSFET)* ولها نوعان: 1- الإفقاري أو الاستنزافي *MOSFET-D Type*.

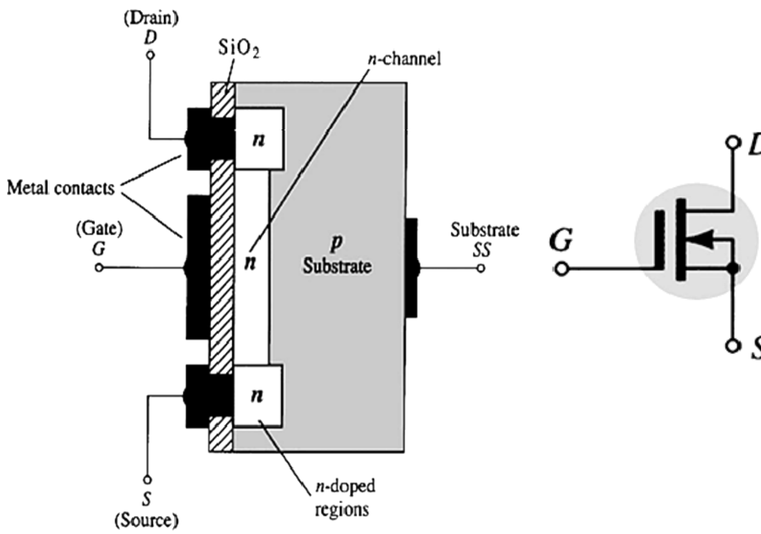
2- الإغنائي أو التعزيزي *MOSFET-E Type*.

6-4-1- الدراسة الوصفية والهيكلية للترانزستور *MOSFET- D*:

الترانزستور الحقلي ذو القناة المدفونة أو مسبقة الصنع من النوع *n*، يتألف، كما هو واضح في الشكل (6-22-أ)، من مصرف *D* ومنبع *S* وبوابة *G*، وهذا موضح على رمز الترانزستور أيضا. ويمكن توصيفه بالنقاط التالية:

- كل من المنبع والمصرف موصولان إلى قطعة نصف ناقلة نوع n وهاتان القطعتان n متصلتان فيما بينهما بقناة من نوع n (مسبقة الصنع). حدود هذه القناة هي قطـــعة الأســاس الموضوعة عليها وهي من نوع P وطبقة ثاني أكسيد السيلكون.

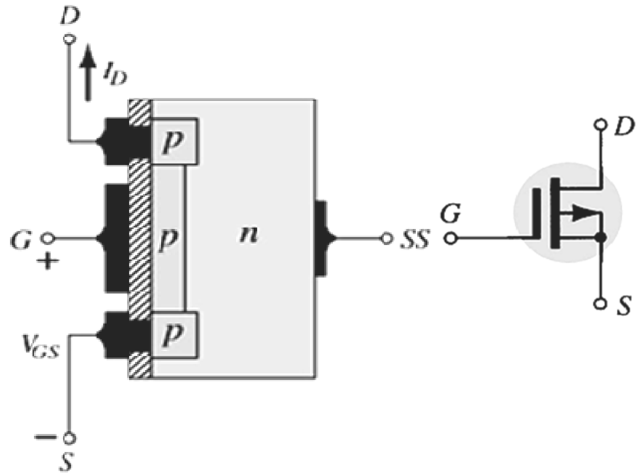
يعزل مسرى البوابة عن القناة مسبقة الصنع n عن طريق طبقة رقيقة من ثاني أكسيد السيلكون SiO_2 (من هنا أتت تسمية هذا الترانزستور)، وهذا يؤمن مقاومة الدخل العالية جداً بالمقارنة مع مقاومة دخل الترانزستور $JFET$.



الشكل (6-22-أ) بنية و رمز الترانزستور $MOSFET$- D .

- يضاف قطب آخر هو SS إلى طبقة الأساس من النوع P، كما هو واضح في الشكل.

ملاحظة: نحصل على الترانزستور $MOSFET$- D نوع القناة P، بعكس توضع المادة نصف الناقلة في بنية الترانزستور، وتصبح طبقة الأساس نوع n و المنبع و المصرف و القناة المحصورة بينهما نوع P، وهذا موضح بالشكل (6-22- ب).



الشكل (6-22- ب) بنية و رمز الترانزستور *MOSFET- D* نوع القناة *P*.

6-4-2- مبدأ عمل الترانزستور وخصائصه: *MOSFET-D Operation and Characteristics*

لتحليل مبدأ عمل الترانزستور نتبع الخطوات التالية:

1- في حالة $V_{DS} > 0$ و$V_{GS} = 0$ ، يطبق الجهد V_{DD} على أساس أن يكون المصرف إيجابياً والمنبع سلبياً، يؤدي ذلك إلى تحرك الإلكترونات الحرة (الحوامل الأكثرية) بين المنبع والمصرف عبر القناة المدفونة أو مسبقة الصنع نوع *n*.

2- عند زيادة إيجابية V_{DS} مع بقاء $V_{GS} = 0$ (قصر الدخل) يستمر التيار بالتزايد حتى يصل إلى قيمة I_{DSS}.

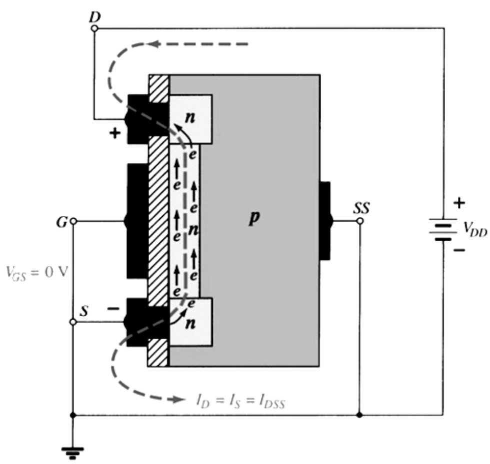
3- بناء على جهد البوابة- منبع V_{GS}، فإن هذا الترانزستور يعمل وفق نمطي عمل:

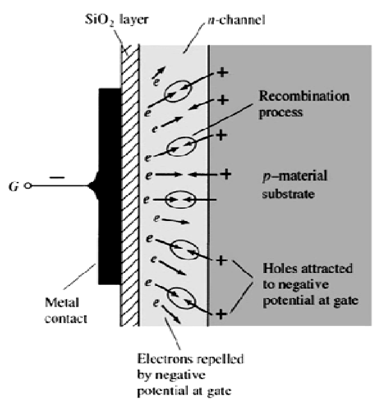
أ- الأول: عندما $V_{GS} < 0$؛ أي يكون متصل، البوابة- منبع، محيزاً بشكل عكسي لهذا النمط ، ويتلخص مبدأ العمل في هذا النمط بتكوين مكثف لبوسه الأول وهو المعدن المشكل للبوابة، ولبوسه الثاني هو طرف القناة مسبقة الصنع نوع *n* والعازل الموجود بينهما هو أكسيد السيلكون SiO_2.

نتيجة تطبيق الجهد السالب على البوابة (اللبوس المعدني للمكثف) تتشكل شحنة موجبة على الطرف الملامس لهذا اللبوس ضمن عازل المكثف SiO_2، ونتيجة الأثر السعوي أو الحث الكهربائي يتولد على طرف العازل الآخر من جهة القناة، شحنة سالبة، تقوم هذه الشحنة بدفع الإلكترونات من القناة نوع n إلى النوع p، بالوقت نفسه يتم جذب الثقوب من p إلى القناة n وتتحد مع الإلكترونات فيها وبذلك تقوم هذه الوصلة على تجريد أو إفقار القناة n من الحوامل الأكثرية، وهي الإلكترونات وتصبح أقل ناقلية، أي يزداد عرض المنطقة المجردة فيها وتزداد مقاومتها، بالنتيجة ينخفض مرور التيار I_D، حتى نصل إلى قيمة للجهد V_{GS} كبيرة بشكل كاف لتجريد كل إلكترونات القناة وبالتالي ينعدم التيار $I_D = 0$.

إذاً يعتمد مبدأ عمل هذا الترانزستور على تجريد القناة n من الإلكترونات أو إفقارها بها، لذلك يسمى بنمط العمل الإفقاري، وهو مبين في الشكل (6-23).

(أ)　　　　　　　　　　(ب)





الشكل (6-23) آلية عمل الترانزستور D -MOSFET نوع القناة n.

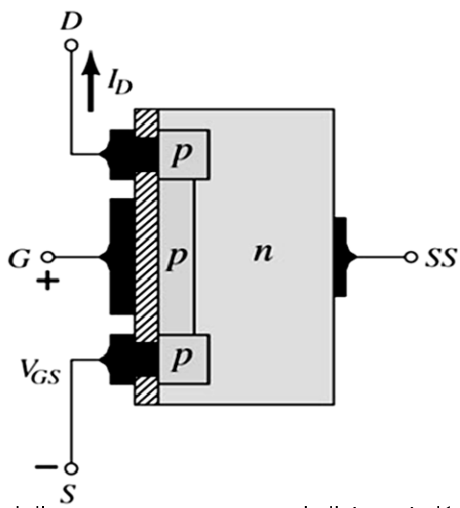
أ- عندما $V_{GS}=0$ ، ب – عندما $V_{GS}< 0$، تخفيض عدد الحوامل الحرة.

ب- الثاني: عندما $V_{GS} > 0$ ، يكون جهد البوابة في هذه الحالة منبعاً موجباً أي محيزاً أمامياً. يتلخص مبدأ العمل بالتسلسل التالي:

- يؤدي تطبيق الجهد الموجب على اللبوس الأول (البوابة) إلى تحريض شحنة موجبة على طرف اللبوس الثاني (جهة القناة n)، وهذا يؤدي إلى دفع الثقوب إلى p وجذب أو تعزيز (إغناء) الإلكترونات، الحوامل الأكثرية في القناة، وبالتالي زيادة ناقلية هذه القناة، وتقل بالنتيجة مقاومة القناة ويزداد التيار I_D إلى قيم أكبر بكثير من I_{DSS}. يسمى هذا النمط بنمط العمل الإغنائي *Enhancement Mode*، سيذكر بالتفصيل لاحقاً.

ملاحظة (1): يمكن مناقشة الترانزستور ذي القناة مسبقة الصنع نوع p تماماً، كما الترانزستور ذي القناة نوع n ولكن يجب مراعاة عكس قطبية الجهود المطبقة، حيث يطبق الجهد الموجب على البوابة G ويكون المنبع سالباً بالنسبة للمصرف، كما هو موضح في الشكل (6-24).

ملاحظة (2): معاملات هذا الترانزستور هي نفسها معاملات الترانزستور الحقلي *J-FET*.

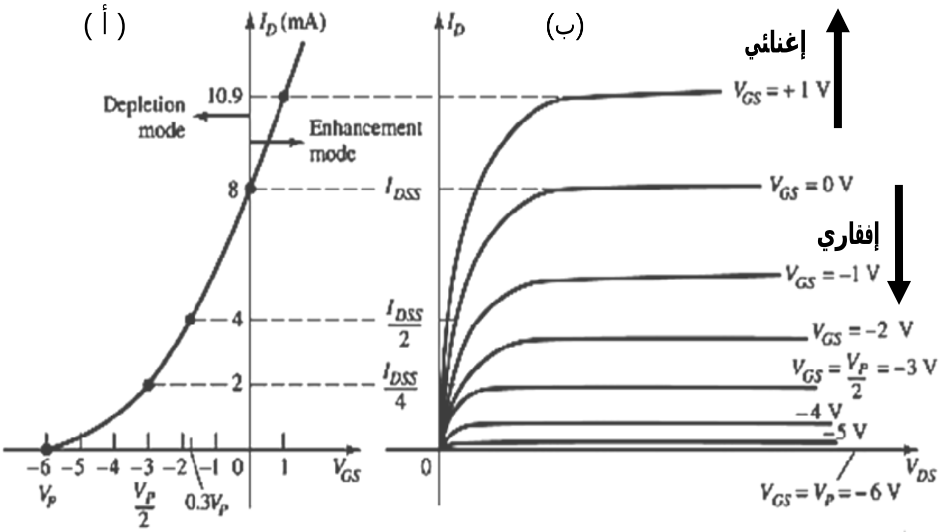


الشكل (6-24) الترانزستور *D- MOSFET* نوع القناة *P*.

6-4-3- المميزة المصرفية (مميزة الخرج) Drain Characteristics:

تتمثل المميزات المصرفية برسم تغيرات تيار المصرف (الخرج) مع تغيرات جهد الخرج V_{DS} مع ثبات جهد البوابة V_{GS} (جهد الدخل)، والذي يأخذ قيماً سالبة (نمط إفقاري) أو قيماً موجبة (نمط إغنائي)، وتكتب بالشكل:

$$I_D = f(V_{DS})\big|_{V_{GS}=ct}$$



الشكل (6-25) المميزة المصرفية و التبادلية للترانزستور *MOSFET- D*، قناة *n*.

تظهر على المميزة نفسها القيم الموجبة والسالبة للجهد V_{GS}، وهذا ما يفرق مميزة الترانزستور *MOSFET-D* عن *J-FET*. يظهر الشكل (6-25- ب) المميزة المصرفية موضحاً عليها النمطين الإفقاري والإغنائي، وإلى جانبها مخطط المميزة التبادلية. لذلك سندرسها بشيء من التفصيل.

6-4-4- المميزة التبادلية (التحويلية) Transfer Characteristic:

تمثل هذه المميزة العلاقة بين تيار الخرج I_D وجهد الدخل V_{GS} أي:

$$I_D = f(V_{GS})\big|_{V_{DS}=ct}$$

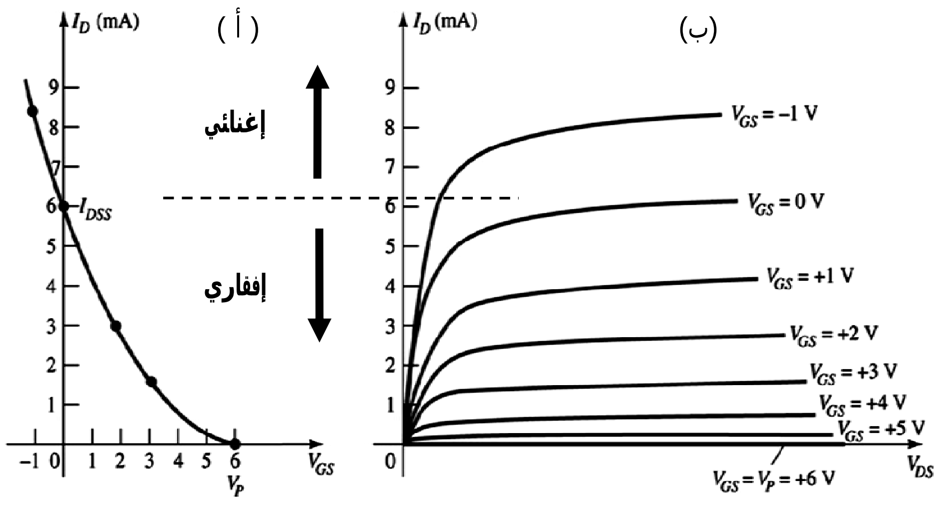
مع ثبات جهد المصرف V_{DS} و يعبر عنها بالعلاقة التالية: $I_D = I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2$

I_D : يمثل تغيرات تيار المصرف (التغيرات الانسيابية).

I_{DSS} : يمثل تيار المصرف عندما تكون قيمة جهد البوابة $V_{GS} = 0$.

V_p : جهد الانقباض، تكون عنده قيمة التيار $I_D=0$.

وهذه المميزة هي نفسها المميزة التحويلية للترانزستور J-FET ولكن يأخذ V_{GS} قيماً موجبة وأخرى سالبة، وذلك للعمل بنظامي الإغناء و الإفقار، الموضحة بالشكل (6-25 - أ).



الشكل (6-26) المميزة المصرفية و التبادلية للترانزستور $MOSFET$- D، قناة P.

ملاحظة: بالنسبة للترانزستور $MOSFET$-D نوع القناة P فإن تغيرات الجهد للمميزة التحويلية تقع ضمن المجال $V_{GS} \leq V_p$. أما بالنسبة للمميزة المصرفية لهذا النوع، فلها تماماً شكل المميزة المصرفية نفسه للترانزستور نوع القناة N ولكن تختلف عنها بقيم الجهود لكل من V_p و V_{GS} حيث تعكس تماماً كل من منطقة الإغناء والإفقار، وهي موضحة بالشكل (6-26- أ - ب).

6-5- الترانزستور ذو النظام الإغنائي *MOSFET-E*:

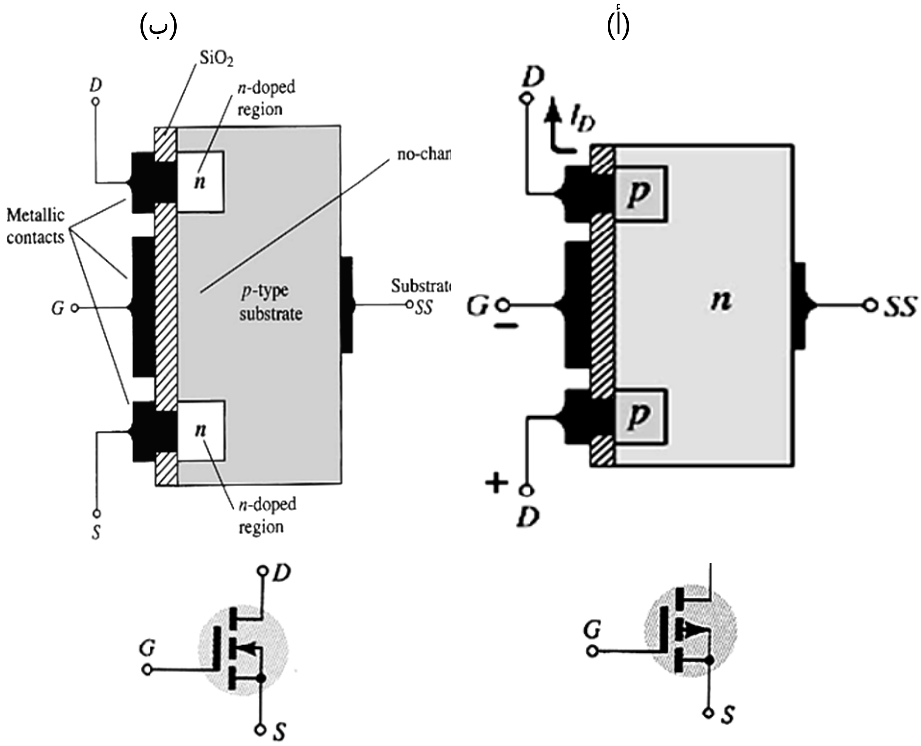
6-5-1- البنية:

يتألف هذا النوع من الترانزستورات الحقلية، كما السابقة، من بوابة ومصرف و منبع وعازل من SiO_2، يفصل طبقة الأساس ذات النوع المخالف (المعاكس) لكل من المصرف والمنبع، فإذا كانت طبقة الأساس من النوع p فإن كلاً من المصرف والمنبع يشكّلان من النوع n، وتمتد الطبقة p إلى المناطق كلها وإلى ثاني أكسيد السيلكون (العازل) ما عدا مكان وجود كل من المصرف D و المنبع S.

نلاحظ هنا عدم وجود قناة مسبقة الصنع بين كل من D، S ، ولكن هذه القناة تتشكل كهربائياً نتيجة تطبيق الجهود، لذلك يعمل هذا النوع بالنمط الإغنائي، أي يتم إغناء المنطقة الموجودة بين المنبع و المصرف بالحوامل الأكثرية الموجودة في كل من D و S، وتتشكل بذلك أو تتحرض القناة بين كل منD و S، ويسمى هذا النوع بالترانزستور الحقلي ذي القناة المتحرضة، وحتى يتم هذا الأمر يجب أن يحيز متصل البوابة- منبع تحييزاً أمامياً.

يبين الشكل (6-27- أ) الترانزستور *MOSFET-E* ذو القناة نوع n ورمزه الإلكتروني.

ملاحظة (1): مسرى البوابة معزول عن طبقة الأساس بواسطة طبقة رقيقة من ثاني أكسيد السيلكون SiO_2، وهذا يؤمن مقاومة دخل عالية جداً مقارنةً مع مقاومة دخل *J-FET*. ملاحظة(2): الترانزستور *MOSFET-E* نوع القناة p مكون من طبقة أساس نوع n ومن مسريين D و S نوع p والقناة المحرضة تصبح نوع p وذلك حسب الجهود المطبقة. هذا النوع مبين بالشكل (6-27- ب)، مع الرمز الإلكتروني.



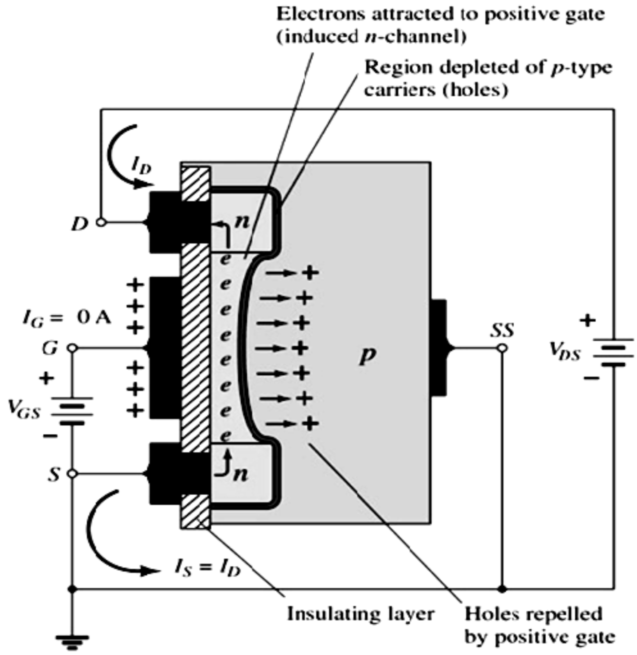
الشكل (6-27) الترانزستور E -MOSFET، ب- قناة P و أ- قناة n.

6-5-2- مبدأ عمل الترانزستور MOSFET-E الإغنائي:

يتلخص مبدأ عمل الترانزستور ذي القناة المحرضة (لا يوجد قناة بين D و S ولكن تحرض بتطبيق جهود مناسبة) بالنسبة لترانزستور ذي قناة محرضة نوع n، إذاً طبقة الأساس من مادة نصف ناقلة نوع p، الشكل (6-28)، بالخطوات التالية:

1- $V_{GS} = 0$ و $V_{DS} > 0$: في هذه الحالة يكون المتصل كله المكون من المصرف (الإيجابي الجهد بالنسبة للمنبع) و البوابة منحازاً عكسياً، وكذلك المتصل بين المنبع (السلبي الجهد) و البوابة، هذا يعني وجود المنطقة المجردة بين المصرف و المنبع وعدم وجود القناة، مما يؤدي إلى عدم مرور تيار بين D و S أي أن $I_D = 0$.

2- بزيادة V_{DS} مع بقاء $V_{GS}=0$؛ أي جهد بوابة معدوم، لدينا إذاً حالة قصر وعدم مرور تيار.



الشكل (6-28) مبدأ عمل الترانزستور *E -MOSFET*، قناة *n*.

