أسس الهندسة الإلكترونية


وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

منشورات جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

أسس الهندسة الإلكترونية

الدكتور المهندس
عبد الرزاق البدوية
أستاذ النظم الإلكترونية

الدكتور المهندس
لديم شاهين
أستاذ الدارات المتكاملة

جامعة دمشق

١٤٢٨-١٤٢٩ هـ
٢٠٠٧-٢٠٠٨ م


وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

فهرس الكتاب

الموضوع	رقم الصفحة
مقدمة الكتاب.	١١
الفصل الأول: نظرية أصناف النواقل.	١٣
1-1) مقدمة.	١٣
1-2) الإلكترونات والثقوب في نصف ناقل نقي.	١٦
1-3) الناقلية لنصف ناقل.	٢٢
1-4) تركيزات حوامل الشحنة في نصف ناقل نقي.	٢٤
1-5) الشوائب المعطية والمستقبلة.	٣٢
1-6) كثافة الشحنة في نصف ناقل.	٣٦
1-7) مستوى فيرمي في نصف ناقل مشوب.	٣٧
1-8) الانتشار.	٣٩
1-9) زمن البقاء لحوامل الشحنات.	٤١
1-10) معادلة الاستمرار.	٤٣
1-11) تأثير هول.	٥١
1-12) فكرة حاجز القدرة الكوني.	٥٣
الفصل الثاني: ثنائي الوصلة (Pn).	٥٧
2-1) النظرية النوعية لوصلة (Pn).	٥٧

الموضوع	رقم الصفحة
2-2) بنية الحزم الطاقية لوصلة (Pn) بدارة مفتوحة.	٦٠
2-3) مركبات التيار في الثنائي (pn).	٦٤
2-4) النظرية الكمية لتيارات الثنائي (Pn).	٦٧
2-5) الوصلة (Pn) بتطبيق انحياز أمامي.	٧٣
2-6) الوصلة (pn) بتطبيق انحياز عكسي.	٧٤
2-7) الانهيار.	٧٧
2-8) مقاومة الثنائي.	٧٩
2-9) مكثفات الوصلة.	٨١
2-10) أزمات التبديل للثنائي (Pn).	٩٠
2-11) نظرية الثنائي نصف الناقل.	٩٥
2-12) تطبيقات الثنائي.	١١٢
2-12-1) التقويم.	١١٢
2-12-2) الترشيح.	١١٦
2-12-3) المحدّدات.	١٢٢
2-12-4) مزيحات الإشارة.	١٢٨
2-12-5) دارات التبديل.	١٣٤
الفصل الثالث: ثنائيات خاصة.	١٤٧
3-1) ثنائيات زينر.	١٤٧
3-2) ثنائيات شوتكي.	١٥٨

الموضوع	رقم الصفحة
3-3) الثنائيات متغيرة السعة.	١٦٢
3-4) الثنائي المثبت للتيار.	١٦٧
3-5) الثنائي (PIN).	١٦٨
3-6) الثنائي ذو استعادة الخطوة.	١٦٩
3-7) الثنائي النفقي.	١٧١
الفصل الرابع: الترانزيستورات ثنائية القطبية.	١٧٣
4-1) مقدمة.	١٧٣
4-2) بنية الترانزيستور.	١٧٣
4-3) عمل الترانزيستور الأساسي.	١٧٦
4-4) تمثيل الترانزيستوربدارة ايبر- مول المكافئة	١٨٤
4-5) أنماط عمل الترانزيستور.	١٨٩
4-6) دارات الترانزيستور.	١٩٣
4-7) مكبر الباعث المشترك.	١٩٨
4-8) اعتبارات الاستطاعة.	٢٠٦
4-9) مكثفات التمرير والربط.	٢١٠
4-10) خط الحمل المتناوب لتشكيلة الباعث المشترك.	٢١٢
4-11) تحليل وتصميم.	٢١٨
4-12) مكبر التابع الباعثي.	٢٣٠
4-13) استقرار الانحياز.	٢٣٦

الموضوع	رقم الصفحة
الفصل الخامس: الترانزيستورات ذات الأثر الحقلي.	٢٧١
5-1) مقدمة.	٢٧١
5-2) أنواع الترانزيستور FET.	٢٧٣
5-3) بنية وعمل الترانزيستور ذي الأثر الحقلي ذي الوصلة.	٢٧٤
5-4) بنية وعمل الترانزيستورات MOSFET.	٢٩٠
5-5) انحياز الترانزيستور FET.	٢٩٩
5-6) التحليل البياني لمكبرات الـ FET.	٣٠٥
5-7) التأثيرات الحرارية في الترانزيستورات FET.	٣٠٨
5-8) مقارنة بين منحنيات خواص التحويل.	٣١٣
5-9) أنواع أخرى من الترانزيستورات FET.	٣١٤
5-10) الطبقة القاعدية (الأساس).	٣٢٠
5-11) إمكانية عكس المصرف والمنبع.	٣٢٢
5-12) حماية الدخل في الترانزيستور MOSFET.	٣٢٣
5-13) الترانزيستور JFET كمقاومة محكومة بالجهد.	٣٢٥
الفصل السادس: الوسائل ذات المقاومة الديناميكية السالبة.	٣٢٩
6-1) مقدمة.	٣٢٩
6-2) العائلة التايريستورية.	٣٣٠
6-2-1) مقدمة.	٣٣٠
6-2-2) المقوم السيليكوني التحكمي.	٣٣١

الموضوع	رقم الصفحة
6-2-3) ثنائيات شوكلي.	٣٣٩
6-2-4) قدح المقوم السيليكوني التحكمي.	٣٤٠
6-2-5) التحكم بالاستطاعة.	٣٤٦
6-2-6) القاطع السيليكوني التحكمي.	٣٥١
6-2-7) الدياك والترياك.	٣٥٤
6-3) الترانزيستور وحيد الوصلة.	٣٦٢
6-4) الترانزيستور وحيد الوصلة المبرمج.	٣٧٨
الفصل السابع: الإلكترونيات الضوئية.	٣٨٥
7-1) مقدمة.	٣٨٥
7-2) التحويل الضوئي الكهربائي.	٣٨٦
7-3) عناصر الإلكترونيات الضوئية.	٣٨٨
7-3-1) خلايا التوصيل الضوئية.	٣٩٠
7-3-2) الثنائيات الضوئية.	٣٩٥
7-3-3) الترانزيستورات الضوئية.	٤٠٠
7-3-4) المقوم السليكوني الفعال ضوئياً.	٤٠٥
7-3-5) الخلايا الشمسية.	٤٠٧
7-3-6) الثنائيات المصدّرة للضوء.	٤١١
7-3-7) الثنائي الليزري.	٤١٨
7-3-8) أدوات الربط البصرية.	٤٢٢

الموضوع	رقم الصفحة
7-4) الإظهار بواسطة البلورات المائعة.	٤٢٦
7-5) الإظهار بواسطة TFT LCD.	٤٣٣
معجم المصطلحات الهندسية الإلكترونية.	٤٣٧
أسماء المراجع.	٤٦٩
ملحقات.	٤٧١
I) القيم القياسية للمقاومات.	٤٧٣
II) ثوابت ومعاملات تحويل.	٤٧٥
III) صانعوا أنصاف النواقل.	٤٧٧
IV) اشتقاق بعض المعادلات.	٤٧٩
V) نظريات الشبكة.	٤٨٥
VI)الضجيج في الأنظمة الالكترونية .	٥١١
VII)النشرات الفنية لبعض العناصر نصف الناقلة.	٥٢٣
VIII) أشكال ملونة توضيحية لبعض الوسائل الالكترونية .	٥٣٩

مقدمة

هذا الكتاب /أسس الهندسة الإلكترونية/ مخصص لطلبة كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بأقسامها الكهربائية المتعدّدة:

قسم الحواسيب والأتمتة- قسم الإلكترونيات والاتصالات- قسم الهندسة الطبية- قسم هندسة الطاقة الكهربائية، كأوّل مقرر يدرسه طلاب هذه الأقسام في مجال الهندسة الإلكترونية، خاصة من وجهة نظر الوسائل الإلكترونية نصف الناقلة؛ نظرية، بنية، خصائص، تطبيقات أساسية.

ينقسم هذا الكتاب إلى سبعة فصول رئيسية، مع بعض الملحقات الأساسية ومعجم للمصطلحات الإنكليزية العربية.

يبحث الفصل الأوّل بشكل موجز ولكنه كافي (بالنسبة لغير الاختصاصيين) في نظرية أنصاف النواقل، ليكون مدخلاً للفصل الثاني والثالث المخصّصين لدراسة الثنائيات نصف الناقلة؛ الثنائي ذي الوصلة (pn)، وبعض الثنائيات الخاصّة.

يبحث الفصل الرابع دراسة الترانزيستورات ثنائية القطبية ذات الوصلة (BJT) كبنية وخصائص، بينما يبحث الفصل الخامس دراسة النوع الثاني الرئيس أو الأساسي من الترانزيستورات وهي الترانزيستورات ذات الأثر الحقلي (FET) وبأنواعها المتعدّدة الرئيسية، أيضاً كبنية وخصائص فقط.

الفصل السادس متخصص لدراسة بعض العناصر نصف الناقلة، ذات المقاومة الديناميكية السالبة مثل التايريستورات والترانزيستورات وحيد الوصلة العادي والمبرمج، بينما خصص الفصل السابع لدراسة عناصر الإلكترونيات الضوئية.

نأمل أن نكون قد قدّمنا في هذا الكتاب دراسة شاملة وعلمية للعناصر تصف الناقلة ونظريتها كأساس للهندسة الإلكترونية المتطوّرة بشكل سريع التي تخدم كافة مجالات تطبيقات الهندسة الإلكترونية، مثل أنظمة الاتصالات وأنظمة الحواسيب وأنظمة نقل القدرة والتحكّم بالطاقة.

دمشق في ٢٩ / ٤ / ٢٠٠٣ المؤلفان

جامعة دمشق Damascus University

الفصل الأول

نظرية أنصاف النواقل

SEMICONDUCTORS

1-1) مقدمـــــة:

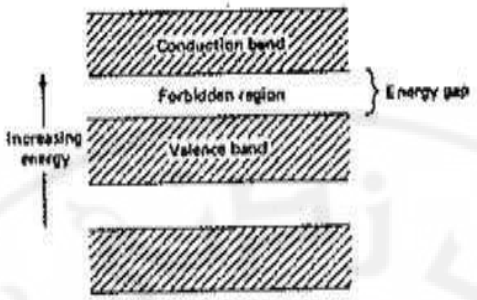
تشكل وسائل الأجسام الصلبة الإلكترونيـــة Solid State devices البنيـــان الأساسي أو الرئيس الآن لعالم الإلكترونيات الحديث، فإضافة إلى الوثوقية، والحجـــم الصغير، وامتصاص الطاقة المنخفض، فإن هذه الوسائل تعتبر الآن حجر الأســـاس في تبسيط الدارات الإلكترونية المعقدة التي نحتاج إليها لإنجاز مختلف المشاريع المعاصرة التي أصبحت تعتمد شيئا فشيئا على ما يسمى بالميكرو إليكـــترونيك Microelectronic أو الإليكترونيات الدقيقة.

كما نعلم سابقا من الفيزياء العامة يحتوي كل عنصر من العناصر الموجـــودة في الطبيعة على نوع واحد من الذرات atom. تختلف ذرة الحديد مثلا عن ذرة النحـــاس فقط في ترتيب الجزئيات الأساسية وعددها.

يمكن لبعض العناصر المختلفة أن تتحد كيميائيا، وفي هذه الحال فإن المادة الناتجة تدعى مركب compound. تحتوي الذرة في كل عنصر على نواة تدور مـــن حولهـــا الإلكترونات. تحتوي النواة Nucleus خواصا كهربائية مفيدة لنا، بينما للإلكترونـــات والبروتونات ذات أهمية كبرى. تساوي كتلة البروتونات حوالي (2000) مرة من كتلـــة الإلكترونات، بينما للنيترونات كتلة البروتونات نفسها. إن الأهم من ذلك هو الشحنة الكهربائية electric Charge لهذه الجزيئات Particles التي تعتبر المسؤولة عن مســـألة

التدافع والتجاذب داخل الجزيئات. وحدة القياس للشحنات هي الكولون Coulomb. تدعى شحنة الإلكترونات اعتباطاً بأنها سالبة negative، بينما شحنة البروتونات معاكسة لها أي موجبة Positive. قيمة هذه الشحنة السالبة أو الموجبة، حوالي ($1.6\times10^{-19}C$)، وليس للنيترونات أية شحنة.

تدور الإلكترونات حول النواة بمستويات طاقة خاصّة. تحتوي الإلكترونات الأقرب إلى النواة طاقة أقلّ من تلك الأبعد عن النواة، تقاس الطاقة عادة في دراسة الإلكترونيات وبالاليكتروفولت (ev) بدلاً من الجول (goule)، وهو كمية الطاقة اللازمة لتحريك إلكترون عبر فرق كمون يساوي فولتاً واحداً. تشكّل المواد بشكل عامّ برباط bond من ذرّات عديدة. عندما ترتبط الذرات بعضها مع بعض. تندمج مستويات الطاقة Energy levels الخاصّة بالإلكترونات برباطات مشكلة حالات الطاقة المسموحة. يسمّى ما يفصل بين هذه الرباطات بالثغرات الطاقية energy gaps أو بحزم الطاقة الممنوعة Forbidden energy bonds، ولا يوجد فيها أي إلكترون يمكن. للإلكترونات بتهييج الذرّة (أي إضافة طاقة لها)، أن تتغلّب على الثغرة الطاقية وتتحرّك إلى حزمة أكثر بعداً عن النواة. وتدعى حزمة الطاقة الأبعد لذرّة غير مهيجّة unexcited a tom بحزمة التكافؤ Valence band، ولو أضيفت الطاقة إلى الذرّة بشكل كافي فإنّ الإلكترونات يمكن أن ترفع إلى الحزمة الناقلة Conduction band، حيث تكون حرة نسبياً ويمكنها التحرك دون أن تساهم في تركيب أي ذرة خاصة. يبين الشكل (1-1) مخطط حزمة التكافؤ وحزمة النقل حيث تفصل بينهما الثغرة الطاقية.

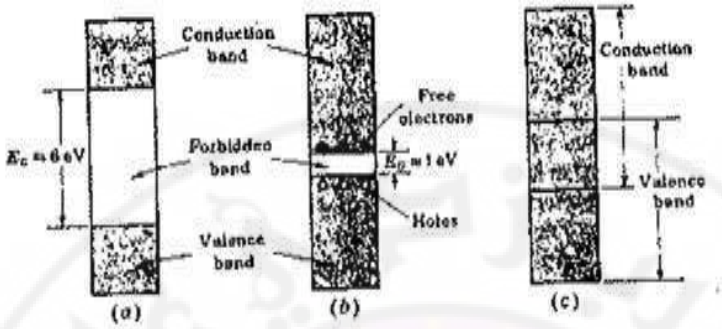


الشكل (1-1)

تدعى الذرة التي تمتلك من الإلكترونات أكثر أو اقل من العدد الطبيعي لها متأينة ionized سلبياً أو إيجابياً. تتميز بعض المواد عادة بثغرة طاقية عريضة wide، حيث أن إلكترونات التكافؤ Valence electrons لا تستطيع بسهولة أن ترتفع إلى الحزمة الناقلة إلا بعد تطبيق كمية كبيرة نسبياً من الطاقة عليها، وبذا تدعى هذه المواد بالعوازل الكهربائية electric insulators. من جهة أخرى، هنالك عناصر تتشابك فيها حزم التكافؤ والنقل overlap (أي لا يوجد ثغرة طاقية)، ولهذه العناصر تدعى بالنواقل الكهربائية electric Conductors، حيث تكون الإلكترونات الناقلة متوفرة دوماً.

بين هذين النوعين من المواد يوجد ما يسمّى بأنصاف النواقل Semiconductor، وهي العناصر التي تكون فيها الثغرة الطاقية التي تفصل بين حزمة التكافؤ وحزمة النقل، بقيمة متوسطة بين العوازل والنواقل. يبين الشكل (1-2) العلاقة المتبادلة بين الثغرة الطاقية وخواص المواد الكهربائية.

Damascus University



الشكل (2-1)

1-2) الإلكترونات والثقوب في نصف ناقل نقي:

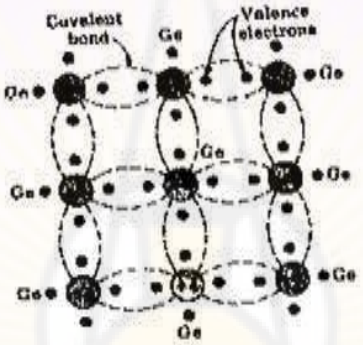
Electrons and Holes in an intrinsic Semiconductor

من المعلوم سابقاً أنّ الناقلية Conductivity متناسبة مع تركيز الإلكترونات الحرّة في (n) في المعادن، حيث تساوي:

$$\sigma = n.e.\mu \qquad \frac{1}{\Omega.m} \qquad \ldots\ldots\ldots\

من المواد نصف الناقلة المشهورة في صنع الوسائل الإلكترونية electronic device هما: الجرمانيوم Germanium والسيليكون Silicon.

تشتمل البنية الكريستالية crystal Structure لهذه المواد على تكرار منتظم ثلاثي الأبعاد له شكل رباعي السطوح tetrahedron حيث توجد ذرّة atom في كل ذروة Vertex. هذه البنية تمّ تبسيطها بشكل ذي بعدين كما في الشكل (3-1).

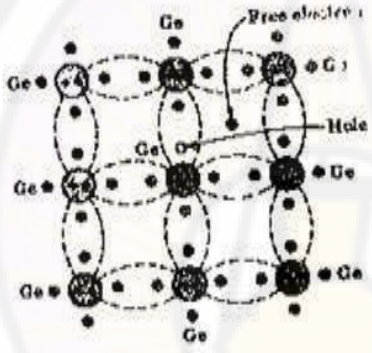


الشكل (3-1)

يحتوي الجرمانيوم على (32) إلكترون في البنية الذرّية، والسيليكون على (14) إلكترون. في كلا العنصرين تساهم الذرة atom في مدارها الخارجي بأربعة إلكترونات تكافؤ، لذا يدعى هذان العنصران عنصرين رباعيّا التكافؤ tetravalent. إنّ قلب الشاردة الخاملة inert ionic core لعناصر الجرمانيوم والسليكون تحمل شحنة موجبة (4+) مقاسة بواحدات الشحنة الإلكترونية. إنّ قوى الترابط binding Forces بين الذرات المتجاورة تنتج من حقيقة أن كل إلكترونات التكافؤ لذرة الجرمانيوم مشتركة is shared ويوجد تكافؤ بين كل إلكترونين متجاورين. هذا الرباط الذري covalent

bond ممثّله في الشكل السابق الخطوط المنقطة التي تربط كل ذرّة مع مجاوراتها.

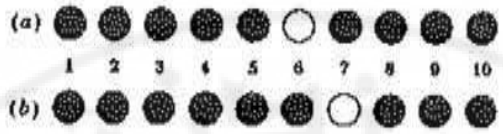
عندما تكون درجة الحرارة منخفضة جداً ($0^{O}K$) فإنّ البنية المثالية هي تلك المبينة بالشكل (3-1)، أي لا يوجد أي إلكترون حرّ، وبالتالي بلّورة نصف الناقل تسلك كعازل. من جهة أخرى، في درجة حرارة الغرفة، بعضاً من الرباطات الذرية covalent bonds سوف تنكسر نتيجة للطاقة الحرارية النائجة والمطبقة على المادّة، وبالتالي يوجد بعض الإلكترونات الحرّة وإمكانية التوصيل الكهربائي. هذه العملية مبينة بالشكل (4-1).



الشكل (4-1)

في هذا الشكل نجد أنّ إلكتروناً كان موجوداً ضمن رباطه الذرّي قد انفلت من مكانه ليصبح حرّاً يتحرّك عشوائياً داخل المادة. إن الطاقة اللازمة (Eg) لكسر هذا الرباط الذري تساوي حوالي (0.72ev) بالنسبة للجرمانيوم وحوالي (1.1ev) بالنسبة للسيليكون وذلك عندما تكون درجة حرارة الغرفة عادية. إنّ غياب إلكترون عن رباطه الذرّي ممثل بالشكل (4-1) بدائرة صغيرة، ومثل هذا الرباط غير الكامل يدعى بالثقب hole. إن أهمية الثقب هو أن يمكن أن يخدم كحامل شحنة كهربائية مقارنة مع

فعالية الإلكترون الحرّ.



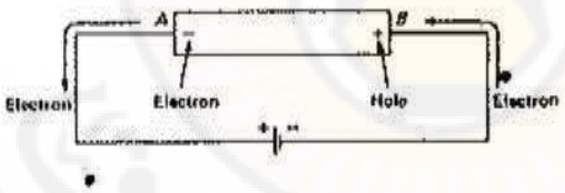
الشكل (5-1)

إن الآلية التي بواسطتها يساهم الثقب في عملية التوصيل الكهربائي يمكن شرحها كما يلي: عند حدوث رباط غير مكتمل بحيث يوجد ثقب معين في البلّورة، فإنه من السهل لإلكترون تكافؤ موجود في ذرة مجاورة أن يترك رباطه الذري ويملأ هذا الثقب. يتحرّك الإلكترون من رباطه لملئ الثقب ولكن تاركاً بنفس الوقت ثقباً آخر عند مكانه الأصلي. لذلك فإن الثقب يتحرّك حقيقة في الاتجاه المعاكس لحركة الإلكترون. الثقب الجديد هذا، يمكن الآن أن يُملأ بواسطة إلكترون من رباط ذري آخر،وبالتالي سيتحرك نتيجة لذلك الثقب خطوة أخرى في الاتجاه المعاكس لحركة الإلكترون وهكذا..... في هذا السياق نحن نتكلم عن آلية التوصيل الكهربائي والتي لا تشمل إليكترونات حرة بل ثقوباً فقط. هذه الظاهرة مبينة تخطيطياً Schematically في الشكل (5-1)، حيث تشير الدائرة داخلها نقطة إلى رباط كامل، بينما تشير الدائرة الفارغة إلى ثقب. يبين الشكل (5-1a) صفاً من عشرة شوارد ions مع وجود رباط ذري منكسر (أو ثقب عند الشاردة رقم (6). لنتصور الآن أنّ الإلكترون تحرك من الشاردة رقم (7) إلى الثقب الموجود عند الشاردة رقم (6)، بحيث ينتج لدينا الشكل رقم (5-1b). لو أننا قارنا هذا الشكل مع الشكل (5-1a)، فسوف نرى وكأن الثقب في (a) قد تحرك باتجاه اليمين في (b) (أي من الشاردة رقم 6 إلى الشاردة رقم 7).

هذه المناقشة تشير إلى أن حركة الثقب باتجاه ما يعني حقيقة انتقال شحنة سالبة بمسافة مساوية في الاتجاه المعاكس. بما أننا سنهتم فيما بعد بتدفق التيار الكهربائي، فإن الثقب يسلك كشحنة موجبة قيمتها تساوي قيمة الشحنة الكهربائية المعروفة للإلكترون، ويمكننا اعتبار الثقوب تتضمن من الناحية الفيزيائية حركة تساهم بمسألة تدفق التيار الكهربائي.

في نصف الناقل النقي pure يكون عدد الثقوب مساوياً عدد الإلكترونات الحرة. يمكن للتهييج الحراري Thermal agitation أن يواصل توليد أزواج من الإلكترونات والثقوب الجديدة، وفي الوقت نفسه تختفي أزواج أخرى من الإلكترون والثقوب نتيجة لما يسمى بالاندماج recombination.

لنأخذ كمثال على النقل في نصف الناقل النقي المثال التالي المبين بالشكل (1-6).



الشكل (1-6)

يوجد بالطبع العديد من أزواج الإلكترونات والثقوب، حيث يظهر واحداً منها فقط للتسهيل. ما يحدث في الواقع داخل القضيب نصف الناقل Semiconductor bar هو ما يلي:

١- إلكترونات النقل داخل القضيب تنجذب نحو النهاية (A)، وتتدفق خلال

سلك التوصيل إلى القطب الموجب للبطارية. تترك إلكترونات أخرى القطب السالب للبطارية وتدخل القضيب نصف الناقل في النهاية (B). لذا هناك تدفق مستمر للإلكترونات بعكس عقارب الساعة.

٢- تنجذب الثقوب في القضيب نحو النهاية (B) والتي بمجرد وصولها تعدّل شحنتها Neutralized بواسطة الإلكترونات الداخلة نصف الناقل من السلك قرب (B)، وهذا ما يدعى بعملية الاندماج recombination Process. في الوقت نفسه تكسر بعض إلكترونات التكافؤ القريبة من (A) رباطها الذري، وتدخل السلك باتجاه القطب الموجب من البطارية. إن كسر الرباطات الذرية هي عملية توليد الشحنة Charge generation التي من خلالها تتولد الثقوب والإليكترونات معاً. إذاً لدينا ثقوب تظهر في (A) متحركة باتجاه (B) وتختفي فيها. الأثر الصافي لذلك هو تدفق الثقوب باتجاه عقارب الساعة حول الدارة.

٣- هنالك استمرارية بتوليد واندماج الشحنات. يجب الانتباه إلى أنه لا توجد ثقوب في الدارة الخارجية. تمثل الثقوب المختفية في (B) تمثل الإلكترونات الداخلة في (B)، بينما الثقوب الظاهرة في (A) تمثل الإلكترونات التاركة (A). إن التيار الكلي في الدارة الخارجية يكون ناتجاً عن تدفق الإلكترونات باتجاه عكس عقارب الساعة، كما لو أن القضيب نصف الناقل عبارة عن مقاومة بسيطة. يقسم التيار داخل النصف ناقل، إلى مركبتين أساسيتين هما تيار الثقب وتيار الإلكترون.

٤- إذا غذي نصف الناقل بطاقة أكبر، تتولد أزواج من الثقوب والإلكترونات أكثر، مقدمة مرور تيار أعلى وتناقصاً في المقاومة الأومية للقضيب نصف الناقل. قيمة المقاومة النموذجية للمادة النقية عند درجة حرارة الغرفة (300 °K) هي (45 $\Omega.cm$) للجرمانيوم وحوالي (230 $K\Omega.cm$) للسيليكون. القيمة العالية لمقاومة السيليكون

نابعة عن الثغرة الطاقية الكبيرة الموجودة بين حزمة التكافؤ وحزمة النقل (1.1ev) مقارنة مع الجرمانيوم (0.72ev). يبين الجدول (1-1) بعض المعاملات لكل من السيليكون والجرمانيوم.

Properties of germanium and silicon†

Property	Ge	Si
Atomic number	32	14
Atomic weight	72.6	28.1
Density, g/cm³	5.32	2.33
Dielectric constant (relative)	16	12
Atoms/cm³	4.4×10^{22}	5.0×10^{22}
E_{00}, eV, at 0°K	0.785	1.21
E_0, eV, at 300°K	0.72	1.1
n_i at 300°K, cm^{-3}	2.5×10^{13}	1.5×10^{10}
Intrinsic resistivity at 300°K, Ω-cm	45	230,000
μ_n, cm²/V-sec	3,800	1,300
μ_p, cm²/V-sec	1,800	500
D_n, cm²/sec = $\mu_n V_T$	99	34
D_p, cm²/sec = $\mu_p V_T$	47	13

† G. L. Pearson and W. H. Brattain, History of Semiconductor Research, *Proc. IRE*, vol. 43, pp. 1794–1806, December, 1955. E. M. Conwell, Properties of Silicon and Germanium, Part II, *Proc. IRE*, vol. 46, no. 6, pp. 1281–1299, June, 1958.

جدول (1-1)

1-3) الناقلية لنصف ناقل –

conductivity of a Semiconductor

عند كل زوج يتولد من الإلكترونات والثقوب، ينتج جزيئان حاملان للشحنة. الأول سالب (إلكترون حر Free electron) ذو حركية mobility (μ_n)، والآخر

موجب (ثقب hoLe) ذو حركية (μ_p). هذان الجزيئان يتحركان باتجاهات متعاكسة ضمن حقل كهربائي (ε) مولدين تيارين لهما الاتجاه نفسه. لذلك يمكننا أن نكتب أن كثافة التيار current density (J) الناتج يمكن أن يعطى بالعلاقة التالية:

$$J = (n\mu_n + p\mu_p)e.\varepsilon = \sigma.\varepsilon \quad \ldots\ldots (1-2)$$

حيث: n = قيمة تركيز الإلكترونات الحرة السالبة.

p = قيمة تركيز الثقوب الموجبة.

σ = الناقلية $(\frac{1}{\Omega.m})$.

أي أن الناقلية تعطى بالعلاقة:

$$\sigma = (n\mu_n + p\mu_p)e \quad \ldots\ldots (1-3)$$

بالنسبة لنصف ناقل نقي Pure (colled intrinsic) يكون عادة:

$n = p = n_i$ حيث n_i هو التركيز النقي intrinsic concentration .

في الجرمانيوم النقي مثلا وعند درجة حرارة الغرفة يتولد زوج واحد من الإلكترونات والثقوب لكل 20×10^9 ذرة جرمانيوم تقريبا. بزيادة درجة الحرارة تتزايد كثافة أزواج الإلكترونات والثقوب المتولدة وبالتالي تتزايد الناقلية. سوف يبرهن لاحقا أن التركيز النقي يتغير مع درجة الحرارة طبقا للعلاقة التالية:

$$n_i^2 = Ao.T^3.e^{-Ego/KT} \quad \ldots\ldots (1-2)$$

نلاحظ من المادة أن ناقلية الجرمانيوم (أو السيليكون) تتزايد تقريبا بالمقدار 6 (أو 8) بالمئة لكل زيادة درجة حرارة واحدة. هذا التغير الكبير في الناقلية مع درجة الحرارة يحد من استخدام نصف الناقل النقي كعنصر دارة أساسي. إلا أن هذا التغير في

الناقلية مع درجة الحرارة يمكن أن يكون مفيدا في بعض التطبيقات كعناصر حساسة لدرجة الحرارة أو ما يسمى بالثيرميستورات Thermistors (المقاومة الحرارية). لكن من الناحية العملية باعتبار أن خواص السيليكون والجرمانيوم حساسة جدا للشوائب يفضل استخدام بعض الخلائط من الأكاسيد مثل: Nio, Mn_2o_3, Co_2o_3.

1-4) تركيزات حوامل الشحنة في نصف ناقل نقي:

Carrier concentration in an intrinsic Semiconductor

1-4-a) عدد الإلكترونات في حزمة النقل

The number of electrons in C.B:

من دراسة خواص النقل في المعادن يمكننا أن نكتب كنتيجة أن عدد إلكترونات النقل conduction electrons لكل متر مكعب التي تقع طاقتها بين (E, E+ dE) يساوي:

$$dn = N(E).F(E).dE \quad \ldots\ldots (1-5)$$

حيث: N(E) تمثل كثافة الحالات (عدد الحالات لكل إليكترو فولت ولكل متر مكعب) في الحزمة الناقلة. "density of states"

F(E) تمثل احتمال the probability مستوى من الطاقة مشغول occupied بواسطة إلكترون، ويدعى رياضيا بتابع فيرمي Fermi Function .

إن كثافة الحالات N(E) density of states يمكن أن تكتب كما يلي:

$$N(E) = \gamma (E - Ec)^{1/2} \quad \ldots\ldots (1-6)$$

حيث: Ec هو أخفض مستوى طاقة في حزمة النقل.

γ هو ثابت يحدد كما يلي:

$$\gamma = \frac{4\pi}{h^3}(2m)^{3/2}(1.60\times10^{-19})^{3/2} = 6.82\times10^{27}\left[\frac{1}{m^3\,ev^{3/2}}\right]$$

حيث: h ثابت بلانك (Joule- sec).

m كتلة الإلكترون بالكيلوغرام.

إن تابع فيرمي F(E) يمكن أن يعطى بالعلاقة التالية للإلكترونات:

$$F(E) = \frac{1}{1+e^{(E-E_F)/KT}} \qquad \ldots\ldots(1-7)$$

حيث: K ثابت بولتزمان (ev / °k)

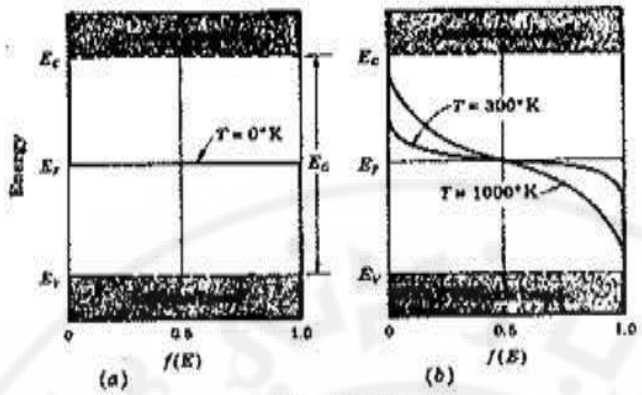
T درجة الحرارة المطلقة (°k)

E_F مستوي فيرمي Fermi Leve أو ما يسمى بالطاقة المميزة للمادة الكريستالية characteristic energy بالإلكترو فولت وهو يمثل حالة الطاقة باحتمال 50% أن تكون مملوءة في حالة عدم وجود الحزمة الممنوعة Forbidden energy، وذلك في حالة نصف الناقل النقي. وبشكل عام يمثل حالة الطاقة energy state باحتمال معين أن تكون مملوءة في حالة عدم وجود الحزمة الممنوعة.

$$ev = (1.60\times10^{-19}C)(1V) = 1.60\times10^{-19}J = 1ev$$

Mev: million ev ; Bev: billion ev.