3- عندما $V_{GS} > 0$، نطبق جهداً موجباً على معدن البوابة، وبالتالي، وحسب أثر المكثف المشروح سابقاً، يتكون على الطرف (اللبوس) الثاني من العازل SiO_2 شحنة موجبة تقوم بدفع الثقوب إلى المنطقة p وجذب الإلكترونات إلى جوار العازل (أكسيد السيلكون). بزيادة قيمة V_{GS} الموجبة، يؤدي ذلك إلى تزايد عملية دفع الثقوب وجذب الإلكترونات حتى نصل إلى قيمة جهد عتبة ما $V_T = V_{GS}$ يصبح عدد الإلكترونات الحرة بين D و S وقرب العازل SiO_2 كبير جداً، وبذلك تنقلب هذه المنطقة من $p \leftarrow n$ وتتشكل القناة ويبدأ تيار المصرف بالمرور بين D و S، ويعرف بهذه الحالة جهد العتبة V_T (*Threshold Voltage*) بأنه: أقل جهد يجب تطبيقه على بوابة الترانزستور حتى يتم تشكيل القناة اللازمة لمرور التيار I_D. يمكن القول عند هذا الجهد أن المنطقة p قد انعكست وأصبحت n وبالتالي فإنه :

عندما 1- $V_{GS} < V_T$ لا يمر التيار $I_D = 0$ لأن القناة لم تتشكل بعد.

2- $V_{GS} \geq V_T$ يمر التيار $I_D \neq 0$ وهي لحظة تشكل القناة أو لحظة الإنعكاس.

ملاحظة (1): يمكن تحليل مبدأ عمل الترانزستور الحقلي ذي القناة المحرضة نوع p بالطريقة نفسها ولكن بعد عكس ترتيب المواد نصف الناقلة، وكذلك عكس قطبية جهد التقطيب وثم عكس جهة التيارات المارة.

ملاحظة (2): لا يعمل هذا النوع إلا في النظام الإغنائي؛ أي عندما تكون الجهود المعطاة تحقق: $V_{Ds} > 0$ و $V_T > 0$ و $V_{GS} > 0$ ← $V_{GS}\uparrow$ ← $I_D\uparrow$

6-5-3- مميزة الخرج (المصرفية) والمميزة التحويلية (التبادلية) للترانزستور الإغنائي نوع القناة *n*، *MOSFET-E,n*:

- تعطى المميزة المصرفية بالعلاقة: $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=ct}$، مبينة بالشكل (6-29-أ).

- تعطى المميزة التبادلية المستنتجة من مميزة الخرج بالعلاقة: $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=ct}$.

يظهر الشكل (6-29- ب)، المميزة المصرفية للترانزستور الإغنائي ذي القناة n حيث يأخذ الجهد V_{GS} قيماً موجبة. تبدأ المميزات من قيمة جهد بوابة - منبعاً أكبر من جهد العتبة ($V_{GS} > V_T$) والذي يمثل جهد تشكل القناة، وبدء مرور التيار I_D.

نلاحظ أنه بزيادة الجهد V_{DS} مع ثبات الجهد V_{GS} يزداد التيار I_D حتى يصل إلى تيار الإشباع I_{DSS} ويمكن حساب قيمة جهد الإشباع V_{Dsat} عن طريق العلاقة التالية:

$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_T$$

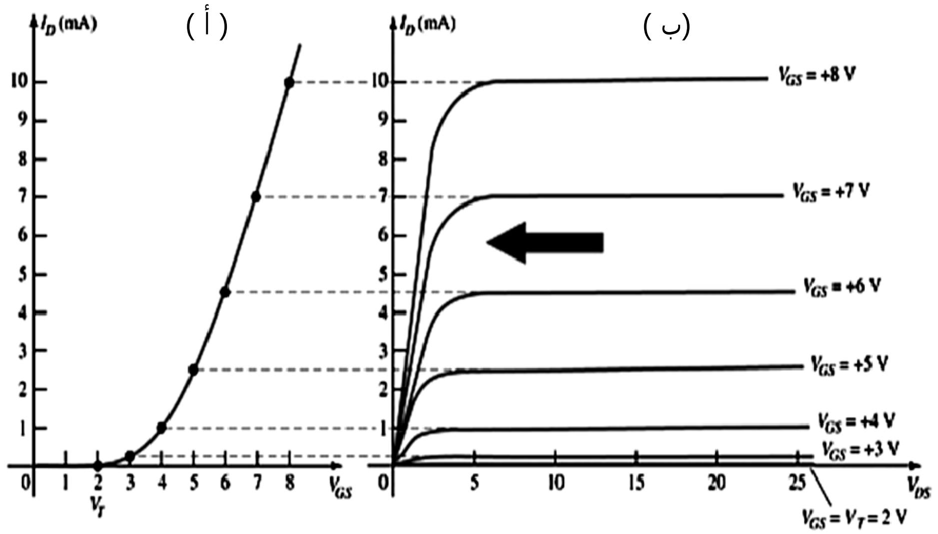
أما بالنسبة للميزة التبادلية ولتحديد قيمة التيار I_D من أجل V_{GS} معلوم، تطبق العلاقـة

التالية التي تحدد المميزة التبادلية:

$$I_D = K\,(V_{GS} - V_T)^2 \qquad (2\text{-}6)$$

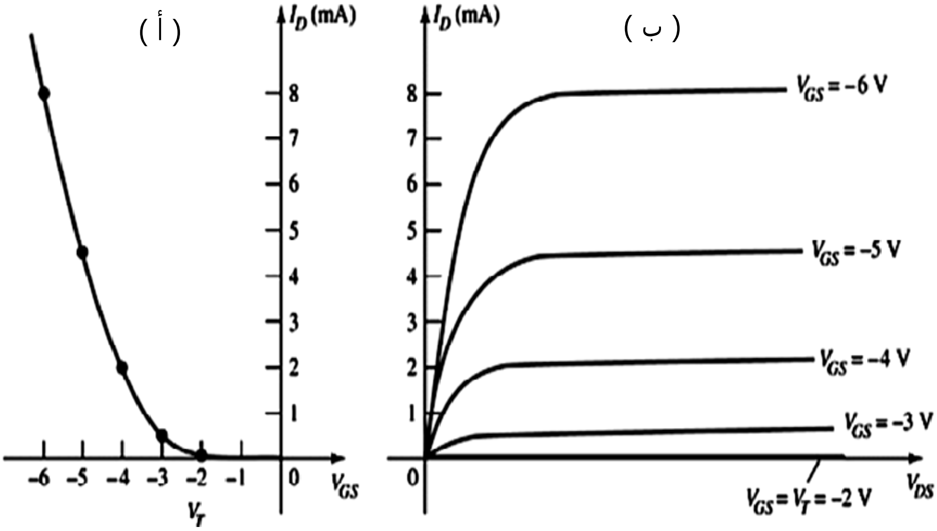
وهي خاصة بالترانزستورات الحقلية ذات نمط العمل الإغنائي و القناة المحرضة، يمثل K ثابت يتعلق بنوع المادة المصنوع منها الترانزستور ويقدر بالواحدة: $mA/[volt]^2$، ويمكن حساب قيمة K باستخدام المعادلة السابقة عند قيم محددة للتيار والجهد حيث تعطى بالعلاقة:

$$K = \frac{I_{D(on)}}{(V_{GS(on)} - V_T)^2} \qquad (3\text{-}6)$$



الشكل (6-29) المميزة المصرفية (أ) و التبادلية (ب) للترانزستور *MOSFET- E*، قناة *n*.

ملاحظة (1): بالنسبة للترانزستور *MOSFET-E* نوع القناة *p*، فإن المميزة التبادلية والمميزة التحويلية (الخرج) مشابه تماماً لمميزة الترانزستور ذي القناة نوع *n* ولكن مع عكس قطبية الجهود واتجاهات التيارات المارة وهي مبينة في الشكل (6-30-أ- ب).



الشكل (6-30) المميزة المصرفية (أ) و التبادلية (ب) للترانزستور *MOSFET- E*، قناة *P*.

6-6- معاملات الترانزستور *MOSFET*:

للترانزستور *MOSFET* بنوعية *D* و *E* المعاملات نفسها للترانزستور الحقلي *JFET* ولكن يختلف قانون الناقلية التبادلية، وهذه المعاملات هي:

1- المقاومة التفاضلية: $r_d = \left.\frac{dV_{DS}}{dI_d}\right|_{V_{GS}=ct} \quad [\Omega]$

2- عامل التكبير الذاتي : $\mu = \left.\frac{dV_{DS}}{dV_{GS}}\right|_{I_D=ct} = rd.g_m$

3- الناقلية التبادلية g_m: لها الاسم نفسه في الترانزستور *JFET* ولكن تختلف عنه بالقيمة وطريقة الحساب، لأن علاقة التيار I_D بالجهد V_{GS} للدخل تختلف في الترانزستور الإغنائي *MOSFET-E* ، تصبح علاقتها في هذه الحالة، بعد اشتقاق العلاقة (6-2) بالنسبة للجهد V_{GS}، معطاة بالشكل التالي:

$$g_m = \left.\frac{dI_D}{dV_{GS}}\right|_{V_{DS}=ct} = \frac{d}{dV_{GS}}(K(V_{GS} - V_T)^2)$$

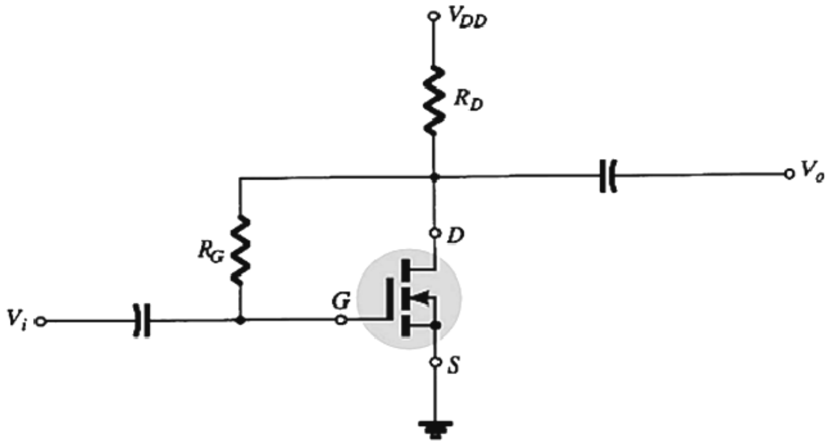
$$\Rightarrow\ g_m = 2K(V_{GS} - V_T) \qquad [\Omega]^{-1}$$

وهي قيمة الناقلية التبادلية للترانزستور الإغنائي.

6-7- دارات تقطيب *MOSFET* وتحديد نقطة العمل:

لهذا الترانزستور بنوعيه الإغنائي والإفقاري دارات التحيز نفسها للترانزستور نوع *JFET* كما تحل بالطريقة نفسها التي شرحناها سابقاً، ولكن يوجد اختلاف بسيط بالنسبة للترانزستور *MOSFET-D* الذي يمكن أن يعمل على الجهود الموجبة المطبقة على البوابـة، أي عندمـا $V_{GS} > 0$.

لنأخذ مثالاً عن تحييز الترانزستور الإغنائي *MOSFET-E* عن طريق التغذية العكسية للبوابة، هذا النوع من التحيز له الدارة المبينة في الشكل (6-31).



الشكل (6-31) تحييز الترانزستور *MOSFET- E*، عن طريق تغذية عكسية للبوابة.

لحل هذه الدارة نتبع الخطوات التالية:

1- نرسم الدارة المكافئة المستمرة ونكتب في الخرج، وحسب كيرشوف، العلاقة التالية:

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D.R_D \qquad \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - I_D.R_D$$

ولكن $I_G=0$ وهذا يعني $V_{RG}=0$ وبالتالي $V_{DS}=V_{GS}$، تصبح العلاقة السابقة بالشكل:

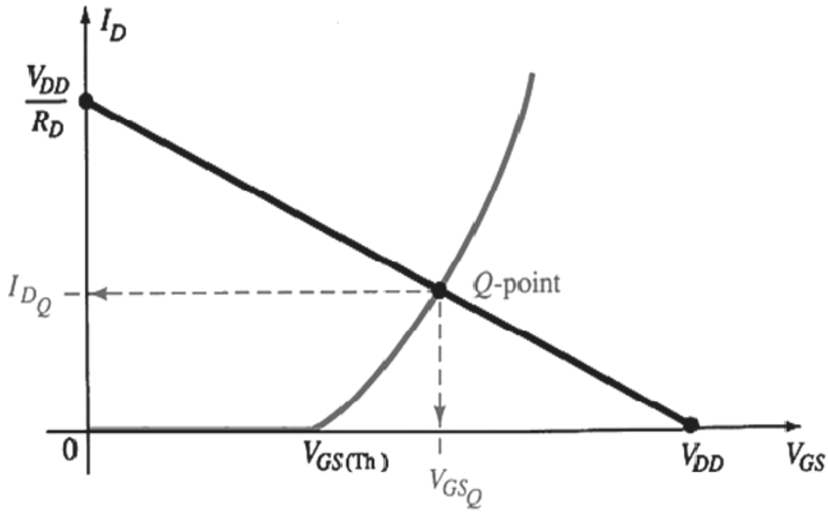
$$V_{GS} = V_{DD} - I_D.R_D$$

بناء على هذه العلاقة، نرسم خط الحمل وذلك بحساب النقطتين التاليتين:

$$1) \qquad V_{GS}=0 \;\Rightarrow\; I_D=\frac{V_{DD}}{R_D} \;\Rightarrow\; (0,I_D)$$

$$2) \qquad I_D=0 \;\Rightarrow\; V_{GS}=V_{DD} \Rightarrow\; (V_{GS},0)$$

2- نرسم المميزة التحويلية $I_D = f\ (\ V_{GS})$ مع الأخذ بعين الاعتبار الجهد V_{GSTh}الجهد المرجعي الذي يبدأ عنده الترانزستور بالتمرير، أي القيمة التي يكون عندها $I_D = 0$ ويبدأ بالزيادة. لاحظ الشكل (6-32).



الشكل (6-32) نقطة تقاطع خط الحمل الساكن مع المميزة التحويلية.

3- نقطة التقاطع الحاصلة بين منحى الحمولة المستمرة ومنحى المميزة التحويلية تحدد نقطة عمل الترانزستور $Q\ (V_{GSQ}, I_{DQ})$. لاحظ الشكل (6-32).

4- نستخدم قيمة التيار الناتجة I_D عند نقطة العمل لإيجاد القيم المطلوبة الأخرى في دارة التغذية.

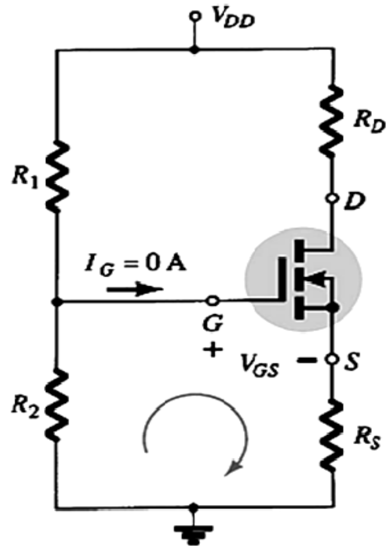
مثال آخر عن تقطيب الترانزستور *MOSFET-E* يتمثل بدارة ثفنن المبينة في الشكل (6-33)، وتحل هذه الدارة باتباع الخطوات التالية:

1- إيجاد مكافئ ثفنن ورسم خط الحمولة الساكن:

$$V_{Th} = V_G = \frac{R_2 . V_{DD}}{R_1 + R_2} , \qquad R_{Th} = R_1 // R_2$$

من حلقة الدخل لدينا: $V_{GS} = V_G - I_D . R_S$

من حلقة الخرج لدينا: $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_S + R_D)$



الشكل (6-33) تحييز الترانزستور *E- MOSFET*، عن طريق مقسم ثفنن.

لرسم خط الحمولة الساكن تحسب النقطتين التاليتين:

$$1) \quad I_D = 0 \Rightarrow V_G = V_{GS} = V_{Th} = \frac{R_2 . V_{DD}}{R_1 + R_2}, \qquad (0, V_{GS})$$

$$2) \quad V_{GS} = 0 \Rightarrow I_D = \frac{V_G}{R_S}, \qquad (I_D, 0)$$

وبناء على هاتين النقطتين نرسم خط الحمولة الساكن.

2- نرسم المميزة التحويلية مع الاهتمام بقيمة V_{GSTh} المرجعية التي يبدأ عندها التيار بالتزايد.

3- تقاطع منحني المميزة التحويلية مع خط الحمل الساكن يحدد نقطة العمل *Q- point*.

4- نستخدم إحداثيات Q أي I_{DQ} و V_{GSQ} في تحديد بقية القيم المراد حسابها في الدارة.

6-8- مقارنة بين الترانزستورين *BJT* و *FET*:

بناء على دراستنا لكل من الترانزستورين ثنائي القطبية، وتأثير الحقل، نخلص إلى النقاط التالية: 1- الترانزستور الحقلي هو عبارة عن عنصر يتم من خلاله التحكم بتيار الخرج عن طريق تطبيق جهد البوابة في الدخل، على عكس الترانزستور *BJT* فيتم التحكم بتيار الخرج عن طريق تيار الدخل.

2- يعتمد الترانزستور الحقلي في عمله على تدفق الحوامل الأكثرية فقط، لذلك يسمى بترانزستور وحيد القطبية بينما يسمى الترانزستور *BJT* ثنائي القطبية لاعتماده على حركة كل من الحوامل الأكثرية والأقلية.

3- ممانعة (مقاومة) الدخل للترانزستور الحقلي كبيرة جداً نتيجة لوجود العازل SiO_2 الذي يفصل البوابة عن الطبقة n أو P (طبقة الأساس) وانحياز متصل الدخل فيه غالباً عكسي ، أما الترانزستور *BJT* فممانعة دخله منخفضة. الممانعة العالية للترانزستور الحقلي *FET* تجعله حصيناً ضد الضجيج على عكس الترانزستور *BJT* ولكن بالمقابل، فإن ربح الترانزستور *BJT* أكبر بكثير.

4- حساسية الترانزستور الحقلي تجاه تغيرات درجة الحرارة تكون عادة أقل بكثير من الترانزستور ثنائي القطبية.

5- يعتمد الترانزستور الحقلي في عمله على تغير مقاومة المادة نصف الناقلة، أي تغير أبعادها نتيجة لتغير أبعاد المنطقة المجردة، بينما الترانزستور *BJT* يعتمد على التحكم بكمية حقن الحوامل الأقلية والأكثرية.

6- الترانزستورات الحقلية بشكل عام ذات حساسية ستاتيكية (كهرباء ساكنة) كبيرة، أكبر من الترانزستور BJT، يعود ذلك إلى طبقة أكسيد السيلكون الرقيقة بين أطراف أو أقطاب الترانزستور الحقلي وطبقاته، أي شحنة كهربائية صغيرة يمكن أن تؤدي إلى نتيجة غير مرغوبة في الخرج ولذلك يجب حماية الترانزستور الحقلي من الشحنات الستاتيكية.

7- يعد الترانزستور الحقلي أسهل استخداماً في تقنية الدارات المتكاملة بالمقارنة مع الترانزستور ثنائي القطبية، ويعود ذلك إلى آلية تصنيعه وبنيته BJT.

6-9- مجالات تطبيق الترانزستور الحقلي:

نظراً لما يتميز به الترانزستور الحقلي عن الأخر BJT وخاصةً لامتلاكه مقاومة دخـل عاليـة جداً فيمكن استخدامه في المجالات التالية:

1- تضخيم الإشارات الصغيرة.

2- يستخدم كمرحلة ملاءمة بين مرحلتي تضخيم.

3- يمكن أن يستخدم في أنظمة الاتصالات (إرسال، استقبال)، نتيجة الضجيج المنخفض الذي يبديه.

4- يستخدم بصفته مفتاحاً إلكترونياً في الأنظمة الرقمية.

5- تستخدم الترانزستورات *MOSFET-E* بكثرة في صناعة الدارات المتكاملة لأنها تأخذ حيزاً صغيراً جداً ضمن الشريحة السيلكونية مقارنة مع الترانزستورات BJT، بالإضافة إلى أنها تستهلك القليل، من الطاقة وبالتالي فإن صناعة المعالجات والذواكر تعتمد على هذا النوع من الترانزستورات ، لذلك نبين نوعين من الدارات التي تعتمد على نوع القناة منها:

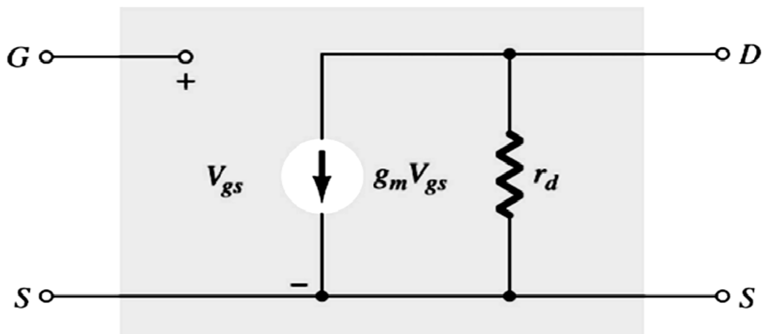
أ- دارات تعتمد القناة N: *MOSFET-E(n)* وتسمى بعائلة *NMos*.

ب- دارات تعتمد القناة N و P للترانزستورات الإغنائية وتسمى بعائلة *CMos*.

Complementary Metal Oxide Semiconductor و هي غالباً دارات تمثل البوابات المنطقية – سنترك شرحها أو توصيفها وتحليلها إلى مادة الدارات الإلكترونية.

6-10 - تحليل عمل الترانزستور الحقلي بالنسبة للإشارة المتناوبة الصغيرة أو الدارة المكافئة المتناوبة: *JEFT Ac Equivalent Circuit :*

يمكن مكافأة الترانزستور الحقلي مثل الترانزستور *BJT* برباعي أقطاب، وبذلك يمكن إيجاد علاقات توصف هذا الرباعي إما عن طريق الممانعات *Z* أو السماحيات *Y* ويمكن بذلك تمثيل هذا الترانزستور بدارة مكافئة *Z* أو دارة ثفنين (كما رأينا في تحليل الترانزستور *BJT*)، مع المعادلات اللازمة أو بدارة مكافئة *Y* أو دارة مكافئ نورتون مع المعادلات اللازمة. ولكن سنقوم هنا بدراسة الدارة المكافئة المتناوبة البسيطة وهي موضحة بالشكل (6-34).



الشكل (6-34) الدارة المكافئة المتناوبة للترانزستور الحقلي.

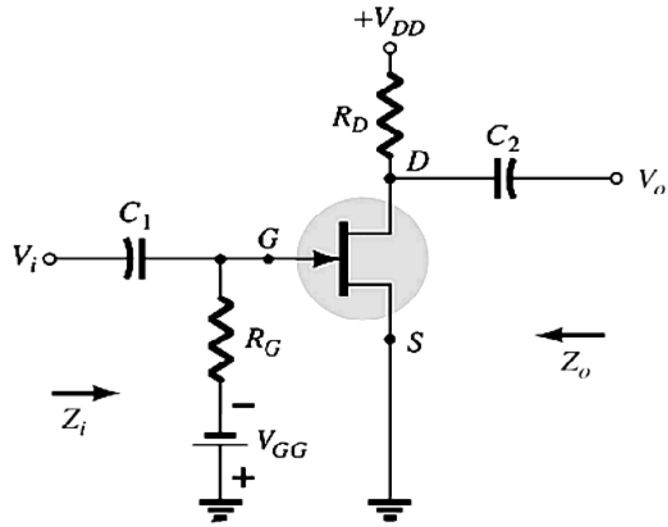
دخل رباعي الأقطاب الذي يكافئ الترانزستور مكون من القطبين *G* و *S*، لكن مقاومة دخل الترانزستور الحقلي عالية جداً ولا يمر تيار I_G عبر البوابة، لذلك نترك الدخل مفتوحاً مع وجود الجهد V_{GS}. أما الخرج فهو متمثل بمولد تيار $g_m V_{gs}$ ومقاومة ديناميكية r_d للترانزستور وهما على التفرع بين القطبين *S,D* وبالتالي يمكن أن نكتب :

$Z_I = \infty \quad (\Omega)$ ممانعة الدخل و $Z_0 = r_d = \frac{1}{Y_{OS}} \quad (\Omega)$ تمثل ممانعة الخرج

وتعطى المقاومة الديناميكية بالعلاقة: $r_d = \left.\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}\right|_{V_{GS}=ct}$

أما السماحية Y_{os} المكافئة فتعطى عادة مع لائحة بارامترات الترانزستور، لنأخذ مثالاً على مكافأة الترانزستور الحقلي عن طريق هذه الدارة.

يبين الشكل (6-35) دارة ترانزستور $JFET$، يؤخذ الدخل على البوابة G كما يؤخذ الخرج على المصرف D. والمطلوب رسم الدارة المكافئة المتناوبة وتحديد جميع معاملاتها.



الشكل (6-35) دارة ترانزستور حقلي، الدخل مأخوذ على البوابة.

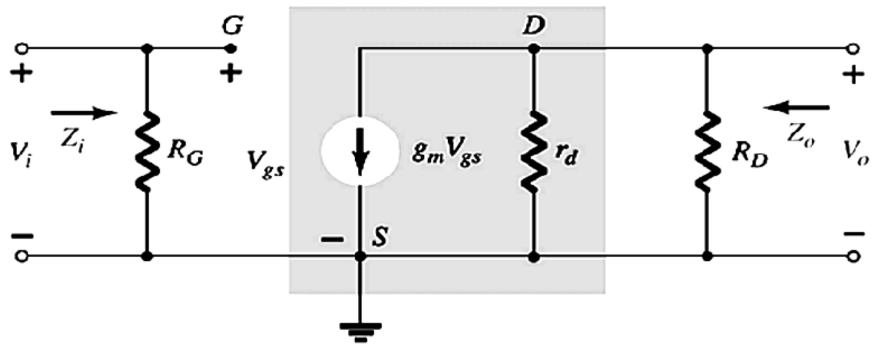
نرسم الدارة المكافئة المتناوبة بعد قصر منابع الجهد المستمر وقصر السعات أيضاً، يصبح الشكل النهائي للدارة كما هو موضح في الشكل (6-36)، من هذه الدارة نحسب مايلي:

1- ممانعة الدخل: $Z_i = R_G$

2- ممانعة الخرج: $Z_0 = R_D // r_d \cong R_D \big|_{r_d \geq 10R_D}$

3- ربح الجهد: $A_V = \frac{V_0}{V_i} = -g_m(r_d // R_D) \Rightarrow A_V = -g_m.R_D \Big|_{r_d \geq 10R_D}$

ملاحظة: يترك للطالب حل وصلات الترانزستور الثلاث وفق الدارة المكافئة المبينة في الشكل (6-36).



الشكل (6-36) الدارة المكافئة للترانزستور الحقلي.

6-11- الترانزستور الحقلي ذو البوابة غير المعزولة *MESFET*:

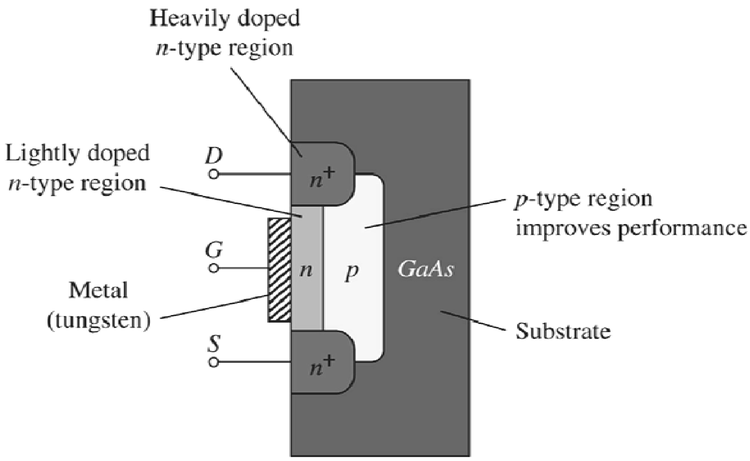
استخدمت الترانزستورات الحقلية ذات البوابات المعزولة، المدروسة سابقاً، أكسيد السيلكون (مادة عازلة)؛ لعزل القطب المعدني للبوابة عن المادة نصف الناقلة المشكلة للقناة، الأثر السعوي الناتج عن هذا التشكيل (الناقلين و العازل بينهما) كان السبب الرئيس في آلية إغناء أو إفقار منطقة القناة بالحوامل الأكثرية.

في هذا النوع من الترانزستورات لا يتم وضع عازل بين القطب المعدني و المادة نصف الناقلة (غياب العازل يمثل الاختلاف الجوهري عن الترانزستورات *MOSFET*) بل يوصل المعدن مباشرة إلى المادة نصف الناقلة، فينتج متصل معدن-مادة نصف ناقلة. تقلل هذه الآلية من المسافة بين القطب المعدني وسطح طبقة البوابة في المادة نصف الناقلة، مما يؤدي إلى تراجع الأثر السعوي إلى قيم صغيرة جداً، عند الترددات العالية

يكون هذا الأثر السعوي دارة قصر (سلك مقصور) بين الوصل المعدني والمادة نصف الناقلة، دارة القصر هذه تدعم الحركية العالية لحوامل الشحن في المادة نصف الناقلة *GaAs* زرنيخ الغاليوم.

إذاً وجود الوصلة معدن-نصف ناقل، هي السبب في تسمية هذا النوع من الترانزستورات *Metal-Semiconductor F.E.T=MESFET* .

البنية الأساسية لهذا الترانزستور موضحة بالشكل (6-37)، نلاحظ إن البوابة موصولة مباشرة بالمعدن المتوضع فوق منطقة القناة الموجودة بين القطبين المصرف و المنبع.



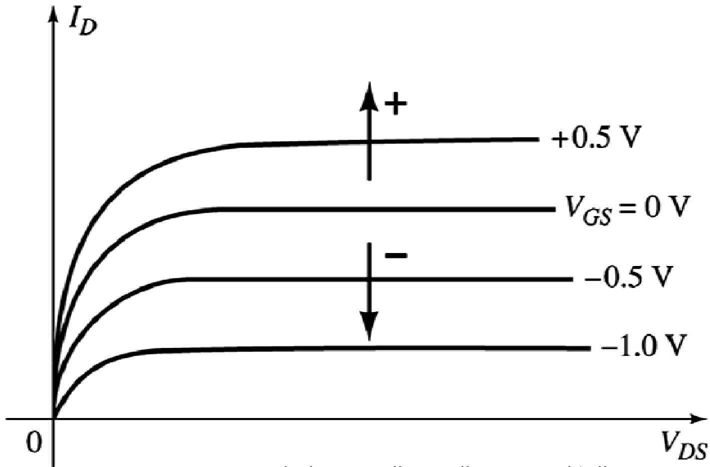
الشكل (6-37) بنية الترانزستور الحقلي *MESFET*.

تحليل آلية العمل:

1- عند تطبيق جهد سالب على البوابة، تندفع الإلكترونات الحرة (حوامل الشحن السالبة) من منطقة القناة إلى المعدن، مخفّضةً بذلك قيمة التيار المار I_D بين المنبع و المصرف، لاحظ مميزة الترانزستور المصرفية المبينة في الشكل (6-38). بزيادة الجهد السالب ينخفض التيار باستمرار.

2- عند تطبيق جهد موجب على البوابة، تنجذب إلكترونات حرة جديدة (حوامل شحن سالبة إضافية) إلى منطقة القناة، مما يؤدي إلى زيادة قيمة التيار المار I_D بين المنبع و

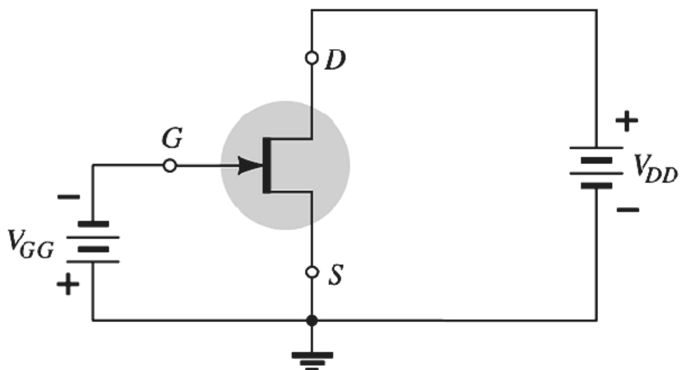
المصرف نتيجةً لزيادة عدد الحوامل الأكثرية في القناة. لاحظ مميزة الترانزستور المصرفية المبينة في الشكل(6-38).



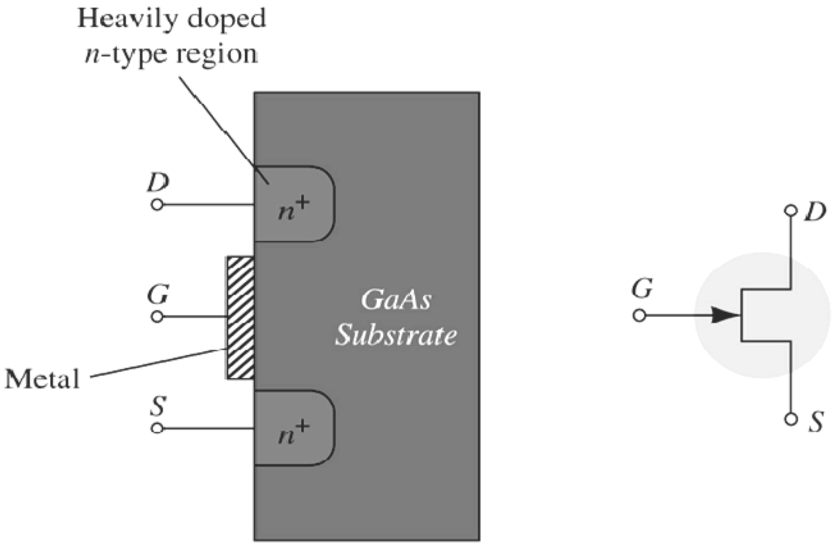
الشكل (6-38) المميزة المصرفية لترانزستور *MESFET*.

3- يشبه هذا الترانزستور النوع *MOSFET-D* كثيراً لذلك يحلل بالطريقة نفسها، رمز الترانزستور الكهربائي مع قطبية تحييزه الموافقة موضحان بالشكل (6-39).

4- هناك نوع *MESFET* إغنائي أو ذو القناة المحرضة، طريقة بنائه مشابهة تماما للترانزستور الحقلي الإغنائي *MOSFET-E*، لا يتم صنع القناة و إنما تحرض نتيجةً لتطبيق جهود مناسبة، وهو موضح في الشكل (6-40) مع رمزه الكهربائي.



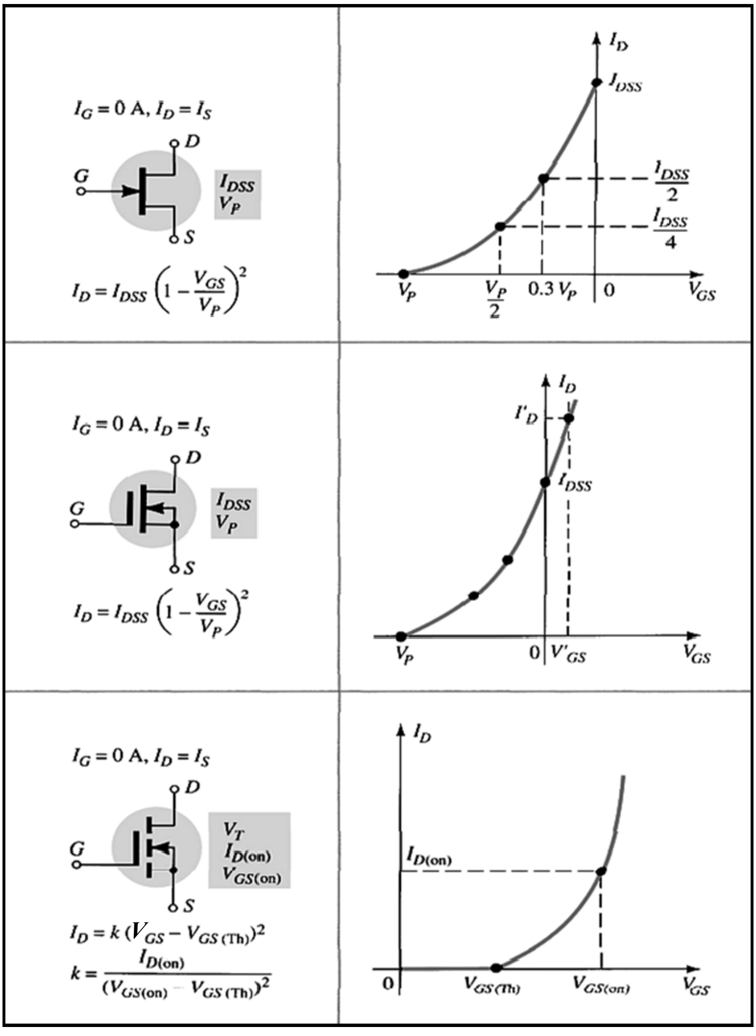
الشكل (6-38) الرمز الكهربائي للترانزستور *MESFET* مع جهود تحييزه.



الشكل (6-39) البنية والرمز الكهربائي للترانزستور *MESFET* الإغنائي.

ملاحظة: في الحياة العملية يصنع، فقط، الترانزستور*MESFET* ذو القناة نوع *n*، لأنه يعتمد على الحوامل الأكثرية الإلكترونات، وهي ذات حركية عالية جداً بالمقارنة مع الثقوب، و خاصة في المادة نصف الناقلة نوع *GaAs* (زرنيخ الغاليوم)، لذلك يستخدم هذا النوع من الترانزستورات في المجالات التي تتطلب سرعة عالية أو ترددات مرتفعة.

نبين فيما يلي جدولا بسيطاً، في الشكل (6-41) للمقارنة بين أنواع الترانزستور الحقلي الثلاثة:



الشكل (6-41) مقارنة بين أنواع الترانزستور الحقلي

الفصل السابع - 7 -

التّغذية العكسية و بعض العناصر الإلكترونية الخاصة

الفصل السابع -7-

التّغذية العكسية و بعض العناصر الإلكترونية الخاصة

7-1- مقدمة:

درسنا مجموعة متنوعة من الدارات الإلكترونية، التي تحتوي عناصر إلكترونية؛ من أمثال المتصل الثنائي أو الترانزستور بنوعيه، ثنائي القطبية والترانزستور الحقلي. ووجدنا في بعض التطبيقات أن الدارة الإلكترونية يمكن أن تعمل بصفتها مضخماً أو مفتاحاً إلكترونياً.

يوجد عملياً الكثير من العوامل التي قد تؤثر على خرج الدارات الإلكترونية وتجعل خرجها غير مستقر، أو لا تعطي الخرج المطلوب منها، لذلك تم البحث عن طريقة للتحكم بخرجها، بشكلٍ يبقى فيه ثابتاً أو قليل التأثر بالمتغيرات المحيطة وهكذا ولدت فكرة التغذية العكسية.

7-2- التغذية العكسية *Feedback*:

تعرف التغذية العكسية بعملية أخذ عينة (جزء) من إشارة الخرج المراد التحكم بها، ومن ثم إعادتها إلى دارة الدخل بشكل ما، تجعل هذه العملية جهد الدخل مرتبطاً بتغيرات جهد الخرج، وأي تغير في الخرج يؤدي حكماً إلى تغير في الدخل، مما يستدعي تغير جهد الخرج (إشارة الخرج) بشكل معاكس للتغير الأول، وهذا يؤدي إلى عودة الخرج إلى الوضع الطبيعي.

تستخدم هذه الطريقة عادةً في دارات التضخيم والتحكم، و يتم الحفاظ على خرج ثابت عن طريق التحكم بجهد أو تيار دارة الدخل. وتقسم التغذية العكسية إلى قسمين:

1- تغذية عكسية سالبة *Negative Feedback:* في هذه الحالة تكون العينة المأخوذة من الخرج (عينة التغذية العكسية) مخالفة، بالإشارة، لإشارة الدخل و يتم تخفيض

إشارة الدخل وهذا ينعكس على الخرج ويخفض إشارة الخرج. يستخدم هذا النوع للتحكم بربح المضخم و يسمى بالتحكم الآلي بالربح *Automatic Gain Control, AGC*.

2- تغذية عكسية موجبة *Positive F.B* : تكون عينة التغذية العكسية موافقة، بالإشارة، لإشارة الدخل، و تعمل التغذية العكسية على زيادة الدخل، وهذا ينعكس زيادةً على الخرج، يستخدم هذا النوع في دارات الهزازات.

7-2-1-الدراسة الوصفية ومبدأ العمل:

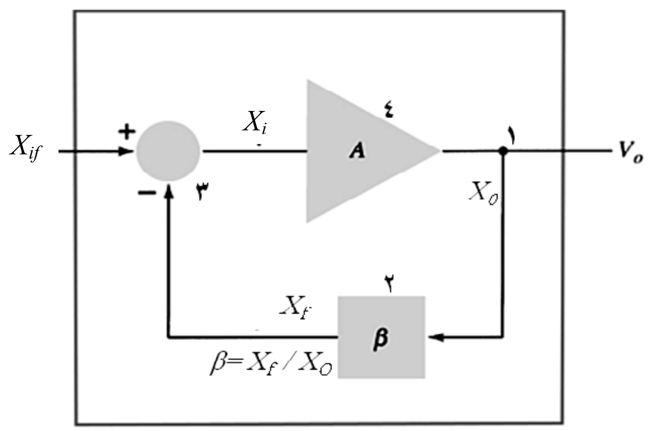
تعتمد أية دارة إلكترونية ذات تغذية عكسية على أخذ جزء من إشارة الخرج وحقنها إلى دارة الدخل من أجل أغراض التحكم والاستقرار، أبسط شكل يمثل دارة التغذية العكسية هو الشكل (7-1)، حيث نوضح عبره المفاهيم التالية:

1- X_O تمثل العينة المأخوذة من الخرج.

2- شبكة التغذية العكسية، وتمتلك معامل التغذية العكسية β وتقسم إلى قسمين:

أ- شبكة تغذية عكسية فعالة تحتوي على عناصر إلكترونية (ترانزستور، متصل ثنائي).

ب- شبكة تغذية عكسية غير فعالة تحتوي على عناصر غير فعالة (مقاومات).



الشكل (7-1) مخطط مضخم مع تغذية عكسية.

3- X_f العينة الممزوجة (المحقونة إلى الدخل) مع إشارة الدخل الكلية X_S.

4- مرحلة المكبر الأساسي (الدارة الأساسية) من دون التغذية العكسية، دخلها X_I.

يمكن لعينة شبكة التغذية العكسية أن تؤخذ من الخرج بشكل جهد أو تيار، وتحقن إلى الدخل إما بشكل جهد أو تيار أيضاً، لذلك يمكن أن تؤخذ من الخرج وفق النمطين التاليين:

1- أخذ عينة جهد: و يتم وصل التغذية العكسية على التفرع مع الخرج، ونأخذ بالتالي قيمة جهد.

2- أخذ عينة تيار: توصل التغذية العكسية بشكل تسلسلي مع الخرج، وبالتالي، نأخذ قيمة تيار على مدخل شبكة التغذية.

تحقن هاتان العينتان في الدخل عبر الشبكة بشكلين:

1- مزج عينة جهد: ويوصل خرج التغذية العكسية على التسلسل مع جهد الدخل؛ أي نكون قد حقنا قيمة جهد إلى جهد الدخل.

2- مزج عينة تيار: يوصل خرج التغذية العكسية على التفرع مع الدخل، و نقوم بإضافة تيار إلى تيار الدخل.

7-2-2- حسنات التغذية العكسية وسيئاتها:

تتمثل حسنات التغذية العكسية بالأمور التالية:

1- مقاومة دخل عالية. 2- استقرار كبير للربح عن طريق التحكم به.

3- مقاومة خرج منخفضة. 4- تخفيض الضجيج.

5- الحصول على عمليات خطية أكبر.

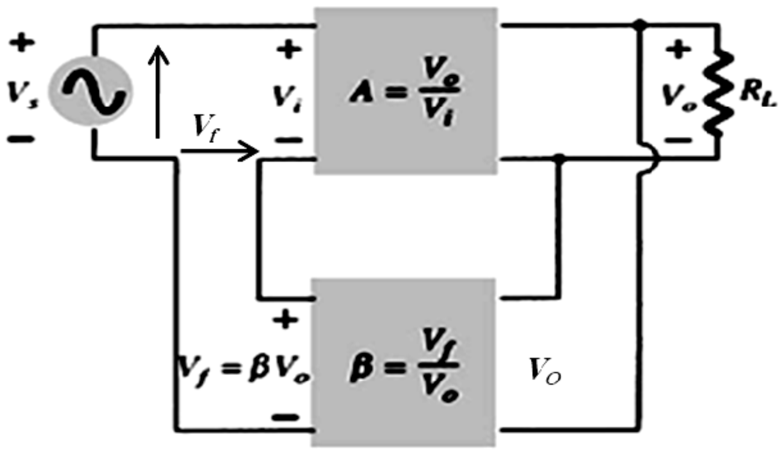
أما أهم سيئات التّغذية العكسية فهي: انخفاض الربح للمضخم الأساسي في الدارة.

7-2-3- أنواع مضخمات التغذية العكسية *Feedback Amplifier Types*:

بناءً على نوع العينة المأخوذة من الخرج، والمضافة إلى الدخل، يمكن تصنيف أنواع المضخّمات في دارات التّغذية العكسية على الشّكل التّالي:

1- مضخّم بتغذية عكسية (جهد-جهد):

ويتم أخذ عينة جهد من الخرج، نصل مدخل التّغذية العكسية على التّفرع مع الخرج، ونحقن عينة جهد في الدخل؛ أي نصل خرج شبكة التّغذية العكسية على التّسلسل مع الدخل، وتسمى أيضاً تغذية (تفرعية-تسلسلية) وهي تحدد نوع مكبر الجهد. يمثّل الشّكل (7-2) هذا النّوع من المضخّمات وهو يمتلك المعاملات التّالية:



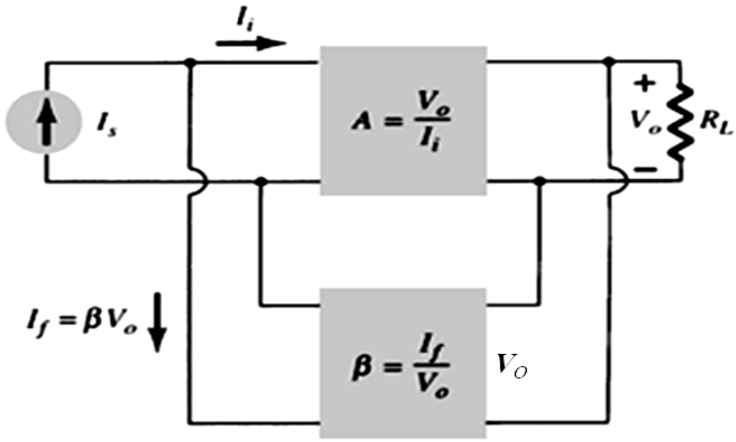
الشكل (7-2) مخطط مضخم مع تغذية عكسية جهد-جهد.

أ- العينة المأخوذة من الخرج هي عينة جهد أي $X_0=V_0$، وهي مأخوذة، كما نلاحظ، بشكل تفرعي.