عند درجة حرارة الغرفة تكون $KT \approx 0.03ev$. فإذا كان $E - E_F \rangle\rangle KT$ فإن: $F(E) = \frac{1}{\omega} = 0$ ، من جهة أخرى وإذا كان $E - E_F \langle\langle KT$. فإن: $F(E) = \frac{1}{1} = 1$ ، أي أن تابع فيرمي الاحتمالي عبارة عن عدد يقع بين الصفر والواحد. نرى من الشكل (1-7) والذي سنبرهنه فيما بعد أن مستوى فيرمي (E_F) يقع في منتصف الثغرة الطاقية التي تفصل بين حزمتي التكافؤ والنقل.



الشكل (7-1)

عند درجة الصفر المطلق (T = 0°k) فإن مستوى فيرمي الذي هو تخطيطا لتغير تابع فيرمي مع الطاقة- يقع بشكل خط مستقيم في منتصف الثغرة الطاقية. عند درجة حرارة الغرفة تتهيج بعض الإلكترونات إلى طاقات أعلى وسوف تملأ بعض الحالات قرب أسفل حزمة النقل (Ec). بشكل مماثل، فإنه بالقرب من قمة حزمة التكافؤ (Ev)، فإن احتمال الانشغال the probability of occupancy تتناقص عن الواحد بسبب أن بعض الإلكترونات سوف تنفلت من رباطاتها الذرية وتتواجد لاحقا في حزمة النقل. إذا زدنا درجة الحرارة أكثر يصبح شكل مستوى فيرمي (أو تغير تسابع فيرمي مع الطاقة) كما هو مبين بالشكل السابق (7-1) ليدل على انفلات أكبر للإلكترونات من حزمة التكافؤ إلى الحزمة الناقلة.

إذا كاملنا المعادلة السابقة (5-1) نحصل على تركيز الإلكترونات في الحزمة الناقلة، أي:

$$n = \int_{E_C}^{\infty} N(E)F(E)dE \qquad \ldots\ldots(1-8)$$

ففي حالة $E \geq E_C$ فإن: $E - E_F \rangle\rangle KT$ وبالتالي نجد أن:

$$F(E) = e^{-(E-E_F)/KT}$$

بالتبديل مع N(E) في المعادله (1-8)، نكتب:

$$n = \int_{E_C}^{\infty} \gamma (E - E_C)^{1/2} e^{-(E-E_F)/KT} \, dE \ldots\ldots\ldots\ldots (1-9)$$

بإجراء المكاملة نجد:

$$n = N_C . e^{-(E_C - E_F)/KT} \ldots\ldots\ldots\ldots (1-10)$$

حيث:

$$N_C = 2\left(\frac{2\pi m_n KT}{h^2}\right)^{3/2} (1.60 \times 10^{-19})^{3/2}$$

$$= 2\left(\frac{2\pi m_n \bar{K} T}{h^2}\right)^{3/2} \ldots\ldots\ldots\ldots (1-11)$$

حيث: K ثابت بولتزمان (Joules / °K)

$\bar{K}$ ثابت بولتزمان (ev / °K)

m_n الكتلة الفعالة للإلكترون effective mass ، حيث استبدلت بدلا من m في معادلة نر.

إن استخدام الكتلة الفعالة بزيل مشكلة الخصائص الكوانتية quantum Features للمادة والتي تسمح لنا اعتبار أن الإلكترونات (أو الثقوب) تستجيب فقط للحقول الخارجية وليس لأي حقل داخلي دوري مولد بواسطة بنية المادة الكريستالية، وبالتالي يسمح لنا باستخدام قوانين نيوتن Newton's Laws لتحديد تأثير القوى الخارجية على الإلكترونات والثقوب داخل المادة الكريستالية.

1-4-b) عدد الثقوب في حزمة التكافؤ-

The number of holes in valence band

بما أن قمة حزمة التكافؤ (القدرة الأعظمية) هي (Ev)، فإن كثافة الحالات في حزمة التكافؤ هي:

$$N(E) = \gamma(E_v - E)^{1/2} \quad \ldots\ldots\ldots\

$$p = N_V . e^{-(E_F - E_V)/KT} \quad \text{.....(1-15)}$$

حيث تعطى Nv بالمعادلة (1-11) باستبدال (m_n) بـ (m_p) الكتلة الفعالة للثقب.

1-4-c) مستوى فيرمي في نصف ناقل نقي-

the Fermi Level in an intrinsic Semiconductor:

في الواقع فإن المعادلات (1-15 ... 1-9) تطبق على أنصاف النواقل النقية والمشوبة. في حالة المادة النقية يضاف دليل (i) إلى رمز عدد الإلكترونات (n) والثقوب (p). بما أن البلورة نصف الناقلة يجب أن تكون متعادلة كهربائيا إذا:

$$n_i = p_i \quad \text{.....(1-16)}$$

$$N_C\, e^{-(E_C - E_F)/KT} = N_V\, e^{-(E_F - E_V)/KT}$$

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

$$E_F = \frac{E_{C_i} + E_{V_i}}{2} - \frac{KT}{2} Ln \frac{N_{C_i}}{N_{V_i}} \quad \text{.....(1-17)}$$

فإذا فرضنا أن الكتلة الفعالة للثقب والإلكترون الحر متساوية فإن: Nc =Nv وبالتالي:

$$E_F = \frac{E_{C_i} + E_V}{2} \quad \text{.....(1-18)}$$

أي أن مستوى فيرمي يقع في مركز الحزمة الممنوعة وذلك كما يبينه الشكل السابق (1-7).

1-4-d) التركيز النقي:

the intrinsic concentration:

من المعادلتين (1-10, 15) نكتب:

$$n.p - N_C.N_V e^{-(E_C-E_V)/KT} = N_C.N_V e^{-EG/KT} \quad .....(1-19)$$

إن هذا الجداء للتركيز مستقل عن مستوى فيرمي، ولكنه يعتمد على درجة الحرارة والثغرة الطاقية (EG). إن المعادلة (1-19) تصلح لأنصاف النواقل النقية والمشوبة. وبالتالي نكتب:

$$n = n_i, P = P_i = ni$$

ومنه نجد ما يسمى بقانون تأثير الكتلة mass – action low:

$$n.p = n_i^2 = cte \quad .....(1-20)$$

ونلاحظ أنه بغض النظر عن قيمة (n,p) المستقلة فإن الجداء المذكور يبقى ثابتا عند درجة حرارة معينة.

بتعويض القيم الفيزيائية في المعادلة (1-11) نجد:

$$N_C = 4.82\times10^{21}(\frac{m_n}{m})^{3/2}\ T^{3/2} \quad number/m^3 \quad .....(1-21)$$

حيث أخذنا بعين الاعتبار الثوابت التالية:

$$m = 9.109\times10^{-31}\,Kg$$

$$h = 6.62\times10^{-34}\,J.Sec$$

$$\bar{K} = 1.381\times10^{-23}\,J/^{\circ}k$$

$$K = 8.620\times10^{-5}\,ev/^{\circ}k$$

$$e = 1.602 \times 10^{-19} C$$

إن معادلة (Nv) تعطى بنفس الطريقة فبالمقارنة مع المعادلة (1-21) واستبدال (m_n) بـ (m_p) نجد:

$$N_V = 4.82 \times 10^{21} (\frac{m_p}{m})^{3/2} \ T^{3/2} \quad .....(1-22)$$

من المعادلات (1-19,21,22) نجد:

$$n.p = n_i^2 = (2.23 \times 10^{43})(\frac{m_p . m_n}{m^2})^{3/2} . T^3 \ e^{-EG/KT} .....(1-23)$$

عمليا فإن الثغرة الطاقية (EG) تعطى بالمعادلة التجريبية التالية:

$$EG = EG0 - \beta T' .....(1-24)$$

حيث EG0 الثغرة الطاقية عند درجة الحرارة O°K.

$\beta = 3.60 \times 10^{-4} ev/^\circ k$ للسيليكون

$\beta = 2.23 \times 10^{-4} ev/^\circ k$ للجرمانيوم

وهي قيم تجريبية.

بتعويض المعادلة (1-24) بالمعادلة (1-23) والتبسيط نجد:

$$ni^2 = A_0 T^3 e^{-EG0/KT} .....(1-25)$$

حيث Ao ثابت يمكن حسابه حسب المعطيات السابقة.

إن المعادلة (1-25) للتركيز تم التحقق تجريبيا من صحتها.

1-4-c) الحركية:

The mobility:

تتغير الحركية (μ) مع (T^{-m})ضمن مجال درجة حرارة (100-400 %k).

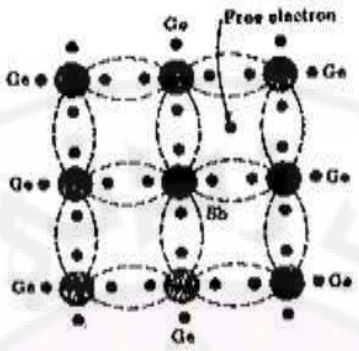
يساوي قيمة الثابت (m) للسيليكون (2.5) للإلكترونات، و (2.7) للثقوب، بينما بالنسبة للجرمانيوم (1.66) للإلكترونات و (2.33) للثقوب. تم إثبات أيضا أن الحركية تابعة لشدة الحقل الكهربائي، وتكون ثابتة فقط عند حقول شدتها: $\varepsilon < 10^3 v/cm$ في السيليكون نوع (n). بالنسبة لحقول شدتها $10^3 < \varepsilon < 0^4 v/cm$ فإن (μ_n) تتغير تقريبا مع شدة الحقل تبعا لـ $\varepsilon^{-1/2}$. بالنسبة لحقول كهربائية أقوى، فإن (μ_n) تتناسب عكسيا مع (ε) وسرعة الحوامل تقترب من قيمة ثابتة ($10^7 cm/s$).

1-5) الشوائب المعطية والمستقبلة (أنصاف النواقل المشوبة)-

Donor and acceptor impurities

إن توليد الثقوب والإلكترونات في نصف الناقل النقي لا يمكن التحكم به لأنه ناتج عن الحرارة. لذلك تضاف كميات مقاسة بعناية من الشوائب impurities إلى نصف الناقل النقي الجرمانيوم مثلا وذلك لتعديل خواصها الكهربائية وتصبح حسب الطلب. هذه العملية في إضافة الشوائب تدعى بالإشابة Doping. لو أنه استخدمت شوائب ذات خمسة إلكترونات تكافؤ Five Valence electrons ، لحصلنا على الشكل البسيط لتداخل الشوائب مع ذرات نصف الناقل النقي (Fig 1-8).

ذرات الشوائب (الأنتيموان مثلا sb) سوف تحل محل بعض ذرات الجرمانيوم في الشبكة البلورية. أربعة من إلكترونات التكافؤ الخمسة للشوائب سوف تشغل حزمة التكافؤ، والإلكترون الخامس لن يبقى في حزمة التكافؤ وسيكون متوفرا كحامل



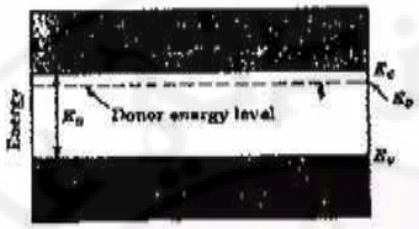
شكل (1-8)

للتيار. إن الطاقة اللازمة لتحريك الإلكترون الخامس من ذرته هي من مرتبة (0.01 ev) للجرمانيوم و (0.05ev) للسيليكون. إن الشوائب خماسية التكافؤ Pentavalent الملائمة لذلك هي: الأنيتموان antimony، أو الفوسفور Phosphorus ، أو الزرنيخ arsenic.

تدعى مثل هذه الشوائب حوامل الإلكترونات السالبة، ولذلك تدعى عادة معطيات donor، أو مادة من النوع n (n-type).

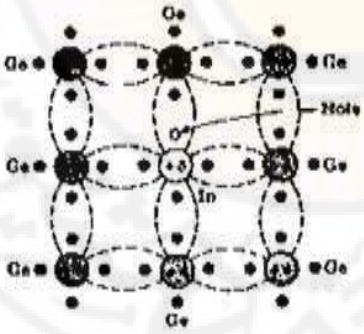
عند إضافة الشوائب المعطية إلى نصف الناقل، فإن مستويات طاقة مسموحة allowable energy levels تدخل مسافة صغيرة جدا أسفل حزمة النقل، كما هو مبين بالشكل (1-9). هذه المستويات الجديدة المسموحة من الطاقة تكون صغيرة (0.01ev) للجرمانيوم و 0.05ev للسيليكون بحيث أنه عند درجة حرارة الغرفة فإن كل الإلكترونات الخامسة fifth electrons تقريبا للمادة المعطية تظهر في حزمة النقل. في الواقع حين يطعم نصف الناقل النقي بشوائب من النوع (n)، فإنه ليس فقط يزداد

عدد الإلكترونات بل ينقص أيضا عدد الثقوب تحت ما هو متوفر عـــادة في نصـف الناقل النقي، وذلك بسبب أن العدد الأكبر من الإلكترونات الموجودة تعمل على زيادة أكبر في معدل اندماج الإلكترونات مع الثقوب.



الشكل (1-9)

الآن لو تم إضافة شوائب ثلاثية التكافؤ trivalent مثل: (البورون، الجـــاليوم، أو الأنديوم) إلى نصف ناقل نقي، فما سيحدث هو أنه ستمتلئ الثلاثة أربطـــة تكـــافؤ covalent bonds، وسيحدث فراغ vacancy في الرباط الرابع Fourth bond بشكل ما يسمى بالثقب hole. هذا الحدث مبين بالشكل (1-10).



الشكل (1-10)

مثل هذه الشوائب تولد حوامل شحنات موجبة متوفرة بسبب أنها تخلق ثقوبـــا

قادرة على استقبال الإلكترونات.هذه الشوائب تعرف نتيجة لذلك بالمستقبلات acceptor ، أو شوائب من النوع (P).

إن كمية الشوائب التي يجب إضافتها للحصول على تأثير مقبول على الناقلية، تكون عادة صغيرة جدا. مثلا لو تم إضافة شوائب من النوع المعطي بنسبة ($1part\ in\ 10^8$)، فإن ناقلية الجرمانيوم عند الدرجة (300°k) سيتضاعف بمقدار 12.

عند إضافة هذه الشوائب المستقبلة أو ذات النوع (P) إلى نصف الناقل النقي، فإنها تولد مستويات طاقة مسموحة صغيرة تقع تماما فوق حزمة التكافؤ، كما بين ذلك الشكل (1-11).



الشكل (1-11)

بما أن كمية صغيرة فقط من الطاقة لازمة للإلكترون ليترك حزمة التكافؤ ويشغل مستوى طاقة المستقبل، ينتج عن ذلك أن الثقوب المتولدة في حزمة التكافؤ بواسطة هذه الإلكترونات تشكل العدد الأكبر من الحوامل في مادة نصف الناقل.

نلاحظ كنتيجة لما سبق أن تطعيم Doping نصف ناقل نقي لا يزيد فقط الناقلية، لكنه يفيد أيضا في إنتاج ناقل بحوامل شحنات إما ثقوب بشكل أساسي، أو إلكترونات. في أنصاف النواقل ذات النوع (n)، تدعى الإلكترونات بالحوامل

لأعظمية majority carriers ، والثقوب بالحوامل الأقلية minority carriers . بينما في أنصاف النواقل ذات النوع (P) فإن الثقوب هي الحوامل الأعظمية، والإلكترونات هي الحوامل الأقلية.

1-6) كثافات الشحنة في نصف ناقل-

charge densities in a semiconductor

إن المعادلة السابقة $np = ni^2$ تبين العلاقة المتبادلة بين تركيزات الإلكترونات (n) والثقوب (p). هذه الكثافات densities تكون مرتبطة أكثر بقانون الحياد الكهربائي electrical neutrality، الذي سوف نبينه الآن بشكل حسبري algebraic form. لنسمي N_D تركيز الذرات المعطية. بما أن هذه الذرات كما ذكرنا سابقا عمليا كلها متأينة ionized فإن الشحنات الموجبة N_D بالمتر المكعب per cubic meter تتشكل بواسطة الأيونات المعطية donor ions. لذلك فإن كثافة الشحنة الموجبة الكلية سوف تساوي إلى: $N_D + P$. بشكل مماثل، لو أن N_A كانت تركيز الأيونات المستقبلة، فإنها ستساهم بشحنات سالبة N_A لكل متر مكعب. وبذا كثافة الشحنة السالبة الكلية سوف تساوي إلى: $N_A + n$ بما أنه يجب على نصف الناقل أن يكون حياديا neutral من الناحية الكهربائية، فإن قيمة كثافة الشحنة الموجبة يجب أن تساوي كثافة الشحنة السالبة، أي:

$$N_D + P = N_A + n \quad \text{.....(1-26)}$$

بفرض أن المادة نوع (n) كان لديها $N_A = 0$. بما أن عدد الإلكترونات هو أكبر بكثير من عدد الثقوب في المادة (n) ($n \rangle\rangle P$)، فإن المعادلة (1-26) تصبح:

$$n \approx N_D \quad \text{.....(1-27)}$$

أي أنه في المادة نوع (n) فإن تركيز الإلكترونات الحرة يساوي تقريبا كثافة الذرات المعطية. سوف نضيف الدليل Subscript (n أو p) للدلالة على نوع المادة التي نتكلم عنها. فمثلا المعادلة (1-27) تكتب بشكل أكثر وضوحا:

$$n_n \approx N_D \quad \text{.....(1-28)}$$

أي تركيز الإلكترونات في المادة (n) يساوي إلى عدد المعطيات. إن تركيز الثقوب في المادة (n) نحصل عليه من المعادلة (1-20) التي تكتب من جديد كما يلي: $n_n p_n = n_i^2$، وبذا:

$$P_n = \frac{n_i^2}{N_D} \quad \text{.....(1-29)}$$

بشكل مماثل فيما يخص نصف ناقل من النوع (P)، نجد:

$$n_p \cdot p_n = n_i^2, \quad p_p \approx NA, \quad n_p = \frac{n_i^2}{N_A} \quad \text{.....(1-30)}$$

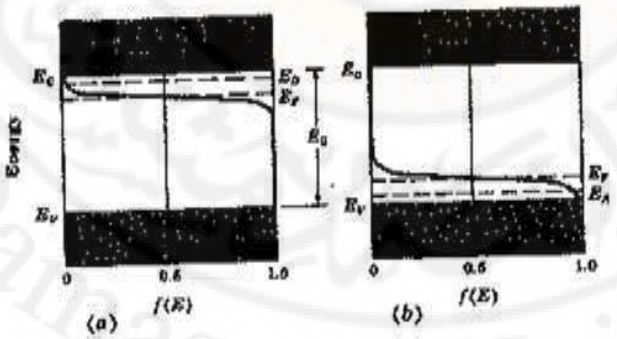
1-7) مستوى فيرمي في نصف ناقل مشوب:

fermi level in a semiconductor having impurities

رأينا من المعادلات (1-2.3) أن الخواص الكهربائية لنصف ناقل تعتمد على تركيز الإلكترونات الحرة والثقوب. علاقات التركيز (n,p) تم إعطاؤها بالمعادلات (1-10.15). وهذه المعادلات في الواقع هي صحيحة بالنسبة لكل من أنصاف النواقل النقية والمشوبة. المعامل الوحيد الذي يتغير في هذه المعادلات الأخيرة هو مستوى فيرمي (E_F).

لكي نرى كيف يعتمد (E_F) على درجة الحرارة وتركيز الشوائب، نذكر أنه في

حالة عدم وجود الشوائب (نصف ناقل نقي)، (E_F) يقع في منتصف الثغرة الطاقية، إشارة إلى التركيز المتساوي للإلكترونات الحرة والثقوب. بإضافة شوائب معطية إلى نصف الناقل النقي عند درجة حرارة محددة وبفرض أن الذرات المعطية متأينة كلها فإن حالات الطاقة states الأولى لـ N_D في حزمة النقل سوف تمتلئ will be Filled. لذلك سيكون أكثر صعوبة للإلكترونات الموجودة في حزمة التكافؤ أن تنتقل عبر الثغرة الطاقية بواسطة التهييج الحراري thermal agitation نتيجة لذلك يتناقص عدد أزواج الإلكترونات والثقوب المتولدة حراريا عند تلك الدرجة. أن مستوى فيرمي هو مقياس لاحتمال انشغال حالات الطاقة المسموحة، فإنه من الواضح أن (E_F) يجب أن يتحرك ليصبح قريبا من حزمة النقل ليشير إلى أن كثيرا من حالات الطاقة Energy states في تلك الحزمة قد ملئت من قبل الإلكترونات المعطية، وبالتالي توجد ثقوب أقل في حزمة التكافؤ. هذا الوضع مبين بالشكل (1-12a) لمادة من النوع (n). بالأسلوب نفسه يمكن أن نبرهن أنه في المادة نوع (P)، فإن مستوى فيرمي (E_F) يجب أن يتحرك من مركز الحزمة الممنوعة ليصبح قريبا من حزمة التكافؤ، وذلك كما هو مبين بالشكل (1-12b).



الشكل (1-12)

بالنسبة لتركيز شوائب معين لو أن درجة الحرارة (لمادة n مثلا) زادت، فسوف يزداد أزواج من الإلكترونات والثقوب أكثر، وبما أن الذرات المعطية متأينة كلها، فمن الممكن لتركيز الإلكترونات المتولدة حراريا في حزمة النقل أن تصبح أكثر بكثير من تركيز الإلكترونات المعطية donor electrons . ضمن هذه الشروط يصبح تركيز الثقوب والإلكترونات متساويا تقريبا وتصبح المادة البلورية من جديد نقية intrinsic. نستنتج من ذلك أنه عند زيادة درجة الحرارة سواء في المادة نوع n أو p، فإن مستوى فيرمي يتحرك باتجاه مركز الثغرة الطاقية.

يمكن أن نبين الآن حسابا للموقع الدقيق لمستوى فيرمي في مادة نوع (n) مثلا، وذلك بتعويض $n = N_D$ من المعادلة (28-1) في المعادلة (10-1)، وبذا نحصل على:

$$N_D = N_C e^{-(E_C - E_F)/KT} \quad \text{.....(1-31)}$$

بحل المعادلة بالنسبة لـ (E_F) نجد:

$$E_F = E_C - KT \quad L_n \frac{N_C}{N_D} \quad \text{.....(1-32)}$$

بشكل مماثل، بالنسبة لمادة من النوع (P)، بتعويض المعادلة (30-1) بالمعادلة (15-1) نحصل على :

$$E_F = E_V + KT \quad L_n \frac{N_V}{N_A} \quad \text{.....(1-33)}$$

نلاحظ أنه لو كان ND = NA في المعادلتين (32,33-1) وجمعنا هاتين المعادلتين معا وقسمنا على (2)، فسوف تعود إلى المعادلة السابقة (17-1).

1-8) الانتشار: Diffusion:

بالإضافة إلى تيار النقل conduction current الذي يحدث عادة في النواقل

نتيجة تطبيق فرق كمون على الناقل ويدعى أحيانا بتيار الجرف Drift current، فسإن انتقال الشحنة في نصف ناقل يمكن أن يتم ضمن ظاهرة تدعى بالانتشـلر Diffusion، لا تصادف عادة في المعادن.

سوف نرى فيما بعد أنه من الممكن الحصول على تركيزات غـــير متجانسـة nonuni Form concentration من الجزيئات في نصف ناقل. تحت هـــذه الشـــروط يتغير تركيز الثقوب (P) مع المسافة (x) في نصف ناقل، وسوف يوجـــد تـــدرج في التركيز Concentration gradient (dp/dx) في كثافة الحوامل.

وجود التدرج يعني أنه على سطح معين لنصف الناقل سيكون هنـــالك كثافـــة ثقوب على جانب أكبر من كثافتها على الجانب الآخر (نتيجة لعملية الصنع). الثقـــوب بحركتها العشوائية random motion كنتيجة لطاقتها الحرارية، سوف تستمر بالحركـــة جيئة وذهابا عبر هذا السطح نصف الناقل. نتوقع من ذلك أنه عند فترة زمنية محـــددة، سوف تعبر هذه الثقوب السطح من الجانب الأكثر تركيزا إلى الجانب الأقل تركـــيزا كمحصلة لحركتها. هذا الانتقال الصافي للشحنات عبر السطح يشكل تدفقا بالتيـــار. يجب الملاحظة هنا أن هذا الانتقال الصافي للشحنات لا يكون نتيجة للتنافر المتبـــادل mutual repulsion بين الشحنات ذات الفطبية الواحدة، لكن بشكل بسيط نتيجـــة لظاهرة إحصائية Statistical phenomenon.

إن كثافة انتشار تيار الثقب (J_p) (A/m^2) يكون متناسبا مع تدرج التركـــيز، ويعطى بالعلاقة التالية:

$$J_p = -eD_p \frac{Dp}{dx} \quad \text{.....(1-34)}$$

حيث D_p (m^2/S) يدعى بثابت الانتشار للثقوب. يمكن كتابة معادلـــة مماثلـــة

لكثافة انتشار تيار الإلكترون (J_n) وذلك باستبدال في المعادلة (1-34) D_n بدلا من D_p وكتابة إشارة الزائد (+) بدلا من إشارة الناقص (-).

بما أن حادثتي الانتشار والحركية كليهما ظواهر إحصائية ترموديناميكية Statistical thermodynamic Phenomena ، فإن ثوابت الانتشار والحركية (D, μ) ليست مستقلة عن بعضها. تبين علاقة أينشتاين التالية العلاقة بين الثابتين:

$$\frac{D_P}{\mu_P} = \frac{D_N}{\mu_N} = V_T \quad \ldots\ldots(1-35)$$

حيث نعلم أن:

$$V_T = \frac{KT}{e} = \frac{T}{11600} \quad \ldots\ldots(1-36)$$

وحيث أن V_T هو الفولت المكافئ لدرجة الحرارة Volt equivalent of temperature. في درجة حرارة الغرفة أي $T = 300\ ^oK$ يكون: $\mu = 39D$. يمكن أن نجد في الجدول السابق (1-1) قيم كل من (D . μ) للجرمانيوم والسيليكون.

1-9) زمن البقاء لحوامل الشحنات: Carrier Lifetime:

رأينا سابقا أن عدد الثقوب في نصف ناقل نقي يساوي عدد الإلكترونات الحرة.

إن التحريض الحراري thermal agitation يستمر بتوليد أزواج من الثقوب والإلكترونات وفي الوقت نفسه تختفي فيه أزواج أخرى من الإلكترونات والثقوب نتيجة لعملية الاندماج recombination. بشكل وسطي، سوف يوجد ثقب أو إلكترون لزمن محدد (τ_p) أو (τ_n) قبل الاندماج.

يدعى هذا الزمن بزمن البقاء الوسطي mean lifetime للثقب أو الإلكترون.

يتراوح مجال أزمان البقاء لحوامل الشحنة بين النسانو ثانية nano seconds وعشرات المايكرو ثانية micro seconds. هذه المعاملات تكون عادة ذات أهمية كبيرة في وسائل أنصاف النواقل لأنها تشير إلى الزمن اللازم لتركيز الثقوب والإلكترونات حتى تتغير من قيمتها وتعود إلى تركيزاتها المتوازنة (تحت تأثير سبب ما).

لنفرض لدينا قضيب من السليكون نوع (n) سلط عليه إشعاع ضوئي بتردد معين، نتيجة لهذا الإشعاع ستزيد تركيزات الثقوب والإلكترونات بالمقدار نفسه. بفرض أن (P_{no}, n_{no})هي التركيزات المتوازنة للثقوب والإلكترونات في هذا القضيب السليكوني، نكتب:

$$P_{no} - P_{no} = n_{no} - n_{no} \quad \ldots\ldots(1-37)$$

حيث P_{no}, n_{no} تمثل تركيزات الحوامل خلال فترة الإشعاع المستقر. لو أننا الآن قطعنا Turn - Off منبع الضوء، فإن تركيزات الحوامل ستود إلى قيمها المتوازنة بشكل أسي exponentially بثابت زمني $\tau = \tau_n = \tau_p$ يمكن في الواقع التحقق من ذلك تجريبيا، وبالتالي بامكاننا أن نكتب:

$$P_n - P_{no} = (P_{no} - P_{no})e^{-t/\tau} \quad \ldots\ldots(1-38)$$

$$n_n - n_{no} = (n_{no} - n_{no})e^{-t/\tau} \quad \ldots\ldots(1-39)$$

تمثل الكمية ($P_n - P_{no}$) مثلا كثافة الحوامل المحقونة أو الزائدة في لحظة ما.

يجب التنبيه هنا إلى أن للحوامل الأعظمية والأقلية في منطقة محددة من نصف ناقل، لها زمن البقاء (τ) نفسه. باستخدام المعادلات (1-38,39) يمكننا الحصول على علاقة معدل تغير التركيز. فبالنسبة للثقوب مثلا، نجد من المعادلة (1-38) ما يلي:

$$\frac{dP_n}{dt} = \frac{d}{dt}(P_n - P_{no}) = -\frac{P_n - P_{no}}{\tau} \quad \ldots\ldots(1-40)$$

وبالنسبة للإلكترونات نجد من المعادلة (1-39):

$$\frac{dn_n}{dt} = \frac{d}{dt}(n_n - n_{no}) = -\frac{n_n - n_{no}}{\tau} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1-41)$$

نلاحظ أن معدل تغير كثافة الشحنات الزائدة هو متناسب مع الكثافة نفسها، وهي نتيجة صحيحة وبديهية. تشير إشارة السالب إلى أن التغير هو متناقص في حالة الاندماج ومتزايد في حالة توليد الشحنات.

إن الأهمية الكبيرة لمسألة اندماج الإلكترونات والثقوب يعبر عنه بما يسمى بمراكز الاندماج recombination centers التي تساهم بوجود حالات إلكترونية في الثغرة الطاقية للمادة نصف الناقلة. هذه الحالات الجديدة تساهم بوجود عيوب في البلورة نصف الناقلة. بشكل خاص، فإن الشوائب المعدنية في النصف ناقل تكون قادرة على إدخال حالات طاقة في الثغرة الممنوعة. فالاندماج إذن لا يتأثر فقط بحجم الشوائب، لكن بواسطة العيوب السطحية في البلورة أيضا.

يستخدم الذهب Gold عادة بشكل واسع كمعامل اندماج من قبل صانعي أنصاف النواقل. لذلك فإن مصممي الوسائل الإلكترونية نصف الناقلة يمكن أن يحصلوا على أزمنة البقاء المرغوبة لحوامل الشحنات عن طريق إدخال الذهب إلى السيليكون تحت شروط محددة.