ب- العينة المضافة إلى الدخل من خرج شبكة التّغذية العكسية، هي أيضاً عينة جهد و تعطى بالعلاقة $X_f =V_f =\beta V_0$ وهي مضافة بشكل تسلسلي. يسمى المضخّم في هذه الحالة بمضخّم الجهد A_V وفق $A=A_S =V_O/V_I$.

2- مضخّم بتغذية عكسية (جهد-تيار):

في هذا النّوع يتم أخذ عينة جهد من الخرج، أي إن وصل مدخل شبكة التّغذيـة العكسية مع الخرج $X_0=V_0$ تفرعي وتضاف العينة – بعد مرورها عبر شبكة التّغذية العكسية – إلى الدخل بشكل تفرعي، أي على شكل عينة تيار وتكون قيمة العينة $X_f=I_f=\beta V_0$. يمثّل الشّكل (7-3) نموذج هذا النوع من المضخّمات وتسمى تغذية تفرعية-تفرعية أي جهد-تيار والمضخّم في هذه الحالة هو مضخّم مقاومة $A=R_M=V_O/I_i$.



الشكل (7-3) مخطط مضخم مع تغذية عكسية جهد-تيار.

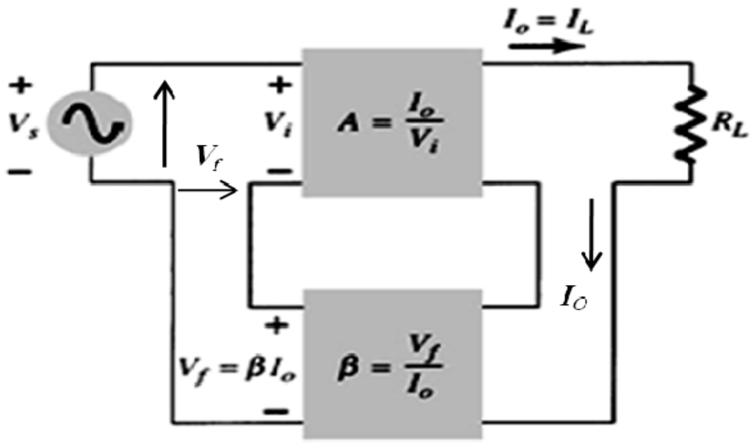
3- مضخّم بتغذية عكسية (تيار-جهد):

يعتمد هذا النّوع على أخذ عينة تسلسلية من الخرج؛ أي عينة تيار وحقنها إلى الدخل بصفتها عينة جهد أي بشكل تسلسلي أيضاً. ولذلك تسمى بدارة تغذية عكسية تسلسلية-تسلسلية و الشّكل (7-4) يبين هذا النّوع من التّغذية.

أ- $X_0=I_0$ العينة المأخوذة من الخرج بشكل تسلسلي هي عينة تيار.

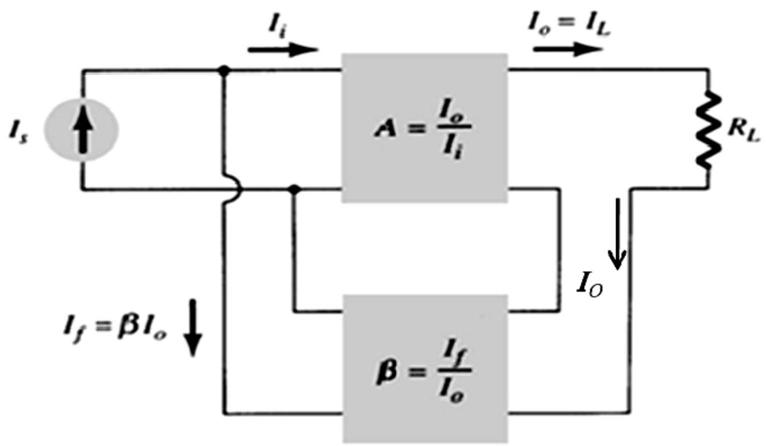
ب- $X_f=V_f=\beta I_0$ العينة المحقونة في الدخل بشكل تسلسلي وهي عينة جهد.

التّغذية العكسية هي تيار-جهد أو تسلسلية-تسلسلية، ونوع المضخّم في هذه الحالة هو مضخّم ناقلية: $A= G_M =I_O/V_i$.



الشكل (7-4) مخطط مضخم مع تغذية عكسية تيار- جهد.

4- مضخّم تغذية عكسية (تيار-تيار): يبين الشّكل (7-5) هذا النّوع من المضخّمات، بملاحظة الشكل نجد:



الشكل (7-5) مخطط مضخم مع تغذية عكسية تيار- تيار.

1- العينة المأخوذة من الخرج هي تيار لأن العينة $X_0=I_0$ مأخوذة بشكل تسلسلي إلى دخل شبكة التّغذية العكسية.

2- خرج التّغذية العكسية يضاف إلى الدخل بشكل تفرعي؛ أي عينة تيار $X_f = I_f = \beta I_0$. فالتّغذية العكسية هي تيار- تيار أو تسلسلي- تفرعي، ونوع التّضخيم في هذه الحالة تضخيم تيار $A = A_I = I_O/I_i$.

7-2-4- معادلة ربح المضخّمات بوجود التّغذية العكسية:

يبين الشّكل (7-1) التّغذية العكسية مع كلّ المعاملات المحددة لها، هي A, β $, X_f, X_0$ ويضاف إليها إشارة الدخل مع وجود التّغذية العكسية X_{if} على مدخل المازج وإشارة دخل المضخّم A وهي X_i ويمكن أن يكون المضخّم $A = \frac{X_0}{X_i}$ عبارة عن أحد أنواع المضخّمات المشروحة سابقاً R_M, G_M, A_I, A_V. أما معامل التّغذية العكسية فيعطى بالعلاقة التالية $\beta = \frac{X_f}{X_0}$. معامل التّضخيم بوجود التّغذية العكسية A_f يحسب وفق الطّريقة التّالية:

$$A_f = \frac{X_0}{X_{if}} = \frac{X_0}{X_i + X_f} = \frac{X_0 / X_i}{1 + X_f / X_i} \qquad But \qquad \beta = \frac{X_f}{X_0}$$

$$\Rightarrow A_f = \frac{A}{1 + \beta \frac{X_0}{X_i}} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{A}{D}$$

يسمى المقدار $D = 1 + \beta A$ بمعامل نقص الحساسية، وبناءً عليه يمكن تحديد نوع التّغذية العكسية وفق:

أ- التّغذية العكسية السالبة عندما $A_f < A$ في هذه الحالة $\beta A > 1 \rightarrow D > 1$، بالتّالي يكون معامل الحساسية ذا إشارة موجبة.

ب- التّغذية العكسية الموجبة عندما $A_f > A \leftarrow D < 1$ وبالتّالي $\beta A < 1$، بالتّالي يكون معامل الحساسية ذا إشارة سالبة.

7-2-5- تحديد نوع التّغذية العكسية لدارة ما:

يجب تحديد عنصر التّغذية لأي دارة إلكترونية من أجل توصيفها وتبيان نوعها، و حساب معاملاتها، لذلك نقوم بالخطوات التّالية:

1- تحديد نوع العينة المأخوذة من الخرج: يجب تحديد المعامل X_0؛ أي هل هو قيمة جهد الخرج أم تيار الخرج، أو هل أخذ بشكل تفرعي أم تسلسلي ويتم ذلك بطريقتين:

أ- قصر الخرج أي جعل $V_0=0$ أو $R_L=0$، فإذا أصبحت العينة معدومة أي $X_f=0$، عندها يمكن القول أن العينة هي عينة جهد وإلا فهي عينة تيار.

ب- نقوم بعملية فتح الخرج، وهذا يعني أن $R_L=\infty$ أو يمكن اعتبار أن $I_0=0$ ونبحث عن قيمة X_f فإذا أصبحت مساوية للصفر (انعدمت) فالعينة هي عينة تيار وإلا فهي عينة جهد.

2- تحديد نوع العينة المضافة للدخل**:** في هذه الحالة يتم تحديد نوع العينة المضافة إلى دارة الدخل، والتي يمكن أن تكون إما جهداً أو تياراً ويتم ذلك وفق:

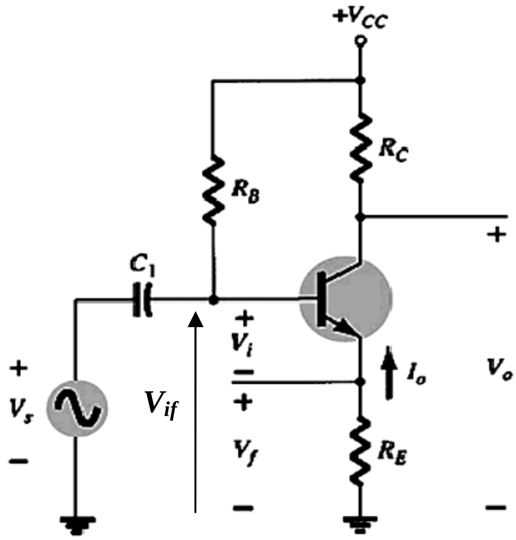
أ- تحدد دارة الدخل، وتكتب معادلة كيرشوف لهبوط الجهد في هذه الدارة، فإذا شاركت العينة X_f في المعادلة تكون مطبقة تسلسلياً إلى الدخل، وتعد عينة جهد، وإذا لم تشارك في معادلة هبوطات الجهد تكون عينة تفرعية أي عينة تيار.

ب- نحدد عقدة دارة الدخل المتعلّقة بدارة الخرج، ونكتب معادلة كيرشوف للتيارات في هذه العقدة، فإذا شاركت العينة X_f في معادلة تيارات العقدة تكون مطبقة تفرعياً على الدخل وبالتّالي تدلّ على عينة تيار، وإلا فهي عينة جهد تسلسلية.

ملاحظة: بعد تحديد نوع العينة المأخوذة من الخرج والمحقونة إلى الدخل، نحدد معامل التغذية العكسية $\beta=\frac{X_f}{X_0}$ ونحدد نوع المضخّم المستخدم في هذه الحالة.

لنأخذ الأمثلة التّالية:

مسألة(1): لتكن الدارة المبينة في الشّكل (7-6)، المطلوب تحديد عنصر ونوع التّغذية العكسية.



الشكل (7-6) دارة باعث مشترك مع تغذية عكسية.

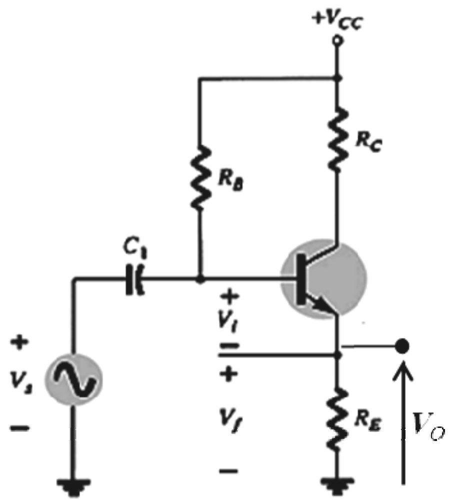
الحلّ: نلاحظ أن العنصر المشترك بين دارة الدخل ودارة الخرج هي المقاومة R_E وبالتّالي نقوم بقصر الخرج $V_0 = 0 \Rightarrow X_f = V_f \neq 0$ وتكون العينة المأخوذة ليست جهداً وإنما هي عينة تيار أي $X_0=I_0$ وهي عينة مضافة بشكل تسلسلي.

أما في دارة الدخل لدينا: $X_f = V_f = I_E.R_E = -I_0.R_E$ وبأخذ معادلة كيرشوف لحلقة الدخل نجد أن: $V_{if} - V_i - I_O R_E = 0$ ولكن بتعوض قيمة V_f ينتج لدينا:

$$V_{if} - V_i - V_f = 0$$

تشارك العينة في معادلة هبوطات الجهد في الدخل. وهي عينة مضافة بشكل تسلسلي وتكون عينة جهد. إذاً التّغذية العكسية هنا هي: تسلسلية-تسلسلية أو تيار – جهد.

مسألة(2): لنأخذ الدارة السابقة نفسها و نأخذ الخرج V_0 على مقاومة الباعث، كما هو مبين في الشّكل (7-7)، والمطلوب تحديد نوع التّغذية العكسية.



الشكل (7-7) دارة باعث مشترك مع تغذية عكسية.

الحلّ: نحدد دارة الخرج وعنصر التّغذية العكسية. إن الخرج مأخوذ على المقاومة R_E وهي مشتركة بين الدخل والخرج، وعند قصر الخرج نجد:

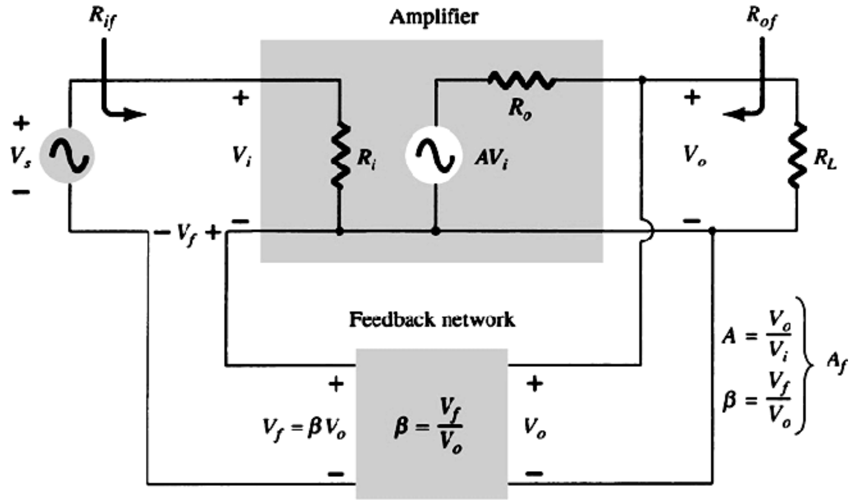
$$V_0 = 0 \Rightarrow X_f = V_f = 0$$

نلاحظ أن العينة انعدمت، وهذا يعني أنها عينة جهد مأخوذة بشكل تفرعي.

في دارة الدخل و بتطبيق قانون كيرشوف نجد: $V_S = V_i + V_f = V_i + I_e R_e$

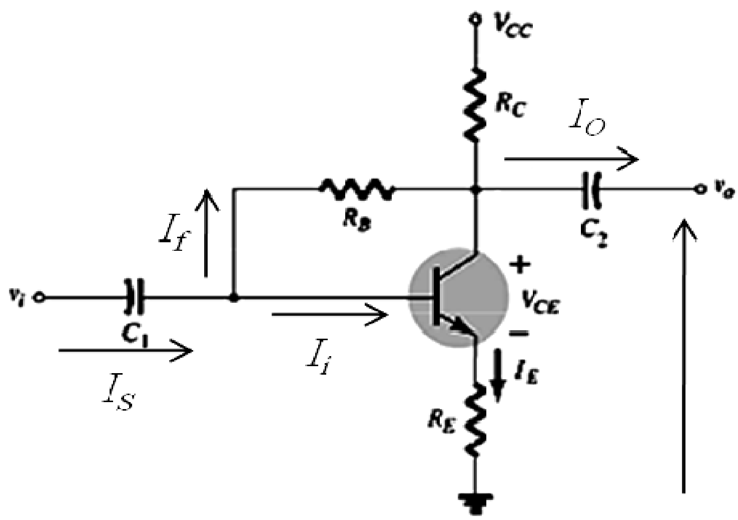
ولكن $I_e = -I_0$ نعوض في علاقة جهد الدخل فتصبح بالشّكل $V_S = V_i - I_0 R_e$ تشارك العينة في هبوطات الجهد وبالتّالي هي عينة تسلسلية، أي مقدمة بصفتها جهداً في دارة الدخل، وتصبح التّغذية جهداً-جهداً أو تفرعية-تسلسلية.

يمكن مكافأة الدارة الأخيرة، (المسألة 2)، بالشّكل (7-8)، فالعينة المأخوذة هي عينة جهد، والعينة المحقونة هي عينة جهد، والمضخّم هو مضخّم جهد.



الشكل (7-8) مخطط مكافئ لمضخم مع تغذية عكسية، جهد-جهد.

مسألة (3): لتكن الدارة المبينة في الشّكل (7-9) والمطلوب تحديد عنصر التّغذية العكسية ونوع هذه التّغذية؟_يترك للطالب حل هذه المسألة.

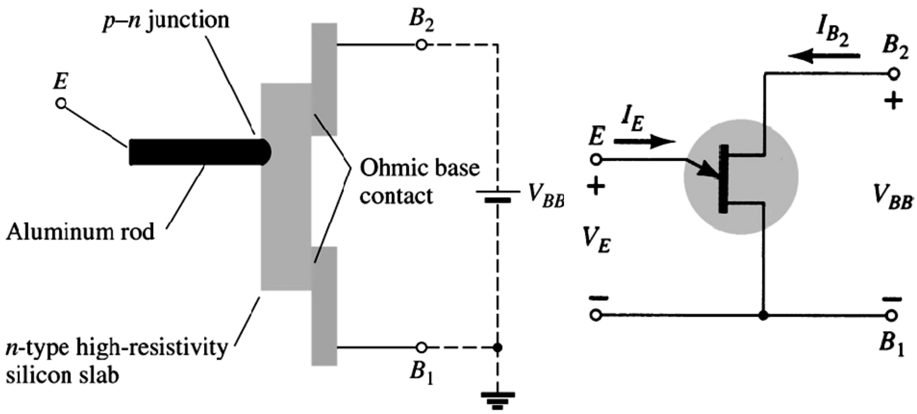


الشكل (7-9) دارة مضخم مع تغذية عكسية.

7-3- التّرانزستور وحيد الوصلة *Unijunction Transistor (U.J.T)*:

هو عبارة عن ترانزستور ثلاثي الأقطاب، مكون من قطعة وحيدة لمادة نصف ناقلة، نوع n تسمى القاعدة، وهي قليلة الإشابة ومقاومتها عالية، طرفا قطعة القاعدة يمثّلان القطبين B_2,B_1 للترانزستور، لذلك يسمى أيضاً ثنائي القاعدة.

القطب الثّالث لهذا الترانزستور يمثّل الباعث؛ وهو موصول إلى موقع ما في القاعدة، (ليس بالضرورة أن يكون في المنتصف)، عبر متّصل ثنائي PN موجود على القاعدة (نوع n) ويتحدد قطباه بالمادة n للقاعدة والمادة p النّاتجة عن وصل ناقل معدني من معدن الألمنيوم إلى القاعدة. بناءً على هذه الوصلة الوحيدة سمي الترانزستور بوحيد الوصلة. يمثّل الشّكل (7-10) التّركيب الفيزيائي لهذا الترانزستور مع رمزه وتغذية القاعدة عبر الجهد V_{BB}.



الشكل (7-10) بنية ورمز الترانزستور وحيد الوصلة.

7-3-1- حسنات الترانزستور *UJT*:

1- يعتبر ذا كلفة اقتصادية منخفضة جداً من ناحية التّصنيع.

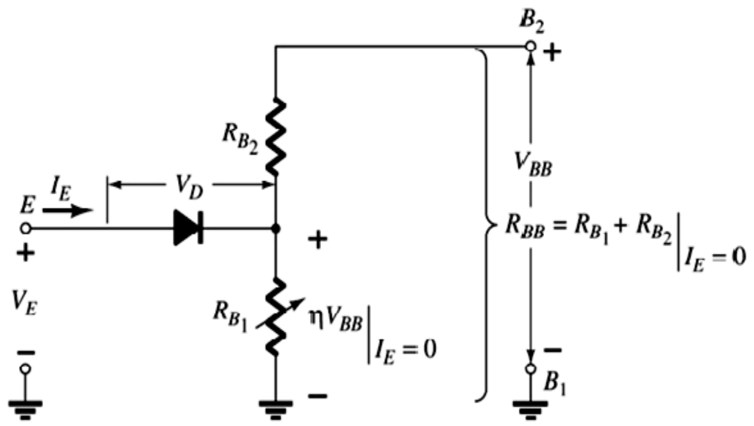
2- استهلاك منخفض للطّاقة بالمقارنة مع بقية الترانزستورات الموضوعة بالشروط العملية نفسها.

3- يعد ترانزستور المقاومة السالبة و هنا تكمن أهميته.

4- يستخدم في كثير من التّطبيقات ومنها الهزازات و مولّدات الإشارات والدارات المفتاحية والتّحكم.

7-3-2- الدارة المكافئة للترانزستور *UJT*:

نلاحظ من الشّكل (7-10)، أن الوصلة بين النّاقل المعدني والقاعدة أقرب إلى القطب B_2 منها إلى B_1، وهذا يعني أن الطّرف B_2 الممتدّ لغاية المتّصل (نقطة وصل القطب المعدني) أكثر إيجابية من الطّرف B_1 الممتد حتى المتّصل. ينعكس هذا على الدارة المكافئة للترانزستور المبينة بالشكل (7-11)، والمكونة من متّصل ثنائي بين الباعث والقاعدة ومقاومتين R_{B1} و R_{B2} وتكون المقاومة R_{B2} ثابتة أما المقاومة R_{B1} فهي متغيرة تبعاً لتغيرات التّيار المار.



الشكل (7-11) الدارة المكافئة للترانزستور وحيد الوصلة.

عندما تكون قيمة التيار $I_E = 0$ تتكون لدينا مقاومة القاعدة الكلية وتعطى بالعلاقة التّالية:

$$R_{BB} = (R_{B1} + R_{B2})\big|_{I_E=0[A]}$$

هذه المقاومة تتغير ضمن المجال $4K\Omega \rightarrow 10K\Omega$ ذلك لأن R_{B1} تتغير تبعاً لتغير التّيار I_E الذي يتغير بدوره ضمن المجال $[0 \rightarrow 50]\,\mu A$، بالتّالي فإن قيمة المقاومـ ـة R_{B1}

محصورة ضمن المجال التّالي: $R_{B1} \in [50\Omega \rightarrow 5K\Omega]$.

موقع القطب المعدني يحدد النّسبة الموزعة بين المقاومتين R_{B1} و R_{B2} من المقاومة الكلية R_{BB} وذلك عند $I_E = 0[\mu A]$. أما هبوط الجهد على R_{B1} فيتحدد وفق علاقة مقسم الكمون ويعطى بالعلاقة التّالية:

$$V_{RB1} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB} = \eta V_{BB} \Big|_{I_E = 0[\mu A]}$$

يسمى المعامل η بنسبة المقاومة الداخلية الأولية ويعطى بالعلاقة التالية:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} \Big|_{I_E = 0[\mu A]}$$

عندما يصبح $V_E > V_{RB}$ مع الانتباه إلى أن جهد العتبة للثنائي الموجود في الدارة المكافئة $V_D (0.35 \rightarrow 0.7) v$: فإن الترانزستور يبدأ بالتوصيل، لأن المتّصل الثّنائي يصبح في حالة *on*. ويبدأ التّيار I_E بالتّدفق عبر المقاومة R_{B1}، عندها يعطى الجهد V_E بالعلاقة التّالية: $V_E = \eta V_{BB} + V_D$ ويساوي جهد الباعث في هذه الحالة القيمة العظمى V_P التي تدعى جهد القمة.

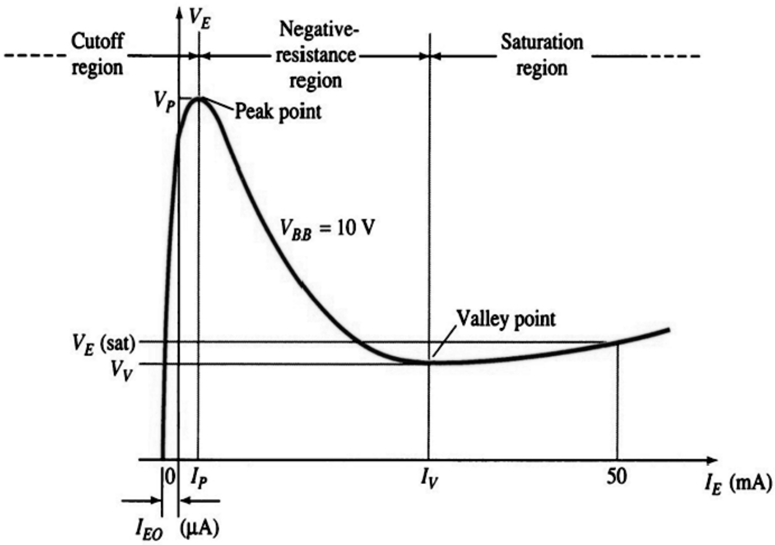
7-3-3- مميزة الفولت-أمبير للترانزستور وحيد الوصلة:

تعبر عن تغيرات جهد الباعث تبعاً لتغيرات تيار الباعث و تعطى بالشّكل $V_E = f(I_E)$، هذه المميزة معطاة من أجل قيمة جهد $V_{BB} = 10\ volt$، وهي موضحة في الشّكل (7-12)، فنميز المناطق التّالية:

1- عندما تكون قيمة جهد الباعث أصغر من جهد القمة، أي $V_P > V_E$ فإن التّيار $I_E = I_{E0}\ [\mu A]$ لا يتجاوز قيمة التّيار I_{E0} والذي يقارن بتيار الإشباع العكسي في الترانزستور ثنائي القطبية. وتسمى المنطقة في هذه الحالة بمنطقة القطع.

2- عندما $V_E=V_P$، بعد هذه القيمة يتناقص الجهد مع تزايد التّيار، وهذا يوافق تناقص المقاومة R_{B1}، وتسمى هذه المنطقة بمنطقة المقاومة السالبة. وهي مستقرة بشكلٍ كاف حتى يستخدم هذا الترانزستور في المجالات المذكورة سابقاً.

3- عندما $V_E \geq V_V$ أي عندما يصل الجهد V_E إلى قيمة جهد الوادي ويبدأ عندها بالتّزايد، يصبح الترانزستور في منطقة الإشباع، وتصبح مميزة الترانزستور في هذه الحالة مشابهة تماماً لمميزة المتّصل نصف النّاقل الموجود في الدارة المكافئة.



الشكل (7-12) مميزة الفولت-أمبير للترانزستور وحيد الوصلة.

ملاحظة (1): يعود انخفاض قيمة المقاومة في المنطقة السالبة إلى الثّقوب المحقونة في منطقة القاعدة *n-Type* و كذلك تلك القادمة من النّاقل المعدني (الألمنيوم) والذي يعد *P-Type*. لأن زيادة الثّقوب في القاعدة يحرض وجود إلكترونات حرة أكثر وهذا بدوره يؤدي إلى زيادة النّاقلية للقطعة نوع n، مما يعني انخفاض المقاومة R للقاعدة، لأن المقاومة تتناسب عكساً مع النّاقلية. **ملاحظة (2):** تعد المعاملات V_P, I_p, I_V معاملات هامة جداً في هذا النّوع من الترانزستورات، وقد جرى التّنويه إليها سابقـاً،

وهي موجودة على مميزة الفولت-أمبير للترانزستور. مع ملاحظة أن الجهد V_P يتعلّق بقيمة V_{BB} فقط لأنه من أجل η ثابت و V_D ثابت فإن: $V_P = \eta V_{BB} + V_D$

إذاً تتغير قيمة جهد القمة فقط بحسب تغيرات الجهد V_{BB}.

ملاحظة (3): يستخدم هذا النّوع في كثير من التّطبيقات، كما رأينا سابقاً، ومن أهم هذه التّطبيقات استخدامه في دارة قادح للثايرستور.

7-4- العناصر رباعية الطّبقات أو عناصر *pnpn*:

قمنا بمناقشة العناصر الإلكترونية ثنائية الطّبقات وثلاثية الطّبقات (المتّصل الثّنائي، والترانزستور). وقد تم ذكر بعض العناصر ذات الأربع أو الخمس طبقات، ولكن لم يتم شرحها. تستخدم عادة هذه العناصر في مجالات التّوليد والتّحكم بالطّاقة الكهربائية، لذلك يجب التّعرف إليها جيداً. من أهم هذه العناصر:

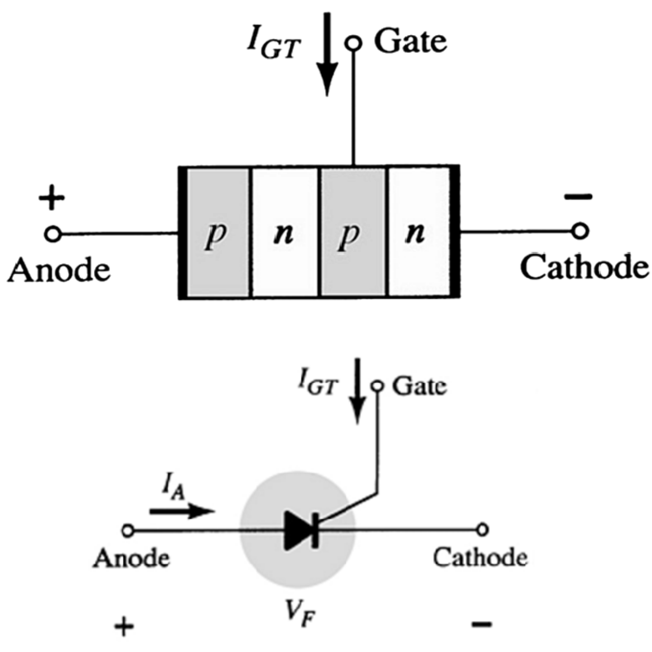
المقوم السيلكوني المتحكّم به Silicon-Controlled Rectifier (S.C.R): هذا العنصر رباعي الطّبقات ويسمى أيضاً بالثايرستور. وهو ذو أهمية بالغة في مجال إلكترونيات القدرة. وقد أدخل في عام 1956 في شركة *Bell* للهاتف. يستخدم في مجالات عدة أهمها في ريليهات التّحكم، و العواكس، ودارات التّأخير الزمني، ودارات شحن البطاريات، وفي مجال التّحكم بالطّاقة حتى *10 MW* و التي قد تصل لغاية *2000 A*.

يصل المجال التّرددي لتطبيق هذا العنصر إلى *50 KHz* أي إنّه يخدم بعض التّطبيقات ذات التّردد العالي بوصفه مجال التّرددات فوق الصوتية . لندرس هذا الثايرستور بشيء من التّفصيل.

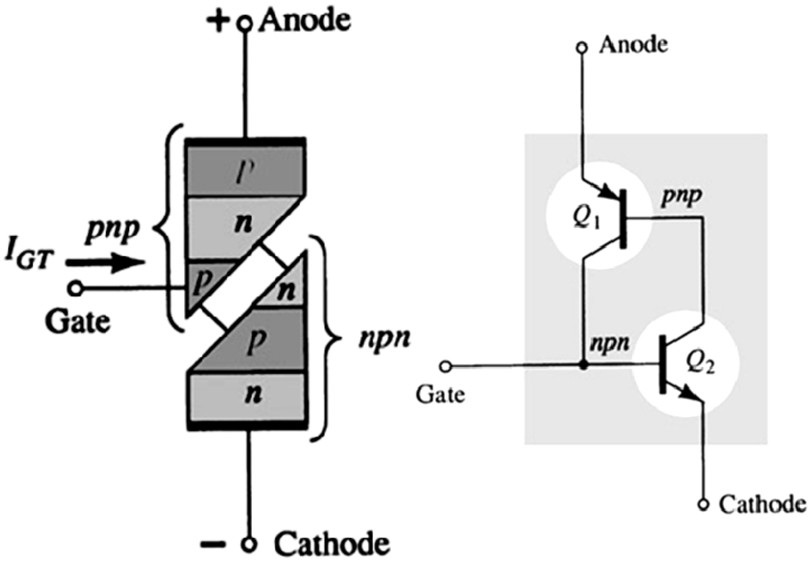
7-4-1- الثايرستور *Thyristor*:

7-4-1-1- الدراسة الوصفية: يتكون الثايرستور من أربع طبقات نصف ناقلـــة

متوضعة بالتّرتيب التّالي *pnpn*. على طرفي الثايرستور يوجد قطبان هما: المصعد الموجود على القطعة *p*، والمهبط الموجود على القطعة *n*، و نستطيع تطبيق الجهد على قطبي الثايرستور (المصعد و المهبط). نتيجة وجود أربع طبقات متتالية في الثايرستور فإنّنا نحتاج إلى جهد أمامي كبير مطبق على كل من المصعد و المهبط حتى يتم فتح الثايرستور الذي يعمل عندها في الحالة *on*. لذلك تمتّ إضافة قطب ثالث يسمى البوابة *G* موجود على القطعة الثّانية نوع *P* من أجل تقليل جهد و زمن فتح الثايرستور. يوضح الشّكل (7-13) بنية الثايرستور ورمزه الكهربائي. يبين الشكل (7-14) أنّه يمكن مكافأة هذا العنصر رباعي الطبقات بعنصرين؛ كلّ منهما مكون من ثلاث طبقات (أي ترانزستورين نوع *BJT*) موصولين كما هو واضح بالشّكل ويمكن دراسة فتح وإغلاق الثايرستور بناءً على هذين الترانزستورين.



الشكل (7-13) بنية الثايرستور و رمزه الكهربائي.



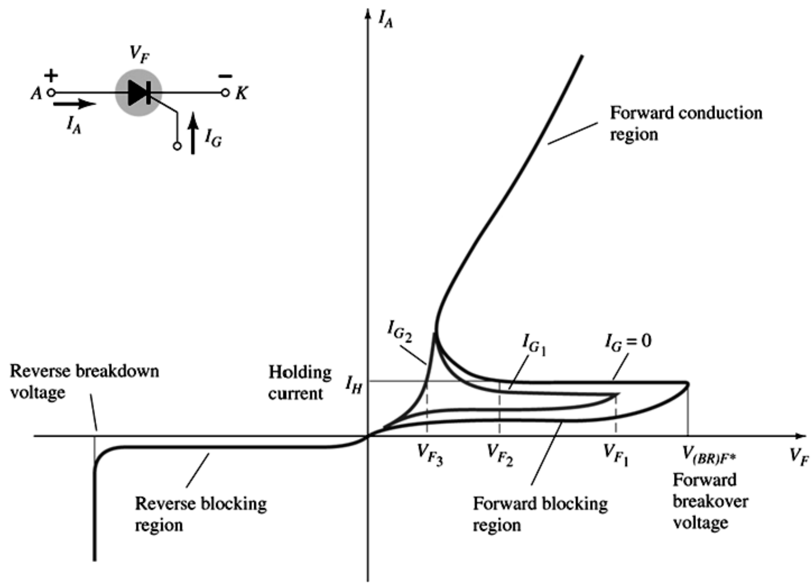
الشكل (7-14) آلية مكافأة الثايرستور بترانزستورين.

7-4-1-2- الدراسة التّحليلية ومبدأ العمل:

يمكن تمثيل الثايرستور رباعي الطّبقات بثنائي عادي بقطبيه المصعد و المهبط، وبالتّالي يعمل بحالتين *on* و*off*، وتأخذ مقاوِمته الأمامية قيماً ضمن المجال $(0.01\rightarrow0.1)\Omega$ بينما قد تصل العكسية لغاية $100\,k\,\Omega$.

يعمل الثايرستور وفق الخطوات التّالية:

1- بتطبيق جهد V_{AK} بقطبية سالبة على المصعد A وموجبة على المهبط K، يعمل الثايرستور بالاتّجاه العكسي، يصبح مقطباً عكسياً، ولكن يمر تيار صغير جداً يشبه تيار الإشباع العكسي للترانزستور، تصبح منطقة عمل الثايرستور في هذه الحالة، المنطقة العكسية. بزيادة القطبية السالبة للجهد V_{AK} فإن الثّايرستور يظلّ في حالة قطع حتى يصل الجهد إلى القيمة التي تنهار عندها متصلات الثايرستور وبالتالي يحدث الانهيار، ويعمل الثايرستور في منطقة الانهيار التي يزداد ضمنها التّيار بشكل كبير. لاحظ مميزة الثايرستورفي الشّكل (7-15).



الشكل (7-15) مميزة الفولت-امبير للثايرستور، في الحالتين الامامية و العكسية.

2- بتطبيق جهد $V_{AK} >0$ بقيمة صغيرة أي موجب على A وسالب على k، في هذه الحالة يحدث الانحياز الأمامي للثايرستور، ولكنه لا يمرر حتى يصل الجهد V_{AK} إلى قيمة $V_{AK}=V_{BRF}$ والتي يصبح الثايرستور عندها بحالة *on* ويبدأ بتمرير التّيار، إذاً يعمل الثايرستور في المنطقة الأمامية. قيمة هذا الجهد كبيرة نوعاً ما لكي يتغلّب على المناطق المجردة الثّلاث في الثايرستور(الناتجة عن المتصلات الثلاثة)، أدى ذلك إلى وضع قطب ثالث وهو البوابة G على القطعة ذات النوع P من أجل تسريع عملية فتح الثايرستور وذلك بتخفيض جهد الفتح.

ملاحظة(1): من لحظة فتح الثايرستور ولغاية بداية تمرير التّيار بشكل سريع يبقى التّيار ثابتاً لفترة وجيزة، ويسمى عندها التّيار تيار المسك I_H *(Holding Current)* الذي يتزايد بعد هذه القيمة بشكلٍ كبير.

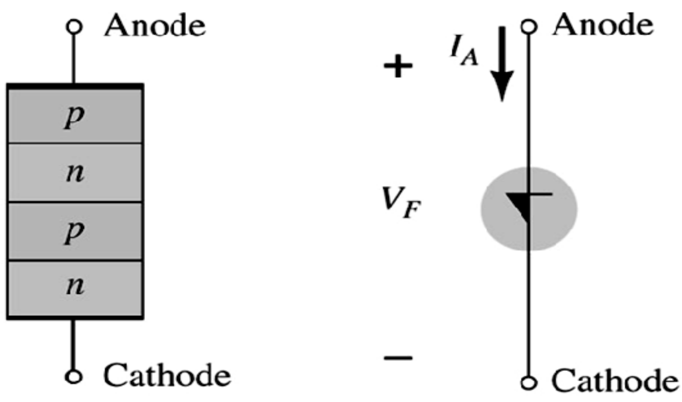
ملاحظة(2): بعد وضع القطب الثّالث G يمكن القول إن المناقشة السابقة قد تمت بوجود البوابة، ولكن مع قيمة معدومة لتيار البوابة أي $I_G=0$.

عندما يأخذ التيار I_G قيماً مغايرة للصفر يمكن تمييز الحالتين التاليتين:

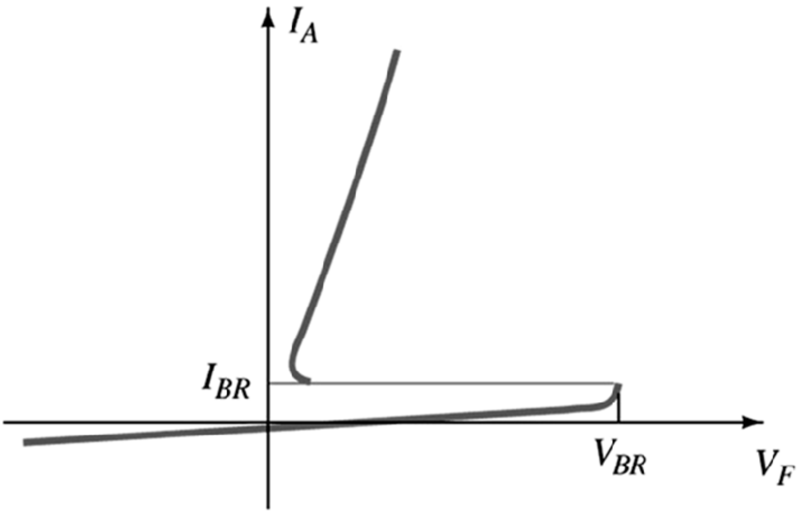
3- بتطبيق تيار I_{G1} على البوابة فيكون $I_{G1}>0$ وهذا يؤدي إلى أن الجهد الأمامي المطبق $V_{AK}=V_{F1}$، بالتّالي يفتح الثايرستور عند قيمة جهد أقلّ من V_{BR}. بزيادة قيمة تيار I_G إلى I_{G2} فإن قيمة الجهد اللازم لفتح الثايرستور تنخفض إلى $V_{AK}=V_{F3}$ وبالتّالي يعمل الثايرستور في المنطقة الأمامية، يمكن القول إن التّيار I_H يتناقص بشكلٍ ملحوظ مع زيادة I_G ويفتح الثايرستور عند قيم صغيرة للجهد $V_{AK}=V_{F3}$ حتى تصبح المميزة الأمامية، أو يمكن القول إن مميزة الفولت-أمبير للثايرستور مشابهة تماماً لمميزة الثّنائي العادي. لاحظ الشكل (7-15).

7-4-2- ثنائي شوكلي (Shockley Diode):

ينتمي هذا الثنائي إلى العناصر رباعية الطبقات من المادة نصف النّاقلة كما هو الأمر بالنسبة للثايرستور ولكن له قطبان فقط هما المصعد والمهبط (لا وجود للبوابة)، كما هو مبين في الشكل (7-16) الذي يبين أيضاً الرمز الكهربائي لهذا الثنائي. يبين الشّكل(7-17) تشابه خواص الفولت–أمبير لثنائي شوكلي مع مميزة الثايرستور ولكن دون وجود قطب البوابة G أو بحساب أن تيار البوابة مساوٍ للصفر $I_G=0$.



الشكل (7-16) بنية ثنائي شوكلي، مع الرمز الكهربائي.



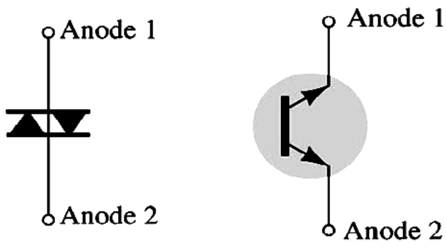
الشكل (7-17) خواص ثنائي شوكلي، مميزة الفولت أمبير.

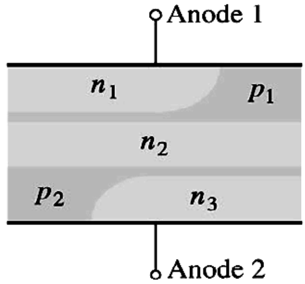
ملاحظة(1) : يمثّل الثنائي رباعي الطبقات إما بدارة مفتوحة أي *off* (عدم تمرير) عندما يكون الجهد المطبق على طرفي المصعد والمهبط $V_{BB}>V_{AK}$، أو بدارة قصيرة أي *on* (تمرير) عندما يكون $V_{BB} \leq V_{AK}$.

ملاحظة(2): يستخدم ثنائي شوكلي بصفته مفتاحاً إلكترونياً لقدح الثايرستور عبر البوابة G.

7-4-3- الدياك *DIAC*:

يعتبر الدياك من العناصر خماسية الطّبقات ويتألّف من مصعدين A_1 و A_2. يبين الشّكل (7-18) الدياك وطبقاته نصف النّاقلة مع رمزه الكهربائي. تتمثّل أهم خصائص الدياك، ونتيجة توزيع طبقاته المتعاكس *npnpn*، بإمكانية مرور التّيار بالاتجاهين، وذلك حسب قطبية الجهد المطبق بين المصعدين، و يجب أن يكون أحد المصعدين ذا جهد أعلى من الآخر حتى يصبح الدياك في حالة تمرير.





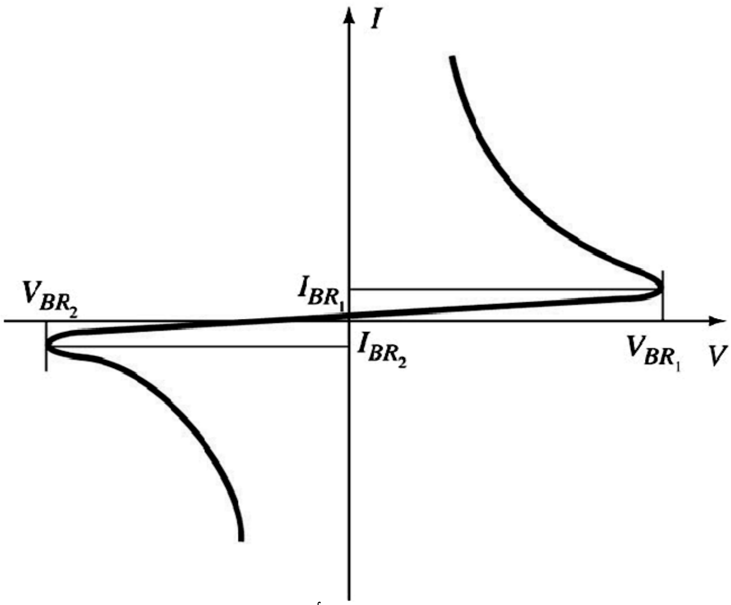
الشكل (7-18) بنية الدياك مع الرمز الكهربائي.

أما مميزة الدياك المبينة في الشّكل (7-19) والتي تمثّل خواصه الفولت-أمبير، فتشبه إلى حد كبير القسم الأمامي من مميزة الثايرستور، وهي ليست متناظرة تماماً، وتقع في الربع الأول والثّالث، نلاحظ أن $V_{BR1} \neq V_{BR2}$ كذلك $I_{BR1} \neq I_{BR2}$ ويرتبط جهدا الفتح وفق العلاقة التالية:

$$V_{BR1} = V_{BR2} \mp 0.1V_{BR1}$$

ملاحظة(1): يمر التّيار من المصعد الذي طبق عليه الجهد العالي إلى المصعد الذي طبق عليه الجهد المنخفض.

ملاحظة(2): مميزة الدياك بالاتّجاهين تسمح باستخدام الدياك بشكل واسع في دارات التّيار المتناوب.



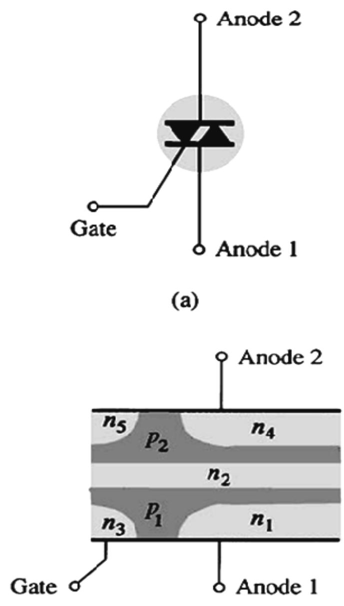
الشكل (7-19) مميزة الفولت-أمبير للدياك.