(1-10) معادلة الاستمرار The continuity equation

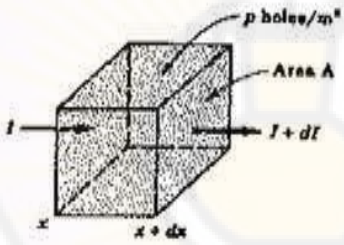
وجدنا في الفقرة السابقة أنه لو غيرنا تركيزات الحوامل المتوازنة في مادة نصف ناقلة، فإن تركيز الثقوب أو الإلكترونات سيتغير مع الزمن. في الحالة العامة، يعتبر تركيز الحوامل في جسم النصف الناقل تابعا للزمن والمسافة. سوف نشتق الآن المعادلة التفاضلية التي تحكم هذه الظاهرة. هذه المعادلة تعتمد على الحقيقة القائلة إنه لا يمكن للشحنة أن تخلق أو تعدم. لنعتبر الآن وجود عنصر صغير جدا من الحجم ذي مقطع (A) وطول (dx) كما بالشكل (1-13) والذي خلاله يكون تركيز الثقوب الوسطي

هو (p). بفرض أن (τ_p) زمن البقاء الوسطي للثقوب، فإن القيم (P/τ_p) تساوي إلى عدد الثقوب بالثانية والضائعة نتيجة للاندماج وذلك لكل وحدة حجم. بفرض أن (e) هي الشحنة الإلكترونية، فإنه بسبب الاندماج، يكون عدد الكولونات بالثانية يساوي: coulombs per second

$$eAdx\frac{P}{\tau_P} \qquad [Decreases\ Within\ the\ Volume].....(I-42)$$

بفرض أن (g) هو المعدل الحراري thermal rate لتوليد أزواج الثقوب والإلكترونات لكل وحدة حجم، فإن عدد الكولونات بالثانية يساوي:

$$eAdxg \qquad [Increases\ Within\ the\ Volume].....(I-43)$$



الشكل (1-13)

بشكل عام سيتغير التيار مع المسافة خلال النصف ناقل. لو أن التيار الداخل إلى الحجم عند (x) هو (I) والخارج من عند (X+dx) هو: (I+dI)، فإن عدد الكولونات بالثانية يساوي:

$$dI \qquad [Decreases\ Within\ the\ Volume].....(I-44)$$

بسبب التأثيرات الثلاثة المذكورة أعلاه، تتغير كثافة الثقوب مع الزمن، وبالتالي

فإن العدد الكلي للكولونات في الثانية يساوي:

$$eAdx\frac{dp}{dt}[Increases\ within\ the\ volume].....(1-45)$$

الآن بسبب مبدأ حفظ الشحنة، نكتب:

$$eAdx\frac{dP}{dt} = -eAdx\frac{P}{\tau_p} + eAdxg - dI.....(1-46)$$

إن تيار الثقوب سيكون عبارة عن مجموع تيار الانتشار (معادلة 34-1) وتيار الجرف (معادلة 2-1)، أو:

$$I = -AeD_P\frac{dp}{dx} + APe\mu_P\varepsilon.....(1-47)$$

حيث (ε) هو شدة الحقل الكهربائي خلال الحجم المدروس. لو أن نصف الناقل كان بحالة توازن حراري ضمن محيطه، و لم يكن معرضا لأي حقل كهربائي، فإن كثافة الثقوب سوف تصل إلى قيمتها الثابتة (P_O). تحت هذه الشروط، فإن: I = 0 و $\frac{dP}{dt} = 0$، لذلك فمن المعادلة (46-1)، نجد:

$$g = \frac{P_O}{\tau_P}.....(1-48)$$

تشير هذه المعادلة إلى أن المعدل الذي من خلاله تتولد الثقوب حراريا يساوي المعدل الذي تختفي فيه الثقوب كنتيجة الاندماج تحت ظروف التوازن. بتركيب المعادلات (1-46,47,48) نحصل على معادلة حفظ الشحنة equation of conservation of charge، أو معادلة الاستمرار continvity equation:

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{p}{\tau_p} + g - \frac{dI}{eAdx} =$$

$$-\frac{P-Po}{\tau_p} + D_P\frac{D^2P}{dx^2} - \mu_P\frac{d(P\varepsilon)}{dx}.....(1-49)$$

لو أخذنا بعين الاعتبار الثقوب في المادة نوع (n) فإننا نضيف الدليـــل (n) إلى (p) و(Po) في المعادلة السابقة. بما أن (P) أيضا هي تابعة للزمن والمسافة كليهما يجب كتابة الاشتقاقات الجزئية بدلا من التفاضل الكامل. نتيجة لكل ذلك تكتب المعادلـــة السابقة نهائيا كما يلي:

$$\frac{\delta P_n}{\delta t} = -\frac{p_n - P_{no}}{\tau_p} + D_p \frac{\delta^2 P_n}{\delta x^2} - \mu_p \frac{\delta(P_n \varepsilon)}{\delta x} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1-50)$$

سنعتبر الآن بعد أن كتبنا المعادلة العامة للاستمرار، ثلاثة حالات خاصة لها:

1-10-1) التركيز مستقل عن (x) وعدم وجود حقل كهربائي:

concentration independent of (x) and with Zero Electric Field

في هذه الفقرة محاولة لاشتقاق المعادلتين السابقتين (1-38,39) وذلك باستخدام معادلة الاستمرار. لنعتبر الحالة التالية: $\varepsilon = 0$، والتركيز مستقل عن المسافة (x). مثلا، نفترض أن الإشعاع يسقط بشكل متجانس uniformly على سطح النصف الناقل مما يرفع التركيز إلى P_{no}، والذي هو أعلى من قيمته عند التوازن الحـــراري P_{no}. عنـــد الزمن $t = 0$، يتم إزالة الإشعاع. إن ما يحصل على تغير التركيز مع الزمن هو الـــذي سنحصل عليه من المعادلة العامة (1-50) التي أصبحت كما يلي:

$$\frac{dP_n}{dt} = -\frac{p_n - P_{no}}{\tau_p} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1-51)$$

والتي توافق المعادلة السابقة (1-40) حل هذه المعادلة كما هو معروف هو:

$$P_n - P_{no} = (\bar{P}no - P_{no}) e^{-t/\tau_p} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1-52)$$

والتي هي مماثلة للمعادلة السابقة (1-38). يمكن الآن أن نرى أن زمـــن البقـــاء الوسطي للثقوب (τ_p) يمكن أيضا أن يفسر بأنه الثابت الزمني الذي يعود معه التركيز

إلى قيمته الأسمية الأساسية. بكلمات أخرى، هو الزمن الذي يأخذه التركيز المحقـــون injected لينخفض إلى $(\frac{1}{e})$ من قيمته الابتدائية.

1-10-2) التركيز المستقل عن الزمن (t) وعدم وجود حقل كهربائي:

concentration independent of (t) and with Zero Electric field

لنحاول أن نحل معادلة الاستمرار في حالتنا هذه والخاضعة للشروط التالية:

لا يوجد حقل كهربائي أي: $\varepsilon = 0$، والتركيز في حالتـــه المســـتقرة بحيـــث $\frac{\delta P_n}{dt} = 0$، وبالتالي نجد من المعادلة (1-50) ما يلي:

$$\frac{d^2 P_n}{dx^2} = -\frac{p_n - P_{no}}{\tau_p . D_p} \quad \text{.....(1-53)}$$

معادلة تفاضلية من الدرجة الثانية، بإجراء الحل نجد:

$$P_n - P_{no} = K_1 e^{-x/l_P} + K_2 e^{+x/L_P} \quad \text{.....(1-54)}$$

حيث (K_1 , K_2) ثوابت التكامل، والمعامل:

$$L_p = \sqrt{D_p . \tau_p} \quad \text{.....(1-55)}$$

يدعى بطول الانتشار diffusion Length.

يمكن التحقق من هذا الحل بواسطة تعويض مباشر للمعادلة (1-54) في المعادلـــة (1-53). لنوجد الآن ثوابت التكامل. بفرض لدينا قطعة طويلة جدا من نصف نـــاقل ممتدة باتجاه المحور (x) بدءا من $x = 0$.

بما أن التركيز لا يمكنه أن يصبح لا نهائيا عندما $x \to \infty$، فإننـــا نجـــد مـــن المعادلة (1-54) أن (K_2) يجب أن تساوي الصفر.

تدعى الكمية $p_n(x) = p_n - p_{no}$ التي من خلالها تزيد الكثافة عن قيمة التوازن الحراري- بالتركيز المحقون injected concentration وهي تابعة للموضع (x). سنفترض أنه عند $x = 0$، فإن المعادلة (1-54) المختصرة:

$$P_n - P_{no} = K_1 e^{-\frac{x}{L_p}}$$

تصبح:

$$p_n - p_{no} = p_n(0) = K_1$$

ومنه:

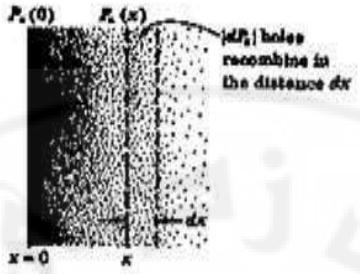
$$p_n(x) = p_n - p_{no} = p_n(0) e^{-X/L_p} \quad \text{.....(1-56)}$$

إن طول الانتشار (L_p) يمثل المسافة داخل نصف الناقل الذي عنده ينخفض التركيز المحقون إلى ($\frac{1}{e}$) من قيمته عند $X = 0$.

إن طول الانتشار (L_p) يمكن أيضا أن يفسر على أنه المسافة الوسطية التي يقطعها الثقب المحقون قبل اندماجه بإلكترون. يمكن التحقق من هذه الحالة كما يلي: من الشكل (1-14) والمعادلة (1-56) نكتب:

$$|dP_n| = \frac{P_n(0)}{L_p} e^{-X/L_p} dx \quad \text{.....(1-57)}$$

حيث $|dP_n|$ تبين عدد الثقوب المحقونة التي اندمجت خلال المسافة بين (x) و (x+dx).



شكل (1-14)

بما أن كل ثقب قطع مسافة (x)، فإن المسافة المقطوعة من قبل | dpn | هي: | dpn | x. لذلك فإن المسافة الكلية المقطوعة من قبل الثقوب كلها هي: $\int_0^\infty x\,|dP_n|$. تساوي المسافة الوسطية ($\bar{x}$) إلى هذه المسافة الكلية مقسومة على العدد الكلي للثقوب المحقونة $P_n(o)$. أي:

$$\bar{x} = \frac{\int_o^\infty X\,|dP_n|}{P_{n(O)}} = \frac{1}{L_p}\int_o^\infty xe^{-X/L_P}dx = L_p \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots(1-58)$$

إن هذه النتيجة تؤكد أن المسافة الوسطية المقطوعة من قبل الثقب قبل اندماجه هي طول الانتشار (L_P).

1-10-3) التركيز يتغير مع الزمن (t) جيبيا وعدم وجود حقل كهربائي- concentration varies Sinusoidally with (t) and zero Electric Field

لنفترض هنا أيضا وجود الشرط السابق نفسه وهو $\varepsilon = o$، ولكن نفترض من جهة أخرى أن التركيز المحقون يتغير جيبيا مع التردد الزاوي (ω). من ذلك وحسب

الاصطلاح الشعاعي Phosor notation نكتب:

$$P_n(x,t) = P_n(x)e^{jwt} \quad \text{.....(1-59)}$$

حيث تمثل $P_n(x)$ تغير التركيز الحقون مع المسافة. بتعويض هذه المعادلة بالمعادلة (1-50) معادلة الاستمرار نجد:

$$\frac{\delta P_n}{\delta t} = -\frac{P_n - P_{no}}{\tau_p} + D_P \frac{\delta^2 p_n}{\delta \times 2} - \mu_P \frac{\delta(P_n \varepsilon)}{\delta x} \quad \text{.....(1-50)}$$

$$\frac{\delta}{\delta t}[P_n(x,t)] = -\frac{P_n(x,t)}{\tau_p} + D_p \frac{\delta^2}{\delta \times 2}\ [P_n(x,t)]$$

$$Jw.p_n(x)e^{Jwt} = \frac{p_n(x)e^{Jwt}}{\tau_P} + D_P \frac{\delta^2}{\delta \times 2}\ [P_n(x)e^{Jwt}]$$

$$Jw.p_n(x) = -\frac{p_n(x)}{\tau_P} + D_P \frac{\delta^2 p_n(x)}{d \times 2}$$

or:

$$\frac{\delta^2 P_n}{\delta \times 2} - \frac{1 + Jw\ \tau_P}{D_P \tau_P} P_n - \frac{1 + Jw\ \tau_P}{L_P^2} P_n \quad \text{.....(1-60)}$$

عند التردد الصفري فإن معادلة الاستمرار المعطاة بالمعادلة (1-53) والتي يمكن أن تكتب بالشكل:

$$\frac{d^2 P_n}{dx^2} = \frac{P_n}{L_{P2}}$$

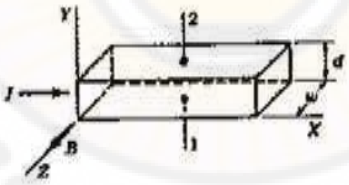
وهي المعادلة نفسها (1-60) بجعل $w = 0$ فيها. إذا معنى ذلك ومن المعادلة (1-60) فإن الحل المتناوب عند تردد $\omega \neq 0$ يمكن الحصول عليه من الحل المستمر

$w = 0$ بتبديل (1-14) بـ: $L_p(1+jw\ \tau_p)^{-1/2}$.

1-11) تأثير هول- The Hall Effect

بفرض لدينا قطعة (معدنية أو نصف ناقلة) يمر بها تيار (I) وضعت في حقل مغناطيسي عرضاني Transverse magnetic field (B)، عندها يتحرض من حقل كهربائي (ε) electric field في اتجاه متعامد Perpendicular على كل من (I) و (B). هذه الظاهرة تدعى بتأثير هول، والذي يستخدم لتحديد كون نصف الناقل هو من النوع (n) أو (P) لإيجاد تركيز الحوامل. يمكن أيضا بقياس الناقلية (σ)، أن نحسب الحركية (μ).

إن الأصل الفيزيائي لتأثير هول يمكن إيجاده بسهولة. لو أن الشكل (1-15) هو في الاتجاه الموجب (x) و (B) في الاتجاه الموجب (Z)، فسوف تنشأ قوة force في الاتجاه السالب (y) لحوامل التيار.



الشكل (1-15)

لو أن نصف الناقل كان من النوع (n)، بحيث كان التيار محمولا بواسطة الإلكترونات، فإن هذه الإلكترونات سوف تدفع إلى الأسفل باتجاه الجانب (1) في الشكل (1-15)، ويصبح الجانب (1) مشحونا سلبيا بالنسبة للجانب (2). نتيجة

لذلك يظهر كمون (V_H) يدعى بجهد هول Hall Voltage بين السطحين (1.2). في الحالة المتوازنة فإن شدة الحقل الكهربائي (ε) الناتجة عن تأثير هول يجب أن يبذل قوة على هذه الحوامل والتي توازن تماما القوة المغناطيسية، أو:

$$e\varepsilon = Bev \quad \ldots\ldots(1-61)$$

حيث (e) هي قيمة شحنة الحامل، و (v) هي سرعة الجرف drift speed.

من المعادلة المعروفة: $\varepsilon = \frac{V_H}{d}$، حيث (d) المسافة بين السطحين (1.2). ومن المعادلة الأخرى المعروفة $J = \rho v = \frac{I}{wd}$، حيث (J) هو كثافة التيار، و (ρ) هي كثافة الشحنة، و (w) هو عرض القطعة نصف الناقلة في اتجاه الحقل المغناطيسي، فإننا بتركيب هاتين المعادلتين مع المعادلة (1-61) نجد:

$$V_H = \varepsilon.d = Bvd = \frac{BJd}{\rho} = \frac{BI}{\rho w} \quad \ldots\ldots(1-62)$$

بقياس كل من (V_H, B,I,W) يمكننا حساب كثافة الشحنة (ρ).

إذا كانت قطبية (V_H) موجبة عند النهاية (2)، فإنه وكما تم شرحه أعلاه، يجب على الشحنات أن تكون عبارة عن إلكترونات، و $\rho = ne$، حيث (n) هو تركيز الإلكترونات. من جهة أخرى، لو أن النهاية (1) أصبحت مشحونة بشكل موجب بالنسبة للنهاية (2)، فإن نصف الناقل يجب أن يكون من النوع (P)، و $\rho = P.e$، حيث (P) هو تركيز الثقوب.

من المألوف عادة إدخال معامل هول (R_H) حسب التعريف التالي:

$$R_H = \frac{1}{\rho} \quad \ldots\ldots(1-63)$$

حيث:

$$R_H = \frac{V_H W}{BI} \quad \text{.....(1-64)}$$

لو أن التوصيل الكهربائي كان ناتجا بشكل أساسي عن شحنات ذات قطبيـــة واحدة، فإن الناقلية (σ) تتعلق بالحركية (μ). بواسطة المعادلة المعروفة:

$$\sigma = \rho.\mu \quad \text{.....(1-65)}$$

لو أن الناقلية تم قياسها مع معامل هول، فإن الحركية يمكن أن تحـــدد عندهـــا كما يلي:

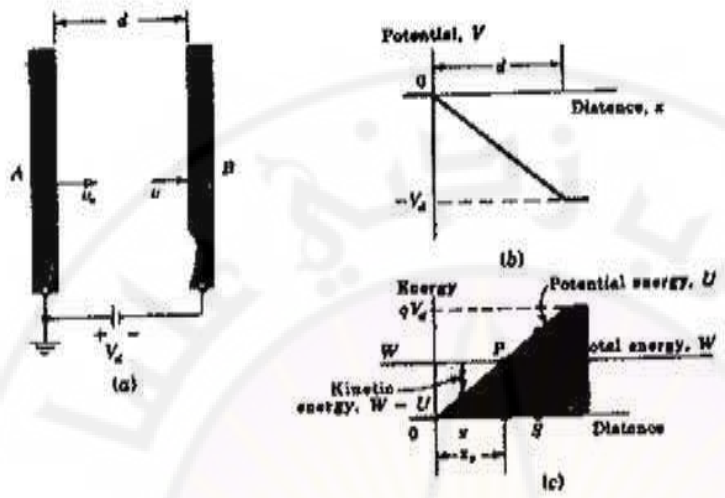
$$\mu = \sigma R_H \quad \text{.....(1-66)}$$

لقد افترضنا في المناقشة السابقة أن الجزيئات Particles كلها تنتقـــل بســـرعة حرف وسطية (v) mean drift speed. عمليا، فإن حوامل التيار يكون لديها تـــوزع حراري عشوائي بالنسبة للسرعة. لو أخذنا هذا التوزع distribution بعين الاعتبـــار، فقد وجد أن المعادلة (1-64) تبقى صالحة بشرط أن يحدد R_H على أنه يســـاوي $\frac{3\pi}{8\rho}$. يجب أن تعدل المعادلة (1-66) أيضا لتصبح: $\mu = (8\sigma/3\pi)R_H$.

1-12) فكرة حاجز القدرة الكموني:

the concept of Potential – Energy Barrier

يبين الشكل (1-16a) أقطابا تعتبر كبيرة بالمقارنة مع المسافة الفاصلـــة بينـــهما (d)، لذلك فإن الشكل (1-16b) يبين علاقة الكمون الخطية مع المســـافة (x) بـــين القطبين، كما يبين الشكل (1-16c) علاقة القدرة الكمونية (u) الموافقة للمسافة (x).



الشكل (16-1)

بما أن الكمون هو عبارة عن القدرة الكمونية لكل وحدة شحنة، يمكن الحصول على المنحني (c) من (b) بضرب كل إحداثي شاقولي بالشحنة (عدد سالب). بما أن القدرة الكلية (w) للإلكترون تبقى ثابتة، فإنها تمثل الخط الأفقي. إن القدرة الحركية kinetic energy عند أي مسافة (x) تساوي الفرق بين القدرة الكلية (w) والقدرة الكمونية (u) عند النقطة المقاسة. هذا الفرق هو أكبر ما يمكن عند النقطة (o)، مشيرا بذلك إلى أن القدرة الحركية تكون في قيمتها العظمى عندما يتحرك الإلكترون القطب (A). عند النقطة (P) يصبح الفرق مساويا الصفر، الذي يعني عدم وجود قدرة حركية بحيث أن الجزيء هو بحالة راحة في هذه النقطة. هذه المسافة (Xo) هي أكبر مسافة يقطعها الإلكترون من (A). عند النقطة (P) حيث (x = xo)، يصبح الإلكترون في حال راحة وبالتالي يعكس حركته ويعود إلى (A).

لنعتبر نقطة مثل (S) تقع على مسافة أبعد من (xo) من القطب (A). تكون

القدرة الكلية (QS) أقل من القدرة الكمونية(RS)، بحيث أن الفرق الذي يمثل القدرة الحركية يكون سالبا، وهذه الحالة مستحيلة فيزيائيا. إلا أنه باعتبار أن القدرة الحركية سالبة ($\frac{1}{2}mv^2$ (o)) فهذا يتضمن سرعة تخيلية. يمكننا أن نستنتج أن الجزيء لا يمكنه التقدم إلى مسافة أكبر من (xo) بدءا من القطب (A).

إن هذا التحليل يقودنا إلى نتيجة هامة جدا هي أن الإلكترون لن يستطيع النفوذ إلى المنطقة المهشرة المبينة بالشكل (1-16c). لذلك عند النقطة (P)، يتصرف الإلكترون وكأنه يواجه جدارا صلبا واتجاه انطلاقه يتبدل. جدار القدرة الكموني من هذا النوع يلعب دورا مهما في تحليل وسائل أنصاف النواقل.

لذلك إذا حسبنا المسافة (xo) بشكل دقيق نصمم منطقة الشحنة الفراغية (التي ستأتي فيما بعد في بحث الثنائي ذي الوصلة) بحيث تكون أعرض من هذه المسافة ليتشكل ما يسمى بالجدار الكموني المذكور.


وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

الفصل الثاني

ثنائي الوصلة $\rho - N$

$\rho - N$ *Junction Diode*

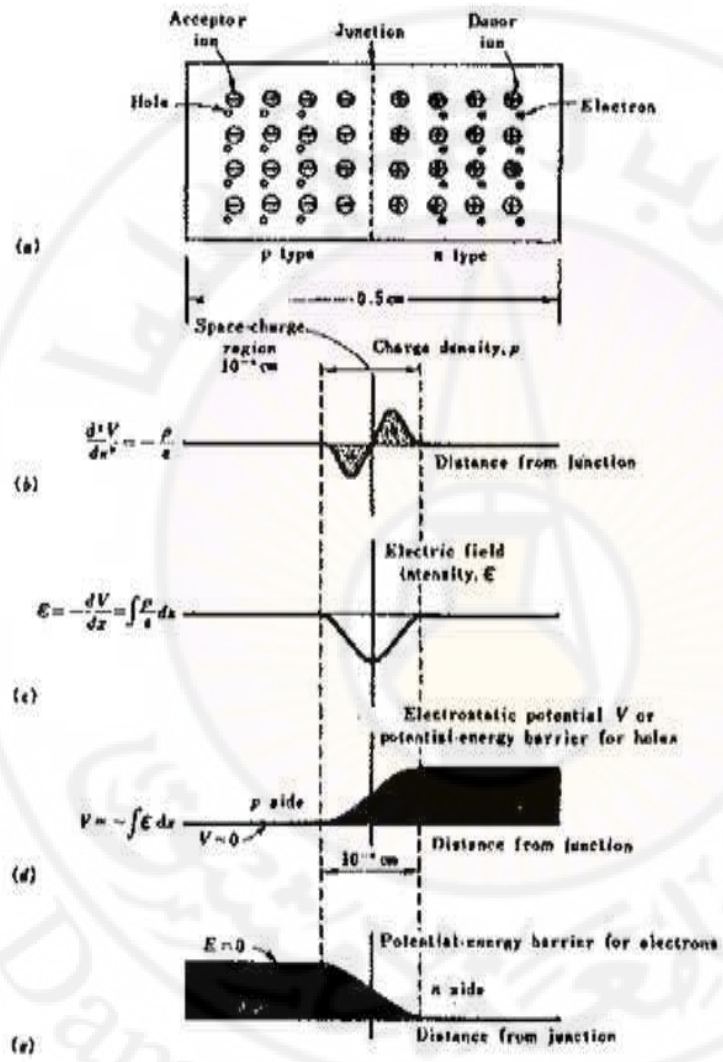
2-1) النظرية النوعية لوصلة $\rho - N$

- Qualitative Theory Of The $\rho - n$ Junction

بإدخال شوائب معطية doror impurities إلى أحد جوانب قطعة نصف ناقلة نقية (سيليكون أو جرمانيوم) وإدخال شوائب مستقبلة acceptor- impurities إلى الجانب الآخر من النصف الناقل، يتشكل عندها ما يسمى بالثنائي ذي الوصلة $\rho - n$ junction يبين الشكل (2-1a) مثل هذا النظام التكنولوجي. في الشكل تم الإشارة إلى الشوارد المعطية donor ions تخطيطا بإشارة (+)، وذلك بسبب أنه بعد أن تقدم donates ذرة الشائبة إلكترونا تصبح متأينة إيجابيا. بالطريقة نفسها أشير إلى الشوارد المستقبلة بإشارة (-)، بسبب انه بعد أن تستقبل accepts ذرة الشائبة إلكترونا تصبح متأينة سلبيا.

في البداية يكون هناك حوامل من النوع (ρ) إلى يسار الوصلة فقط وحوامل النوع (n) إلى يمين الوصلة. بسبب وجود تدرج بالكثافة density gradient عبر الوصلة، فإن ثقوبا سوف تنتشر إلى اليمين عبر الوصلة، وإلكترونات إلى اليسار.

نتيجة لانزياح هذه الشحنات سيظهر حقل كهربائي عبر الوصلة. مع الوقت ستحدث حالة التوازن Equilibrium عندما يصبح هذا الحقل كبيرا بشكل كاف لإيقاف عملية الانتشار.


Acceptor ion
Junction
Donor ion
Hole
Electron
(a)
p type
n type
0.5 cm
Space-charge region
Charge density, ρ
Distance from junction
(b)
Electric field intensity, ℰ
(c)
Electrostatic potential V or potential-energy barrier for holes
p side
Distance from junction
(d)
Potential-energy barrier for electrons
n side
Distance from junction
(e)

الشكل (1-2)

يبين الشكل (2-1b) الشكل العام لتوزع الشحنة، حيث يتبين أن الشحنات الكهربائية محصورة قرب الوصلة وتشتمل على الشوارد الثابتة غير المتحركة.

نلاحظ أن الثقوب الموجبة قرب الوصلة في المادة (p) قد اختفت نتيجة لاتحادها مع الإلكترونات التي انتشرت من الطرف الآخر عبر الوصلة. وكذلك نجد أن الإلكترونات السالبة قرب الوصلة في المادة (n) قد اختفت أيضاً نتيجة لاتحادها مع الثقوب التي انتشرت من الطرف المعاكس عبر الوصلة أي من الطرف (p). إن الشوارد التي أصبحت غير محايدة Unneutralized ionn في المنطقة المجاورة neighborhood للوصلة تدعى عادة بالشحنات غير المغطاة Uncovered charges. بما أن منطقة الوصلة أصبحت فقيرة أو ناضبة بالشحنات المتحركة Mobile، فإنها تدعى بالمنطقة الناضبة (المحرّمة) depletion، أو أحياناً منطقة الشحنة الفراغية space-charge region، وأحياناً أخرى بمنطقة العبور transition region. سماكة هذه المنطقة هي بحدود (1 micron) وحسب نوع الوصلة.

يبين الشكل (2-1c) شدة الحقل الكهربائي في المنطقة المجاورة للوصلة. نلاحظ أن هذا المنحني هو تكامل تابع الكثافة (p) المبين بالشكل (2-1b). يبين بالشكل (2-1d) تغير الكمون الكهرستاتيكي في المنطقة المحرمة، هو عبارة عن التكامل السالب لتابع الحقل (ε) المبين بالشكل (2-1c). هذا التغير يشكل جدار القدرة الكموني potential energy barrier لمنع تدفق الثقوب عبره. بينما يبين الشكل (2-1e) حاجز القدرة الكموني لمنع تدفق الإلكترونات من الجانب (n) عبر الوصلة. هذا الحاجز الكموني هو مماثل للحاجز الكموني المبين بالشكل (2-1d) باستثناء أنه معكوس it is inverted حيث أن شحنة الإلكترون سالبة.

إن ضرورة وجود حاجز كموني يدعى أحياناً بكمون التماس أو كمون الانتشار، contact or diffusion Potential تبرره ما يلي:

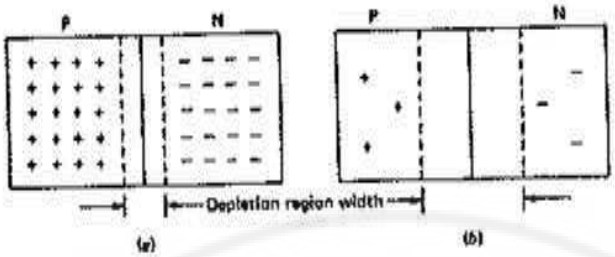
تحت ظروف الدارة المفتوحة يجب أن يكون تيار الثقب الصافي مساوياً للصفر. لو كان ذلك غير متحقق، فإن كثافة الثقوب في أحد نهايات نصف الناقل سوف تستمر بالازدياد بشكل غير محدد مع الزمن، الأمر الذي يبدو مستحيلاً من الناحية الفيزيائية. في الواقع بما أن تركيز الثقوب في الجانب (p) أكبر بكثير من الجانب (n)، فسوف يتدفق تيار انتشار كبير جداً عبر الوصلة من المادة (p) إلى (n). لذلك سيتشكل حقل كهربائي عبر الوصلة من المادة (n) إلى (p) بحيث يوازن counterbalance تيار الانتشار. شرط التوازن الصفري هذا لتيار الثقوب يسمح لنا بحساب ارتفاع الحاجز الكموني (V_0) الذي يسألني فيما بعد وذلك بدلالة تركيزات المعطيات والمستقبلات. إن القيمة العددية لـ (V_0) هو من رتبة بضعة أعشار من الفولت.

إن عرض المنطقة المحرمة يعتمد على مستوى الإشابة. لو كانت الإشابة عميقة، فإن المنطقة المحرمة تكون فيزيائيا رقيقة وذلك بسبب أن زمن البقاء للشحنة المنتشرة يكون قصيرا. عندما تكون الإشابة خفيفة، فإن المنطقة المحرمة تكون عريضة بسبب أن زمن البقاء للشحنة المنتشرة يكون طويلا. يبين الشكل (2-2) العلاقة بين مستوى الإشابة وعرض المنطقة المحرمة. تم في الرسم إظهار الشحنات الحرة فقط.

بالإضافة إلى الإلكترونات الموجودة في المنطقة (n)، والثقوب الموجودة في المنطقة (p)، والتي تدعى بالحوامل الأعظمية، يوجد ثقوب قليلة في المادة (n) وإلكترونات قليلة في المادة (p) والتي تدعى بالحوامل الأقلية، حيث يكون تركيب الحوامل تابعا بشكل أساسي لدرجة الحرارة وتكون أقل أهمية في السيليكون منها في الجرمانيوم بسبب الثغرة الطاقية العريضة لها والواقعة بين حزمة التكافؤ وحزمة النقل.

2-2) بنية الحزم الطاقية لوصلة $p-N$ بدارة مفتوحة

Band Structure of an open circuited $p-N$ junction



الشكل (2-2)

في الوصلة $P-N$ وعند التوازن يجب على مستوى فيرمي أن يكون ثابتاً. لو لم يكن الأمر كذلك، فسوف تمتلك الإلكترونات على أحد جوانب الوصلة طاقة وسطية أعلى من تلك الموجودة على الطرف الآخر للوصلة، وسيحدث انتقال للإلكترونات والطاقة حتى يتساوى فيرمي في كلا الجانبين.

لقد رأينا في الفصل الأول أن مستوى فيرمي (E_F) يكون أقرب إلى طرف حزمة النقل (E_{cn}) في المادة (n) وأقرب إلى طرف حزمة التكافؤ (E_{vp}) في المادة نوع (P). إذاً فطرف حزمة النقل (Ecp) في المادة (p) لا يمكن أن تكون في مستوى (Ecn) نفسه في المادة (n)، ولا يمكن بالطبع لطرف حزمة التكافؤ (Ev_n) في المادة (n) أن تكون في المستوى (Evp). يظهر لكل هذه الاعتبارات مخطط الحزمة الطاقية لوصلة $P-n$ كما هو مبين بالشكل (2-3)، حيث يظهر انزياحاً بمستويات الطاقة (Eo). نلاحظ من الشكل أن:

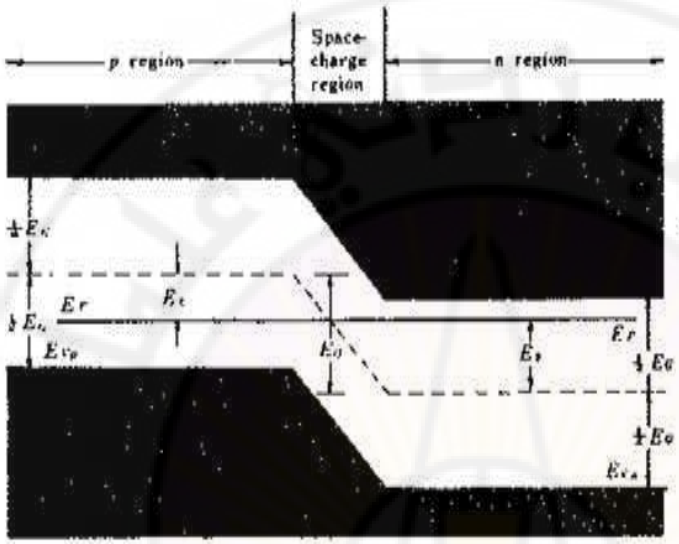
$$E_O = Ecp - Ecn = Evp - Evn = E_1 + E_2 \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-1)$$

تمثل هذه الطاقة (E_O) الطاقة الكمونية Potential energy للإلكترونات عند الوصلة بالإلكتروفولت (ev). لنحاول الآن حساب Eo فمن الشكل نجد:

$$E_F - Ev_p = \frac{EG}{2} - E_1 \rightarrow E_1 = \frac{EG}{2} - E_F + Ev_P \ldots\ldots\ldots (2-2)$$

$$Ecn - E_F = \frac{EG}{2} - E_2 \rightarrow E_2 = \frac{EG}{2} - Ecn + E_F \ldots\ldots (2-3)$$

$$E_O = E_1 + E_2 = EG - (E_{cn} - E_F) - (E_F - E_{VP}) \ldots\ldots (2-4)$$



الشكل (2-3)

من معادلات الفصل الأول (1-19,20) نجد:

$$EG = KT \ln \frac{N_C . N_V}{ni^2} \ldots\ldots (2-5)$$

ومن المعادلة (1-32):

$$E_{cn} = E_F = KT \ln \frac{N_c}{N_D} \ldots\ldots (2-6)$$

ومن المعادلة (1-33):

$$E_F = E_{vp} = KT \ln \frac{N_v}{N_A} \ldots\ldots (2-7)$$

وبتعويض المعادلات الناتجة (2: 5,6,7) في المعادلة (2-4) نجد:

$$E_o = KT(\ln\frac{N_c N_v}{n_i^2} - \ln\frac{N_c}{N_D} - \ln\frac{N_v}{N_A})$$

$$= KT.\ln(\frac{N_c N_v}{n_i^2}.\frac{N_D}{N_C}.\frac{N_A}{N_v})$$

$$= KT.\ln\frac{N_D.N_A}{n_i^2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-8)$$

يعبر عن القدرات (E) السابقة بالإلكترونفولت، و (K) له أبعاد الإلكتروفولت لكل درجة حرارة مطلقة. يعبر عن فرق كمون التماس (Vo) بالفولت ويساوي عدديا (Eo). نلاحظ أن (Vo) يعتمد على التراكيز المتوازنة وليس على كثافة الشحنة في منطقة العبور.