7-4-4- الترياك *TRIAC*:

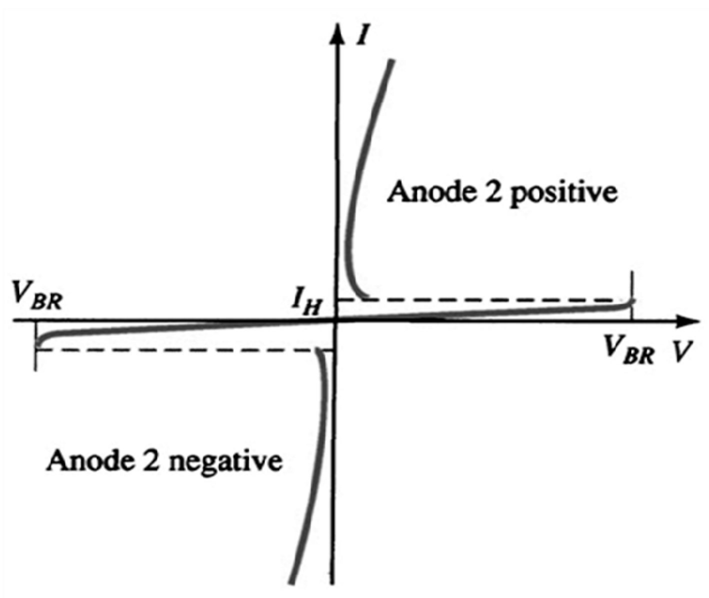
يعتبر الترياك أيضاً، عنصراً خماسي الطّبقات، يشبه الدياك بالتركيب، ولكن يوجد في الطبقة $n3$ بوابة G من أجل التّحكم بفتح وإغلاق الترياك بشكل أسرع من الدياك، ويشبه مبدأ عملها مبدأ عمل بوابة الثايرستور وهو مبين في الشّكل (7-20).

تشبه مميزة الفولت-أمبير للترياك، بشكلٍ كبيرٍ جداً، مميزة الثايرستور وهي موجودة في الربعين الأول والثّالث كما الدياك. مع ملاحظة وجود تيار الإمساك I_H المشابه لتيار إمساك الثايرستور لاحظ الشّكل (7-21).

ملاحظة: يستخدم الترياك بشكلٍ واسعٍ في التّحكّم بسوية القدرة المقدمة لحمل ما، وذلك من خلال الانتقال بين حالتي القطع والوصل في المنطقتين الموجبة والسالبة للموجة المتناوبة.



الشكل (7-20) بنية الترياك مع رمزه الكهربائي.



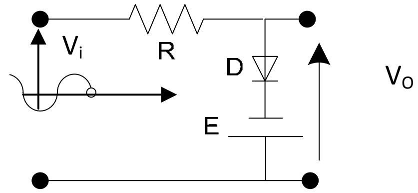
الشكل (7-21) مميزة الفولت-أمبير للترياك.

ملحق-1-

مسائل عامة محاولة و غير محاولة

مسألة1:

1ـ بفرض أن الثنائي D في الدارة مثالي، استنتج و ارسم إشارة الخرج $V_O = f(t)$ ، $V_O = f(V_i)$ للدارة. $|V_i|>E$.



مسألة2:

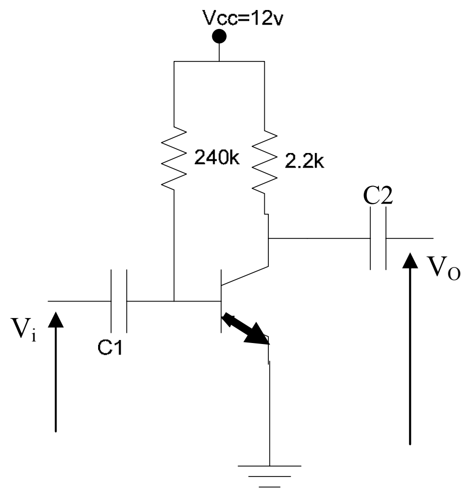
لدينا الدارة المبينة جانبا، معاملات الترانزستور هي: $V_{BE}=0,7$, $\beta=50$ المطلوب:

1 ـ حدد نوع الترانزستور، و نوع المادة نصف الناقلة المستخدمة، ثم ارسم الدارة المكافئة المستمرة.

ا ـ أوجد كلا من V_{CEQ} , I_{CQ} ,I_{BQ} ثم استنتج و ارسم خط الحمل الساكن.

ب ـ هل توجد تغذية عكسية في هذه الدارة و ما نوعها إن وجدت؟.

ج ـ ما دور المكثفان في هذه الدارة.

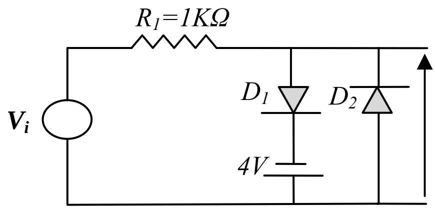


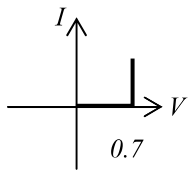
مسألة3: حل المسألتين التاليتين:

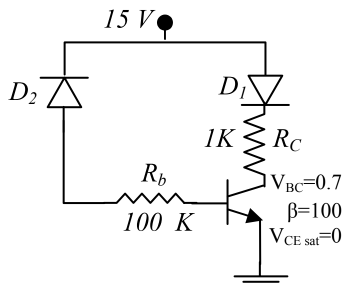
1ـ بفرض أن الثنائيات في الدارة الأولى جميعها مثالية، أوجد التيارات المارة في كل من D_1, D_2 .

2 ـ استنتج و ارسم إشارة الخرج $V_O = f(t)$ ، $V_O = f(V_i)$ للدارة الثانية إذ $V_i=10Sin(wt)$ ومميزة الثنائي لها مبينة بالشكل المرفق.

دارة (2)　　　　دارة (1)

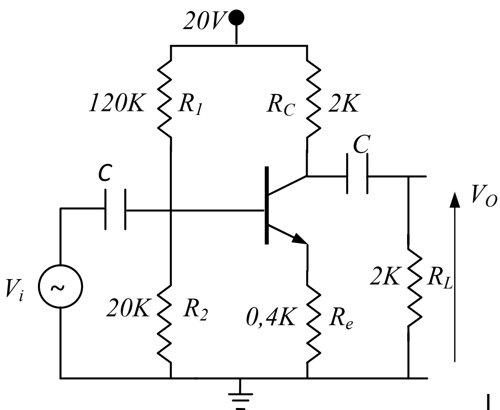






مسألة4:

لدينا الدارة المبينة جانبا، معاملات الترانزستور هي: $V_{BE}=0,7$, $V_{CEsat}=0,$ $\beta=100$ المطلوب:



1 ـ ارسم الدارة المكافئة المستمرة

أ ـ أوجد كلا من V_{CE} , I_C ,I_B ثم حدد نظام عمل الترانزستور.

ب ـ احسب التيارات المارة في كل من R_1, R_2.

2 ـ اشرح دور المقاومة R_E في الدارة باختصار.

3 ـ ارسم الدارة المكافئة المتناوبة و استنتج و ارسم خط الحمل المتناوب.

4 ـ ارسم الدارة المكافئة الهجينة للإشارات الصغيرة عندما نصل مكثف على التفرع مع R_e.

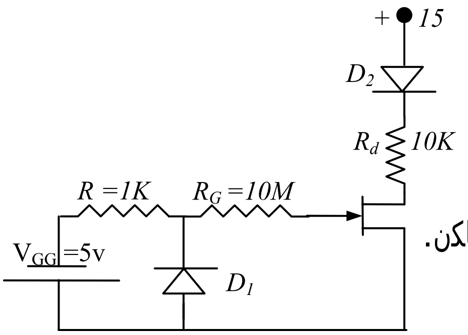
مسألة5 : لدينا الدارة التالية:

1 ـ بفرض أن الثنائيات مثالية، احسب التيارات المارة في D_1 و D_2.

2 ـ في حال تم عكس قطبية الديود D_1:

أ ـ ارسم الدارة الناتجة.

ب ـ استنتج وارسم معادلة خط الحمولة الساكن.



مسألة6:

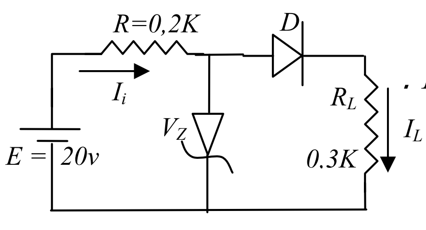
ب - لدينا الدارة التالية، تكون الثنائيات مثالية $V_D=0.2v,\ V_T=25\ mv,\ V_Z=9.2v$

المطلوب:

1ـ احسب التيارات المارة في الدارة $I_i, I_Z, \& I_L$

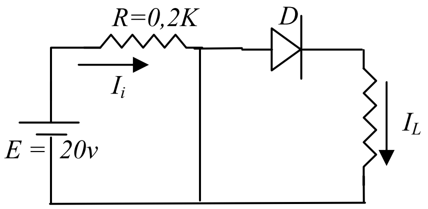
2 ـ تم عكس قطبية ديود زينر، احسب التيارات $I_i, I_Z, \& I_L$ و احسب تيار الإشباع العكسي للديود D.

3ـ عندما $E=8v$ ، احسب كلا من $I_Z, \& I_L$.



الحل: -1 حساب التيارات المارة: I_i, I_L, I_Z مع العلم أن $V_T= 2.5mv,\ V_B= 0.2,$ $V_Z=9.2$

نلاحظ أن V_Z موصول أمامي و بالتالي تصبح الدارة المكافئة من الشكل: $I_L= 0$



$$I_Z = I_i = \frac{E}{0.2K} = \frac{20}{\frac{2}{10}}$$

$$\Rightarrow I_Z = I_i = 100mA \approx 0.1A$$

عكس قطبية ديود زينر يصبح محيزاً عكسياً يكون $E>U_Z$ ⇐يعمل في مجال تنظيم الجهد، يكون الجهد بين طرفيه $U_Z= 9.2V$ تصبح الدارة من الحلقة و أما الديود D فيجزأ أمامياً و يكون مثالياً فيصبح سلكياً أو لـ $V_D= 0.2V$

$$\Rightarrow I_L = \frac{Vz-Va}{Rl}$$

$$\Rightarrow I_L = \frac{9.2-0.2}{0.3} = \frac{9}{\frac{3}{10}} = \frac{90}{3} = 30mA$$

لحساب I_i من الحلقة الأولى $E-V_Z= I_i R_i$

$$\Rightarrow I_i = \frac{20-9.2}{0.2} = \frac{10.8}{\frac{2}{10}} = \frac{103}{2} = 54mA$$

$$\Rightarrow I_Z = I_i - I_L = (54-30) = 24mA$$

و لحساب تيار الإشباع العكسي للديود نأخذ علاقة الديود:

$$I_\Delta = I_O(e^{\frac{V\Delta}{Vt}} - 1) \Rightarrow I_O = I_D[(e^{V\Delta/Vt} - 1)]^{-1}$$

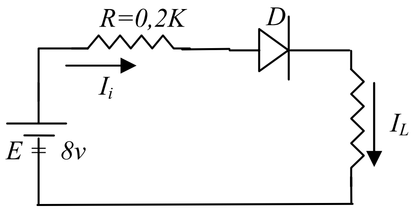
$$\Rightarrow I_O = 30*10^3/(e^{0.2/0.025}-1) \approx 0.01006\ A$$

$$\Rightarrow I_O \approx 10.06mA$$

1- عندما $E= 8V$ احسب كلاً من I_L و I_Z:

في هذه الحالة $E<V_2$ إذاً ديود زينر لا يعمل كمثبت للجهد و إنما يصبح متصلاً عادياً يعمل بالاتجاه العكسي و تصبح الدارة بالشكل:

و يكون $I_Z=0$ $\qquad I_1=I_L=\frac{E-Vd}{0.3+0.2}=\frac{8-0.2}{0.5}\approx 15.6mA$



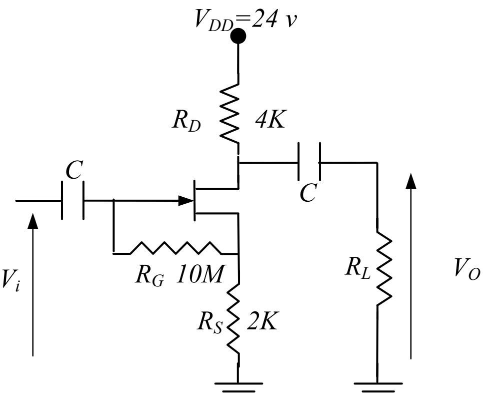
مسألة7:

لدينا الدارة التالية حيث : $I_{DSS}=2mA,\ V_P=-2\ v,\ r_d=12K\Omega$

1 ـ حدد نوع الترانزستور المستخدم .

2 ـ ارسم الدارة المكافئة المستمرة واحسب μ , V_{GS} , V_G , V_S , I_D ثم حدد منطقة عمل الترانزستور.

3 ـ استنتج معادلة خط الحمولة الساكن، و حدد ميل هذا الخطّ، ثم احسب قيمة V_{DS}.



الحل:

- نوع الترانزستور: $J\text{-}FET$ نوع القناة: N

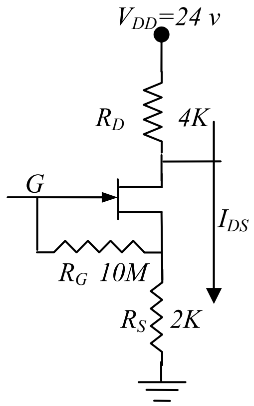
- رسم الدارة المكافئة المستمرة:

- حساب μ , I_D , V_S , V_G , V_{GS} :

$R_G \uparrow\uparrow\uparrow \Rightarrow I_G \approx 0$

$V_G = I_G R_G + I_D R_S = 0 + I_D R_S = V_S = VG_S = V_G - V_S = 0$

$\Rightarrow I_\Delta = I_{\Delta SS}(1-\frac{Vgs}{Vp})^2 \Rightarrow I_\Delta = I_{\Delta SS} = 2mA$



$\Rightarrow V_G = V_S = I_D\ R_S = 2I_{DSS}\ = 2 \times 2 = 4V$

إذاً الترانزستور يعمل في منطقة الإشباع.

$G_M = \frac{-2I\Delta ss}{+Vp}\left(1+\frac{Vgs}{Vp}\right) = -\frac{2I\Delta ss}{Vp} = -\frac{2*2}{2*4} = \frac{1}{2}$

$\mu = G_M * R_D = 2*12=24$

$V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D+R_S)$

$\Rightarrow V_{DS} = 24-I_{DSS}(R_S+R_D)$

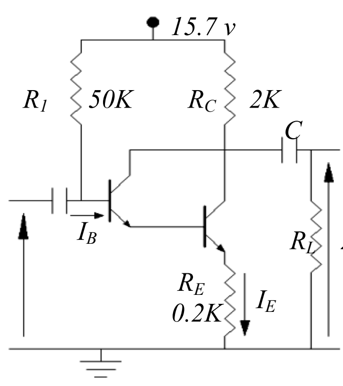
$=24-2(6)= 24-12= 12V$

ميل الخط هو: $\frac{1}{Rs+Rd} = \frac{1}{6} = 0.166$

<u>مسألة8:</u>

لدينا الدارة المبينة جانبا، معاملات الترانزستور هي: $\beta=55$, $V_{BE}=0,3v$ ،

المطلوب:



1 ـ ماذا تسمى الدارة المكونة من الترانزستورين و ما فائدتها؟

2 ـ استنتج علاقة تيار الباعث I_E بدلالة تيار القاعدة I_B بالنسبة للترانزستورين.

3 ـ تمت الاستعاضة عن الترانزستورين بترانزستور واحد من السيلكون، المطلوب:

- ما هي قيمة معامل ربح التيار β للترانزستور الجديد؟
- حدد عنصر التغذية العكسية و نوع هذه التغذية ثم حدد معاملاتها و حدد نوع المضخم.
- ارسم الدارة المكافئة المستمرة و احسب كل من I_B و I_E.
- ارسم الدارة المكافئة الهجينة بعد وضع مكثف على التفرع مع R_E

ثم حدد مقاومة الحمل و كلا من Z_O و Z_i .

الحل:

1- تسمى بدارة دارلنغتون و فائدتها زيادة تضخيم التيار و نوع الترانزستور PNP و من نوع $V_3= 0.3$ جرمانيوم.

2- لدينا من Q_1: $I_{E1}= (\beta+1)I_B$

و يكون $\beta>>1$ و منه $\beta+1\approx \beta$

$$\Rightarrow I_{E1}= \beta I_B \quad I_{B2}= I_{E1}= \beta I_B$$

$$I_E= (\beta+1)I_{B2}\approx\beta I_{B2} \quad \Rightarrow I_E= \beta\beta I_B= \beta^2 I_B$$

3- عند الاستعاضة عن الترانزستورين بترانزستور واحد من السيليكون $V_{BE}=$ $0.7\ Volt$ يكون $\beta_{eq}= \beta\,\beta = \beta^2$

نرسم الدارة المكافئة المستمرة و من حلقة الدخل نجد:

$$V_{BE}= V_{CC} - I_B R_1 - I_E R_E$$
$$= V_{CC} - I_B R_1 - \beta^2 R_E I_B$$
$$= V_{CC} - I_B(R_1+\beta^2 R_E)$$
$$I_B= \frac{V_{CC}-V_{BG}}{R_1+\beta^2 R_E}= \frac{15.7-0.7}{(50+55^2*0.2)} = 0.0029 \approx 0.023\ [mA]$$
$$\Rightarrow I_E= \beta^2 I_B= 55^2*0.02996= 69.275\ [mA]$$

نوع التغذية العكسية: تسلسلية تيار جهد و نوع المضخم: مضخم ناقلية $\frac{I}{V}$

بالنسبة للتغذية العكسية: عبارة عن تغذية تسلسلية- تسلسلية، أما عنصر التغذية العكسية R_E تيار- جهد. و ذلك لأن: عندما $V_O= 0$ فإن الجهد الهابط على V_P و الذي يمثل وصل دارة الخرج بالدخل لا يساوي الصفر أي $V_E= V_F \neq 0$ فالعينة ليست عينة جهد و إنما عينة تيار $X_O =I_O =I_C$.

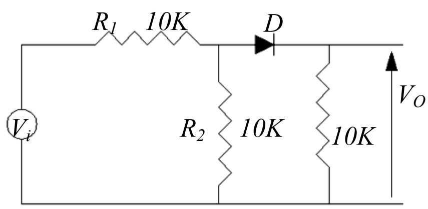
في دارة الدخل ⇐ هبوطات الجهد لدارة الدخل $X_F= V_F= I_eR_e= -I_CR_e$، إذاً التغذية عكسية تيار- جهد، تسلسلية- تسلسلية ويكون معامل التغذية العكسية:

$$B= \frac{X_F}{X_O} = \frac{V_E}{I_O} = \frac{-I_O R_E}{I_O} = -R_E$$

نوع المضخم: مضخم ناقلية $A = \frac{I}{V} = G$

وضع مكثف على التفرع مع R_O يقصرها في حالة الدارة المكافئة المتناوبة و الدارة و ترسم الدارة المتناوبة.

مسألة 9:



استنتج و ارسم إشارة الخرج $V_O= f(t)$ ، $V_O=$ $f(V_i)$ حيث $V_i= 20Sin(wt)$.

الحل:

$$R_{TH}= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100}{20} = 5\ [K\Omega]$$

$$V_{TH}= V_i*\frac{10}{20} = \frac{1}{2}V_i = 10Sin(wt)$$

عند النبضة الموجبة:

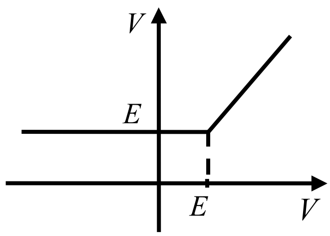
- $V_O= V_E \Leftarrow D= off \Leftarrow V_i \leq V_E= 5$

$V_O= 5V =E$

- $D= on \Leftarrow V_i> 5$

ترسم الدارة الجديدة بحيث تصبح مكونة من ديود وحيد مع مقاومة و جهد ثفنين:

$I= \frac{V_{TH}-5}{R_{TH}+10} = \frac{V_{TH}-5}{15}$



$I_{max}= \frac{10-5}{15} = \frac{5}{15} = 0.33 = \frac{1}{3}I$

$\Rightarrow V_{O\,max}= 5+10*\frac{1}{3} = 8.33$

$\Rightarrow V_O= 8.33*Sin(\omega t)= 5V+\frac{1}{3}I$

عند النبضة السالبة:

$V_O= 5V= E$ يؤدي حالة قطع $D= off \Leftarrow V_{TH} < E= 5v$

لرسم علاقة جهد الخرج بجهد الدخل لدينا الحالتين:

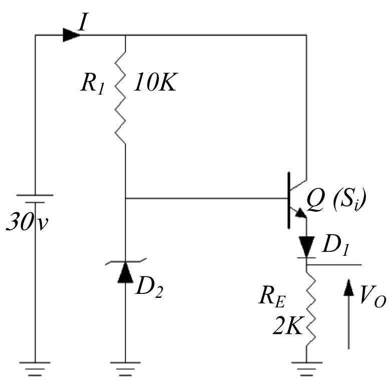
أ- عند جزء من النبضة الموجبة $V_i \leq E$ ، $V_O= 5V$

ب- عند جزء من النبضة الموجبة و كامل النبضة السالبة لدينا:

$V_O= 8.33Sin(\omega t)$ أي جهد الخرج مشابه تماما للدخل ولكن بقيمة مختلفة قليلا، لدينا إذا معادلة خط مستقيم تمثل هذه العلاقة وله الميل التالي:

$$\frac{V_O}{V_{TH}} = \frac{8.33}{10}Sin(\omega t) = 0.8$$

مسألة 10:



لدينا الدارة المبينة جانباً، التي تملك المعاملات التالية: $V_{BE}= V_\gamma= 0.7v,\ V_Z=12v\ \&\ \beta= 49$.

المطلوب:

1- حدد منطقة و نظام عمل الترانزستور ثم احسب كلاً من: $V_B, V_O, I_{D1}, I_C, I_R, I,$ $I_{D2}\ \&\ V_{CE}$

2- في حال أصبحت V_{CC}= 8v حدد نظام العمل الجديد ثم احسب كلاً من I_B & V_O.

3- في حال عكسنا قطبية الديود D_1 احسب I_{D1} و حدد نظام العمل الجديد.

4- ارسم الدارة المكافئة الهجينة للإشارات الصغيرة عندما نصل مكثف على التفرع مع R_E.

<u>الحل:</u>

1- لتحديد منطقة العمل يجب تحديد حالة المتصلات في الترانزستور و تحديد حالة الديودات. نلاحظ من الدارة أن D_2 مقطب عكسياً إذاً يعمل كديود زينر مثبت للجهد على $V_Z= 12v$ بينما D_1 فهو بحالة *on* بشكل دائم، إذاً تصبح الدارة هنا:

$$V_B= V_Z= 12v$$

$$D_1= on \Rightarrow V_{D1}= 0.7$$

$\Leftarrow$ $J_E= (on)$ و $J_C= (off)$ ، إذاً الترانزستور في النظام الفعال.

من حلقة الدخل:

$$V_B= V_Z= 12$$

$$V_Z - V_{BE} - V_\gamma - V_O= 0 \Rightarrow V_O= V_Z - V_{BE} - V_\gamma$$

$$\Rightarrow V_O= 12- 0.7- 0.7= 10.6v$$

لحساب I_{D1}:

$$I_E= I_{\Delta 1}= \frac{V_O}{R_L} = \frac{10.6}{2} \approx 5.3mA$$

$$I_B= \frac{I_E}{\beta+1} = \frac{5.3}{49+1} = \frac{5.3}{50} = 0.106mA$$

$$I_C= \beta I_B= 49*0.106= 5.2mA$$

من حلقة الدخل :

$$I_R= \frac{V_{CC}-V_B}{R} = \frac{30-12}{10} = 1.8mA$$

$$I= I_R+I_C= 1.8+5.2= 7mA$$

$$I_{D2}= I_Z= I_R- I_D= 1.8 - 0.106= 1.7mA$$

من حلقة الخرج:

$$V_{CE}= V_C - V_E= V_i - (V_{D1}+ V_O)= 30- (0.7+10.6)= 18.7v$$

أو بطريقة أخرى:

عندما $I_{D2}= 0 \Leftarrow D_2= off \Leftarrow V_i< V_Z \Leftarrow V_i= 8v$

$$V_{\Delta 1}= 0.7 \Leftarrow D_1= on$$

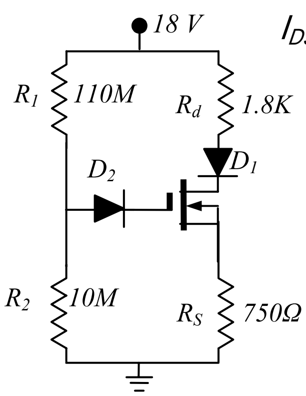
يبقى الترانزستور في النظام الفعال لأن $J_E= on$ و $J_C= off$ هنا زينر لا يعمل و تصبح الدارة بدون فرع ديود زينر (يطلب رسمها)، في هذه الحالة و من حلقة الدخل نكتب:

$$V_i - I_{BR} - V_{BE} - V_{\Delta 1} - R_1 I_E = 0$$
$$I_E = (\beta + 1) I_B$$
$$\Rightarrow I_B = \frac{V_i - V_{BE} - V_{\Delta 1}}{R+(\beta+1)R_L} = 0.06mA$$
$$I_E = I_{D1} = 3mA = (1+\beta) I_B \Rightarrow V_O = I_E R_L$$

1- في حالة عكس قطبية الديود D_1 يصبح في حالة *off* إذا تفتح الدارة عند الباعث و يصبح الترانزستور في حالة قطع.

2- نرسم الدارة المكافئة الهجينة.

مسألة 11:



لدينا الدارة التالية حيث : $I_{DSS}=6mA,\ V_P=-3\ v,\ V_{GS}=-1$

1 ـ حدد نوع الترانزستور و في أي منطقة يعمل.

2ـ بفرض أن الديودات مثالية احسب التيارات المارة في D_1 و D_2 وV_G و V_{DS}.

3 ـ استنتج وارسم معادلة خط الحمولة الساكن.

4ـ في حال تم عكس قطبية الديود D_1:

أ ـ ارسم الدارة الناتجة و احسب التيارات المارة في D_1 و D_2 .

مسألة 12:

لدينا الدارة المبينة جانبا، معاملات الترانزستور هي: $V_{BE}=0,3$, $V_{CEsat}=0,$, $\beta=100$ والديود مثالي. المطلوب:

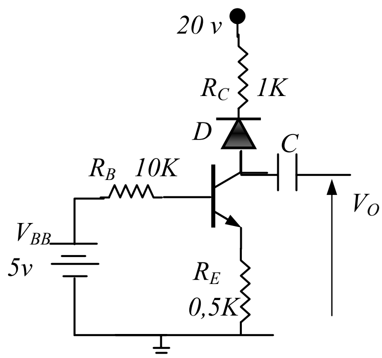
1 ـ حدد نوع الترانزستور و نوع المادة نصف الناقلة المستخدمة مع التعليل.

2- أوجد I_C وI_B وI_D و V_{CE} . ثم حدد نظام عمل الترانزستور.

3- قمنا بعكس قطبية الديود، أوجد إحداثيات نقطة العمل $(V_{CEQ}$, $I_{CQ})$ ثم حدد نظام عمل الترانزستور ثم استنتج و ارسم خط الحمل الساكن مع تحديد نقطة العمل عليه.

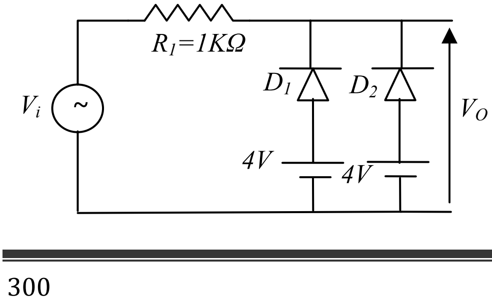
4 ـ أوجد إحداثيات نقطة العمل الجديدة إذا أصبحت قيمة $V_{BB}=0,2\ V$ ماذا تستنتج؟.

5 ـ ارسم الدارة المكافئة الهجينة، بعد وضع مكثف على التفرع مع R_E و مقاومة حمل R_L بين المجمع و الأرضي، ثم حدد كلا من Z_O و Z_i .



مسألة 13:

بفرض أن جميع الثنائيات في الدارة مثالية، المطلوب: استنتج و ارسم إشارة الخرج $V_O = f(t)$ ، $V_O = f(V_i)$ حيث $V_i=10Sin(wt)$.



أسئلة عامة

أـ طبقنا جهد خارجي على مادة نصف ناقلة، المطلوب:

1- ماذا سيتولد داخل هذه المادة و ما التيار الناشئ في هذه الحالة؟

2- أوجد قيمة التيار الكلية الناتجة عن تطبيق الجهد الخارجي.

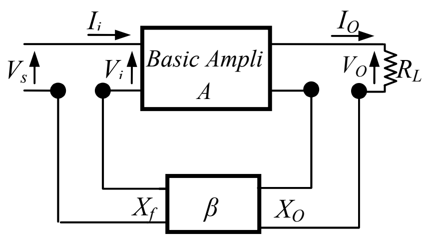
3- حدد علاقة الناقلية النوعية الكلية و اوجد قيمتها من أجل المادة نصف الناقلة النقية.

ب - لدينا المخطط التالي للتغذية العكسية و المطلوب

1 ـ حدد نوع التغذية العكسية و حدد معاملاتها ثم حدد نوع المضخم .

2 ـ استنتج معادلة ربح المضخم بوجود التغذية العكسية.

3 ـ اقترح دارة الكترونية تقوم بعمل هذا المخطط موضحا الأسباب.



ج- حدد الحزم الطاقية للمادة نصف الناقلة مع رسم المخطط و توضيح كيف يؤثر نوع المادة نصف الناقلة على توزع الحزم الطاقية. كيف يتم تحويل المادة النصف ناقلة الى ناقلة و كيف يؤثر ذلك على المخطط السابق.

د- إذا علمت أن علاقة تركيز الشحن في حزمة النقل لنصف الناقل النقي تعطى بالعلاقة $n_0 = N_C e^{\frac{E_F - E_C}{KT}}$. المطلوب:

1- حدد عناصر هذه العلاقة واكتب علاقة تركيز الشحن في حزمة التكافؤ لنصف الناقل النقي.

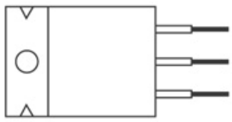
2- أوجد مستوى فيرمي في نصف الناقل المشوب نوع P مع التعليل وتوضيح النتيجة باستخدام المخطط اللازم.

2- يطبق جهد عكسي كبير بين طرفي متصل PN ذو إشابة عادية، حدد الظاهرة التي تنشأ، عللها و بين فائدتها؟

ملحق -2-

النشرات الفنية لبعض العناصر الالكترونية

Specification sheet data for voltage regulator ICs



Nominal output voltage	Regulator
5 V	7805
6 V	7806
8 V	7808
10 V	7810
12 V	7812
15 V	7815
18 V	7818
24 V	7824

Absolute maximum ratings:

Input voltage 40 V
Continuous total dissipation 2 W
Operating free-air temperature range −65 to 150°C

μA 7812C electrical characteristics:

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Output voltage	11.5	12	12.5	V
Input regulation		3	120	mV
Ripple rejection	55	71		dB
Output regulation		4	100	mV
Output resistance		0.018		Ω
Dropout voltage		2.0		V
Short-circuit output current		350		mA
Peak output current		2.2		A

Electrical characteristics for a VHF/FM Fairchild varactor diode

BB 139

VHF/FM VARACTOR DIODE

DIFFUSED SILICON PLANAR

- C_3/C_{25} . . . 5.0-6.5
- **MATCHED SETS** (Note 2)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

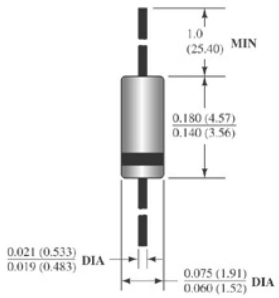
Temperatures

Storage Temperature Range	−55°C to +150°C
Maximum Junction Operating Temperature	+150°C
Lead Temperature	+260°C

Maximum Voltage

WIV	Working Inverse Voltage	30 V

DC-35 OUTLINE



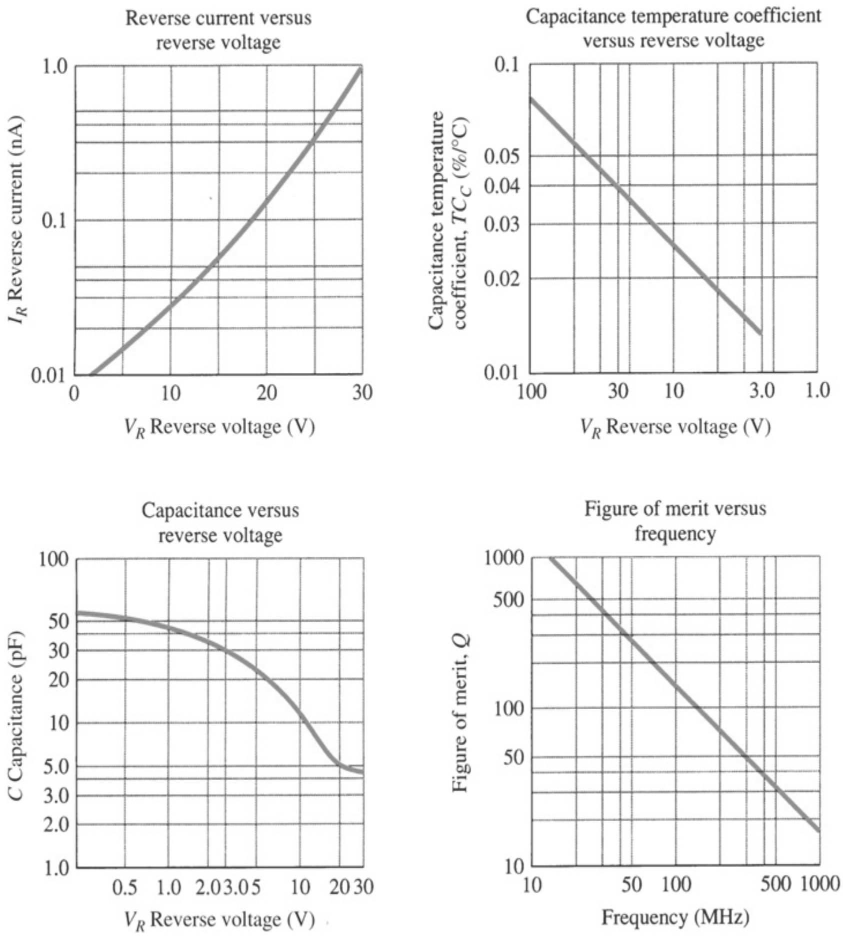
NOTES:
Copper clad steel leads, tin plated
Gold plated leads available
Hermetically sealed glass package
Package weight is 0.14 gram

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C Ambient Temperature unless otherwise noted)

SYMBOL	CHARACTERISTIC	MIN	TYP	MAX	UNITS	TEST CONDITIONS
BV	Breakdown Voltage	30			V	$I_R = 100\ \mu A$
I_R	Reverse Current		10 0.1	50 0.5	nA µA	$V_R = 28$ V $V_R = 28$ V, $T_A = 60$°C
C	Capacitance	 4.3	29 5.1	 6.0	pF pF	$V_R = 3.0$ V, $f = 1$ MHz $V_R = 25$ V, $f = 1$ MHz
C_3/C_{25}	Capacitance Ratio	5.0	5.7	6.5		$V_R = 3$ V/25 V, $f = 1$ MHz
Q	Figure of Merit		150			$V_R = 3.0$ V, $f = 100$ MHz
R_S	Series Resistance		0.35		Ω	$C = 10$ pF, $f = 600$ MHz
L_S	Series Inductance		2.5		nH	1.5 mm from case
f_O	Series Resonant Frequency		1.4		GHz	$V_R = 25$ V

NOTES:
1. These ratings are limiting values above which the serviceability of the diodes may be impaired.
2. The capacitance diffrence between any two diodes in one set is less than 3% over the reverse voltage range of 0.5 V to 28 V

Electrical characteristics for a VHF/FM Fairchild varactor diode



Transistor specification sheet

MAXIMUM RATINGS

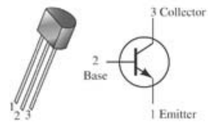
Rating	Symbol	2N4123	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W

2N4123

CASE 29-04, STYLE 1
TO-92 (TO-226AA)



GENERAL PURPOSE
TRANSISTOR
NPN SILICON

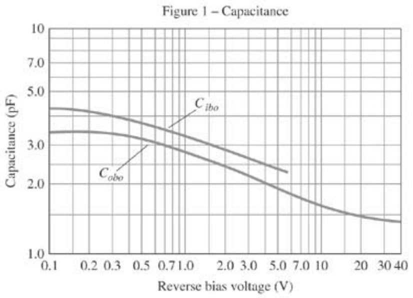
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) (I_C = 1.0 mAdc, I_B = 0)	$V_{(BR)CEO}$	30		Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 10 μAdc, I_E = 0)	$V_{(BR)CBO}$	40		Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 10 μAdc, I_C = 0)	$V_{(BR)EBO}$	5.0	–	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 20 Vdc, I_E = 0)	I_{CBO}	–	50	nAdc
Emitter Cutoff Current (V_{BE} = 3.0 Vdc, I_C = 0)	I_{EBO}	–	50	nAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain(1) (I_C = 2.0 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc) (I_C = 50 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	h_{FE}	50 25	150 –	–
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) (I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc)	$V_{CE(sat)}$	–	0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage(1) (I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc)	$V_{BE(sat)}$	–	0.95	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS				
Current-Gain – Bandwidth Product (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	f_T	250		MHz
Output Capacitance (V_{CB} = 5.0 Vdc, I_E = 0, f = 100 MHz)	C_{obo}	–	4.0	pF
Input Capacitance (V_{BE} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 100 kHz)	C_{ibo}	–	8.0	pF
Collector-Base Capacitance (I_E = 0, V_{CB} = 5.0 V, f = 100 kHz)	C_{cb}	–	4.0	pF
Small-Signal Current Gain (I_C = 2.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{fe}	50	200	–
Current Gain – High Frequency (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz) (I_C = 2.0 mAdc, V_{CE} = 10 V, f = 1.0 kHz)	h_{fe}	2.5 50	– 200	–
Noise Figure (I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 5.0 Vdc, R_S = 1.0 k ohm, f = 1.0 kHz)	NF	–	6.0	dB

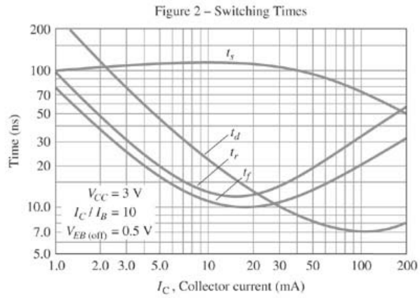
(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%

(a)

Continued Transistor specification sheet.



(b)

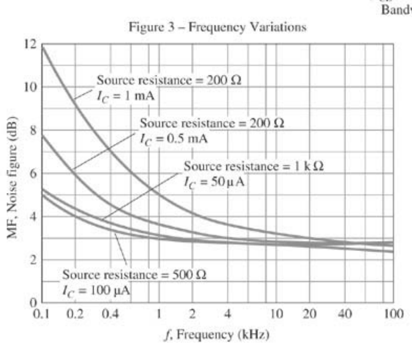


(c)

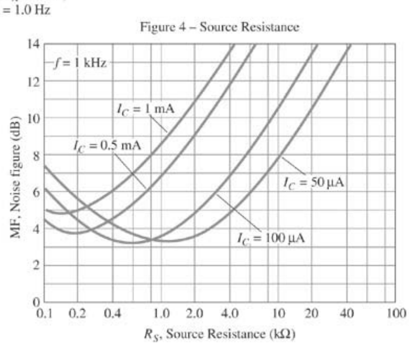
AUDIO SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

NOISE FIGURE

(V_{CE} = 5 Vdc, T_A = 25°C)
Bandwidth = 1.0 Hz



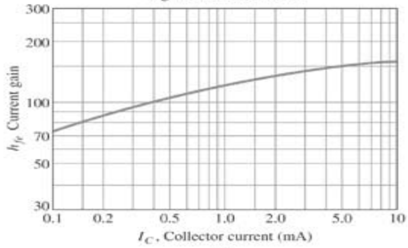
(d)



(e)

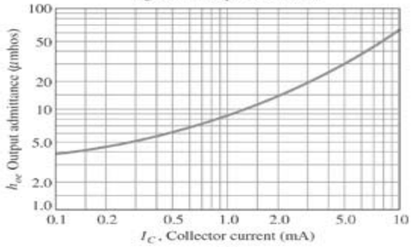
h PARAMETERS
$V_{CE} = 10$ V, $f = 1$ kHz, $T_A = 25°$C

Figure 5 – Current Gain



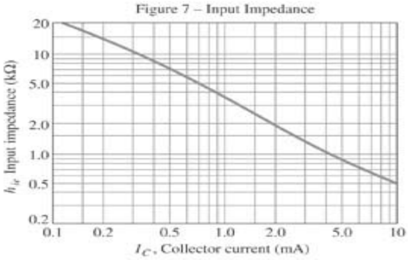
(f)

Figure 6 – Output Admittance



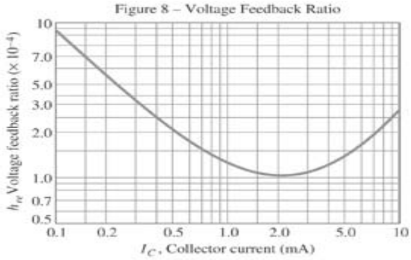
(g)

Figure 7 – Input Impedance



(h)

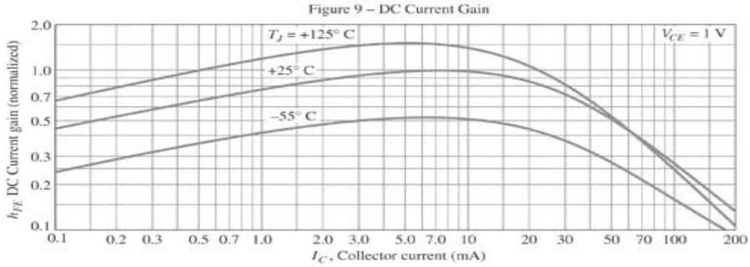
Figure 8 – Voltage Feedback Ratio



(i)

STATIC CHARACTERISTICS

Figure 9 – DC Current Gain

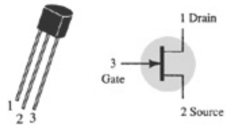


(j)

2N5457 Motorola n-channel JFET

2N5457

CASE 29-04, STYLE 5
TO-92 (TO-226AA)



JFETs
GENERAL PURPOSE
N-CHANNEL—DEPLETION

Refer to 2N4220 for graphs.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Drain-Gate Voltage	V_{DG}	25	Vdc
Reverse Gate-Source Voltage	V_{GSR}	–25	Vdc
Gate Current	I_G	10	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25°C$ Derate above 25°C	P_D	310 2.82	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	125	°C
Storage Channel Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150	°C

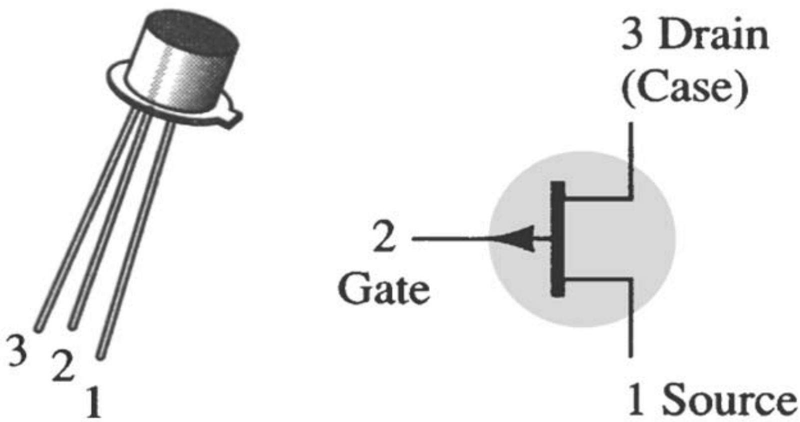
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25°C$ unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Gate-Source Breakdown Voltage ($I_G = -10\ \mu Adc$, $V_{DS} = 0$)		$V_{(BR)GSS}$	–25	–	–	Vdc
Gate Reverse Current ($V_{GS} = -15$ Vdc, $V_{DS} = 0$) ($V_{GS} = -15$ Vdc, $V_{DS} = 0$, $T_A = 100°C$)		I_{GSS}	– –	– –	–1.0 –200	nAdc
Gate Source Cutoff Voltage ($V_{DS} = 15$ Vdc, $I_D = 10$ nAdc)	2N5457	$V_{GS(off)}$	–0.5	–	–6.0	Vdc
Gate Source Voltage ($V_{DS} = 15$ Vdc, $I_D = 100\ \mu Adc$)	2N5457	V_{GS}	–	–2.5	–	Vdc
ON CHARACTERISTICS						
Zero-Gate-Voltage Drain Current* ($V_{DS} = 15$ Vdc, $V_{GS} = 0$)	2N5457	I_{DSS}	1.0	3.0	5.0	mAdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS						
Forward Transfer Admittance Common Source* ($V_{DS} = 15$ Vdc, $V_{GS} = 0$, f = 1.0 kHz)	2N5457	$\|y_{fs}\|$	1000	–	5000	µmhos
Output Admittance Common Source* ($V_{DS} = 15$ Vdc, $V_{GS} = 0$, f = 1.0 kHz)		$\|y_{os}\|$	–	10	50	µmhos
Input Capacitance ($V_{DS} = 15$ Vdc, $V_{GS} = 0$, f = 1.0 MHz)		C_{iss}	–	4.5	7.0	pF
Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 15$ Vdc, $V_{GS} = 0$, f = 1.0 MHz)		C_{rss}	–	1.5	3.0	pF

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 630 ms; Duty Cycle ≤ 10%

2N2844

CASE 22-03, STYLE 12
TO-18 (TO-206AA)

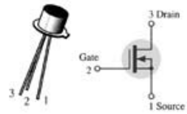


JFETs
GENERAL PURPOSE
P-CHANNEL

2N3797 Motorola n-channel depletion-type MOSFET

2N3797

CASE 22-03, STYLE 2
TO-18 (TO-206AA)



MOSFETs
LOW POWER AUDIO

N-CHANNEL – DEPLETION

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage 2N3797	V_{DS}	20	Vdc
Gate–Source Voltage	V_{GS}	±10	Vdc
Drain Current	I_D	20	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	200 1.14	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	+175	°C
Storage Channel Temperature Range	T_{stg}	–65 to +200	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

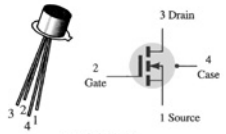
Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Drain Source Breakdown Voltage (V_{GS} = –7.0 V, I_D = 5.0 μA)	2N3797	$V_{(BR)DSX}$	20	25	–	Vdc
Gate Reverse Current (1) (V_{GS} = –10 V, V_{DS} = 0) (V_{GS} = –10 V, V_{DS} = 0, T_A = 150°C)		I_{GSS}	– –	– –	1.0 200	pAdc
Gate Source Cutoff Voltage (I_D = 2.0 μA, V_{DS} = 10 V)	2N3797	$V_{GS(off)}$	–	–5.0	–7.0	Vdc
Drain-Gate Reverse Current (1) (V_{DG} = 10 V, I_S = 0)		I_{DGO}	–	–	1.0	pAdc
ON CHARACTERISTICS						
Zero-Gate-Voltage Drain Current (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0)	2N3797	I_{DSS}	2.0	2.9	6.0	mAdc
On-State Drain Current (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = +3.5 V)	2N3797	$I_{D(on)}$	9.0	14	18	mAdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS						
Forward Transfer Admittance (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz)	2N3797	$\|y_{fs}\|$	1500	2300	3000	μmhos
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	2N3797		1500	–	–	
Output Admittance (I_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz)	2N3797	$\|y_{os}\|$	–	27	60	μmhos
Input Capacitance (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	2N3797	C_{iss}	–	6.0	8.0	pF
Reverse Transfer Capacitance (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)		C_{rss}	–	0.5	0.8	pF
FUNCTIONAL CHARACTERISTICS						
Noise Figure (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz, R_S = 3 megohms)		NF	–	3.8	–	dB

(1) This value of current includes both the FET leakage current as well as the leakage current associated with the test socket and fixture when measured under best attainable conditions.