يمكن الحصول على صيغة أخرى لـ (Eo) وذلك بتعويض المعادلات (1-28,29,30) في المعادلة (2-8)، ونجد بذلك أن:

$$E_o = KT\ln\frac{P_{po}}{P_{no}} = KT\ln\frac{n_{no}}{n_{po}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-9)$$

حيث أضيف الدليل (O) إلى التراكيز للإشارة إلى شروط التوازن الحراري. باستخدام القيم المعقولة التالية:

$$P_{po} = 10^{16}cm^{-3}, P_{no} = 10^4 Cm^{-3}, KT = 0.026ev$$

وعند درجة حرارة الغرفة فنحصل على:

$$E_o \cong 0.5ev$$

في الواقع يمكن أن نشتق (Vo) بطريقة أخرى كما يلي: كما رأينا في الفقرة الأولى من هذا الفصل أن تطبيق التوازن بشروط أن تيار الثقب الصافي يساوي الصفر

سمح لنا بحساب Vo.

بما أن كثافة تيار الثقب الصافي يساوي الصفر، فإن سلبية تيار انتشار الثقـــب معادلة (1-34) يجب أن يساوي لتيار حرف الثقب معادلة (2-1)، وبذا:

$$eD_p \frac{dP}{dx} = e\mu_p P\varepsilon \quad \text{.....(2-10)}$$

من معادلة أنيشتين (1-35) نجد:

$$\frac{D_p}{\mu_p} = V_T \quad \text{.....(2-11)}$$

بتعويض المعادلة (2-11) بالمعادلة (2-10) وتذكر العلاقة الأساسية بين الكمـون وشدة الحقل ($\varepsilon_x = -\frac{dv}{dx}$)، ونجد:

$$\frac{dp}{p} = \frac{\mu_p}{D_p} dx.\varepsilon = \frac{dx.\varepsilon}{V_T} = -\frac{d_v}{v_T} \quad \text{.....(2-12)}$$

بتكامل هذه المعادلة بين حدود تمتد عبر الوصلة شكل (2-1d) من المـــادة (p)، حيث تركيز الثقب المتوازن هو (P_{po})، إلى الجانب (n)، حيث كثافـــة الثقـــب هـــو (P_{no})، نحصل على النتيجة التالية:

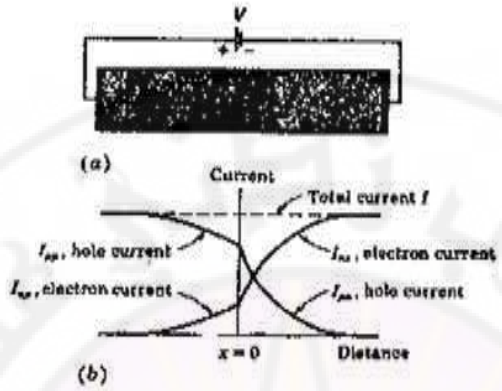
$$\int_{P_{po}}^{P_{no}} \frac{dp}{p} = -\int_{o}^{v_o} \frac{dv}{v_T}$$

$$P_{po} = P_{no} e^{\frac{v_o}{v_T}} \quad \text{.....(2-13)}$$

وحيث أن: $\frac{v_o}{v_T} = \frac{E_o}{K_T}$ فإن المعادلة (2-13) تكافئ المعادلة (2-9).

2-3) مركبات التيار في الثنائي $P-N$

The current components in a P-N diode



الشكل (2-4)

عند تطبيق إنحياز أمامي على الثنائي ، تحقن ثقوب إلى الجانب (n) والإلكترونات إلى الجانب (p). يتناقص عدد هذه الحوامل الأقلية أسيا مع المسافة بدءا من الوصلة معادلة (54-1) بما أن تيار الانتشار للحوامل الأقلية يتناسب مع تدرج التركيز معادلة (34-1) فإن هذا التيار يجب أن يتغير أسيا أيضا مع المسافة. يبين الشكل (2-4) تياري الحوامل الأقلية (I_{pn} , I_{np}). يمثل الرمز I_{pn} (x) تيار الثقب في المادة (n)، و I_{np} (x) تيار الإلكترونات في المادة (p) وذلك كتابع للمسافة (x).

تشكل الإلكترونات العابرة الوصلة عند (x=0) من اليمين إلى الشمال تيارا بنفس الاتجاه لتيار الثقوب العابرة الوصلة عند (x=0) من اليسار إلى اليمين. لذلك التيار الكلي عند (x=0) هو:

$$I = I_{pn}(o) + I_{np}(o) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-14)$$

بما أن التيار هو نفسه خلال دارة تسلسلية، لذلك يكون التيار (I) مستقلا عن المسافة (x) كما هو مبين بالشكل (4-2) بالخط الأفقي.

نتيجة لذلك، فإنه في الجانب (p)، يجب وجود مركبة ثانية من التيار (I_{pp})، التي إذا أضيفت إلى (I_{np})، ينتج التيار الكلي (I).

نتيجة لذلك فإن تيار الثقب هذا في المادة (p) (I_{pp}) الذي هو تيار الحوامل الأعظمية، يُعطى كما يلي:

$$I_{pp}(x) = I - I_{np}(x) \quad \text{.....(2-15)}$$

لقد تم رسم هذا التيار كتابع للمسافة، وأيضاً بالنسبة لتيار الإلكترونات (I_{nn}). إن الشكل (4-2) بمركبات التيار فيه قد تم رسمه بالنسبة لثنائي مطعّم بالشوائب بشكل غير متناظر unsymmetrically وبحيث يكون : $I_{pn} \neq I_{np}$.

نلاحظ أن بعيداً عن الوصلة باتجاه الجانب (p) فإن التيار يكون تيار حرف (تيار نقل conduction I_{pp}) والمدعوم بواسطة الحقل الكهربائي الصغير في نصف الناقل. عندما تقترب الثقوب من الوصلة، فإن بعضاً منها تندمج مع الإلكترونات، التي تم حقنها إلى الجانب (p) من الجانب (n). لذلك فإن جزءاً من التيار (I_{pp}) يصبح تياراً سالباً يساوي تماماً بالقيمة تيار الانتشار (I_{np}). إن التيار (I_{pp}) نتيجة لذلك يتناقص باتجاه الوصلة (بحيث يحفظ تماماً ثبات التيار الكلي I المستقل عن المسافة). إن ما يتبقى من التيار (I_{pp}) عند الوصلة يدخل الجانب (n) ويصبح قياس انتشار الثقب (I_{pn}). يُمكن بالطريقة نفسها إجراء التسلسل المنطقي لحركة تيار الإلكترونات (I_{nn}). نتيجة ما سبق وفي الثنائي ($n-p$) المنحاز أمامياً، يدخل التيار الجانب (P) كتيار ثقب ويترك الجانب (n) كتيار إلكترونات له نفس القيمة.

نؤكد أخيراً أن التيار في الثنائي ($p-n$) هو ثنائي القطبية bipolar، حيث أنه مؤلف من حوامل التيار الموجبة والسالبة وكليهما.

التيار الكلي المار خلال الوسيلة هو ثابت، لكن الجزء منه الناتج عن الثقوب

ذلك الناتج عن الإلكترونات، يتغير مع المسافة وذلك كما يؤكده الشكل (2-4).

2-4) النظرية الكمية لتيار الثنائي $p-n$

Quantitative theory of the $p-n$ diode currents

سوف نشتق في هذه الفقرة تيار الثنائي الكلي كتابع للجهد المطبق (والتي تعبر عن خواص الثنائي جهد - تيار). سوف نهمل في دراستنا هذه سماكة منطقة العبور وبالتالي سوف نفترض أن عرض الحاجز الكموني يساوي الصفر.

عند تطبيق إنحاز أمامي على الثنائي، تحقن ثقوب من الجانب (p) إلى الجانب (n). يتزايد تركيز الثقوب (p_n) في الجانب (n) إلى قيمة أعلى من قيمتها (p_{no}) عند التوازن الحراري وذلك حسب المعادلة السابقة (1-56)، وذلك كما يلي:

$$P_n(x) = P_{no} + P_n(o)e^{-X/L_p} \quad \text{.....(2-16)}$$

حيث يدعى المعامل (L_p) بطول الانتشار diffusion length للثقوب في المادة (n)، وبالتالي فإنه عند x=o، فإن التركيز المحقون injected أو الزائد excess، يساوي:

$$P_n(o) = p_n(o) - P_{no} \quad \text{.....(2-17)}$$

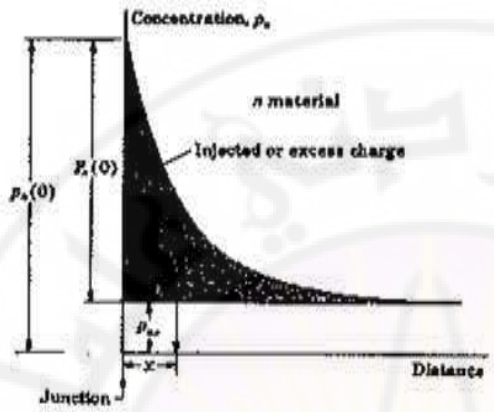
يبين الشكل (2-5) مركبات تركيز الثقوب المختلفة، الذي يظهر التناقص الأسي للكثافة مع المسافة (x) داخل المادة (n).

من المعادلة السابقة (1-34)، يعطي تيار انتشار الثقب في الجانب (n) كما يلي:

$$I_{pn} = -AeD_p \frac{dP_n}{dx} \quad \text{.....(2-18)}$$

باشتقاق المعادلة (2-16)، وتعويض الناتج في (2-18) نجد:

$$I_{pn}(x) = \frac{AeD_p P_n(o)}{L_p} e^{-X/L_p} \quad \text{.....(2-19)}$$



الشكل (2-5)

تبرهن هذه المعادلة أن تيار الثقوب يتناقص أسياً مع المسافة. في الواقع فإن اعتماد (I_{pn}) على الجهد المطبق متضمن في الحد P_n (o) بسبب أن التركيز المحقون هذا هو تابع للجهد. سنحاول الآن وفي الفقرة الجزئية التالية إيجاد اعتماد P_n (o) على الجهد (V).

بفرض أن تركيز الثقوب عند حافة منطقة الشحنة الفراغية (P_p) في المادة (P) و (P_n) في المادة (n)، وبفرض أن كمون الحاجز عبر هذه المنطقة هو V_B، عندها نكتب:

$$P_p = P_n e^{V_B/V_T} \quad \text{.....(2-20)}$$

وهي علاقة بولتزمان Boltzmann في النظرية الحركية للغازات Kinetic gas theory ، التي هي صحيحة أيضاً حتى في شروط عدم التوازن طالما كان تيار الثقب

الصافي صغيراً بالمقارنة مع تيار الانتشار أو تيار الجرف. ضمن هذا الشرط المسمى الحقن ذو المستوى المنخفض Low-level infection، يمكننا بتقريب جيد مساواة قيمة تيارات الجرف والانتشار. في الواقع فإنه يمكننا الحصول على المعادلة (2-20)، انطلاقاً من المعادلات (2-10,12) وإجراء التكامل على حدود المنطقة المحرّمة، وهو الذي مبين في الواقع في المعادلة (2-13) باستبدال الرموز بما يكافئها بشكل عام، أي يكون:

$$P_{po} \to p_p \quad P_{no} \to P_n \quad V_o \to V_B$$

ولتصبح المعادلة (2-20) هي المعادلة نفسها (2-13) التي أوجدت بعملية التكامل في حالة الدارة المفتوحة.

من جهة أخرى، إذا طبقنا المعادلة العامة (2-20) على حالة وصلة $p-n$ بدارة مفتوحة فإن:

$$P_p = p_{po}\,,\ P_n = P_{no}\,,\ V_B = V_o$$

وبذا نعود إلى المعادلة (2-13).

الآن نأخذ بعين الاعتبار الحالة التي نحن بصدد دراستها وهي حالة وصلة منحازة بشكل أمامي بواسطة تطبيق جهد خارجي (V). نتيجة لتطبيق هذا الجهد الأمامي يتناقص جهد الحاجز (V_n) من حالة التوازن (V_o) إلى : $V_B = V_o - V$. إن تركيز الثقوب خلال المنطقة (p) ثابت ويساوي قيمته عند التوازن الحراري، أي: $P_p = P_{po}$ من جهة أخرى، يتغير تركيز الثقوب مع المسافة في الجانب (n)، كما مبين في الشكل (2-4). عند حافة المنطقة المحرمة $x = 0$ يكون $P_n = P_n(o)$. نتيجة لذلك تصبح علاقة بولتزمان (2-20) في هذه الحالة:

$$p_{po} = P_n(o)e^{(V_o - V)/V_T} \qquad \text{.....(2-21)}$$

بتركيب هذه المعادلة مع المعادلة (2-13) نحصل على:

$$P_{po} = P_n(o)e^{(V_o - V)/V_T} = P_{no}e^{V_o/V_T}$$

$$P_n(o) = P_{no}e^{V/V_T} \quad \text{.....(2-22)}$$

يدعى هذا الظرف الحيطي أو المعادلة (٢-٢٢) بقانون الوصلة The low of the junction. تشير هذه المعادلة إلا أنه في حال الانحياز الأمامي $(V)O$، يكون تركيز الثقوب $P_n(o)$ عند الوصلة أكبر من قيمته عند التوازن الحراري P_{no} يمكننا الحصول بشكل مماثل على علاقة للإلكترونات، مع تبديل كل من (p.n) في المعادلة (2-22).

إن تركيز الثقوب المحقون إلى الجانب (n) عند الوصلة $P_n(o)$ يتم الحصول عليه بتبديل المعادلة (2-22) بالمعادلة (2-17)، ونحصل:

$$P_n(o) = P_{no}(e^{V/V_T} - 1) \quad \text{.....(2-23)}$$

لنحسب الآن التيار الأمامي Forward currents:

إن تيار الثقوب $I_{pn}(o)$ العابر للوصلة إلى الجانب (n) معطى بالعلاقة (2-19)، عند $x=0$. باستخدام المعادلة (2-23) بالنسبة لـ $P_n(o)$ وتعويضها في المعادلة (2-19)، نحصل على:

$$Ip_n(o) = \frac{e.A.D_n.P_{no}}{L_P}(e^{V/VT} - 1) \quad \text{.....(2-24)}$$

باستبدال كلٍّ من (n,p) في هذه المعادلة نحصل على تيار الإلكترونات $I_{pn}(o)$ العابر للوصلة إلى الجانب (p)، وبذا:

$$I_{np}(o) = \frac{e.A.D_n.n_{po}}{L_n}(e^{V/VT} - 1).....(2-25)$$

أخيراً، من المعادلة (2-14)، يكون تيار الثنائي الكلي (I) عبارة عن مجموع التيارين $I_{pn}(o)$ ، $I_{np}(o)$، أي:

$$I = I_{pn(o)} + I_{np(o)}$$

$$= [\frac{e.A.D_p.p_{no}}{L_p} + \frac{e.A.D_n.n_{po}}{L_n}](e^{V/VT} - 1)$$

$$= Io(e^{V/VT} \quad 1).....(2-26)$$

حيث:

$$I_o = [\frac{e.A.D_p.p_{no}}{L_p} + \frac{e.A.D_n.n_{po}}{L_n}].....(2-27)$$

بفرض أن (W_p) و (W_n) عرض المناطق (p) و (n)، فإن الاشتقاق السابق يفترض أن $W_p \ll L_p$ و $W_n \ll L_n$. لو أنه كان في بعض التطبيقات لثنائي عملي، العرض أصغر بكثير من طول الانتشار، فإن علاقة (I_o) تبقى صحيحة بشرط تبديل كلّ من (L_p) و (I_n) في العلاقة السابقة بـ (W_p) و (W_n).

لنناقش الآن تيار الإشباع العكسي the Reverse Saturation cur:

في المناقشة السابقة، رأينا أن تطبيق جهد موجب يشير إلى حالة انحياز أمامي. إن المعادلة (2-26) تبقى صحيحة ولو كان الجهد المطبق سالباً مما يعني حالة انحياز عكسي. في حالة الانحياز العكسي الذي يكون فيه الجهد المطبق كبيراً بالمقارنة مع (V_T) ، فإننا نلاحظ من المعادلة (2-26) إن: $I \to Io$. إذن فإن (I_o) يدعى بتيار الإشباع العكسي. بتركيب المعادلات (30-2-1) مع المعادلة (27-2)، نحصل على:

$$P_n = \frac{n_i^2}{N_D} \quad \text{.....(1-29)}$$

$$n_p = \frac{n_i^2}{N_A} \quad \text{.....(1-30)}$$

$$I_O = A\rho\left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A}\right) n_i^2 \quad \text{.....(2-28)}$$

حيث أن (n_i^2) أعطيت بالمعادلة السابقة (1-25):

$$n_i^2 = A_O T^3 e^{-EGo/KT} = A_O T^3 e^{-VGo/V_T} \quad \text{.....(2-29)}$$

حيث (V_{GO}) هو جهد قيمته العددية تساوي الثغرة الطاقية الممنوعة (E_{GO}) بالإلكترو فولت، و (V_T) هو الفولت المكافئ لدرجة الحرارة .

بالنسبة للجرمانيوم فإن ثوابت الانتشار (D_n, D_p) تتغير تقريباً بشكل عكسي مع (T). لذلك يعطى اعتماد (I_O) على درجة الحرارة كما يلي:

$$Io = K_1 T^2 e^{-VGo/V_T} \quad \text{.....(2-30)}$$

حيث (K_1) ثابت مستقل عن درجة الحرارة.

لقد أهملنا خلال هذه الفقرة توليد الحوامل واندماجها في منطقة الشحنة الفراغية. مثل هذا الافتراض هو صحيح بالنسبة لثنائيات الجرمانيوم، لكن ليس صحيحاً بالنسبة لوسائل السيليكون. بالنسبة للسيليكون يكون تيار الانتشار مهملاً بالمقارنة مع تيار توليد الشحنة في منطقة العبور، الذي يعطى بالعلاقة التالية:

$$I = I_o(e^{V/\eta V_T} - 1) \quad \text{.....(2-31)}$$

حيث: $\eta = 2$ بالنسبة لمعدل تيارات صغيرة.

$\eta = 1$ بالنسبة لمعدل تيارات عالية.

يلاحظ أيضاً أن (I_O) يتناسب مع (n_i) بدلاً من n_i^2. لذلك بفرض أن (K_2) هو ثابت مستقل عن درجة الحرارة:

$$Io = K_2 T^{1.5} e^{-V_{Go}/2V_T} \quad \text{.....(2-32)}$$

2-5) الوصلة $p-n$ بتطبيق انحياز أمامي-

$p-n$ Junction with Forward bias:

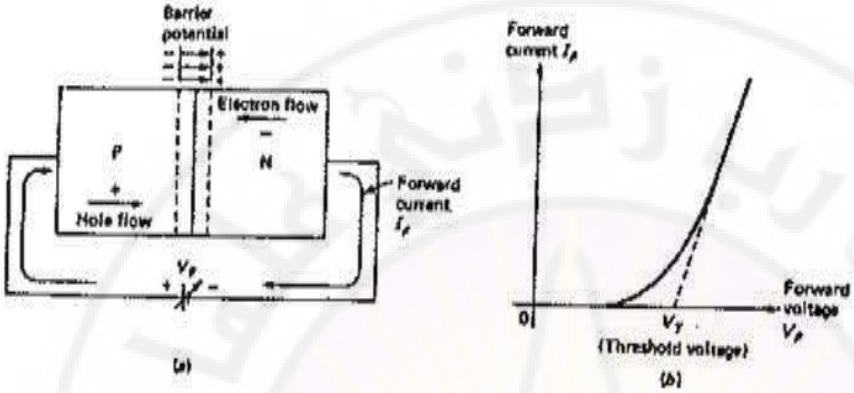
يبين الشكل (2-6a) وصلة $p-n$ مطبق عليها جهد خارجي. تم توصيل الجانب (p) إلى النهاية الموجبة والجانب (N) إلى النهاية السالبة للمنبع المستمر. يقال في هذه الحالة وهي أن الوصلة منحازة أمامياً Forward- biased. تدفع قطبية الجهد الخارجي الإلكترونات الحرة والثقوب الحرة لتتحرك عبر الوصلة.

تغطي الحوامل الأعظمية هذه بعضاً من الشوارد غير المغطاة uncovered ions وبالتالي تنقص من الحاجز الكموني. تجد الحوامل الأعظمية الآن نفسها أسهل للإنتشار عبر الوصلة، حيث أن معظمها تملك الطاقة اللازمة لقهر الحاجز الذي تناقصت قيمته. إذا زدنا من قيمة جهد الإنحياز الأمامي (V_F)، يتناقص الحاجز أكثر، وبهذا تتناقص المقاومة الفعالة للوصلة مع كمية الانحياز الأمامي. نتيجة لذلك يتم عبور عدد أكبر من الحوامل الأعظمية للوصلة.

إن تدفق هذه الحوامل يمثل التيار الأمامي وعبرها (I_F) الذي يميز بتدفق الثقوب والإلكترونات باتجاه الوصلة كما هو مبين بالشكل (2-6a).

بما أنه لا يوجد ثقوب في الأسلاك الخارجية، لذلك فإن ما يتدفق في الدارة

الخارجية هو الإلكترونات فقط. يبين في الشكل اتجاه (IF) الذي يمكـــن أن يقـاس بوساطة مقياس أمبير متر موصول في الدارة الخارجية لهذا الغرض.



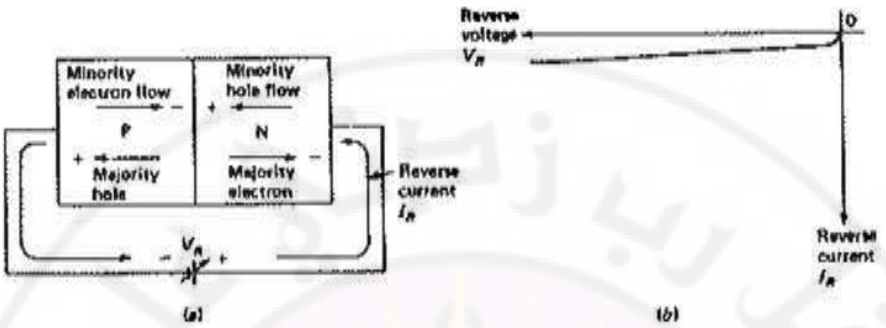
الشكل (2-6)

لو زدنا التيار الأمامي أكثر فأكثر، يمكن للتيار أن يتجاوز قيمة خطره مسـببا تسخين الوصلة وبالتالي تخريب الوسيلة. يمكن لوسائل الجرمانيوم أن تتحمـل عـادة درجات حرارة وصلة عظمى 100°C، بينما في وحدات السيليكون يمكن أن تعمـل بشكل مقبول حتى درجات حرارة 175° أو أعلى.

عند قياس الجهد والتيار الأمامي، وجد أن التيار يرتفع بشكل أسي تقريبا مـع الجهد المطبق، وذلك كما هو مبين بالشـكل (2-6b). جـهد العتبـة Threshold Voltage (V_T) هو تقريبا قيمة (V_F) المطبقة التي يكون تدفق التيار مـهملا تحتـها. يساوي (VT) بحدود (0.2v) بالنسبة للجرمانيوم و (0.6v) بالنسبة للسيليكون.

2-6) الوصلة $p-n$ بتطبيق انحياز عكسي –

$p-n$ Junction With Reverse Bias :



الشكل (2-7)

يبين الشكل (2-7a) وصلة (pn) مطبق عليها جهد خارجي بشكل إنحياز عكسي.

تم توصيل النهاية السالبة للمنبع المسمى إلى الجانب (p) والنهاية الموجبة إلى الجانب (n)، هذا التوصيل سوف يقوّي reinforces الحاجز الكموني. عند زيادة قيمة الجهد العكسي (V_R)، يزداد معه الحاجز الكموني، وبذا تجد الحوامل الأعظمية صعوبة أكبر بالانتشار عبر الوصلة. في الواقع، تسحب هذه الحوامل بعيداً عن الوصلة، وسوف يمر تيار بشكل قليل جداً، وتظهر الوصلة كمقاومة كبيرة نسبياً.

لسوء الحظ، بالإضافة إلى الحوامل الأعظمية،هنالك الحوامل الأقلية التي لا تتأثر بقيمة جهد الانحياز العكسي (وجودها تابع لدرجة الحرارة)، تمثل مركبة محدودة لتيار عكسي، يدعى بتيار الإشباع.

يبين الشكل (2-7b) خواص الجهد- تيار، ويتبين أنه حين زيادة الجهد العكسي بالمطال، يزداد التيار الكلي أيضاً ولكن بشكل قليل Slightly. هذه الزيادة القليلة هي

في الواقع ناتجة عن الشوائب Impurities المتواجدة على سطح النصف الناقل، التي تسلك كمقاومة فعالة (ولكن كبيرة) وحسب قانون أوم. مركبة التيار الإضافية هذه تعتمد على الجهد بدلاً من درجة الحرارة، تدعى بمركبة تسريب السطح. The Surface- leakage component.

عملياً يعتمد التيار العكسي الكلي (I_R) على درجة الحرارة بقيمة أكبر من اعتماده على الجهد. في الجرمانيوم، يتضاعف هذا التيار it doubles عند ارتفاع درجة الحرارة بحدود (10°C)، بينما في السيليكون، يتضاعف هذا التيار العكسي عند ارتفاع بحدود (6°C). لكن نجد من جهة أخرى أن التيار العكسي (I_R) ذا قيمة صغيرة جداً في وسائل السيليكون وهي من مرتبة النانو أمبير (nA)، بينما في الجرمانيوم تكون له قيمة كبيرة نسبياً وهي من مرتبة المايكرو أمبير (μA).

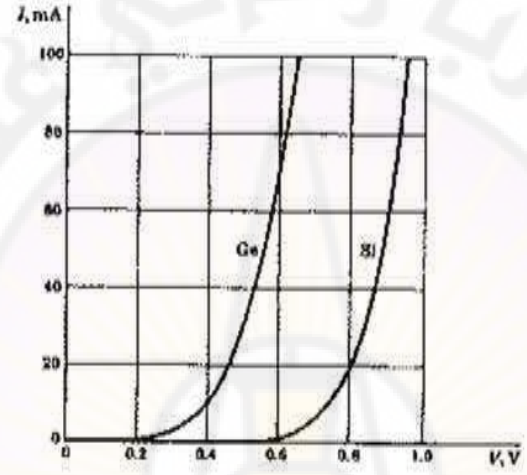
لنقارن الآن الخواص الأساسية بين السيليكون والجرمانيوم:

يبين الشكل (2-8) خواص الجهد- تيار في حالة الانحياز الأمامي لثنائي جرمانيوم (1N270) وثنائي سيليكون (1N3605) وذلك في درجة الحرارة العادية (25°C).

نلاحظ وجود جهد يدعى بجهد العتبة أو جهد التوصيل Cutin or threshold voltage (V_γ)، حيث يكون التيار الأمامي المار قبله صغيراً جداً ومهملاً (قيمته) أقل من 1% من قيمة المعدل الأعظمي للتيار). بعد هذا الجهد يبدأ التيار بالارتفاع بسرعة مع الجهد المطبق وبشكل أسّي حسب المعادلة السابقة (2-26).

نلاحظ أن هذا الجهد يساوي تقريباً (0.2V) في الجرمانيوم و (0.6V) في السيليكون. إن السبب في كون جهد العتبة في الجرمانيوم أقل هو زيادة تيار الإشباع العكسي فيه الذي يكون أكبر بكثير من تيار الإشباع العكسي في السيليكون (أكبر

بحوالي 1000 مرة). يلاحظ أيضاً من المعادلة (2-31)، أن التيار في السيليكون تزايد مع القيمة $e^{\frac{V}{2V_T}}$ في البداية (حالة التيارات الضعيفة)، ثم يعود يزداد بسرعة أكبر لمسائل الجرمانيوم أي بشكل متناسب مع القيمة $e^{\frac{V}{V_T}}$ (حالة التيارات العالية).



الشكل (2-8)

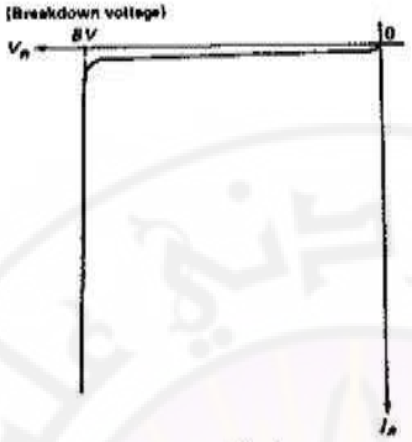
من الناحية العملية يمكننا اعتبار في معظم التطبيقات العامة ما يلي:

١- يتضاعف تيار الإشباع العكسي (I_o) [للنوعين كليهما من أنصاف النواقل] وذلك لكل تزايد بدرجة الحرارة مقدارها (10°C).

٢- يتناقص جهد العتبة (VT) بمقدار (2.5mv/°C).

2-7) الانهيار:

Breakdown:



الشكل (2-9)

إذا ازداد الانحياز العكسي على ثنائي وصلة ($p-n$) فيما وراء مستوى يعرف بجهد الانهيار العكسي (BV)، يبدأ التيار العكسي بالارتفاع بشكل مفاجئ وحاد abruptly كما يبين الشكل (2-9). مع أن الانهيار ليس بالضرورة مخرباً destructive، إلا أنه يجب تحديد قيمة التيار عند قيمة معقولة ومأمونة لكي لا تؤدي إلى تخريب الوسيلة بسبب الحرارة الناتجة عنها.

هناك عمليتان أساسيتان يمكن أن تسببان انهيار الوصلة. إحدى هاتين العمليتين، تدعى بانهيار زينر Zener breakdown ، والثانية تدعى بانهيار أفالانش avalanche breakdown. ينتج انهيار زينر بسبب الحقل الكهربائي الشديد في المنطقة المحرمة. إن الحقل الكهربائي القوي يمكن أن يقدم طاقة كافية لكسر الرباطات الذرية.

لذلك عندما يزداد الجهد الخارجي تزداد شدة الحقل، مما يولد حوامل شحنات كثيرة ويرتفع التيار بشكل سريع جداً.

تحدث ظاهرة انهيار أفالانش بشكل عام في المناطق المحرمة الأعرض، حيث لا يكون الحقل الكهربائي قوياً بشكل كاف لتوليد انهيار زينر. ولكن بدلاً من ذلك،

تتسارع الإلكترونات الحرة بواسطة الحقل ضاربة رباطات التكافؤ Covalent bonds. بسبب هذا الاصطدام collision، تتكسر رباطات التكافؤ وتتولد أزواج الإلكترونات والثقوب. تقوم الإلكترونات الحرة المتسارعة من قبل الحقل والناتجة عن التصادم، بتصادمات أخرى مولدة حوامل شحنات أكثر. تتراكم هذه العملية بسرعة لتوليد ارتفاع حاد abrupt rise في التيار، والذي يعرف بالانهيار.

إن كل الثنائيات تنهار عند جهد معين، فمنها ما ينهار عند (3 أو 20 v)، ومنها ما ينهار عند جهود أعلى مثل (20kv) أو أكثر. يمكن التحكم بجهد الانهيار أثناء عملية التصنيع manufacturing، حيث يعتمد على عرض المنطقة المفرغة التي بدورها تعتمد على مستوى الإشابة.

2-8) مقاومة الثنائي:

Diode Resistance:

تحدد المقاومة الساكنة (R) Static لثنائي بالنسبة ($\frac{V}{I}$) عند أي نقطة على منحني الخواص المبين بالشكل (2-6) أو (2-7) التي تساوي مقلوب ميل الخط الواصل بين نقطة العمل ومبدأ الإحداثيات. بما أن المقاومة الساكنة تتغير بشكل كبير مع نقطة العمل (I,V) لذلك لا يعتمد عليها عادة كعامل مفيد في التصميم. يُعطي مصممو أنصاف النواقل عادة قيمة الجهد الأمامي الأعظمي (V_F) لوصول إلى تيار أمامي معين (I_F)، ويُعطي أيضاً قيمة التيار العكسي الأعظمي (I_R) عند جهد عكسي معين (V_R).

لنبين هنا بعض القيم النموذجية العامة لثنائي سيليكوني كما يلي:

$$at: V_F = 0.8V \rightarrow I_F = 10mA \rightarrow R_F = 80\Omega$$

$$at: I_R = 0.1\mu A \rightarrow V_R = 50V \rightarrow R_R = 500M\Omega$$

تؤخذ عادة المقاومة الديناميكية (r) في مجال الإشارة الصغيرة كمعامل مفيد في عملية التصميم، وهي تحدد بمقلوب ميل منحني الخواص الساكنة للثنائي (خواص جهد- تيار) أي: $r = \frac{dv}{dI}$.

يكون تغير المقاومة الديناميكة مع نقطة العمل بسيطاً ويمكن إهماله في التطبيقات العامة. في الواقع نجد من المعادلة (2-31) أن الناقلية الديناميكية (g) تساوي:

$$I = I_o(e^{V/\eta V_T} - 1) \quad \ldots\ldots(2-31)$$

$$g = \frac{dI}{dV} = \frac{I_o e^{\frac{V}{\eta V_T}}}{\eta V_T} = \frac{I + I_o}{\eta V_T} \quad \ldots\ldots(2-32)$$

- في حالة الانحياز العكسي وبسبب كون $|\frac{V}{\eta V_T}| \ll 1$، فإن (g) تصبح صغيرة جداً وبالتالي تكون المقاومة الديناميكية عالية القيمة.

- في حالة الانحياز الأمامي وكون الجهد (V) أكبر من بضعة أعشار من الفولت، فإن $I \gg I_o$ وبالتالي يكون:

$$g \cong \frac{I}{\eta V_T}$$

أي:

$$r = \frac{1}{g} = \frac{\eta V_T}{I} \quad \ldots\ldots(2-34)$$

ونلاحظ أن المقاومة الديناميكية (r) تتغير بشكل عكسي مع التيار، فبالنسبة لدرجة حرارة الغرفة : $V_T = 26mv$ وبالنسبة لـ: $\eta = 1$ نجد:

$$r = \frac{26}{I} \quad \text{.....(2-35)}$$

حيث تقدر (I) بالميلي أمبير و (r) بالأوم. فمثلا إذا كان التيار المار I=26Ma فإن:

$$r = \frac{26mv}{26mA} = 1\Omega$$

وبشكل عام يمكن بشكل تقريبي في التطبيقات العامة التيار أن المقاومة الديناميكية (r) ثابتة لتسهيل عملية التصميم وخاصة في مجال الإشارة الصغيرة.

2-9) مكثفات الوصلة:

Junction capacitance:

تظهر الوصلة pn تأثيرات سعوية capacitive effects على أطرافها، وذلك حسب إذا كانت منحازة أماميا أو عكسيا.

2-9-1) مكثفة الشحنة الفراغية أو مكثفة العبور C_T:

Space- charge, or Transition, capacitance C_T

إن تطبيق انحياز عكسي على طرفي وصلة ثنائي (p-n) كما رأينا سابقا يسبب ابتعادا للحوامل الأعظمية عن الوصلة وبالتالي إحداث منطقة ذات شحنات ثابتة غير مغطاة uncovering immobile charges أكثر عرضا. تزداد نتيجة لذلك سماكة منطقة الشحنة الفراغية عند الوصلة بازدياد الجهد العكسي المطبق. يمكن لهذا التزايد في الشحنات غير المغطاة مع الجهد المطبق أن يعتبر كمكثفة فعالة. يمكننا أن نحدد المكثفة المتزايدة (C_T) بواسطة العلاقة:

$$C_T = \left|\frac{dQ}{dV}\right| \quad \text{.....(2-36)}$$

حيث (dQ) هي التزايد في الشحنة الناتج عن تغير الجهد |dV|. ينتج من هـــذا التعريف أن تغيراً في الجهد (dV) عند زمن (dt) سينتج تياراً قيمته: $i = \frac{dQ}{dt}$ والمعطى بالعلاقة:

$$i = C_T \frac{dV}{dt} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-37)$$

لذلك فإن معرفة المكثفة (C_T) أمر مـــهم (في الثنائيـــات والترانزيســـتورات) كعنصر دارة أساسي. نلاحظ أن هذه المكثفة والمسماة بمكثفة المنطقة المحرّمة، أو منطقة العبور، أو مكثفة الشحنة الفراغية، أو مكثفة الحاجز، إن هذه المكثفة غير ثابتة ولكـــن تعتمد على قيمة الجهد العكسي المطبق.

2-9-1-1) الوصلة الممزوجة:

An Alloy Junction:

لنعتبر أن الوصلة المدروسة يحدث فيها تغير فجائي abrupt changeللأيونـــات المستقبلة على جانب إلى الأيونات المعطية على جانب آخر. تتشكل مثل هذه الوصلـــة عملياً (مثلاً) بوضع مادة الأنديوم indium ثلاثية التكافؤ قرب مادة الجرمانيوم نـــوع (n) وتسخينها معاً إلى درجة حرارة عالية لفترة زمنية قصيرة. ينحل نتيجة لذلك جـــزء من مادة الأنديوم في الجرمانيوم لتغيره من النوع (n) إلى (p) عند الوصلة، ويتشـــكل لدينا ما يدعى بالوصلة الممزوجة alloy or Fusion Junction. في الواقع ليـــس مـــن الضروري أن يكون التركيز (N_A) للمستقبلات مساوياً للتركيز (N_D) للمعطيات، وفي الغالب يكون مفيداً أن لا تكون الوصلة متناظرة.

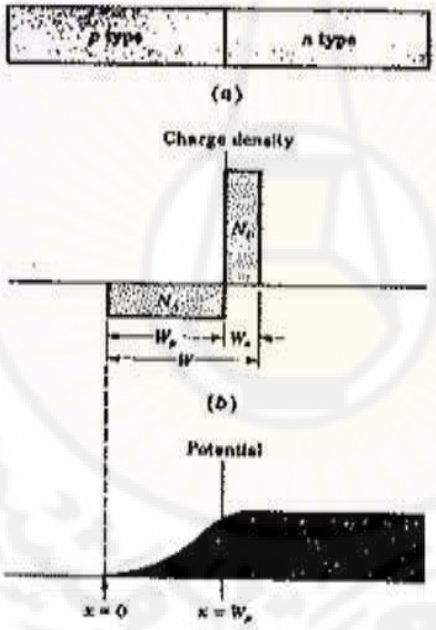
يبين الشكل (2-10) كثافة الشحنة كتابع للمسافة للوصلة الممزوجة حيث فيـــها نفترض أن كثافة الشوائب المستقبلة أقل بكثير من تركيز المعطيات.

بما أن الشحنة الصافية يجب أن تساوي الصفر، لذا نكتب:

$$e.N_A.W_P = e.N_D.W_n \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-38)$$

بما أن: $N_A \ll N_D$ لذلك: $W_P \gg W_n$. لتبسيط الحل، سوف نهمل البعد (W_n)، ونفترض أن كامل كمون الحاجز (V_H) يظهر عبر الشوارد المستقبلة غير المغطاة. إن العلاقة التي تربط الكمون وكثافة الشحنة تعرف بمعادلة بواسون Poisson's equation التي تعطى كما يلي:

$$\frac{d^2V}{dX^2} = \frac{e.N_n}{\varepsilon} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-39)$$



الشكل (2-10)

حيث (ε) هو كامل النفاذية الكهربائية Permittevity لنصف الناقل، ويكون $\varepsilon = \varepsilon_r.\varepsilon_O$، حيث ($\varepsilon_r$) هي ثابت النفاذية النسبي، و (ε_O) هي ثابت نفاذية

الفراغ الحر Free space. إن خطوط التدفق الكهربائي تبدأ من الشـــوارد المعطيـــة الموجبة وتنتهي بالشوارد المستقبلة السالبة. نتيجة لذلك لا يوجد خطوط تدفق علـــى يسار منطقة $x = o$، وذلك كما تبين من الشكل (2-10)، وبالتالي نجد:

$$\varepsilon = -\frac{dV}{dx} = 0 \quad at: x = o$$

بالإضافة إلى ذلك، بما أن الكمون الصفري اعتباري، سنختاره بحيث يكون:

$$V = o \quad at: x = o$$

بتكامل المعادلة (2-39) الخاضعة لهذه الشروط الحيطية نجد:

$$V = \frac{e.N_A.X^2}{2\varepsilon} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-40)$$

عند: $x = W_p \approx W$، فإن: $V = V_B$ ارتفاع الحاجز. لذلك بالتعويض:

$$V_B = \frac{e.N_A.W^2}{2\varepsilon} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-41)$$

إذا رمزنا بـــ (V) لجهد الانحياز المطبق، عندها يكون: $V_B = V_o - V$

حيث (V) هو جهد الانحياز العكسي السالب المطبق، و (V_O) هـــو كمـــون التماس Contact Potential. إن المعادلة (2-41) تؤكد استنتاجا نوعيا بـــأن سماكـــة المنطقة المحرمة تزداد مع تطبيق الجهد العكســـي، ونلاحـــظ أن (W) تتناســـب مـــع ($V_B^{1/2}$).

بفرض أن (A) هي مساحة الوصلة،فإن الشحنة ضمن المسافة (w) هي:

$$Q = e.N_A.W.A \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-42)$$

وبالتالي من المعادلة (2-36) نجد:

$$C_T = \left|\frac{dQ}{dV}\right| = e.A.N_A.\left|\frac{dw}{dv}\right| \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-43)$$

من المعادلة (2-41) وبالاشتقاق نجد:

$$W = \left|\frac{2\varepsilon}{e.N_A}(V_O - V)\right|^{1/2}$$

$$dw = \frac{\varepsilon}{e.N_A}dv \qquad \left|\frac{dw}{dv}\right| = \frac{\varepsilon}{e.N_A.W}$$

ومنه:

$$C_T = \frac{\varepsilon.A}{W} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-44)$$

وهي المعادلة المعروفة نفسها التي نحصل عليها لمكثفة ذات صفيحتين معدنيتين متوازيتين ذات سطح (A) وبعد بين الصفائح (W)، وبين الصفيحتين مادة عازلة ذات نفاذية (ε).

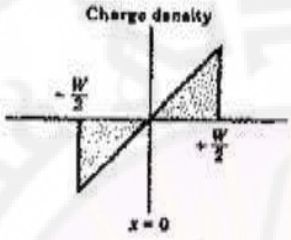
في المعادلة السابق المستنتجة، وبفرض أن التركيز (N_D) ليس مهملا، يمكن تعديل النتائج بشكل بسيط. ففي المعادلة (2-41) نعوض (W) على أساس أنها عرض المنطقة المحرمة الكلي ($W_p + W_n$)، وتبديل $\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)$ بدلا من $\left(\frac{1}{N_A}\right)$، ولكن مع ذلك تبقى النتيجة التي حصلنا عليها (أي المعادلة 44-2) صحيحة دائما.

2-1-9-2) الوصلة النامية:

Agrown Junction:

يمكن تشكيل وصلة أخرى، تدعى الوصلة النامية، ونحصل عليها بواسطة سحب بلورة وحيدة Single crystal من مصهور الجرمانيوم حيث يتغير نوعه أثناء

عملية السحب و ذلك بإضافة شوائب من النوع (ρ) ومن النوع (n). نتيجة لذلك تتغير كثافة الشحنة في هذه الوصلة بشكل تدريجي الآن gradually (بشكل خطي تقريبا). كما هو مبين بالشكل (11-2).



الشكل (11-2)

لو أجرينا تحليلا لما فعلنا في الوصلة المزوجة، سنحصل حتما على المعادلة السابقة (44-2) نفسها، بحيث يكون (W) مساويا العرض الكلي للمنطقة المحرمة، ويتغير مع المعامل ($V_B^{1/3}$)، بدلا من ($V_B^{1/2}$) حسب الاستنتاج السابق.

2-9-2) مكثفة الانتشار CD:

Diffusion capacitance CD:

عند تطبيق انحياز أمامي على الوصلة ($\rho-n$)، ينخفض كمون الحاجز عند الوصلة وتدخل ثقوب من الجانب (ρ) إلى الجانب (n)، وتدخل إلكترونات من الجانب (n) إلى الجانب (ρ). هذه العملية لحقن الحوامل الأقلية تم بحثها في الفقرة السابقة (5-2) حيث وجدنا أن كثافة الثقوب الزائدة أو المحقونة تتناقص أسيا مع المسافة كما يشير إلى ذلك الشكل (5-2). تتناسب المساحة المهشرة الموجودة تحت هذا المنحني مع الشحنة المحقونة. كما شرحنا في الفقرة (1-9-2) فإنه من الملائم هنا

أيضا حالة الانحياز الأمامي، أن ندخل مكثفة متزايدة تعرف كمعدل لتغير الشحنة المحقونة مع الجهد المطبق.

هذه المكثفة (C_D) تدعى بمكثفة الانتشار، أو التخزين Storage, or diffusion, capacitance، وتكون عادة أكبر بكثير من مكثفة العبور التي نتجت في حال الانحياز العكسي.

لنعمل الآن على اشتقاق علاقة لهذه المكثفة C_D:

لتبسيط التحليل سوف نفترض أن أحد جوانب الثنائي، وليكن الجانب (p)، مطعم بالشوائب بشكل كبير heavily Doped بالمقارنة مع الجانب الآخر وهو الجانب (n)، بحيث أن التيار المحمول (I) عبر الوصلة يمكن اعتباره بشكل كامل نتيجة لحركة الثقوب من الجانب (p) إلى الجانب (n)، أو بشكل آخر: $I = I_{pn}(o)$؛ وبالتالي فإن الشحنة الأقلية الزائدة (Q) سوف توجد فقط على الجانب (N)، وهي تعطى بالمساحة المهشرة المبينة بالشكل (2-5) مضروبة بمساحة مقطع الثنائي (A) والشحنة الإلكترونية (e). أي:

$$Q = \int_0^\infty A.e.p_n(o)e^{-X/L_p}dx = A.e.L_p.p_n(o) \quad \ldots\ldots(2-45)$$

$$C_D = \frac{dQ}{dV} = A.e.L_p.\frac{dp_{n(o)}}{dV} \quad \ldots\ldots(2-46)$$

إن تيار الثقوب (I) يعطى بـ $I_{Pn(x)}$ من المعادلة (2-19) بعد وضع $x = o$، أي:

$$I = \frac{A.e.D_p.P_{n(o)}}{L_p} \quad \ldots\ldots(2-47)$$

باشتقاق الطرفين بالنسبة لـــ (dv) نجد:

$$\frac{dP_{n(o)}}{dV} = \frac{L_p}{A.e.D_p}\frac{dI}{dV} = \frac{L_p}{A.e.D_p}.g \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2-48)$$

حيث تمثل (g) ناقلية الثنائي المعطاة في المعادلة (2-23).

بتركيب المعادلتين (2-46) و (2-48) نجد:

$$C_D = \frac{L_p^2}{D_p} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2-49)$$

من المعادلة السابقة (1-55) التي تحدد زمن البقاء الوسطي للثقوب وبفـــرض أن $\tau_p = \tau$ نجد:

$$L_p = \sqrt{D_p.\tau_p} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2-50)$$

then

$$C_D = \tau.g \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2-51)$$

ومن المعادلة (2-34): $g = \frac{I}{\eta V_T}$ ، نحصل أخيرا على:

$$C_D = \frac{\tau.I}{\eta V_T} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2-52)$$

من هذه المعادلة نرى أن مكثفة الانتشار تتناسب مع التيار الأمامي (I) وبشـــكل طردي. في الواقع ففي الاستنتاج السابق للمعادلة (2-52) افترضنا أن تيار الثنـــائي (I) ناتج عن الثقوب فقط. لو كان هذا الافتراض ليس صحيحا، فـــإن المعادلـــة (2-52) سوف تعبر عما يسمى بالمكثفة (CD_p) الناتجة عن الثقوب، ونقوم بتحليل مماثل بفرض أنه لدينا إلكترونات منتقلة فقط وينتج قانون مماثل للعلاقة (2-52) التي سنعبر الآن عـــن

مكثفة الإلكترونات (CD_n). نتيجة لذلك تصبح المكثفة الكلية للانتشار مساوية:

$$C_D = C_{Dp} + C_{Dn}.$$

في حالة الانحياز العكسي: تكون الناقلية (g) صغيرة جدا وبالتالي فإن (C_D) ستكون مهملة أمام (C_T). في حال الانحياز الأمامي تكون (C_D) أكبر بكثير من (C_T).

مع أن القيمة لـ (C_D) كبيرة ليس بالضرورة أن يكون الثابت الزمني time constant ($\tau.C_D$) (الذي يكون مهما جدا في تطبيقات الدارات الإلكترونية)، كبيرا، بسبب أن المقاومة الديناميكية الأمامية $r = \frac{1}{g}$ صغيرة. فمن المعادلة (2-51) نكتب:

$$\tau = r.C_D \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-53)$$

وبالتالي يكون الثابت الزمني للثنائي مساويا لزمن البقاء الوسطي للحوامل الأقلية الذي يكون من مرتبة تقع بين النانو ثانية وعشرات الميكرو ثانية.

من المعادلات (2-45,47,50) يمكننا أن نجد:

$$I = Q\frac{D_p}{L_p^2} = \frac{Q}{\tau} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-54)$$

تبين هذه المعادلة الهامة جدا أن تيار الثنائي (المتشكل من الثقوب العابرة للوصلة من الجانب p إلى n) متناسب مع الشحنة المختزنة (Q) للحوامل الأقلية الزائدة. عامل التناسب هو مقلوب زمن البقاء الوسطي τ للحوامل الأقلية. لذلك يزود التيار (I) في الحالة المستقرة steady state، بالحوامل الأقلية بالمعدل نفسه الذي تختفي فيه هذه الحوامل نتيجة عملية الاندماج.

إن الشحنة (Q) يمكن أن تكون معاملا هاما لتحديد فيما إذا كان الثنائي

منحازا أماميا أو عكسيا. يكون الثنائي منحازا أماميا إذا كانت إشارة الشحنة (Q) موجبة، ومنحازا عكسيا إذا كانت إشارة الشحنة سالبة.

2-10) أزمان التبديل للثنائي $p-n$:

$p-n$ Diode switching Times:

عندما يساق الثنائي ليتحول من الانحياز العكسي إلى الانحياز الأمامي أو بالعكس فإن استجابة الثنائي تكون مصحوبة بعبور وفترة من الوقت قبل أن يعود الثنائي إلى حالته المستقرة الجديدة. إن زمن الاستعادة الأمامي (τ_{fr}) Forward recovery time هو الزمن المنقضي بين (10 %) من جهد الثنائي، وبين الجهد الذي يصل إلى قيمة (10 %) من قيمته النهائية. لقد وجد أن هذا الزمن (τ_{fr}) لا يؤدي إلى أي مشكلة عملية خطيرة، وبالتالي سوف نأخذ بعين الاعتبار فقط ما هو أهم منه وهو زمن الاستعادة العكسي (τ_{rr}). Reverse recovery.

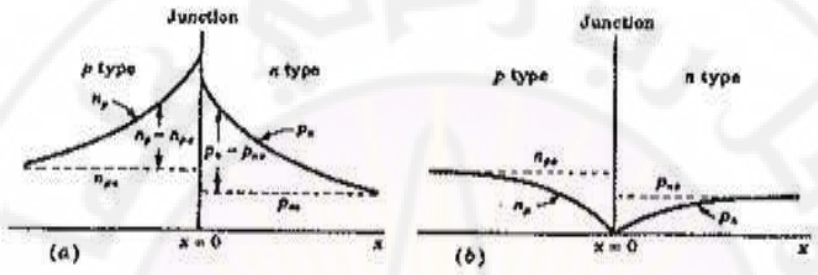
2-10-1) زمن الاستعادة العكسي للثنائي:

Diode Reverse Recovery Time:

عند تطبيق جهد انحياز أمامي خارجي على وصلة $p-n$، فإن الشكل (2-12a) يقدم كثافة الحوامل الأقلية في الحالة المستقرة (مقارنة مع الشكل 2-5). يكون عدد الحوامل الأقلية كبير جدا. هذه الحوامل الأقلية كانت قد غذيت من الطرف الآخر حيث كانت تشكل الحوامل الأعظمية.

عند تطبيق جهد انحياز خارجي عكسي على الوصلة، يقدم الشكل (2-12b) يقدم كثافة الحوامل الأقلية في الحالة المستقرة. بعيدا عن الوصلة تساوي الحوامل الأقلية قيمتها عند التوازن الحراري (P_{no} ، n_{po}) كما يبين الشكل (2-12-a) أيضا. عندما

تقترب الحوامل الأقلية من الوصلة تندفع عبرها بسرة وتنقص كثافتها إلى الصفر عند هذه الوصلة. يكون التيار المتدفق، الذي هو تيار الإشباع العكسي Io، صغيرا بسبب أن كثافة الحوامل الأقلية المتولدة حراريا تكون صغيرة جدا.



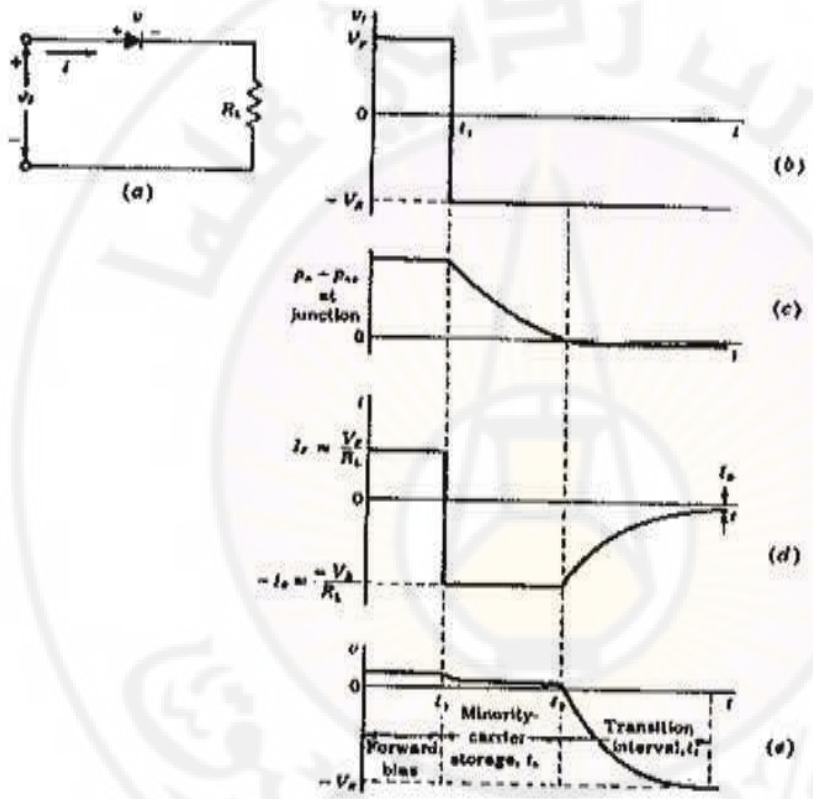
الشكل (2-12)

بفرض أنه طبق فجأة جهد خارجي عكسي على ثنائي موجود ضمن دارة معينة ويمر فيه تيار أمامي، فإن تيار الثنائي لن يهبط مباشرة إلى حالته المستقرة العكسية الجديدة. هذا التيار لن يستطيع الوصول إلى قيمته عند الحالة المستقرة الجديدة حتى ينقص توزيع الحوامل الأقلية (التي كانت لحظة انقلاب الجهد لها الشكل المبين 2-12a) إلى التوزيع النهائي المبين بالشكل (2-12b). خلال هذا الوقت الذي سوف تهبط فيه كثافة الحوامل الأقلية المحقونة P_n-P_{no} (or $n_p - n_{po}$) إلى الصفر، فإن الثنائي سوف يتابع عملية التوصيل الأمامي بسهولة، وسوف يحدد التيار بواسطة المقاومة الخارجية الموجودة في دارة الثنائي.

2-10-2) أزمان العبور والتخزين:

Storage and Transition Times:

يبين الشكل (2-13) تتابع التغيرات الكهربائية المصاحبة للانحياز العكسي المطبق على ثنائي في حالة توصيل.



الشكل (2-13)

سوف نعتبر الجهد المبين بالشكل (2-13b) هو المطبق على دارة الثنائي المبين بالشكل (2-13a). لزمن طويل نسبيا وحتى الزمن (t_1) فإن الجهد المطبق $V_i = V_F$

يجعل الثنائي بحالة انحياز أمامي. نفترض أن المقاومة كبيرة بشكل كاف بحيث يكـــون هبوط الجهد عليها كبيرا بالمقارنة مع هبوط الجهد عبر الثنائي. وبالتالي فإن التيار المـار في الدارة هو:

$$i \approx \frac{V_F}{R_L} = I_F$$

عند الزمن $t = t_1$ فإن جهد الدخل ينعكـــس بشـــكل فجـــائي إلى القيمـــة $V_i = -V_R$، نتيجة للتفسير الذي أعطي بالفقرة السابقة فإن التيار المار لن يـــهبط إلى للتفسير الصفر بنفس اللحظة لكن بدلا من ذلك يـعكس ويبقى عند القيمة:

$$i \approx -\frac{V_R}{R_L} = -I_R$$

ويبقى كذلك حتى الزمن $t = t_2$. عند الزمن $t = t_2$، كما هو مبين بالشـــكل (2-13c) فإن كثافة الحوامل الأقلية المحقونة عند $x = 0$ تكون قد وصلت إلى حالتـــها المتوازنة equilibrium state.

بفرض أن مقاومة الثنائي الأومية هي (R_d)، فإنه عند الزمن t_1 فإن جهد الثنائي يهبط ببطء بالقيمة $[(I_F + I_R)R_d]$ ولكنه لا ينعكس. عند الزمن $t = t_2$ وعندما ترجـع الحوامل الأقلية الزائدة القريبة مباشرة من الوصلة خلفا عبر الوصلة، فإن جهد الثنـــائي يبدأ بالانعكاس ويبدأ مطال تيار الثنائي بالتناقص. تدعى المسافة الزمنيـــة بـــين t_1, t_2 وهي فترة هبوط شحنة الحوامل المختزنة إلى الصفر، تدعى بزمن التخزين storage t_s time.

يدعى الزمن المنقضي بين t_2 والزمن الذي يحتاجه الثنائي ليعكس الجهد بـــين طرفيه أو ليستعيد حالته recovered ، بزمن العبور (t_t) transition time. إن فـــترة

الاستعادة سوف تكتمل عندما تكون الحوامل الأقلية الموجودة على مسافة معينة من الوصلة قد انتشرت إلى الوصلة وعبرتها، وإضافة إلى ذلك، عندما تكون مكثفة عبور الوصلة خلال الوصلة المنحازة عكسيا قد انشحنت عن طريق المقاومة (R_L) إلى الجهد المستقر الجديد ($-V_R$).

يحدد صانعوا أنصاف النواقل زمن الاستعادة العكسي للثنائي (t_{rr}) ضمن مواصفات الثنائي لشروط عمل نموذجية typical بالنسبة لموجة تيار المبينة بالشكل (2-13d) فالزمن (t_{rr}) هو المسافة الزمنية المنقضية بدءا من انعكاس التيار عند $I = I_1$ حتى يستعيد الثنائي حالته الجديدة المستقرة المتعلقة بتيار الثنائي أو مقاومته. بفرض أن المقاومة (R_L) كانت أكبر من عدة مئات من الأوم، فإن الصناع يحددون عادة المكثفة (C_L) التي تفرغ (R_L) التي تستخدم لتحديد الزمن (t_{rr}) في مجال قياس الدارات. لذلك على فرض أن الثنائي (1N3071) لشركة فيرشايلد [Fairchild] وبنقاط عمل: I_F=30mA, I_R = 30mA ، فإن الزمن اللازم لهبوط التيار العكسي إلى 1.0 mA هو 50 nsec. من جهة أخرى للثنائي نفسه عندما تكون نقطة العمل ضمن الشروط:

$$I_F = 30mA \ ,-V_R = -35V, R_L = 2K\Omega, C_L = 10PF$$

وبالتالي: $$-I_R = -\frac{35}{2} = -17.5mA$$

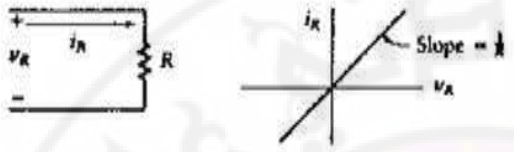
فإن الزمن اللازم للثنائي ليستعيد to recover حالته الجديدة المستقرة بحيث تصبح مقاومته 400 K هذا الزمن هو: 400 n sec.

في الصناعة والسوق التجارية توجد ثنائيات قطع switching- type- diodes متوفرة بأزمان استعادة عكسية (t_{rr}) تتراوح بين أقل من النانو ثانية إلى حوالي المايكرو ثانية بالنسبة للثنائيات المخصصة لتمرير تيارات عالية.

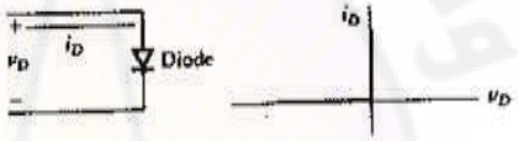
2-11) نظرية الثنائي نصف الناقل:

semiconductor Diodes theorem:

إن أبسط عنصر دارة خطية هو المقاومة، حيث يكون الجهد عبرها متعلق بالتيار حسب قانون أوم ohm's law. هذه العلاقة تم رسمها بيانيا بواسطة خط مستقيم كما هو مبين بالشكل (2-14).



Operating curve for resistor.



Operating curve for ideal diode.

الشكل (2-14) شكل (2-15)

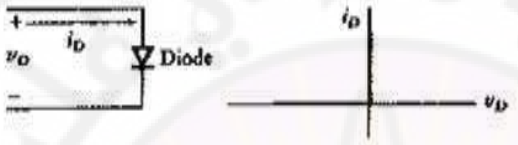
يكون ميل الخط المستقيم عبارة عن ناقلية المقاومة التي تحسب بنسبة التيار إلى الجهد. مقلوب هذا الميل هو المقاومة نفسها بالأوم.

إذا تم توصيل المقاومة في أي دارة، فإن نقطة العمل سوف تكون في مكان ما على هذه المنحني. يحدد موقع نقطة العمل الفعلية حسب شروط الدارة الخارجية.

من جهة أخرى يكون الثنائي المثالي the Ideal Diode هو وسيلة إلكترونية غير خطية nonlinear Device حيث يتبع التيار الجهد حسب ما هو مبين بالشكل (2-15).

تدعى هذه الخصائص عادة بخطية المستقيم Piecewise linear، لأن المنحني

مشكل من قطع من خطوط مستقيمة. نلاحظ أنه عند تطبيق جهد موجب أمامي على الثنائي يبقى هذا الجهد مساويا للصفر على طرفي الثنائي ويمر تيار متزايد، فتحت هذه الظروف تكون المقاومة مساوية للصفر ويسلك الثنائي وكأنه دارة مقصورة short circuit.



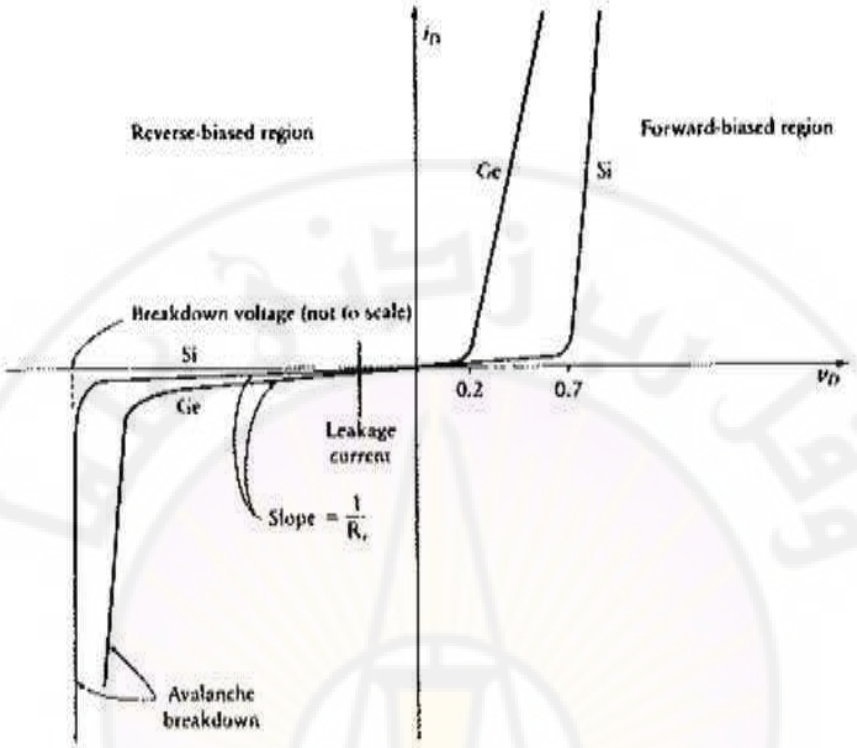
الشكل (2-15)

من ناحية أخرى إذا طبقنا جهدا سالبا عكسيا على الثنائي يبقى التيار المار مساويا للصفر مهما كان الجهد المطبق وبالتالي فإن ميل المنحنى يساوي الصفر مما يعني أن الثنائي يسلك كمقاومة لا نهائية، أو كأنه في حالة دارة مفتوحة open circuit.