2N4351 Motorola n-channel enhancement-type MOSFET

2N4351

CASE 20-03, STYLE 2
TO-72 (TO-206AF)



MOSFET
SWITCHING
N-CHANNEL – ENHANCEMENT

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Drain–Gate Voltage	V_{DG}	30	Vdc
Gate–Source Voltage*	V_{GS}	30	Vdc
Drain Current	I_D	30	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25°C$ Derate above 25°C	P_D	300 1.7	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	175	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	–65 to +175	°C

* Transient potentials of ± 75 Volt will not cause gate-oxide failure.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25°C$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Drain-Source Breakdown Voltage ($I_D = 10\ \mu A$, $V_{GS} = 0$)	$V_{(BR)DSX}$	25	–	Vdc
Zero-Gate-Voltage Drain Current ($V_{DS} = 10$ V, $V_{GS} = 0$) $T_A = 25°C$ $T_A = 150°C$	I_{DSS}	– –	10 10	nAdc μAdc
Gate Reverse Current ($V_{GS} = \pm 15$ Vdc, $V_{DS} = 0$)	I_{GSS}	–	± 10	pAdc
ON CHARACTERISTICS				
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = 10$ V, $I_D = 10\mu A$)	$V_{GS(Th)}$	1.0	5	Vdc
Drain-Source On-Voltage ($I_D = 2.0$ mA, $V_{GS} = 10V$)	$V_{DS(on)}$	–	1.0	V
On-State Drain Current ($V_{GS} = 10$ V, $V_{DS} = 10$ V)	$I_{D(on)}$	3.0	–	mAdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS				
Forward Transfer Admittance ($V_{DS} = 10$ V, $I_D = 2.0$ mA, f = 1.0 kHz)	$\|y_{fs}\|$	1000	–	μmho
Input Capacitance ($V_{DS} = 10$ V, $V_{GS} = 0$, f = 140 kHz)	C_{iss}	–	5.0	pF
Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 0$, $V_{GS} = 0$, f = 140 kHz)	C_{rss}	–	1.3	pF
Drain-Substrate Capacitance ($V_{D(SUB)} = 10$ V, f = 140 kHz)	$C_{d(sub)}$	–	5.0	pF
Drain-Source Resistance ($V_{GS} = 10$ V, $I_D = 0$, f = 1.0 kHz)	$r_{ds(on)}$	–	300	ohms

SWITCHING CHARACTERISTICS

Characteristic	Conditions	Symbol	Min	Max	Unit
Turn-On Delay (Fig. 5)	$I_D = 2.0$ mAdc, $V_{DS} = 10$ Vdc, ($V_{GS} = 10$ Vdc) (See Figure 9; Times Circuit Determined)	t_{d1}	–	45	ns
Rise Time (Fig. 6)		t_r	–	65	ns
Turn-Off Delay (Fig. 7)		t_{d2}	–	60	ns
Fall Time (Fig. 8)		t_f	–	100	ns

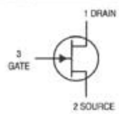
Specification sheet for a low-cost analog JFET current switch.

ON Semiconductor™

JFET Switching
N–Channel — Depletion

2N5555

CASE 29–11, STYLE 5
TO–92 (TO–226AA)



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Drain–Gate Voltage	V_{DG}	25	Vdc
Gate–Source Voltage	V_{GS}	25	Vdc
Forward Gate Current	I_{GF}	10	mAdc
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	–65 to +150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150	°C

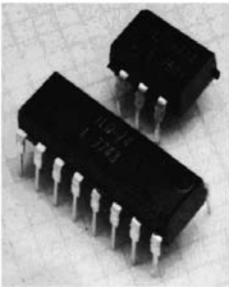
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Gate–Source Breakdown Voltage (I_G = 10 μAdc, V_{DS} = 0)	$V_{(BR)GSS}$	25	—	Vdc
Gate Reverse Current (V_{GS} = 15 Vdc, V_{DS} = 0)	I_{GSS}	—	1.0	nAdc
Drain Cutoff Current (V_{DS} = 12 Vdc, V_{GS} = –10 V) (V_{DS} = 12 Vdc, V_{GS} = –10 V, T_A = 100°C)	$I_{D(off)}$	— —	10 2.0	nAdc μAdc
ON CHARACTERISTICS				
Zero–Gate–Voltage Drain Current[1] (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0)	I_{DSS}	15	—	mAdc
Gate–Source Forward Voltage ($I_{G(f)}$ = 1.0 mAdc, V_{DS} = 0)	$V_{GS(f)}$	—	1.0	Vdc
Drain–Source On–Voltage (I_D = 7.0 mAdc, V_{GS} = 0)	$V_{DS(on)}$	—	1.5	Vdc
Static Drain–Source On Resistance (I_D = 0.1 mAdc, V_{GS} = 0)	$r_{DS(on)}$	—	150	Ohms

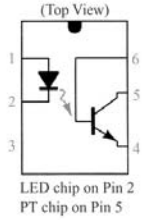
1. Pulse Test: Pulse Width < 300 μs, Duty Cycle < 3.0%.

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS					
Small–Signal Drain–Source "ON" Resistance (V_{GS} = 0, I_D = 0, f = 1.0 kHz)		$r_{ds(on)}$	—	150	Ohms
Input Capacitance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)		C_{iss}	—	5.0	pF
Reverse Transfer Capacitance (V_{DS} = 0, V_{GS} = 10 Vdc, f = 1.0 MHz)		C_{rss}	—	1.2	pF
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Turn–On Delay Time	(V_{DD} = 10 Vdc, $I_{D(on)}$ = 7.0 mAdc, $V_{GS(on)}$ = 0, $V_{GS(off)}$ = –10 Vdc)	$t_{d(on)}$	—	5.0	ns
Rise Time		t_r	—	5.0	ns
Turn–Off Delay Time	(V_{DD} = 10 Vdc, $I_{D(on)}$ = 7.0 mAdc, $V_{GS(on)}$ = 0, $V_{GS(off)}$ = –10 Vdc)	$t_{d(off)}$	—	15	ns
Fall Time		t_f	—	10	ns

Two Litronix opto-isolators. (Courtesy Siemens Components, Inc.)

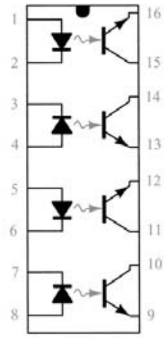


ISO-LIT 1



Pin No.	*Function*
1	anode
2	cathode
3	nc
4	emitter
5	collector
6	base

ISO-LIT Q1



Pin No.	*Function*
1	anode
2	cathode
3	cathode
4	anode
5	anode
6	cathode
7	cathode
8	anode
9	emitter
10	collector
11	collector
12	enitter
13	emitter
14	collector
15	collector
16	emitter

(a) Maximum Ratings

Gallium arsenide LED (each channel) IL-1	
Power dissipation @ 25°C	200 mW
Derate linearly from 25°C	2.6 mW/°C
Continuous forward current	150 mA
Detector silicon phototransistor (each channel) IL-1	
Power dissipation @ 25°C	200 mW
Derate linearly from 25°C	2.6 mW/°C
Collector-emitter breakdown voltage	30 V
Emitter-collector breakdown voltage	7 V
Collector-base breakdown voltage	70 V
Package IL-1	
Total package dissipation at 25°C ambient (LED plus detector)	250 mW
Derate linearly from 25°C	3.3 mW/°C
Storage temperature	−55°C to +150°C
Operating temperature	−55°C to +100°C

(b) Electrical Characteristics per Channel (at 25°C Ambient)

Parameter	*Min.*	*Typ.*	*Max.*	*Unit*	*Test Conditions*
Gallium arsenide LED					
Forward voltage		1.3	1.5	V	$I_F = 60$ mA
Reverse current		0.1	10	μA	$V_R = 3.0$ V
Capacitance		100		pF	$V_R = 0$ V
Phototransistor detector					
BV_{CEO}	30			V	$I_C = 1$ mA
I_{CEO}		5.0	50	nA	$V_{CE} = 10$ V, $I_F = 0$ A
Collector-emitter capacitance		2.0		pF	$V_{CE} = 0$ V
BV_{ECO}	7			V	$I_E = 100$ μA
Coupled characteristics					
dc current transfer ratio	0.2	0.35			$I_F = 10$ mA, $V_{CE} = 10$ V
Capacitance, input to output		0.5		pF	
Breakdown voltage	2500			V	DC
Resistance, input to output		100		GΩ	
V_{sat}			0.5	V	$I_C = 1.6$ mA, $I_F = 16$ mA
Propagation delay					
$t_{D\,on}$		6.0		μs	$R_L = 2.$ kΩ, $V_{CE} = 5$ V
$t_{D\,off}$		25		μs	$I_F = 16$ mA

المصطلحات العلمية

The scientific Technical Terms

-A-

Abrupt	فجائي
Abrupt Junction	متصل فجائي
Absolute Zero	الصفر المطلق
AC-Analysis	التحليل المتناوب
Acceptor atom	ذرة آخذة
Acceptor Concentration	تركيز الذرات الآخذة
Acceptor impurities	شوائب آخذة
Active Element	عنصر فعال
Active region of transistor	المنطقة الفعالة للترانزستور
Aluminum	الألمنيوم
Ambient Temperature	حرارة الوسط
Amplification	تضخيم
Amplification Factors	معاملات التضخيم
AND Gate	بوابة الضرب المنطقي
Anode	مصعد
Antimony	الأنتيموان
Approximation	التقريب
Arsenic	الزرنيخ

Atomic structure	البنية الذرية
Avalanche break down	الانهيار الجرفي
Automatic gain control (AGC)	التحكم الآلي بالربح

-B-

Band	حزمة
Bandwidth	عرض الحزمة
Barrier potential	حاجز الكمون
Base	قاعدة
Base resistance	مقاومة القاعدة
Base width	عرض منطقة القاعدة
Bias	تحييز-تقطيب
Bipolar Junction Transistor	ترانزستور ثنائي القطبية
Blockset	كتلة
Bohr atom model	النموذج الذري لبوهر
Boltzman constant	ثابت بولتزمان
Bond Covalent	رابطة ثنائية
Boron	البور
Breakdown	انهيار
Bulk resistance	مقاومة حجمية

-C-

Capacitance	سعة
Capacitor	مكثف

Carriers	حوامل
Cathode	مهبط
Circuit	دارة
Channel	قناة
Characteristics	مميزات،خواص
Charge	شحنة
Clamper circuit	دارة تثبيت مستوي
Clipping circuit	دارة قص
Collector	مجمع
Collector resistance	مقاومة المجمع
Collision	تصادم
Common-base configuration	وصلة قاعدة مشتركة
Common-collector configuration	وصلة مجمع مشتركة
Common-Emitter configuration	وصلة باعث مشتركة
Common-Drain configuration	وصلة المصرف المشترك
Common-Source configuration	وصلة المنبع المشترك
Comparison	مقارنة
Complimentary	متمم
Concentration	تركيز
Conductance	ناقلية
Conductivity	الناقلية النوعية
Conductor	ناقل

Conducting Band	حزمة النقل
Constants	ثوابت
Contact	تماس
Control	تحكم
Covalent Bond	الرابطة التشاركية
Critical Value	القيمة الحرجة
Current	التيار
Crystal lattice	شبكة بلورية
Cutting Voltage	جهد القطع
Cut off	قطع
Cut off region	منطقة القطع

-D-

DC Analysis	التحليل المستمر
Decade	عشري
Decibel	ديسيبل
Degree	درجة
Delay time	زمن التأخير
Depletion mode	نمط التجريد
Depletion region	منطقة مجردة
Descente time	زمن النزول
Design	تصميم
Detector	كاشف
Device	أداة(جهاز)

Diac	الدياك
Dielectric constant	ثابت العازلية
Differential	تفاضلي
Diffusion	تسرب-انتشار-انتثار
Diffusion Capacitance	سعة التسرب
Diffusion Equation	معادلة الانتشار
Diffusion Junction	متصل انتشار
Discharge	تفريغ
Dissipated Power	الاستطاعة المستهلكة
Donor atom	الذرة المعطية (المانحة)
Donor Concentration	تركيز المادة المعطية
Doping	إشابة
Drain	مصرف
Drift current	تيار الجرف
Dynamic Load line	خط الحمل الديناميكي

-E-

Effect	أثر
Effective value	القيمة الفعالة
Einstein equation	معادلة أنشتاين
Electrical	كهربائي
Electron	إلكترون
Electron Emission	إصدار إلكتروني
Electron mass	الكتلة الإلكترونية

Electron volt (ev)	إلكترون فولت
Electron charge	الشحنة الإلكترونية
Element	عنصر
Emitter	باعث-حاقن
Energy-band diagram	مخطط حزم الطاقة
Energy gap	الفجوة الطاقية
Energy level	مستويات الطاقة
Enhancement mode	نظام الإغناء
Equivalent circuit	الدارة المكافئة
Excitation	تحريض

-F-

Fermi level	مستوى فيرمي
Field	حقل
Filter	مرشح
Fixed Bias	تحييز ثابت
Forward Bais	تحييز أمامي
Fourier Analysis	تحليل فورييه
Free Electron	إلكترون حر
Frequency	تردد
Full wave rectification	تقويم موجة كاملة

-G-

Gain	ربح
Gate	بوابة

Gaussain Distribution	توزع غوص
Generator	مولد
Germanium	جرمانيوم
Ground	أرضي

-H-

Half-wave rectification	تقويم نصف موجة
Hole	ثقب - فجوة
Holes current	تيار الثقوب
Hybrid	هجين

-I-

Ideal diode	ثنائي مثالي
Image Processing	معالجة الصورة
Impedance	ممانعة
Impurity	الشائبة
Input	دخل
Instruction	تعليمة
Insulators	عوازل
Integrated Circuit (IC)	دارة متكاملة
Internal resistance	مقاومة داخلية
Intrinsic	نقي
Interactive mode	النمط التفاعلي
Intrinsic Semiconductor	نصف ناقل نقي
Inverter	عاكس

Inverse Voltage	الجهد العكسي
Ion	ايون-شاردة
Ionization	تأين

-J-

Junction	متصل
Junction Temperature	درجة حرارة المتصل

-K-

Kirchhoff's voltage law (KVL)	قانون كيرشوف للجهود
Kirchhoff's current law (KVL)	قانون كيرشوف للتيارات

-L-

Layout circuit	الدارة المطبوعة
Linear circuit	دارة خطية
Linear circuit (IC)	دارة تكاملية خطية
Light Emitting Diode (LED)	ثنائي الإصدار الضوئي
Load Line	خط الحمل
Logarithmic	لوغاريتمي
Logic Function	تابع منطقي
Logic Level	مستوى منطقي
Loop	حلقة
Low-pass Filter	مرشح تمرير منخفض

-M-

Majority carriers	حوامل أكثرية
Matrix	مصفوفة

Maximum	أعظمي
Memory	ذاكرة
Metal	معدن
Metal Oxide-Semiconductor FET	ترانزستور تأثير الحقل من معدن ونصف ناقل
Mho	مقلوب الأوم
Microcontroller	المتحكمات المصغرة
Microprocessor	معالج مصغر
Miller capacitance	سعة ميلر
Minority carriers	حوامل أقلية
Mobility	القابلية الحركية
Modeling	نمذجة

-N-

n-Type semiconductor	نصف ناقل من النوع السالب n
N-channel JEFT	ترانزستور حقلي ذو المتصل ذو القناة N
Negative feedback	تغذية عكسية سالبة
Negative charge	شحنات سالبة
Noise	ضجيج
Nonlinear	غير خطي
Normal	طبيعي
N-P-N Transistor	ترانزستور من النوع NPN
Norton's theorem	نظرية نورتون

-P-

Partial	جزئي
P-channel JEFT	ترانزستور حقلي ذو المتصل ذو القناة P
P-Type material	مادة من النوع P
Parallel	توازي
Parameters	ثوابت-معاملات
Parasitic capacitance	سعة طفيلية
Peak Inverse Voltage (PIV)	جهد القمة العكسي
Pentavalent	عنصر خماسي
Pentode	صمام خماسي
Period	دور
Permittivity	السماحية
Phase	الطور
Phosphorus	الفوسفور
Photo diode	ثنائي ضوئي
Photo transistor	ترانزستور ضوئي
Photon	فوتون
Pinch-off Voltage	جهد الانقباض (الاختناق)
Plank's constant	ثابت بلانك
P-N Junction	متصل P-N
P-N-P Transistor	ترانزستور من نوع PNP
Polynomial	كثير الحدود
Positive Feedback	تغذية عكسية موجبة

Probability	احتمال
Potential	كمون
Potential - Barrier	ارتفاع الحاجز الكموني

-Q-

Quadripole	رباعي أقطاب
Quantum physics	فيزياء الكم
Quiescent point	نقطة العمل الساكنة

-R-

Random	عشوائي
Recombination	إتحاد
Recombination Region	منطقة إعادة الاتحاد
Recovery	استعادة
Rectification	تقويم
Reference voltage	جهد مرجعي
Regulator	منظم
Relativity	النسبية
Resistance	مقاومة
Resistivity	مقاومة نوعية
Reverse bias	تحييز عكسي
Reverse resistance	مقاومة عكسية
Reverse saturation current	تيار الإشباع العكسي
Ripple	تموج
Robust Design	تصميم صلب

Room temperature	درجة حرارة الغرفة

-S-

Saturation	إشباع
Saturation Region	منطقة لإشباع
Schottky diode	ثنائي شوتكي
Schotty Transistor	ترانزستور شوتكي
Self-bias	تحييز ذاتي
Semiconductor	نصف ناقل
Sensitivity	حساسية
Series diodes	ثنائيات موصولة على التسلسل
Sheet	صفيحة
Short-circuit	دارة قصر
Siemens	سيمنس
Signal Processing	معالجة الإشارة
Silicon	مادة السيليكون
Simulation	محاكاة
Sine wave	موجة جيبيه
Single Crystal	بللورة وحيدة
Source	منبع
Square wave generator	مولد موجة مربعة
Stability	استقرار
Static characteristics	مميزات ساكنة
Storage-time	زمن التخزين

Switch	مفتاح
Sweep	مسح
Symbols	رموز

-T-

Temperature	درجة الحرارة
Tetravalent	ذرة ثلاثية التكافؤ
Tetrode	صمام رباعي
Thermal voltage	الجهد الحراري
Thevenin's Theorem	نظرية ثيفين
Threshold voltage	جهد العتبة
Thyristor	الثايرستور
Transfer characteristic	المميزة التحويلية (التبادلية)
Transfer conductance	الناقلية التبادلية
Transfer function	تابع النقل
Transformer	محول
Transistor	ترانزستور
Transition capacitance	سعة العبور
Triac	الترياك
Tunnel diode	ثنائي نفقي

-U-

Uni-Juction Transistor	ترانزستور وحيد المتصل
Unipoler	وحيد القطبية

-V-

Valence electrons	الكترونات تكافؤ
Valence orbit	مدار التكافؤ
Varactor diode	ثنائي الفاراكتور(ثنائي ذو السعة المتغيرة)
Varieties	تنوع
Volt-Ampere characteristic	مميزة الفولت أمبير
Voltage – divider bais	التحييز باستخدام مقسم جهد
Voltage regulator	منظم جهد

-W-

Wave	موجة
Wave form generator	مولد شكل موجة

-X-

XOR gate	بوابة عدم التكافؤ

-Z-

Zener diode	ثنائي زينر
Zener region	منطقة زينر
Zener regulation	منظم زينر
Zener resistance	مقاومة زينر

REFERENCE

المراجع الأجنبية

1- Robert L. Boylestqd, Louis Nashelsky: "Electronic Devices and Circuit Theory", 9th Edition, By Pearson, 2006.

2- W.Kletiz: "digital Electronics", 9th Edition, By Pearson, 2005

3- D.Hodges, H. Jackson, R. Saleh: "Analysis and Design of Digital Integrated Circuits", Third Edition, By Pearson, 2005.

4- T.Floyd: "Electronique Composantes et Systèmes d'Application ", 2th Edition, Reynald Goulet, 1999.

5- S. Burns, P. Bond: "Principles of Electronic Circuits", Second Edition, By PWS, 1997.

6- Malvino: " Electronic Principles", By MacGraw-Hill, 1984.

المراجع العربية

1- د.م. محمد المحمد و د.م. محمد جلال ترمانيني، "الهندسة الالكترونية" منشورات جامعة حلب، كلية الهندسة الكهربائية و الالكترونية، عام 2008.

2- د.م. فائق عراج، "هندسة الالكترونية" منشورات جامعة تشرين، كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية و ، عام 2007.

3- د.م. صادق علي، "هندسة الالكترونية" منشورات جامعة تشرين، كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية و ، عام 2006.

تم تدقيق الكتاب علمياً من قبل

الدكتور عبد الله غندور

الأستاذ في كلية الهندسة

الميكانيكية و الكهربائية

جامعة البعث

الدكتور معين يونس

الأستاذ المساعد في كلية الهندسة

الميكانيكية و الكهربائية

جامعة تشرين

الدكتور فائق عرّاج

الأستاذ المساعد في كلية الهندسة

الميكانيكية و الكهربائية

جامعة تشرين

تم تدقيق الكتاب لغوياً من قبل

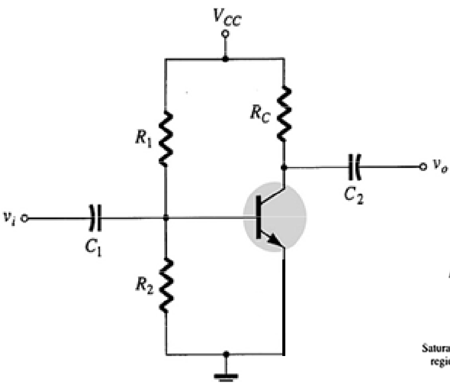
الدكتورة فوزية زوباري

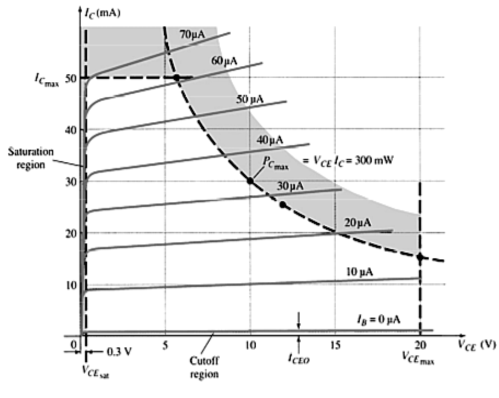
الأستاذة في كلية الآداب و العلوم الإنسانية، قسم اللغة العربية

جامعة تشرين

Tishreen University
Faculty of Mechanical & Electrical Engineering
Computer and Automatic Department

Principles of Electronic Engineering





By

Dr. Eng. AlSamawal SALEH

Instructor, Department of communication & Electronic

Academic Year
2010-2011

سعر البيع للطالب
/ 250 / ل س