2-11-1) تشغيل الثنائي:

Diode operation:

يبين الشكل (2-16) خواص العمل لثنائي حقيقي Practical Diode. نلاحظ أن المنحنى يختلف عن الخواص المثالية المبينة سابقا في الشكل (2-15) ونجد في المنحنى العملي ما يلي: عندما يتزايد الجهد الأمامي للثنائي إلى أعلى من قيمة الصفر، فإن التيار لا يبدأ بالمرور مباشرة، إنما يحتاج ذلك إلى تطبيق جهد أدنى يسمى بجهد العتبة V_γ (0.2 0r0.7V) كما هو مبين بالشكل (2-16)، للحصول على تيار مار محسوس noticeable.



الشكل (2-16)

عندما يحاول الجهد أن يزيد فوق جهد العتبة (V_γ)، نجد أن التيار يتزايد بسرعة. يكون عادة ميل منحني الخواص كبيرا، لكنه ليس لا نهائيا كما هي الحال في الثنائي المثالي.

عندما يكون الثنائي منحازا عكسيا، يمر تيار تسربي صغير Leakge. يحدث هذا التيار بشرط أن يكون الجهد العكسي أقل من الجهد اللازم لانهيار الوصلة. إذا أصبح الجهد السالب المطبق كبيرا بشكل كاف في منطقة الانهيار، يمكن عندها أن يتخرب الثنائي.

يدعى جهد الانهيار هذا بالجهد العكسي الأعظمي (pIV) أحيانا Peak

inverse voltage ويكون محددة عادة من قبل صانعي أنصاف النواقل. إن التخريب الذي يحصل على الثنائي العادي عند الانهيار يكون ناتجا عن تراكم الإلكترونات المتدفقة عبر الوصلة الذي ينتج عنه تسخين زائد للثنائي. avalanche of electrons يدعى جهد الانهيار هذا أحيانا بجهد انهيار الثنائي diode Breakdown (V_{BR}) voltage.

2-11-2) التأثيرات الحرارية:

Temperature effects:

تلعب درجة الحرارة دورا هاما في تحديد الخواص العملية للثنائيات. إذا حصل تغير لخواص الثنائي نتيجة لتغير درجات الحرارة، عندها يجب تعديل التصميم والتعليب للدارات. design and packaging

عندما تزيد درجة الحرارة للثنائي يتناقص عادة جهد التوصيل turn-on أو جهد العتبة Threshold (V_γ)، والعكس بالعكس. هذه العلاقة بين درجة الحرارة وجهد العتبة (V_γ) موضح بالشكل (2-17).

في الواقع يتغير جهد العتبة، (V_γ) خطيا تقريبا مع درجة الحرارة طبقا للمعادلة التالية (مع افتراض أن تيار الثنائي يبقى ثابتا):

$$V_\gamma(T_1) - V_\gamma(T_0) = K_T(T_1 - T_0) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (2-55)$$

بحيث:

T_0: درجة حرارة الغرفة أو 25°C.

T_1: درجة الحرارة الجديدة للثنائي °C.

$V_\gamma(T_0)$: جهد الثنائي عند درجة حرارة الغرفة (volts).

$V_\gamma(T_1)$: جهد الثنائي عند درجة الحرارة الجديدة (volts).

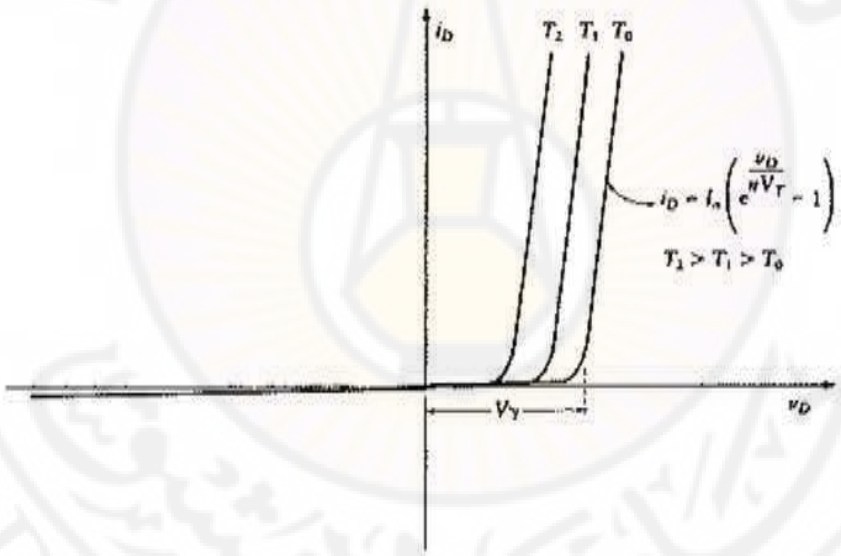
K_T: المعامل الحراري للثنائي Temperature coefficient (V/C°).

القيمة K_T تتغير حسب نصف الناقل وتكون عادة:

$$K_T = -2.5mv/^{\circ}C \quad For\ germanivm\ Diodes$$

$$K_T = -2.0mv/^{\circ}C \quad For\ Silicon\ Diodes$$

أحد المعاملات الأخرى للثنائي هو تيار الإشباع العكسي (Io) الذي يعتمد أيضا على درجة الحرارة. يمكن اعتبار هذا التيار بشكل عملي يتزايد تقريبا بمقدار 7.2%/°c وذلك بالنسبة لثنائيات السيليكون والجرمانيوم كليهما بعبارة أخرى، يتضاعف (Io) كل زيادة مقدارها (10C°) بدرجة الحرارة. فيما يلي العلاقة التي تعطي تيار الإشباع العكسي كتابع لدرجة الحرارة.



الشكل (2-17)

$$I_O(T_2) = I_O(T_1)\exp[K_i(T_2 - T_1)]\ldots\ldots\ldots\ldots(2-56)$$

حيث: $K_i = 0.07/^{\circ}C$ و T_1, T_2 درجات الحرارة الأولى والثانية الجديدة.

يمكن لهذه العلاقة أن تبسط وتقرب بالشكل التالي:

$$I_o(T_2) = I_o(T_1)2^{(T_2 - T_1)/10} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2-57)$$

هذا التقريب يمكن أن يكون مقبولا حيث أن:

$$e^{0.7} \approx 2$$

2-11-3) الدارات المكافئة للثنائي:

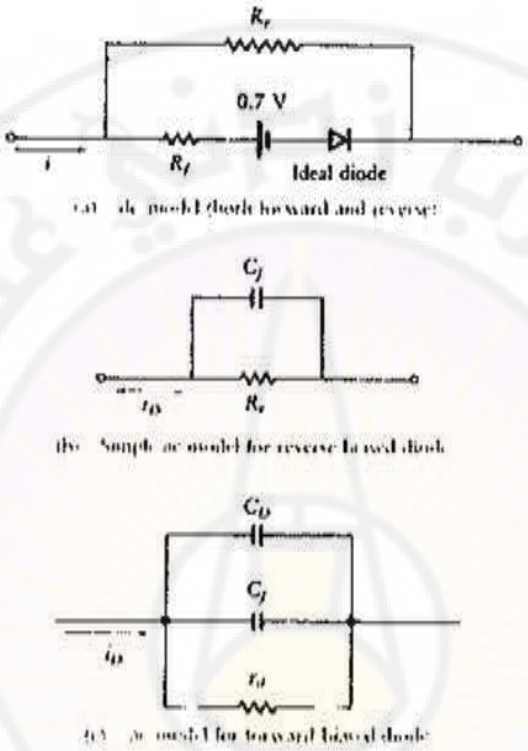
Diode Equivalent circuits Models:

تمثل الدارة المبينة بالشكل (2-18a) نموذجا بسيطا لثنائي سيليكوني ضمن شروط عمل الـ (dc) وبحالتي الانحياز الأمامي والعكسي.

تعطي علاقات هذا النموذج بشكل تقريبي منحني العمل للثنائي المبين بالشكل (2-16). تمثل المقاومة (R_F) مقاومة الانحياز العكسي للثنائي التي تكون عادة بحدود بضعة ميجا أوم، بينما المقاومة ($R_{f'}$) تمثل مقاومة التماس وجسم الثنائي contact and bulk resistance وتكون عادة أقل من 50Ω. في حالة الانحياز الأمامي يكون الثنائي المثالي بحالة قصر دارة والمقاومة تساوي الصفر. مقاومة الدارة لثنائي عملي منحازا أماميا والمبين دارته في الشكل (2-18a) هي المقاومة الكلية بعد جعل الثنائي المثالي قصر دارة، أي:

$$R_F // R_{f'} \approx R_{f'}$$

ضمن شروط الانحياز العكسي، يكون للثنائي المثالي مقاومة لا نهائية (دارة مفتوحة) ومقاومة الدارة للثنائي العملي تساوي (R_F). إن الثنائي المثالي الذي يكون جزءا من الدارة المكافئة المبينة بالشكل (2-18a) منحازا أماميا عندما يتجاوز جهد النهايات المطبق القيمة (0.7v).



الشكل (2-18)

في الواقع تكون نماذج الدارة المكافئة المتناوبة (ac) أكثر تعقيدا لأن نقطة العمل تعتمد على التردد. يبين الشكل (2-18b) نموذجا مبسطا لدارة مكافئة متناوبة لثنائي منحاز عكسيا، حيث تمثل المكثفة (C_j) مكثفة الوصلة Junction capacitance. تظهر هذه المكثفة لأن المنطقة المحرمة تعمل كمكثفة. يبين الشكل (2-18c) الدارة (ac) المكافئة لثنائي منحازا أماميا. تشمل الدارة المكافئة على مكثفين، مكثفة الانتشار (C_D)

ومكثفة الوصلة (C_J). إن مكثفة الانتشار (C_D)، تساوي الصفر تقريبا في حالة الانحياز العكسي للثنائيات. (rd) هي المقاومة الديناميكية. في حال الترددات ا لمنخفضة تكـون التأثيرات السعوية صغيرة ولن يبقى غير المقاومة R_F كعنصر ذي معنى.

4-11-2) تحليل دارة الثنائي:

Diode circuit Analysis:

4-11-2-1) المحاكاة بواسطة الحاسوب:

Computer simulation:

إن الحاسوب قادر على استخدام دارات مكافئة تفصيلية لعناصر متعددة ومختلفة بشكل سريع وسهل ودقيق بغية إنجاز تحليل الدارة التي نرغب بدراستها وتصميمـــها. يستطيع الحاسوب أن يأخذ الظروف الفيزيائية المختلفة بين الاعتبار وبسرعة وبدقـــة، مثل اعتماد عناصر الدارة على درجة الحرارة أو على التسامحات للوسيلة المســـتخدمة tolerances . نتيجة لذلك وباستخدام برامج معينة على الحاسوب، فإن عملية المحاكـلة بواسطة الحاسوب تكون من أقوى الطرق المستخدمة في مجـــالات عديـــدة لتحليـــل وتصميم الدرات.

وأحد أهم برامج تحليل الدارات المستخدمة بشكل واسع في عملية المحاكاة هـــو برنامج SPICE (simulated Program with IC emphasis). تم تطوير هذا البرنـلمج في جامعة كليفورنيا وباركلي California, Berkeley ، وكانت النسخة الأولى منـــه قد دخلت حيز التطبيق عام 1973 . هذا البرنامج تم تطويره وتحسين أدائه على مـــدى الثلاثين سنة الماضية ليحل مشاكل تصميم الدارات والشـــبكات التمثيليـــة analog . إحدى أقوى شركات البرمجة الآن وهي شركة ORCAD قد احتكرت هذا البرنـــامج وطورته وأعطته التسمية (PSPICE) والذي كان مطورا قبل ذلك إلى حد ما من قبـــل

الشركة Microsim.

في الواقع سوف نجد أن نتائج الحاسوب مختلفة عن نتائج حساباتنا اليدوية، بسبب أن الحاسوب بإمكانه وبسرعة أخذ متغيرات كثيرة للمعاملات المختلفة في الوقت نفسه مما يعطي دقة أكبر في النتائج. فمثلا في كثير من حساباتنا اليدوية، نفترض عادة أن معاملات الوسائل الإليكترونية المستخدمة هي ثابتة عند قيمتها الأساسية. بينما نجد أن الحاسوب (عن طريق برنامج المحاكاة المستخدم فيه) يأخذ تغير هذه المعاملات بعين الاعتبار وذلك طبقا لنقطة العمل Opereting ponit مثلا التي تغير عادة حسب موضعها من هذه المعاملات.

إن المحاكاة بوساطة الحاسوب تستخدم مبدئيا من أجل التحليل analysis. معنى ذلك أننا نتحقق من إنجاز الدارة التي تكون العناصر فيها قد اختيرت بشكل مسبق.

في الواقع، يمكن استخدام برامج المحاكاة في عملية التصميم design عن طريق استخدام عمليات التحليل المتكررة وبسرعة iteration technique. فمثلا إذا أردنا اختيار قيمة معينة لمقاومة، فإننا نقوم بتحليل الدارة عن طريق الحاسوب، وذلك لقيم متعددة لهذه المقاومة وبالتالي اختيار واحد من هذه القيم التي تنجز لنا أفضل المواصفات المرغوبة.

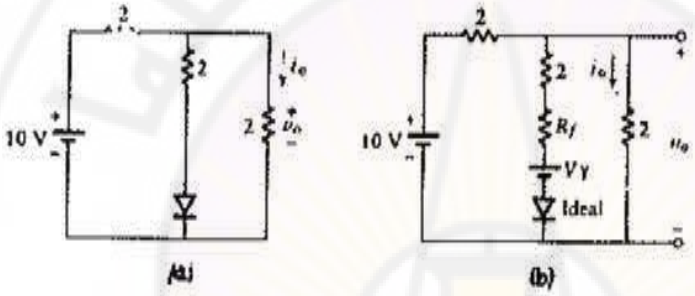
يمكن للمحاكاة بواسطة الحاسوب أن تكون مفيدة أيضا في إنجاز ما يسمى بالحالة الأسوأ worst- case وفي التحليل الحراري.

الآن ومع كل ما ذكر عن فائدة المحاكاة، إلا أن النتائج المأخوذة منه قد لا تطابق تماما المواصفات العملية الحقيقية للعناصر المستخدمة في الدارة بسبب تغيرات درجات الحرارة أو التسامحات في عملية تصنيع العناصر، لذلك من المهم جدا لمصمم الدارات Designer أن يعلم ذلك ويقوم بعملية تعديلات بسيطة لا بد منها على

الدارة لإنجاز العمل النهائي لبناء الدارة المرغوبة.

مثال محلول (1-2):

أوجد تيار الخرج للدارة المبينة بالشكل (2-19a)، وقم بفحص النتيجة باستخدام برنامج المحاكاة المستخدم في الحاسوب.



مثال (2-19)

الحل Solution:

بما أن الدارة تحتوي فقط على منبع مستمر، سنستخدم الدارة المكافئة للثنائي المبينة بالشكل (2-19b). لحل هذه الدارة يجب أن نقرر في إذا كان الثنائي المثالي في حال انحياز أمامي (دارة مقصورة) أو انحياز عكسي (دارة مفتوحة)، وبالتالي يجب أن نحسب جهد ثفنن المنظور من قبل النقطتين (a,b) ونقرر فيما إذا كان أكبر أو أصغر من V_γ. لكن باعتبار أن الجهد (10V) في الحالة هذه كبير بالمقارنة مع V_γ، وواضح مباشرة دون الدخول في حساب جهد ثفنن أن الثنائي المثالي هو منحاز أماميا (أي بحالة دارة مقصورة). باستخدام تحليل بسيط للدارة نجد:

$$I_1 = I_2 + I_0$$

$$\frac{10 - V_0}{2} = \frac{10 - V_\gamma}{R_F + 2} + \frac{V_0}{2}$$

نحل هذه المعادلة نجد:

$$v_O = \frac{10 + V_\gamma + 5R_F}{3 + R_F}$$

بفرض أن : $V_6 = 0.7V, \quad R_F = 0.2\Omega$ فإن:

$$v_O = 3.656v$$

بينما لو استخدمنا برنامج PSICE مثلا لوجدنا النتيجة التالية:

$$V_O = 3.64V$$

2-11-4-2) خطوط الحمل للثنائي:

Diode load lines:

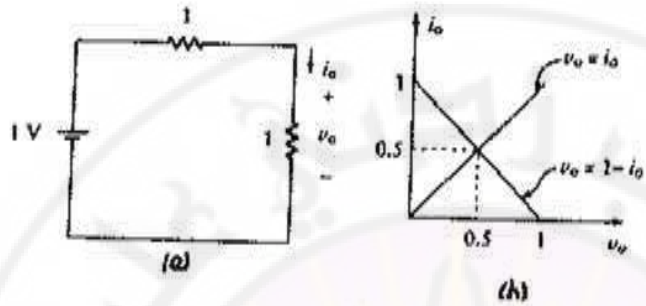
إن الدارة الإلكترونية تحتوي عادة على منابع جهد مستمرة (dc)، وأيضا على منابع متناوبة أي متغيرة مع الزمن time- varying sources. لو جعلنا المنبع المتناوب مساويا الصفر، فإن منابع الجهد المستمرة هي الوحيدة التي سوف تقدم الطاقة إلى الدارة، وفي هذه الحالة (حالة غياب المنبع المتناوب، فإن جهد وتيار الثنائي يحددان مما يعرف بنقطة العمل الساكنة. quiescent operating point (Q – point).

لنحاول قبل الدخول في تحليل حقيقي للثنائي، أن نشرح طريقة تحليل الدارة بيانيا. لنفرض أن لدينا الدارة المبينة بالشكل (2-20a) ونرغب أن نحلها لإيجاد (V_o, I_o) لها.

حل هذه الدارة بسيط بالطبع، لكن لنفرض أننا مصرون على تشكيل معادلتين آنيتين واستخدام التحليل البياني في الوقت نفسه. الحدود المفروضة بواسطة مقاومة

الحمل تقدم:

$$V_O = I_O.R_L = I_O(1\Omega)$$



الشكل (2-20)

منبع الجهد المستمر ومقاومة المنبع يحددان المعادلة التالية:

$$V_O = 1V - I_O(1\Omega)$$

يمكن أن نحل هاتين المعادلتين بشكل آني ويمكن أيضا أن يتم ذلك بشكل بياني كما هو مبين بالشكل (2-20b)، ثم رسم كل من المعادلتين كخط مستقيم، والحل المشترك الآني لهما هو تقاطع لهذين الخطين. نتيجة لذلك نجد الجواب التالي:

$$I_O = 0.5A \quad , \quad V_O = 0.5V$$

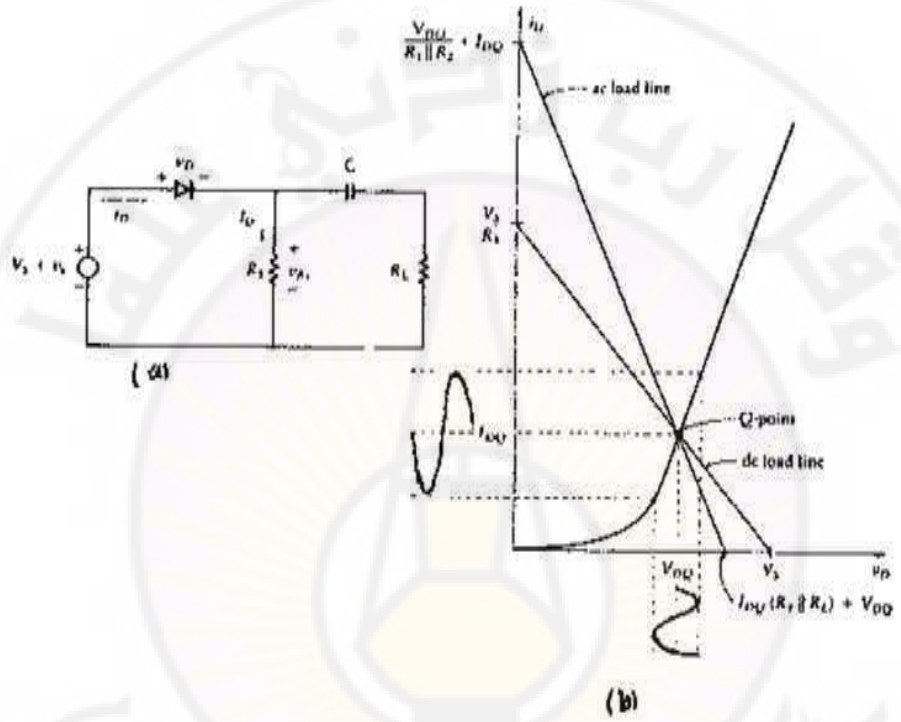
في الواقع يبدو الحل البياني لهذه المسألة البسيطة شاقا نسبيا وعلى أية حال، لو أصبحت أي من المعادلتين غير خطية nonlinear لبقي هذا الحل البياني أكثر سهولة من طرق الحل الأخرى.

يبين الشكل (2-21a) دارة تحتوي على ثنائي، مكثفة، منبع، ومقاومتين. هذه الدارة لو أخذنا بعين الاعتبار الحالة المستمرة فقط، فإن منبع الجهد يصبح فقط سلك (Vs)، وتصبح المكثفة دارة مفتوحة، فبكتابة معادلة الحلقة من الناحية المستمرة نجد:

$$V_S = V_D + V_{R1} = V_D + I_D R_1 \quad \text{.....(2-58)}$$

or:

$$V_D = -R_1 I_D + V_S \quad \text{.....(2-59)}$$



الشكل (2-21)

هذه معادلة أولى من معادلتين آنيتين تشملان على جهد الثنائي وتياره. لحل نقطة العمل نحن بحاجة لتركيب هذه المعادلة مع منحني خواص الثنائي. إن رسم هذه المعادلة مبين بالشكل (2-21b)، الذي سمي بخط الحمل المستمر dc loadline. على المحاور نفسها تم رسم منحني خواص الثنائي. إن تقاطع كلا الرسمين two plots يعطينا الحل الآني لمعادلتين: الأولى تحدد معادلة الدارة التي تحوي على الثنائي، والثاني التي تبين

العلاقة الحقيقية بين الجهد الثنائي وتياره. هذا الحل الآني هو المسمى بنقطة العمل (Q - point) على الشكل. هذه النقطة هي التي سوف تعمل عليها الدارة عند وضع المنبع المتناوب على الصفر. لذلك تدعى بالنقطة الساكنة Quisscent .

لو طبقنا الإشارة المتغيرة مع الزمن time – varying signal الآن بالإضافة إلى المنبع المسمى (dc)، لتغيرت إحدى المعادلتين الأتيتين. بفرض أن الدخل المتناوب ذو تردد عال يسمح باعتبار المكثفة دارة مقصورة short circuit، عند ذلك يمكن كتابة العلاقة التالية للدارة:

$$v_S = v_d + i_d(R_1 // R_L) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (2-60)$$

or

$$v_d = -(R_1 // R_L) i_d + v_S \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (2-61)$$

في الواقع يمكن كتابة قيم الدخل الكلية للمعاملات كما يلي:

$$v_D = v_d + v_{DQ}$$

$$i_D = i_d + I_{DQ}$$

تصبح المعادلة (2-61):

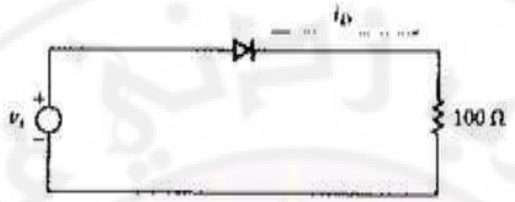
$$v_d - v_{DQ} = -(R_1 // R_L)(i_D - I_{DQ}) + v_S$$

تعين المعادلة الأخيرة ما يسمى بخط الحمل المتناوب ac lood line المبين بالشكل (2-21b) وإن خط الحمل المتناوب (ac) يجب أن يمر حتما من نقطة العمل (Q)، لأنه عندما يكون جزء الدخل المتغير مع الزمن مساويا الصفر، يجب أن تنطابق شروط عمل الـ (dc & ac) عندها يحدد خط الحمل المتناوب (ac).

مسألة محلولة (2-2):

يبين الشكل (2-22) دارة إلكترونية بسيطة حيث منبع الجهد يعطى بالمعادلة:

$$v_S = 1.1 + 0.1\sin 1000t$$



الشكل (2-22)

أوجد التيار (i_D)، وذلك بفرض:

$$\eta V_T = 40mv \quad , \quad V_\gamma = 0.7v$$

قم بالحل باستخدام برنامج pspice وقارن النتائج.

الحـــل:

باستخدام قانون كيرشوف للجهد (KVL) بالنسبة للمركبة المستمرة نجد:

$$V_S = V_\gamma + I_D R_L$$

$$I_D = \frac{V_S - V_\gamma}{R_L} = \frac{1.1 - 0.7}{100} = 4mA$$

هذه القيمة تحدد نقطة العمل الثنائي. الآن نحـــن بحاجـــة لتحديـــد المقاومـــة الديناميكية (حيث سنستخدم الرمز RF بدلا من rd حيث RF تشتمل مقامة التمـــاس (contact resistance) بحيث يمكننا تحديد المقاومة للإشارة المتناوبة في حالة الإنحيـــاز الأمامي.

بافتراض أن مقاومة التماس مهملة نجد:

$$R_F = \frac{\eta V_T}{I_D} \approx \frac{50}{4} = 12.5^{\Omega} \rightarrow 10\Omega$$

يمكننا الآن استبدال الثنائي بالمقاومة (10Ω)، بشرط أن يبقى الثنائي في حـــال انحياز أمامي خلال كل دور الإشارة المتناوبة. باستخدام قانون كير شـــوف (KVL) نجد:

$$v_s = R_F i_d + R_L i_d$$

$$i_d = \frac{U_s}{R_F + R_L} = \frac{0.1sim1000t}{10+100} = 0.91sim1000t \quad ma$$

ومنه تيار الثنائي الكلي يعطى بـــ:

$$i_D = 4 + 0.91sim1000t \; ma \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-62)$$

إذا بقيت i_D موجبة دائما، فإن الثنائي يبقى في حال انحياز أمامي، والحل يكـون صحيحا بشكل كامل.

بفرض أن مطال تيار الإشارة المتناوبة (ac) أصبح أكبر من قيمة التيار المســـتمر (dc)، فإن (i_D) سوف لن تبقى موجبة، والافتراض بأن الثنائي هو منحاز أماميا لـــن يعود صحيحا. لذلك يجب تعديل الحل في هذه الحالة، وعندما يكون مطـــال التيـــار المتناوب متزايدا بالاتجاه السالب ليصبح أكبر من القيمة المستمرة، فإن الثنائي يصبـــح منحازا عكسيا وينقطع مرور التيار في الدارة.

باستخدام برنامج محاكاة psrice والثنائي (1N3492) الذي معاملاته أقرب مـــا يكون للمسألة المطروحة، وبفرض أن المقاومة الداخلية لمنبع الإشارة (0.01Ω) (حيـــث لا يمكن إجراء المحاكاة بمقاومة منبع صفرية)، فإننا نجد إشارة جهد الخرج (على طـــرفي

المقاومة (100Ω)) بحيث القيمة الوسطية لها (0.4v) (أي القيمة المستمرة) ومطالها الأعظمي (0.095v). بإجراء المقارنة مع نتائج التحليل النظري السابق نجد:

$$I_{DQ} = \frac{0.4V}{100} = 4ma$$

$$i_d = \frac{0.095V}{100} = 0.95ma$$

ومنه:

$$i_D = 4 + 0.95sim\ 1000t \quad ma \ldots\ldots\ldots\ldots (2-63)$$

مقارنة مع المعادلة التحليلية السابقة (62-2).

2-11-5) مقدرة الثنائي على تحمل الاستطاعة:

Power – Handling Capability:

تميز الثنائيات أحيانا على أساس الاستطاعة التي تستطيع تحملها دون أن يؤدي ذلك إلى تخريبها. معدل الاستطاعة هذا يحدد عادة بوساطة البنية الفيزيائية للثنائي (مثلا: حجم الوصلة، نوع التطعيم، حجم الثنائي).

تستخدم مواصفات صانعي لأنصاف النواقل لتحديد الاستطاعة العظمى المسموحة للثنائي وذلك ضمن مجالات حرارية معينة.

تحدد الاستطاعة الآنية المصروفة dissipated بواسطة الثنائي بالعلاقة التالية:

$$P_D = v_D i_D \ldots\ldots\ldots\ldots (2-64)$$

بما أن بعض الثنائيات تنقل تيارات عالية نسبيا أحيانا، يجب أن تركب must be mounted على مشع حراري Heat Sink بحيث يتم إشعاع الحرارة الناتجة عن الثنائي والتخلص منها بسرعة قبل أن تودي إلى تخريب الوسيلة الإلكترونية.

2-12) تطبيقات الثنائي:

Diode Applications:

لثنائي الوصلة $p-n$ تطبيقات متعددة نذكر منها في هذه الفقـــرة الرئيســـية التطبيقات التالية:

2-12-1) التقويم:

Rectification:

وهو التطبيق الأول والأساسي الكبير للثنائي. إن التقويم هـــو عمليـــة تحويـــل الإشارة المتناوبة (ac) إلى إشارة باتجاه واحد (dc). يصنف عادة التقـــويم إلى تقـــويم نصف موجة أو تقويم موجة كاملة.

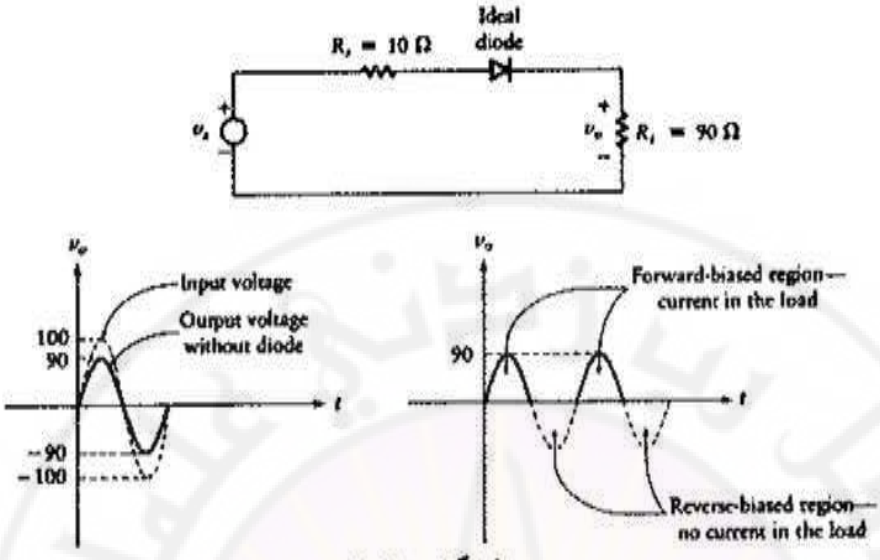
2-12-1-1) تقويم نصف موجة:

Half – wave Rectification:

يستخدم الثنائي المثالي لتغيير الإشارة المتناوبة (ac) إلى إشارة مستمرة (dc).

يبين الشكل (2-23) دارة مقوم نصف موجة.

عندما يكون جهد الدخل موجبا يكون الثنائي منحازا أماميا ويمكن اســـتبداله (بفرض أنه مثالي) بقصر دارة. وعندما يكون جهد الدخل سالبا سكون الثنائي منحـــازا عكسيا ويمكن عندها استبداله بدارة مفتوحة. لذلك عندما يكون الثنائي منحازا أماميـــا فإن جهد الخرج عبر مقاومة الحمل يمكن أن يوجد من علاقة مقسم الجهد voltage-Divider. بشكل مماثل، فمن شرط الانحياز العكسي، فإن التيار المار بالحمل يســـاوي الصفر وبالتالي فإن جهد الخرج يساوي الصفر أيضا.



الشكل (2-23)

يبين الشكل (2-23) مثالا على موجة الخرج بفرض منبع دخل جيبي له مطـــال (100v) ومقاومة داخلية (10Ω)، مع مقاومة حمل $R_L = 90\Omega$.

يحدد متوسط التابع الدوري average of a periodic Function بواســـطة تكامل التابع مقسوما على الدور Period. وهذا يساوي الحد الأول من سلسلة فوريـة Fourier series للتابع. نلاحظ هنا، أنه في حين جهد الدخل الجيبي ذو قيمة متوســطة تساوي الصفر، تكون موجة الخرج ذات قيمة متوسطة تساوي:

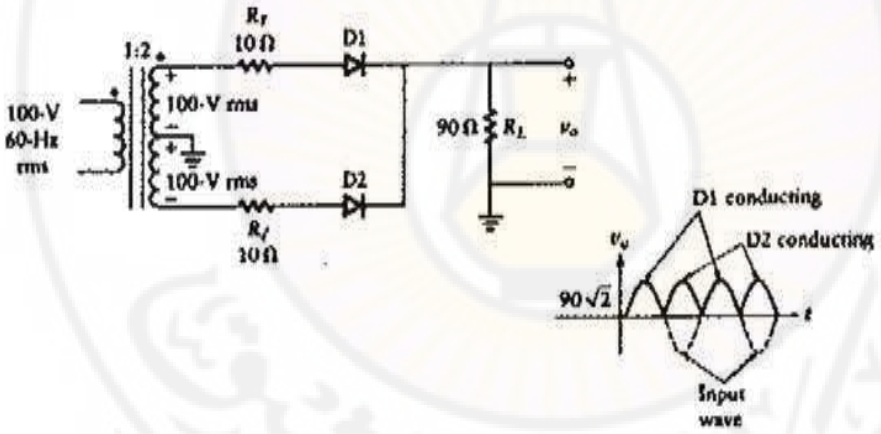
$$V_{oavg} = \frac{1}{T}\int_{o}^{T/2} 90Sin\ \frac{2\pi t}{T}dt = \frac{90}{\pi} \quad .....(2-65)$$

يمكن تحويل الإشارة المقومة في الشكل (2-23) إلى خرج مستمر وذلك بترشيح هذه الإشارة. في الواقع ليس مقوم نصف الموجة فعالا بشكل جيد بسبب أن نصـــف الموجة من الدور يضيع، وبالتالي قد نضطر إلى زيادة استطاعة الخرج لتعويض ذلك.

2-12-1-2) تقويم موجة كاملة:

Full – wave Rectification:

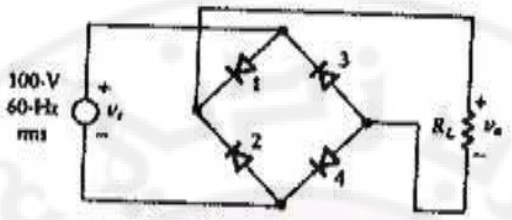
إن مقوم الموجة الكاملة يحول قدرة الدخل إلى الخرج خلال نصفي موجة لدخل كليهما ويقدم تيارا متوسطا أكبر لكل دور مقارنة مع مقوم نصف الموجة. يجب استخدام محولة مع هذا المقوم للحصول على القطبيات الموجبة والسالبة للموجة. يبين الشكل (2-24) مقوم موجة كاملة تستخدم ثنائيين ومحولة ذات نقطة وسط، مع موجة جهد الخرج.



الشكل (2-24)

يقدم هذا المقوم ضعفي التيار الوسطي الذي كان يقدمه مقوم نصف الموجة (يمكن برهان ذلك بسهولة، أي النتيجة هي: $\frac{2}{\pi}V_{max}$).

يمكن تحقيق مقوم موجة كاملة دون اللجوء إلى استخدام محولة مثال على ذلك مقوم الجسري the bridge rectifier المبين بالشكل (2-25).

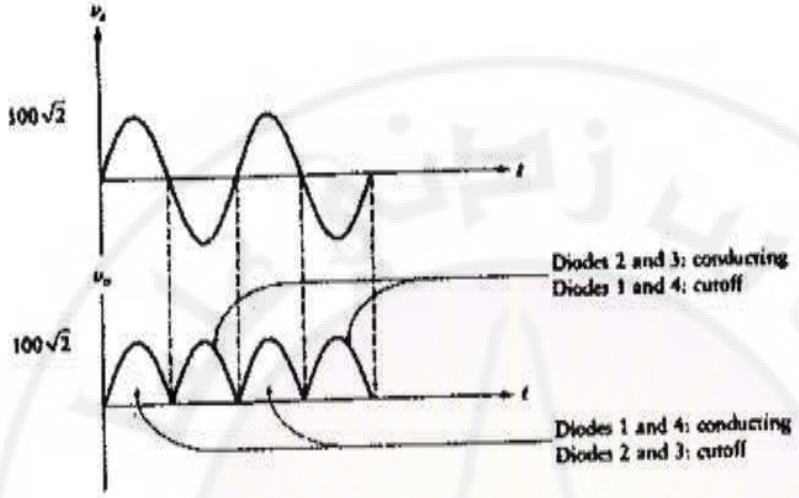


الشكل (2-25)

لتحليل هذه الدارة نقول: عندما يكون جهد الدخل (المنبع) موجبا، يوصل الثنائيات (D_1 , D_4)، ويكون الثنائيان (D_3 , D_2) دارة مفتوحة. عندما يصبح جهد المنبع سالبا، يحدث العكس، أي يوصل الثنائيان (D_2 , D_3)، ويكون الثنائيان (D_1 , D_4) دارة مفتوحة. إن هذا مبين بالشكل (2-26).

إن دراسة الشكل (2-25) يبين عيبا Shortcoming عمليا ممكنا لدارة المقوم الجسري. لو تم تأريض إحدى نهايات منبع الإشارة، لا يمكن تأريض أي نهاية من نهايات الحمل، وإلا سيحدث ما يسمى بالحلقة المؤرضة Ground loop التي تؤدي إلى قصر دارة لأحد الثنائيات. لذلك، قد يكون من الضروري عمليا إضافة محولة إلى دارة المقوم الجسري وذلك لعزل نهايتي الأرضي عن بعضهما.

مع ذلك تبقى هذه الدارة (المقوم الجسري) مفضلة عن الدارة السابقة بالرغم من أنها تحتاج إلى محولة، لأنها لا تحتاج إلى محولة ذات نقطة وسط center tap كما في الدارة (2-24). نلاحظ بما أنه هنالك ثنائيان يوصلان بنفس الوقت على التسلسل مع المنبع فإن هبوط الجهد عبر الثنائيات هو ($2V_\gamma$).



الشكل (2-26)

2-12-2) الترشيح:

Filtering:

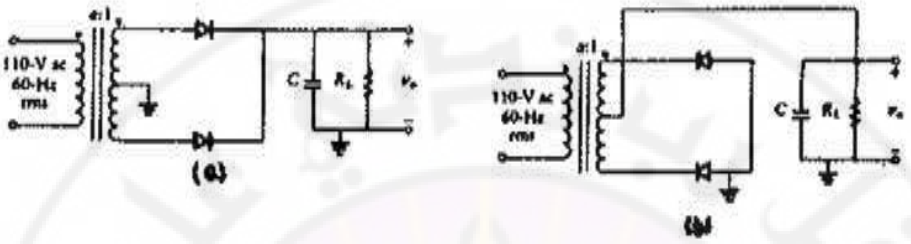
إن دارات التقويم في الفقرة السابقة كانت تقدم جهدا مستمرا (dc) نبضيا في الخرج. هذه النبضية للجهد تعرف بتعرج الخرج Output ripple، التي يمكن أن تنقص بشكل كبير بواسطة ترشيح جهد المقوم.

إن النوع الأكثر شيوعا للمرشحات تستخدم مكثفة وحيدة.

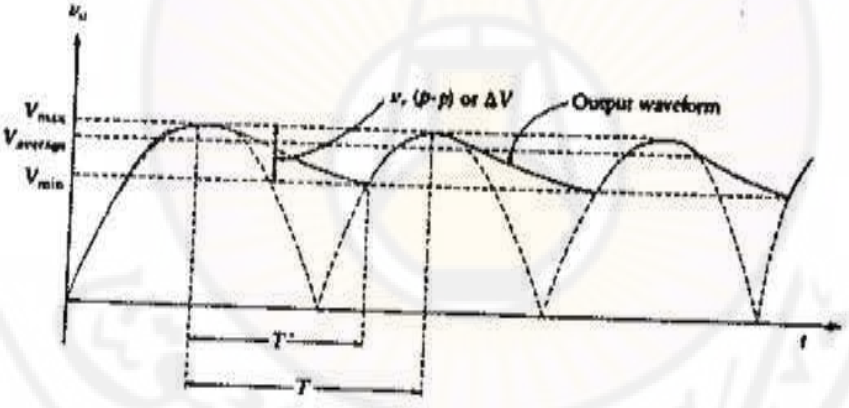
يبين الشكل (2-27a) مقوم موجة كاملة مع مكثفة أضيفت على التوازي مع مقاومة الحمل. ويبين الشكل (2-28) جهد الخرج المرشح.

من الناحية العملية، يجب على الثنائيات أن يعكس اتجاهها وتوضع قريبة من كمون الأرض كما مبين بالشكل (2-27b). إن هذا يسمح لهبط الثنائي أن يكون

عند كمون الأرض، بحيث أن الثنائيات يمكن أن تلامس مباشرة الأرض، بذا تسمح بتصريف الحرارة منها بالنسبة لدارات التقويم ذات القدرة العالية.



الشكل (2-27)



الشكل (2-28)

عندما تكون قمة الدخل input Peaks في قيمتها الموجبة أو السالبة، فإن المكثفة سوف تشحن إلى الجهد الأعظمي لها (V_{mex}). عندما يهبط جهد الدخل إلى أسفل هذه القيمة، لا تستطيع المكثفة عندها أن تفرغ خلال أي من الثنائيين. بذلك يحدث

التفريغ خلال مقاومة الحمل (R_L). هذا يقود إلى تناقص أسي exponential decay يعطى بالمعادلة التالية:

$$v(t) = V_{mave}^{-t/\tau} = V_{mex}^{-t/R_L C} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2-66)$$

يشتمل تصميم هذا المرشح على اختيار قيمة المكثفة (C). مثلا، لنفترض أن دخل المرشح جيبي بمطال (100V) وأخفض جهد خرج يمكن القبول به في تطبيق معين هو (95V)، لذا نكتب:

$$95 = 100\ e^{-T'/R_L C}$$

حيث يمثل (T') زمن التفريغ كما هو مبين في الشكل (2-28). يمكن إجراء الحل بالنسبة لـ (C) بدلالة (T') و (R_L) كما يلي:

$$\ln\frac{100}{95} = \frac{T'}{R_L C};$$

$$C = 19.4\frac{T'}{R_L}$$

عمليا من الصعب استخدام هذه المعادلة في تصميم المرشح، حيث أن (T') تعتمد بدورها على الثابت الزمني ($R_L.C$)، وبالتالي على المجهول (C). لذلك سوف نقوم لحل هذه الصعوبة ببعض التقريب.

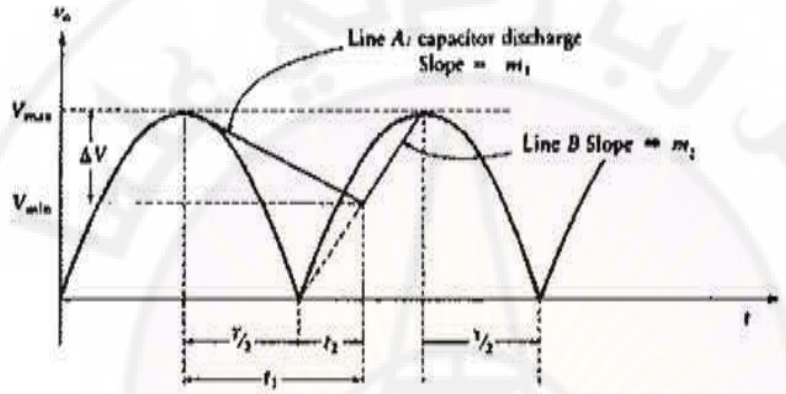
بالتأكيد واضح أن :

$$T' < T$$

فبالنسبة لدخل ذو ($60Hz$)، تردد الخرج الأساسي هو ($120Hz$)، لذلك نكتب:

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{120} = 8.33ms$$

يمكننا أن نقدر قيمة مكثفة المرشح اللازمة لحمل معين باستخدام تقريب الخـــط المستقيم straight – line approximation، كما هو مبين بالشكل (2-29). ســـوف نحل مسألتنا بالنسبة لـــ (C) بطريقة التقريب هذه.



الشكل (2-29)

الميل الابتدائي The initial slope للمعادلة (2-66) الأسية هو:

$$m_1 = \frac{V_{max}}{R_L C}$$

والذي هو ميل الخط (A) بالشكل. ميل الخط (B) من الشكل هو:

$$m_2 = \frac{-V_{max}}{T/2}$$

ومنه:

$$t_1 = \frac{-\Delta V}{m_1} = \frac{R_L C \Delta V}{V_{max}}$$

باستخدام قوانين المثلثات المناسبة triangles نجد:

$$t_1 = \frac{T}{2} + t_2 = \frac{T}{2} + \frac{T.V_{min}}{2V_{max}}$$

and:

$$t_1 = \frac{R_L.C.\Delta V}{V_{max}} = \frac{T(2 - \Delta V / V_{max})}{2}$$

بتعويض: $T = \frac{1}{F_P}$، حيث (F_P) هو عدد النبضات Pulses في الثانية (مرتان من التردد الأصلي)، لذا نجد:

$$R_L.C.\frac{\Delta V}{V_{max}} = \frac{1}{2F_P}(2 - \frac{\Delta V}{V_{max}}) = \frac{1}{F_P}(1 - \frac{\Delta V}{2V_{max}}).....(2-67)$$

في تصميم المرشحات نرغب عادة في أن يكون التعرج أقل بكثير من المطال المستمر، لذا نكتب:

$$\frac{\Delta V}{2V_{max}} \ll 1$$

وبالتالي تصبح المعادلة (2-67) بشكل تقريبي:

$$R_L.C.\frac{\Delta V}{V_{max}} = \frac{1}{F_P}$$

$$C = \frac{V_{max}}{\Delta V.F_P.R_L}.....(2-68)$$

تمثل هذه المعادلة حلا محافظا Conservative solution لتصميم المسألة. هذا حقيقي، لأنه لو كان الخط المستقيم لا يزل أبدا تحت (V_{min})، سيبقى المنحني الأسي بالتأكيد فوق هذه القيمة.

لنقم الآن باستخدام المعادلة (2-68) لحل مشـــكلة حســـاب (C) في المثـــال السابق. لنفرض أن تردد الدخل جيبي ($60Hz$) ومطال (100v) وأن جـــهد الخـــرج الأدنى المقبول هو (95V). لذلك بالنسبة لهذا المثال:

$V_{\max} = 100V, \Delta V = 5V$، والتردد بعد تقويم الموجة الكاملة هو:

$F_P = 120$

بالطبع يجب الانتباه إلى أن هذا التردد في حالة تقويم نصف الموجة هو:

$F_P = 60$

لذلك من المعادلة (2-68) نكتب:

$$C = \frac{100}{5 \times 120.R_L} = \frac{0.167}{R_L}$$

إن كمية التعرج لا تتبع أي شكل محدد (مثلا، جيبي أوسن منشـــار)، ونحـــن بحاجة لطريقة ما لتحديدها. لذا يمكن أن نكتب أن:

$$V_r(rms) = \frac{V\max - V\min}{2\sqrt{3}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (2-69)$$

وذلك حيث أننا اعتبرنا أن شكل التعرج في الخرج أقرب إلى الشـــكل المثلثـــي وبالتالي قسمنا على ($2\sqrt{3}$) لنحول إلى قيمة فعالة (rms).

أخيرا فإن عامل للتعرج يعرف كما يلي:

$$Ripple\ Factor = \frac{V_r(rms)}{V_{dc}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (2-70)$$

مسائل غير محلولة:

مسألة (2-3):

لدينا مقوم موجة كاملة مشابه لذلك المبين بالشكل (2-27a) ولديه محولة بنسبة

تحويل (5:1) turns ration. احسب المكثفة اللازمة للحفاظ على جهد أدنى (10V) عبر مقاومة حمل (100Ω).

Ans : $233\mu f$

مسألة (4-2):

جهد خرج مقوم نصف موجة (50V) بتردد (60Hz). بفرض إهمال مقاومة الثنائي الأمامية، ما هو الحمل الأدنى الذي يجب أن يضاف إلى الدارة عند استخدام مكثفة ($50\mu f$) للحفاظ على جهد أدنى (40V).

Ans : $1.67K\Omega$

2-12-3) المحددات:

Clippers:

تستخدم دارات التحديد لحذف جزء من موجة يقع أعلى أو أسفل مستوى مرجعي معين. دارات التحديد Clipping circuits تدعى أحيانا:

Limiters, Amplitude Selectors, or Slicers. إن دارة مقوم نصف الموجة التي درست سابقا تستخدم عملية التحديد Clipping عند مستوى صفري.

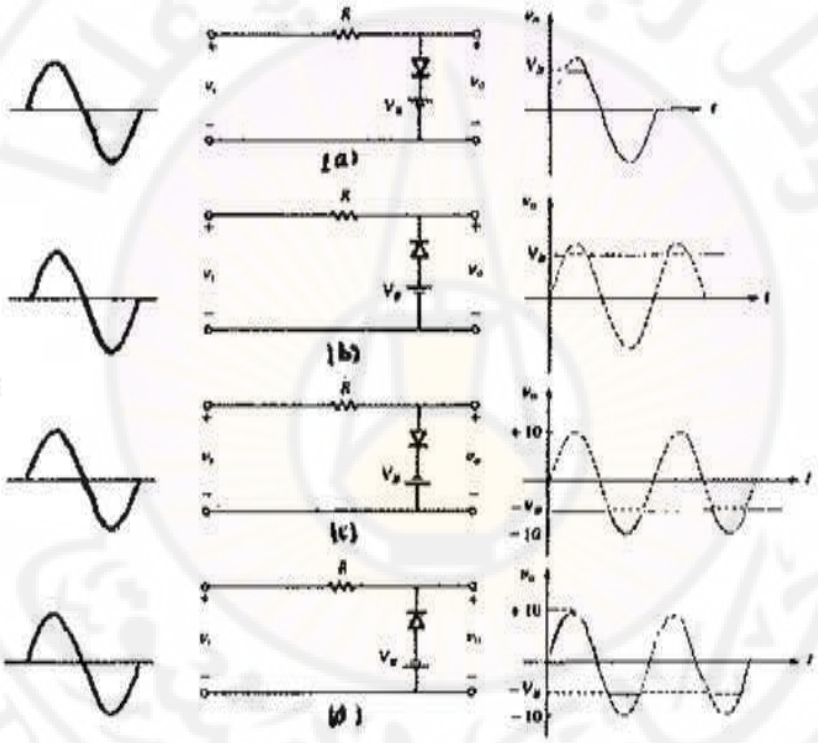
إذا أضفنا بطارية على التسلسل مع الثنائي، فسوف تقوم دارة التقويم بقص أو تحديد Clip كل ما هو أعلى أو أسفل جهد البطارية، حسب اتجاه الثنائي بالنسبة للبطارية، وهذا ما هو مبين في الشكل (30-2).

إن موجات الخرج المبينة بالشكل (30-2) تفترض أن الثنائيات مثالية. إذا أردنا أن نأخذ معاملات الثنائية الحقيقية بعين الاعتبار نذكر ما يلي:

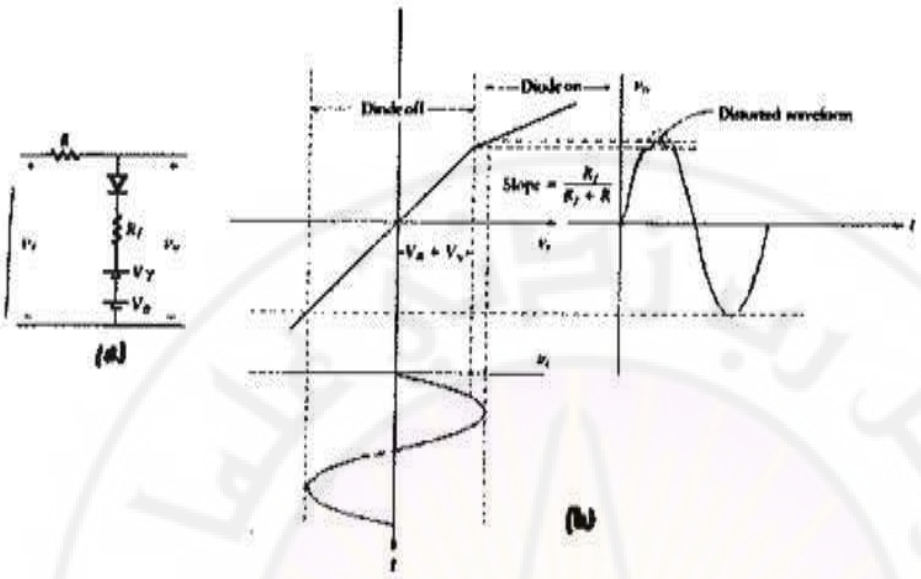
أولا، نفترض أن جهد العتبة (V_γ) يجب تجاوزه قبل أن يبدأ الثنائي بالتوصيل.

ثانيا، عندما يوصل الثنائي، يجب إدخال تأثير مقاومته الأمامية (R_F). يبين

الشكل (2-31a) الدارة المعدلة لإدخال التأثيرات المذكورة.



الشكل (2-30)



الشكل (2-31)

يكون تأثير (V_γ) هو لجعل القص أو التحديد يحدث عند $(V_\gamma + V_B)$ بـــدلا من (V_B). بينما يكون تأثير المقاومة (R_F) هو لتغيير تسطح القص إلى شكل يتبع جهد الدخل (تأثير مقسم جهد). يحسب الخرج الناتج كما يلي وهو المبين أيضا في الشـــكل (2-31b).

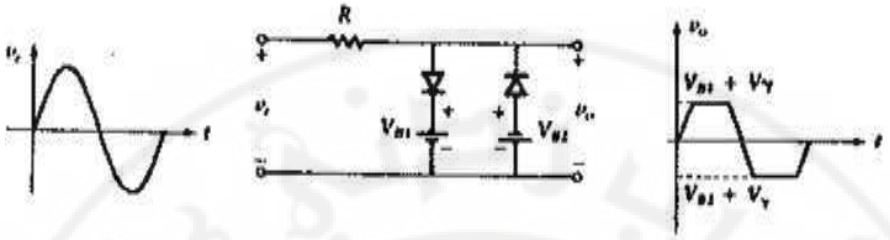
$$For = v_i (V_B + V_\gamma \qquad vo = v_i$$

$$For = v_i) V_B + V_\gamma \qquad we\ have:$$

$$v_O = v_i \frac{R_F}{R_F + R} + (V_B + V_\gamma) \frac{R}{R + R_F}$$

من ناحية أخرى، يمكن إجراء القص أو التحديد من الناحية الموجبة والســـالبة معا. في هذه الحالة ينتج لدينا محدد ذو انحيـــاز علـــى التـــوازي aparalle (-biased

(clipper، والذي يصمم باستخدام ثنائيين ومنبعي جهد موجهين باتجاه متعاكس. يبين الشكل (2-32) مثل هذه الدارة باستخدام ثنائيات مثالية، مع شكل موجة الخرج لها.



الشكل (2-32)

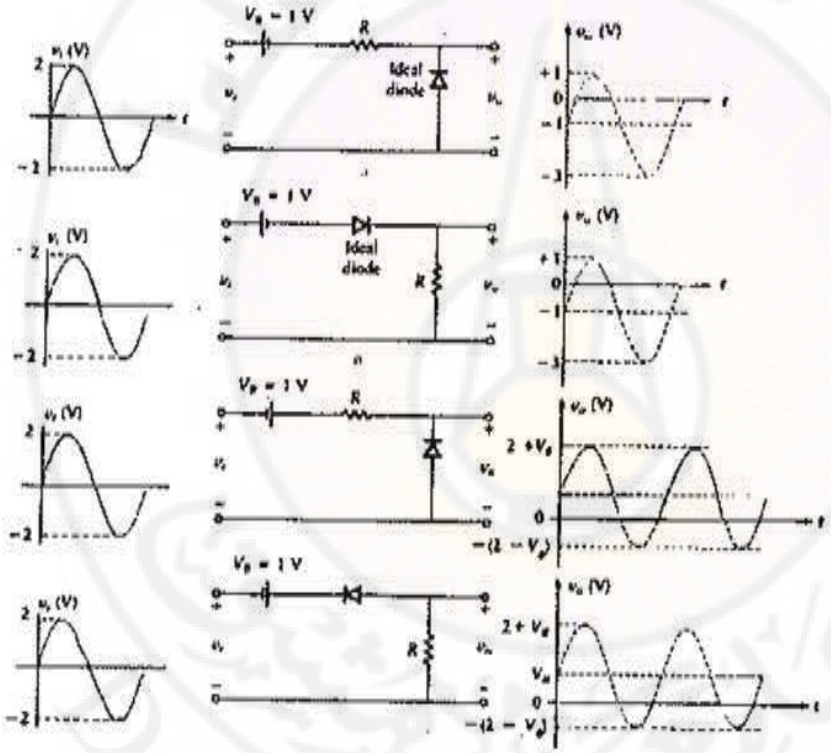
إن تطوير تحليل الدارة المبينة بالشكل (2-32) باستخدام ثنائيات عملية Practical Diodes يقودنا إلى نتيجة مشابهة لتلك المبينة بالشكل (2-31).

هنالك نوع آخر من المحددات Clipper وهو المسمى بالمحدد ذو التحيز على التسلسل the series – biased clipper والمبين بالشكل (2-32).

بسبب منبع البطارية (v-1) على التسلسل مع الدخل لإشارة الدخل بأن تتراكب superimposed على جهد مستمر (dc) هو (v1-) بدلا من أن تكون متناظرة حول المحور الصفري، بافتراض أن هذا النظام يستخدم ثنائيات مثالية، فإننا نجد مثلا بأن الثنائي في الشكل (2-33a) سوف يوصل فقط خلال الموجة السالبة المزاحة بمقدار الجهد المستمر للبطارية.

عندما يوصل الثنائي فإن الخرج يصبح مساويا للصفر. من ناحية أخرى، عندما يكون الثنائي في حال عدم توصيل عندها يتواجد جهد بسالخرج. نجد في الشكل (2-33b) الحالة المعاكسة لحالة الشكل (2-33a)، أي عندما تكون إشارة الدخل موجبة، يوصل الثنائي ويوجد جهد بالخرج، بينما عندما يكون الثنائي قاطع is off

فإنه لن يوجد جهد في الخرج. مع أن عمل الدارتين كليهما مختلف ومتعـــاكس إلا أن النتيجة واحدة في الخرج. في الشكل (2-33c) و (2-33d) تم عكس قطبية البطاريـــة، فحصلنا على موجات الخرج المبينة.



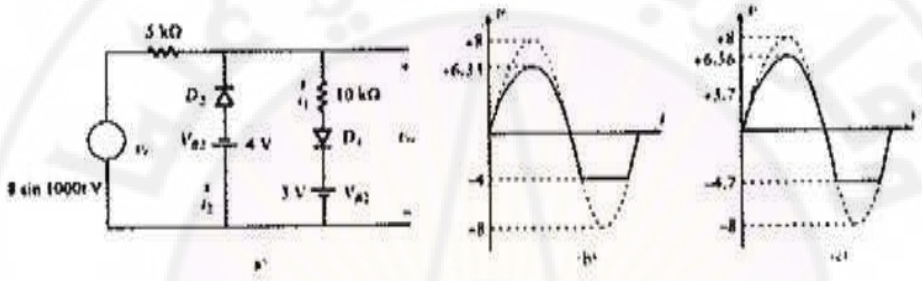
الشكل (2-33)

مسألة محلولة (2-5):

أوجد خرج دارة المحدد المبينة في الشكل (2-34a)، وذلك بفرض أنـــه لدينـــا المعطيات التالية للثنائيات:

$$a)V_\gamma = 0, R_F = 0 \qquad b)V_\gamma = 0.7V, R_F = 0$$

الحل:



الشكل (2-34)

a)– عندما: $V_\gamma = 0$ و v_i بالاتجاه الموجب و $v_i \langle 3V$ إذا:

$$V_i = V0$$

– عندما: v_i موجبة و $v_i \langle 3V$ إذا يكون عندها:

$$i_1 = \frac{v_i - 3V}{15K}$$

$$v_O = i_1 \times 10K + 3$$

$$= \frac{v_i - 3V}{15K}(10K) + 3$$

فعند: $v_i - 8V$ نجد:

$$v_o = \frac{8-3}{15} \times 10 + 3 = 6.33V$$

- عندما: v_i سالبة و $-4 (u_i$ إذا:

$$V_o = 4V$$

هذه النتيجة لـ (v_0) مبينة بالشكل (2-34b).

b)- عندما يكون $V_\gamma = 0.7V$، و v_i موجبة و $V_i((4-0.7)$ إذا:

$$v_i = v_o$$

- عندما: $v_i 3.7V$ إذن يكون عندها:

$$i_1 = \frac{v_i - 3.7}{15K}$$

$$v_o = i_1 \times 10K + 3.7 = \frac{v_i - 3.7}{15} \times 10 + 3.7$$

$$= \frac{8-3.7}{15} \times 10 + 3.7 = 6.56V$$

- عندها تكون $V_\gamma = 0.7V$ و v_i سالبة و $-4.7v \rangle v_i$ إذن:

$$v_i = v_o$$

- عندما تكون $u_i \langle -4.7V$ تكون:

$$v_o = -4.7\ V$$

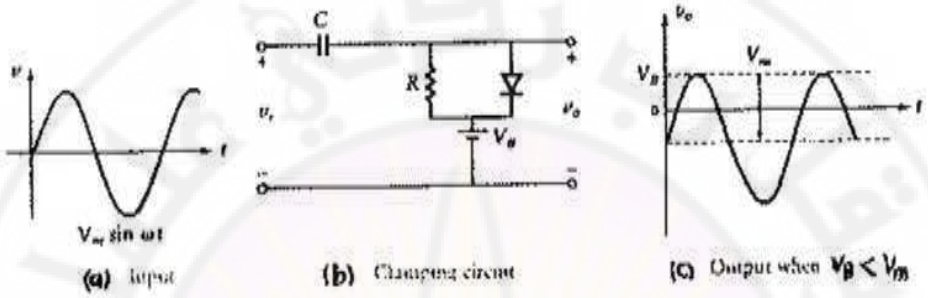
وهذه النتيجة مبينة لـ (v_o) بالشكل (2-34C).

2-12-4) مزيحات الإشارة:

Clampers:

يمكن لموجة جهد أن تزاح be shifted بوساطة إضافة منبع جهد، إما ثابت

Constam أو متغير مع الزمن Time function ، على التسلسل مع هذه الموجة. إن الـ Clamping إذا هي عملية إزاحة Shifting، لكن المنبع المضاف لم يعد مستقلا عن الموجة. إن مقدار الإزاحة يعتمد على الموجة المطلوب دراسة إزاحتها.



الشكل (2-35)

يبين الشكل (2-35) مثال على عملية الإزاحة هذه.

إن موجة الدخل في الشكل (2-35) أزيحت بمقدار يجعل قمة الموجة المزاحة الموجبة عند قيمة (V_B) للبطارية. لذلك، فإن الكمية المزاح إليها الإشارة هي بالضبط المقدار الضروري لتغيير القمة الأصلية original maximum , V_m، إلى قمة جديدة، V_B . نقول أن الموجة أزيحت Clamped إلى القيمة (V_B). لو أننا علمنا القيمة الدقيقة للقمة الأصلية، V_m، يمكننا إنجاز هذا الانزياح بمنبع (dc) مستقل على التسلسل مع الموجة. إن الميزة الواضحة لمزيح الإشارة clamper هو أنه يعدل adjvsts هذه الإشارة (أو الموجة) بدون الحاجة إلى المعرفة الابتدائية للشكل الدقيق للموجة. يحدد عادة مقدار الانزياح بوساطة شكل الموجة الفعلي المدروس actual. في حال تغير موجة الدخل، لن يتغير مقدار الانزياح بحيث يبقى الخرج دوما مزاحا is clamped إلى

القيمة البطارية (V_{II}). على هذا الأساس نجد أن دارات التحديد تزودنا بمركبة مستمرة (dc) بالمقدار الضروري لتحقيق مستوى الإزاحة المطلوب. بالنسبة للمثال المشار إليه في الشكل (2-35) هذا، فإن المكثفة تشحن إلى قيمة مساوية للفرق بين قيمة الموجة الأصلية وجهد المنبع المستمر (V_{II}). لذلك تعمل المكثفة كبطارية تسلسلية لمطال الجهد هذا، وبالتالي إزاحة الموجة إلى القيمة المبينة بالشكل (2-35c).

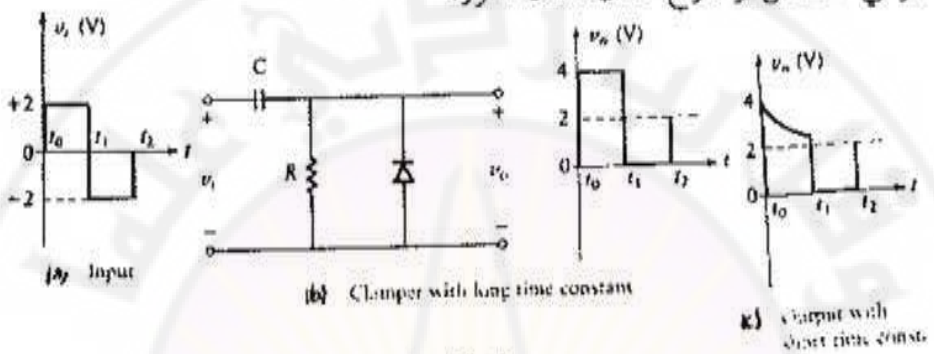
كما نلاحظ، تتألف دارة التحديد من بطارية (أو منبع مستمر)، ثنائي، مكثفة، ومقاومة. يتم اختيار المقاومة والمكثفة بحيث يكون الثابت الزمني time constant الناتج عنهما كبيرا نسبيا. إننا نرغب في هذه الدارات للمكثفة بأن تشحن إلى قيمة ثابتة وتبقى عندها خلال كل فترة دوام موجة الدخل، لو لم يبق جهد المكثفة ثابتا تقريبا، لكانت النتيجة تشوه الموجة أكثر من إزاحتها. لو قبلنا هذا الافتراض يكون الثابت الزمني (R_C) كبيرا والمقاومة الأمامية للثنائي تساوي الصفر، لأمكن لموجة الخرج أن تكون تكرارا سليما لموجة الدخل مع الإزاحة المطلوبة. عندما يحاول جهد الخرج أن يتجاوز (VB)، يصبح الثنائي منحازا أماميا ويثبت (أو يتحدد) جهد الخرج على (VB). وبالطبع خلال هذه الفترات تكون المكثفة في حال شحن. عند الوصول إلى الحالة المستقرة Steady state ، فإن المكثفة سوف تشحن إلى القيمة:

$$V_C = V_m - V_B$$

يبين الشكل (2-36) دارة إزاحة حيث يزاح الخرج فيها إلى قيمة الصفر (هذا يعني عدم وجود بطارية أو $V_B = 0$).

بما أن الثنائي في حال اتجاه معاكس للدارة السابقة (2-35)، فإن القيمة لدينا minimum من الخرج هي التي ستزاح وليس القيمة العظمى maximum. معنى ذلك أن المكثفة يمكن أن تشحن فقط في الاتجاه الذي سوف يضاف إلى جهد الدخل. موجة الدخل لهذه الدارة عبارة عن موجة مربعة. من المهم أن نلاحظ أن الجهد عبر

المكثفة يبقى ثابتا تقريبا خلال نصف الدور half- period لموجة الدخل. إن القاعدة التصميمية الواضحة هنا هي جعل الثابت الزمني خمسة مرات على الأقل أكبر من نصف الدور، (أي أكبر بخمسة مرات من (t0 – t1) أو (t1 – t2). فإذا كان هذا التصميم مؤمنا، فإن دارة (Rc) المبينة سيكون لديها وقت أقل من 20 % من الثابت الزمني لتشحن أو تفرغ خلال نصف الدور.



الشكل (2-36)

إن هذا يضع القيمة النهاية خلال - 18 % من قيمة البداية starting value (أي: exp(-0.2) = 0.82). لو كان الثابت الزمني صغيرا جدا، فإن موجة الخرج سوف تتشوه وذلك كما هو مبين في الشكل (2-36c). لإنقاص الخطأ إلى أقل من 18% ، يجب زيادة الثابت الزمني (أي جعله بشكل معقول حوالي عشرة أضعاف فترة نصف الدور half- period duration). تمثل موجة الدخل المربعة الحالة الأسوأ (worst-case) في هذا النوع من التطبيقات.

مسألة غير محلولة:

مسألة (2-6):

ارسم خرج الدارة المبين بالشكل (3 - 2p) عندما يكون الدخل (V s) عبارة عن موجة مربعة متناظرة قيمتها من القمة للقمة (100V) وذات دور (2S) افترض أن الثنائي مثالي.

مسألة (2-7):

ارسم خرج الدارة المبينة بالشكل (ρ2 – 4) (الثنائي مثالي)، وذلك عندما يكون V_S هو:

a) موجة مربعة متناظرة (100V ρ – ρ) بدور (2S).

b) موجة جيبية (100V ρ – ρ) وبدور (2S).

c) موجة مثلثية متناظرة (40V ρ – ρ) وبدور (2S).

مسألة (2-8):

في الدارة المبينة بالشكل (ρ2 – 5)، حدّد التيار المار خلال الثنائي عندما يكون الجهد المستمر عبر الثنائي هو (0.6V) لهذا المجال من التيار وكان: $nV_T = 40mv$.

مسألة (2-9):

في دارات التحديد clipping المبينة بالشكل (ρ2 – 6) نجد المعطيات التالية:

$$v_i = 20\sin wt,\ R = 2K,\ V_R = 10V$$

يتم الحصول على جهد المربع من نقطة تفرع tap على محزئ $10k\Omega$ موصول إلى منبع (v-100). (أهمل كل المكثفات المحتملة. مقاومة الثنائي الأمامية هي 100Ω و $R_r \to \infty$ و $V_\gamma = 0$. ارسم موجات الدخل والخرج. طبق نظرية ثفنن على شبكة مقسم الجهد المرجعي.

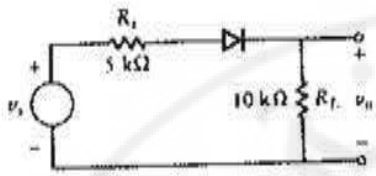
مسألة (2-10):

صمم دارة مزيح إشارة clamper الذي يزودنا بمستوى مزاح (+2v) لموجة دخل مربعة، وذلك بالنسبة للدارة المبينة بالشكل (ρ2 – 7). مطال موجة الدخل المربعة هو (4V ρ – ρ) بدور ($100\mu s$).

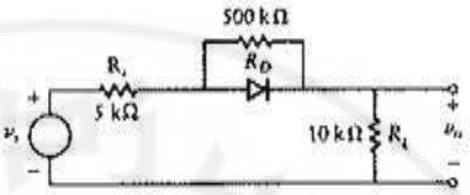
مسألة (2-11):

صمم دارة مزيح إشارة clamping circuit التي ستزودنا بإشارة خرج كالمبينة

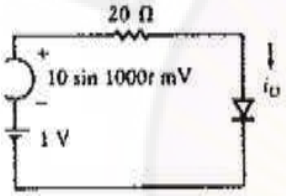
بالشكل (8-ρ2). افترض أن المكثفة المتوفرة لدينا (0.1μf)، والدخل هو $v_i = 5\sin 25kt\ V$ ، و $V_\gamma = 0.7V$.



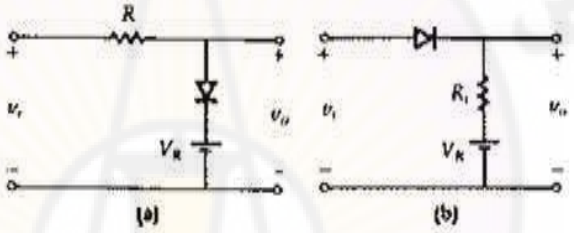
الشكل (ρ2 - 3)



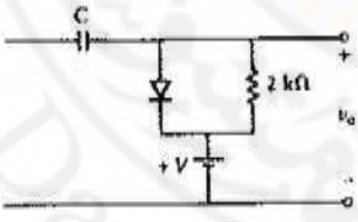
الشكل (ρ2 - 4)



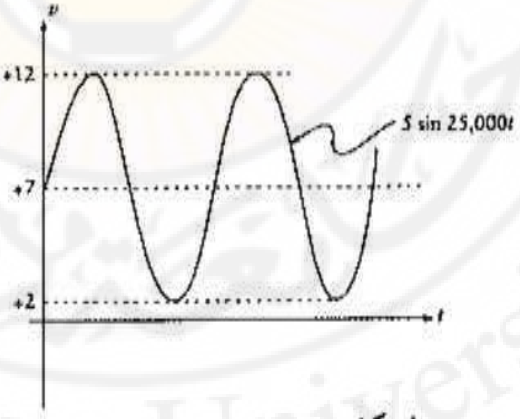
الشكل (ρ2-5)



الشكل (ρ2 - 6)



الشكل (ρ2 - 7)



الشكل (ρ2 - 8)

2-12-5) دارات التبديل باستخدام الثنائيات:

Diode switching Circuits:

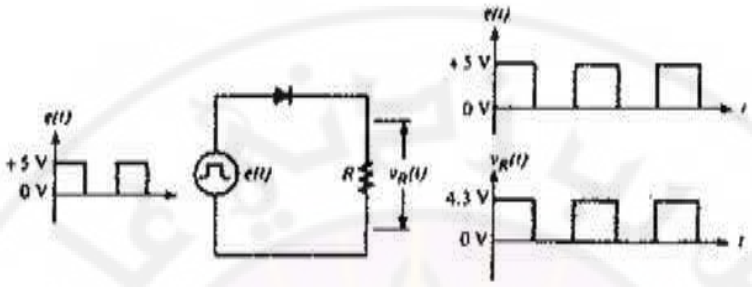
تطبيق آخر هام في مجال الإشارة الكبيرة للثنائيات، هو التبديل السريع لهذه الوسائل بين حالتي المقاومة العالية والمقاومة المنخفضة. أحد الأمثلة النموذجية لذلك هو الدارات الرقمية المنطقية Digital logic circuits والتي تعتبر حجر الأساس للحواسيب الرقمية. في هذه التطبيقات، تتغير جهود الدارة بين جهد منخفض (Low) وغالبا يسمى (0V)، جهدا عاليا (high) مثل (+5v) ويدعى بـ (One logic). أي أن الثنائي يبدل حالته من حالة الـ (off) إلى حالة الـ (on).

يبين الشكل (2-37) شكل الموجة المربعة في دخل وخرج دارة الثنائي الموصول على التسلسل مع مقاومة (R). نلاحظ أنه عندما يكون الدخل $e_i = +5v$، فإن الثنائي يكون بحالة انحياز أمامي أو (ON)، بحيث يتدفق التيار خلال المقاومة ويهبط جهد عليها يساوي: $V_R = 5-0.7 = 4.3\ V$.

وعندما يكون الدخل $e_i = 0V$، يكون في حالة المقاومة العالية أو (off)، حيث لن يتدفق أي تيار خلال الدارة، ويكون هبوط الجهد على المقاومة (R) يساوي الصفر. هذه الحالة تشبه عملية التقويم rectifier action التي رأيناها سابقا.

تحتوي عادة دارات التبديل باستخدام الثنائيات، على ثنائيين أو أكثر، وكل ثنائي يكون موصولا إلى منبع جهد مستقل. فهم عملية التبديل في هذه الدارات يعتمد، أولا، على تحديد أي الثنائيات بحالة انحياز أمامي وأيها بحالة انحياز عكسي. بشكل مختصر وعام، نقول أن الثنائي بحالة انحياز أمامي إذا كان الجهد على طرف مصعده، موجبا بالنسبة للجهد على طرف المهبط، أو بالعكس، أي إذا كان الجهد على طرف مهبطه سالبا بالنسبة لجهد على طرف المصعد. بالمقابل فإن الثنائي يكسون في حال انحياز عكسي إذا كان الجهد على طرف مصعدة سالبا بالنسبة للجهد على طرف

المهبط، أو بالعكس، أي إذا كان الجهد على طرف مصعده سالبا بالنسبة للجهد على طرف المهبط.



الشكل (2-37)

مسألة محلولة (2-12):

في الدارات البسيطة المبينة بالشكل (2-38) حدد أي الثنائيات بحالة انحياز عكسي وأيها بحالة انحياز أمامي. في الشكل (2-38) كررت الدارة (C) ورسمت بطريقة أخرى لتوضيح مسألة وضع نهايات منبع التغذية، وهي الدارة (F).

الحل:

a) المصعد للثنائي في هذه الدارة موصول إلى الأرض أي (OV). جانب المهبط موجب لأن النهاية الموجبة للمنبع (5V+) موصولة إليه عبر المقاومة (R). لذلك فإن المهبط موجب بالنسبة للمصعد، أي أن المصعد أكثر سلبية من المهبط، أو المبهط أكثر إيجابية من المصعد، وبالتالي الثنائي في حال انحياز عكسي.

b) في هذه الدارة جانب المصعد للثنائي هو أكثر إيجابية من جانب المهبط (5V + (10V+)) ، لذلك فالثنائي في حال انحياز أمامي. سيتدفق التيار من

طرف المنبع (10V)، خلال الثنائي إلى طرف المنبع الأخر (5V).

c) في هذه الدارة يكون جانب المصعد أكثر سلبية من جانب المهبط، بحيث يكون الثنائي في حال انحياز عكسي. نتيجة لذلك لا يجد أي تيار يتدفق في الدارة، وبالتالي لا يوجد أي هبوط جهد عبر المقاومة (R).

نرى أن جهد الانحياز العكسي الكلي عبر الثنائي هو (15V). هذه الدارة تم إعادة رسمها كما بالدارة (F) لتوضح مسألة وصل المنابع الموجبة أو السالبة مع نقطة الأرض، حيث نلاحظ أن المنبعين (+5V ، 10 V-) هما على التسلسل في الدارة.

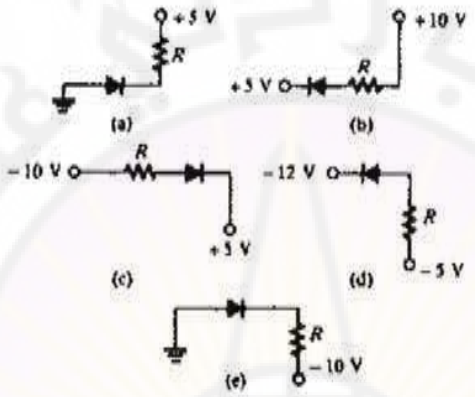
d) في هذه الدارة جانب المهبط أكثر سلبية من جانب المصعد (-12V)(-5V) ، بحيث يكون الثنائي بحالة انحياز أمامي. يتدفق التيار نتيجة لذلك في الدارة من المنبع (5V-) خلال الثنائي إلى المنبع (12V-).

e) يكون المصعد في هذه الدارة مؤرضا (0V). يكون المهبط أكثر سلبية من جانب المصعد (-10V)(0V)، بحيث يكون الثنائي بحالة انحياز أمامي. يتدفق التيار من الأرض خلال الثنائي إلى المنبع (10V -).

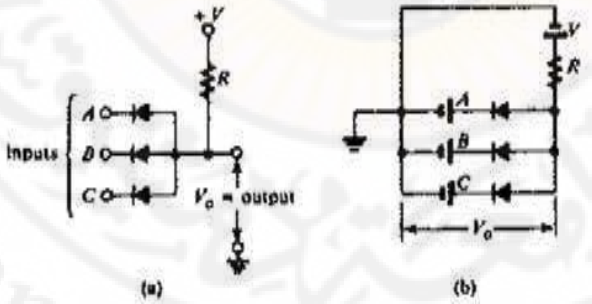
يبين الشكل (2-39) دارة تبديل نموذجية باستخدام الثنائي، يمكن أن تستخدم في تطبيقات الدارات الرقمية المنطقية. تتألف هذه الدارة من ثنائيات حيث وصلت مصاعدها معا، وتركت مهابطها لا مكانية وصلها إلى منابع جهد مستقلة. منابع الجهد التي يمكن أن توصل إلى المهابط تدعى بالمداخل (input) لهذه الدارة، والمسماة (A,B,C)، والجهد المأخوذ من نقطة اتصال المصاعد يدعى بالخرج (output) لهذه الدارة. مراجع الجهود كلها للدارة هي النقطة المشتركة الأرض ground.

يظهر الشكل (2-39a) الطريقة الشائعة لرسم مثل هذا النوع من الدارات، بينما

يمثل الشكل (2-39b) الدارة المكافئة الكاملة لها.



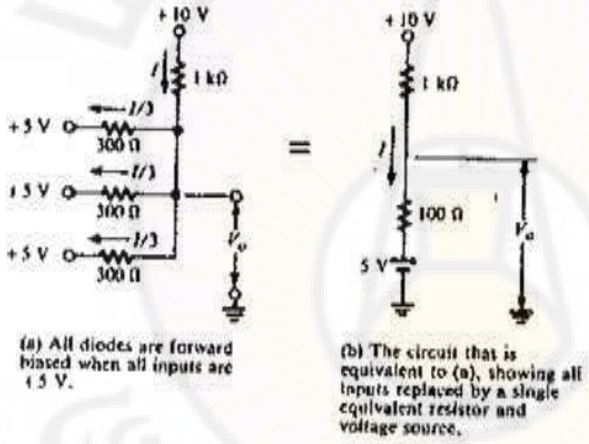
الشكل (2-38)



الشكل (2-39)

لنفترض أن المداخل (A,B,C) في الشكل (2-39) يمكن أن تكون بمستوى جهد عالي (5V+) أو منخفض (0V). لنفترض أيضا أن جهد التغذية (V = +10 V).

لو أن المداخل (A,B,C) كانت كلها عند الجهد (5V+)، معنى ذلك أن الثنائيات كلها في حال انحياز أمامي ($5V+(10V+)$)، وبالتالي توصل كلها. سيتدفق تيار من المنبع (10 V) خلال المقاومة (R)، ومن ثم ينقسم خلال الثنائيات الثلاثة. لنفترض أن مقاومة الوصل (R_{ON}) لكل ثنائي كانت (300Ω)، والمقاومة $R = 1k\Omega$. يبين الشكل (2-40) الدارة المكافئة في هذه الحالة.



(a) All diodes are forward biased when all inputs are +5 V.

(b) The circuit that is equivalent to (a), showing all inputs replaced by a single equivalent resistor and voltage source.

الشكل (2-40)

إن التركيبة التفرعية لمنابع الدخل الثلاثة (5V)، التي تحتوي كل منها على مقاومة تسلسلية (300Ω)، مكافئة لمنبع جهد وحيد (5V) على التسلسل مع المقاومة المكافئة: $300/3=100\Omega$ (نظرية ميلمان Millman في التوازي).

على ذلك يبين الشكل (2-40b) الدارة المكافئة لها. يوجد التيار الكلي (I) على هذا الأساس كما يلي:

$$I = \frac{(10-5)V}{(1000+100)\Omega} \cong 4.5\ mA$$

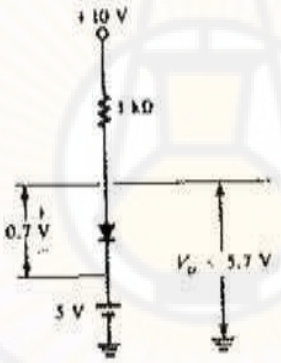
ومنه جهد الخرج (VO):

$$VO = 5 + I(100\Omega) = 5 + 4.5\times100\times10^{-3} = 5.45V$$

عندما لا يكون معروفا قيمة مقاومة الـ (dc) للثنائي، عند ذلك يمكن أن نجري حلا تقريبيا بافتراض أن هبوط الجهد عبر كل ثنائي (سيليكوني) في حالة الوصل هو (0.7V). ضمن هذا الافتراض تظهر الدارة المكافئة كما هو مبين بالشكل (2-41)، كبديل للدارة المكافئة شكل (2-40a).

باستخدام هذه الدارة المكافئة، يمكن أن نكتب مباشرة جهد الخرج كما يلي:

VO = 5+0.7 = 5.7 V



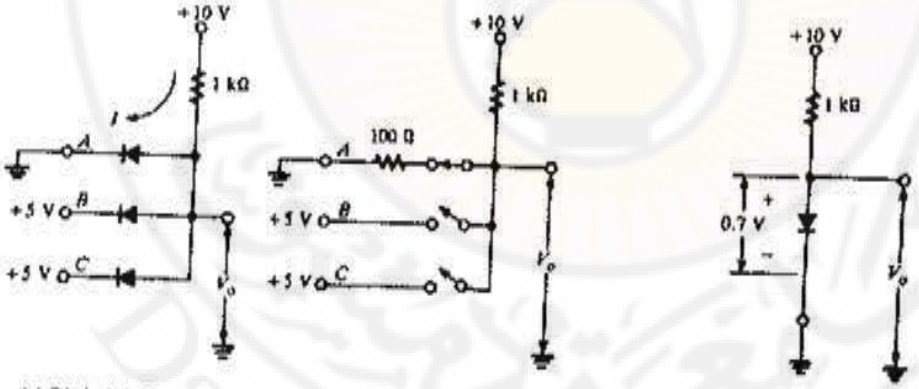
الشكل (2-41)

لنفرض الآن أن المدخل (A = 0V) والمدخلين (B = C = +5V)، كما هو مبين بالشكل (2-42a). من الواضح أن الثنائي الموصول إلى المدخل (A) هو منحاز أماميا. لو أننا نظرنا مؤقتا إلى الثنائي الذي هو بحالة (ON) على أنه قاطع مغلق مثالي Perfect Closed Switch، فسوف نرى أن جانب المصعد لكل الثنائيات سوف تكون موصولة خلال هذا القاطع المغلق إلى الجهد (0V). لذلك، فالثنائيين الأخريين

يملكان جهدا (+5V) على مهابطهما و (OV) على مصاعدهما، مسببا لهم بأن ينحازوا عكسيا.

في الواقع ليس الثنائي الذي هو بحالة (ON) قاطعا مثاليا، وبذلك فهو يملك هبوط جهد صغير عليه (عبر المقاومة 300Ω)، وبالتالي ستكون المصاعد عند قيمة قريبة من الصفر وليست الصفر تماما. على أية حال يبقى التأثير نفسه، أي أحد الثنائيات في حال انحياز أمامي والثنائيان الأخريان في حال انحياز عكسي.

يبين الشكل (2-42b) الدارة المكافئة التي تنتج لو عالجنا الثنائيات المنحازة عكسيا على أنها قواطع على أنها قواطع مفتوحة Open switches. نلاحظ أننا نبين في هذه الدارة المكافئة مقاومة الثنائي الذي بحالة (ON) على أنها (100Ω) بدلا من (300Ω). هذا الافتراض قائم على حقيقة أن الثنائي ينحز الآن بشكل واضح تيارا أكبر من السابق. أيضا نحن نعلم أن مقاومة الثنائي تتناقص مع تزايد التيار المار خلال الثنائي.



(a) Diode A is forward biased.

(b) Diodes B and C are reverse biased and replaced by equivalent open switches.

(c) The circuit equivalent to (a) when the diode is assumed to have a 0.7-V drop.

الشكل (2-42)

يمكن أن نحسب جهد الخرج الآن باستخدام قاعدة مجزئ الجهد Voltage-divider:

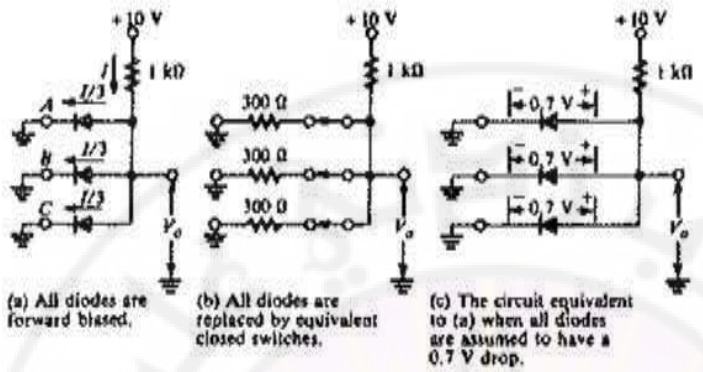
$$VO = \left(\frac{100}{1000+100}\right)(10V) \cong 0.9V$$

نلاحظ أنه من المحتمل أن تكون النتيجة لجهد الخرج كبيرة نسبيا. يبين الشكل (2-42c) الدارة المكافئة التي تنتج إذا افترضنا هبوط جهد ثابت عبر الثنائي بحالة الوصل يساوي (0.7V). بالطبع بالطريقة نفسها من الواضح أنه إذا كان الدخل (B) على (0V) بينما الدخلان الآخران (A = C = +5V)، فإننا سنحصل على النتيجة نفسها في الحالة السابقة أي ($V_o = 0.9V$). أي أن أي تركيبة لمداخل مثل هذه الدارة حيث يكون إحدى الثنائيات في حال انحياز أمامي والباقي في حال انحياز عكسي فإن النتيجة ستكون نفسها (Vo = 0.9V)، كما لو كانت لها دارة مكافئة هي الدارة نفسها شكل (2-42).

أخيرا، إذا كانت المداخل الثلاثة على (0V)، فإن الثنائيات الثلاثة كلها ستكون في حال انحياز أمامي. في هذه الحالة سنحصل على الدارات المكافئة المبينة بالشكل (2-43). المقاومات التفرعية الثلاث، في هذه الحالة تكافئ (100Ω)، بحيث يكون:

$$VO = \left(\frac{100}{1000+100}\right)(10V) \cong 0.9V$$

وبالأسلوب نفسه لو نظرنا إلى الثنائي على أن عليه هبوط جهد (0.7V) فإن جهد الخرج سيساوي: VO = 0.7V وذلك كما هو مبين بالشكل (2-43c).



(a) All diodes are forward biased. (b) All diodes are replaced by equivalent closed switches. (c) The circuit equivalent to (a) when all diodes are assumed to have a 0.7 V drop.

الشكل (2-43)

تدعى دارة الثنائيات التي قمنا بتحليلها آنفا ببوابة (AND) كـــدارة منطقيـــة بسبب أن الخرج يكون (high) أو (1) منطقي فقط في حالة واحدة عندمـــا تكـــون المداخل (A,B,C) بحالة (high) أو (1) منطقي، وما عدا ذلك يكون الخرج النظـــري (OV) أو عمليا (0.7V). يمكن رسم جدول الحقيقة truth table (يؤخذ في الـــدارات المنطقية فيما بعد) لهذه الدارة كما يلي:

Inputs			Output
A	B	C	VO
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	1

جدول (2-1)

لنلخص مسألة تحليل الدارة المبينة في الشكل (42-2) كما يلي:

المشكلة الأولى التي نواجهنا معرفة من الثنائيات وتحديدها هي بحالة انحياز أمامي أو في حال انحياز عكسي أفضل ما يمكن أن ننجزه في سبيل ذلك أن نعتبر في البداية أن الثنائي عبارة عن قاطع محكوم بجهد مثالي. مباشرة يقفز إلى ذهننا السؤال التالي كيف بالإمكان تحديد فيما إذا كان الثنائي المنحاز أماميا المبين بالشكل (42-2) هو الوحيد المنحاز أماميا بين الثنائيات الثلاث.

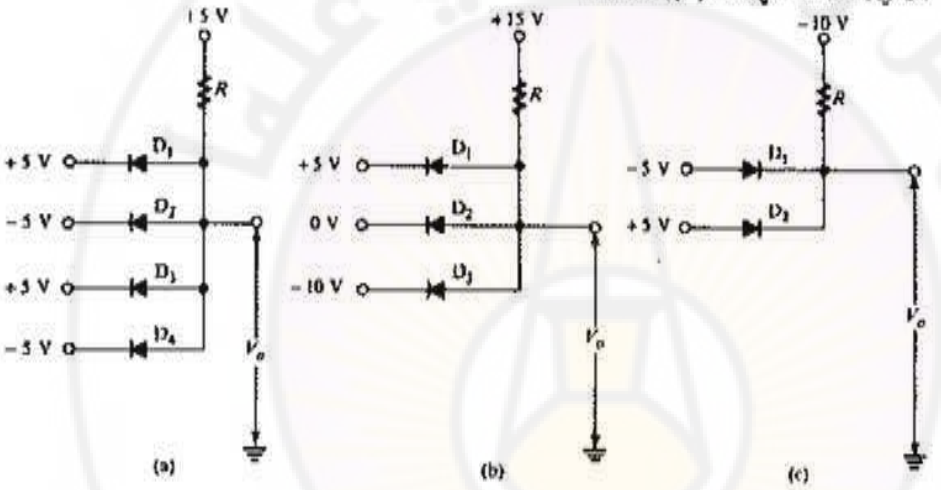
إذا نظرنا إلى الدارة نجد أن الثنائيين الآخرين يبدوان وكأنهما يملكان على جانب المصعد لهما جهدا أكثر إيجابية (10v) من ذلك الموجود على مهابطهم (5v)، ويبدو ظاهريا أنهما سيكونان في حال انحياز أمامي. لكن في الواقع، لو كانت هذه الحالة فعلية، فإن هذين الثنائيين سيكونان بحالة (on)، كقاطعين مغلقين يوصلان الـ (+5v) إلى المصاعد، والتي بدورها ستجعل الثنائي الثالث بحالة انحياز أمامي (حيث جهد مهبطه 0v). لكن بما أن الثنائي الثالث سيعمل كقاطع مغلق فسيوصل الـ (0v) إلى المصاعد. تبرز هنا المشكلة التالية: كيف يمكن أن تكون المصاعد بحالة (0v) و (5v) في الوقت نفسه. من الواضح تماما أنه لا يمكن أن يحصل ذلك، مما يبرهن أنه لا يمكن لثنائي أن يكون في حال انحياز أمامي، إلا الثنائي الأول المبين بالشكل (42-2). بما أن الثنائي الأول سيكون بحالة انحياز أمامي فإنه سيوصل الـ (0v) إلى المصاعد، مما يؤكد أن الثنائيين الآخرين بحالة انحياز عكسي (0v) على المصاعد و 5v+ على المهابط).

إذا القاعدة المفيدة لتحديد أي من الثنائيات في حال انحياز أمامي هو تحديد أي هذه الثنائيات مطبق عليه جهد انحياز أمامي أكبر من جهد التغذية إلى جهد الدخل له مثلا، في الشكل (42-2)، فإن الجهد الصافي the net voltage بين التغذية supply والدخل (A) هو: 10v+=0-10+6 بينما الجهد الصافي بين التغذية والمداخل (B,C)

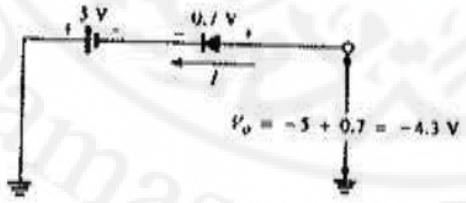
يساوي: 5v + = 5v - 10v + . لذلك يكون الثنائي الأول هو الذي بحالة انحياز أمـامي والثنائيين الآخرين بحالة انحياز عكسي.

مسألة محلولة (2-13):

حدد أي الثنائيات بحالة انحياز أمامي وأيها بحالة انحيـــاز عكســـي وذلـــك في الدارات المبينة بالشكل (2-44). افترض أنه يوجد هبوط جهد عبر كل ثنائي منحـــاز أماميا، حدد جهد الخرج عندها.



الشكل (2-44)



الشكل (2-45)

الحل:

a) في هذه الدارة يملك الثنائيان (D_1، D_3) جهد انحياز أمامي صاف بين التغذية والدخل يساوي إلى : 5v - 5v = 0v +. بينما الثنائيان (D_2 ، D_4) يملكان جهد انحياز أمامي صاف يساوي 10 V = (-5V) - 5V + ، لذلك فإن الثنائيان (D_2 ، D_4) هما حقيقة في حال انحياز أمامي، بينما الثنائيان (D_1 ، D_3) في حال انحياز عكسي. يبين الشكل (2-45) ممر الدارة المكافئة بين الدخل الخرج، ومنها نحسب جهد الخرج كما يلي: V0 = - 5 + 0.7 = -4.3V.

b) في هذه الدارة جهد الانحياز الأمامي الصافي بين التغذية وكل ثنائي كمايلي:

D_1 : + 15V - (+ 5V) = + 10V
D_2 : + 15V - 0V = + 15V
D_3 : + 15V - (- 10V) = + 25V

لذلك فإن الثنائي (D3) هو بحالة انحياز أمامي و (D1،D2) بحالة انحياز عكسي وبالتالي جهد الخرج يساوي إلى:

Vo = -10V + 0.7 = - 9.3 V

C) في هذه الدارة فإن جهد الانحياز الأمامي الصافي بين التغذية وكل ثنائي هو كما يلي:

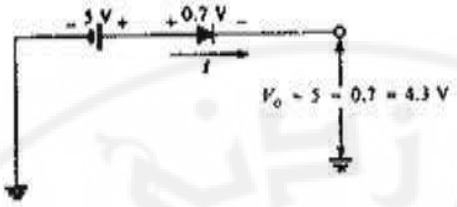
D_1 : - 10V - (- 5V) = - 5V

D_2 : - 10V - (+ 5V) = - 15V

قبل إعطاء الجواب يجب أن نلاحظ أن أوضاع الثنائيات قد عكست بالمقارنة مع الحالة (a) و (b)، بحيث أصبحت المهابط موصولة في نقطة واحدة إلى جهد التغذية السالب عبر المقاومة (R). لذلك، فإن الثنائي الموجود على طرفيه أكبر جهد صاف سالب بين التغذية ومدخله هو الذي سيكون في حال انحياز أمامي. في هذه الحال نجد أن الثنائي (D_2) هو الذي يكون في حال انحياز أمامي، بينما الثنائي (D_1) هو الذي يكون في حال انحياز عكسي.

يبين الشكل (2-46) ممر الدارة المكافئة بين الدخل والخرج، حيث نجد منها أن:

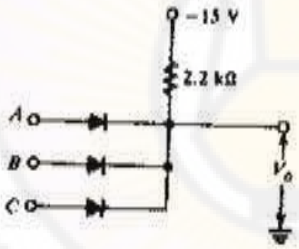
$$V0 = +5V - 0.7V = +4.3V$$



الشكل (2-46)

مسألة غير محلولة (14-2):

في الشكل (2-47)، (A. B C) يمكن أن يكونا (0 0r – 5V). افترض أن جهد العتبة للثنائي ($V_D = 0.7$ V)، أوجد قيمة (V0) في الحالات التالية:



الشكل (2-47)

a) A = B = C = 0V
b) A = B = 0V , C = - 5V
c) A = C = - 5V , B = 0V
d) A = B = C = - 5V

الفصل الثالث

ثنائيـــات خاصّـــة

Particular Diodes

3-1) ثنائيات زينر:

Zener Diodes :

إن ثنائي زينر عبارة عن وسيلة إلكترونية يطعّم بالشوائب بطريقة معينة بحيث خواص جهد الانهيار breakdown أو avalanche تكون قريبة جداً من الشاقولية. عندما يتجاوز الجهد العكسي المطبق على هذا الثنائي جهد الانهيار، يمر تيار عالٍ بسرعة، ولكن عادة لا يتخرب الثنائي طالما قيمة التيار المار لم تتجاوز قيمة عظمى محددة سلفاً و لم يتعرض هذا الثنائي لحرارة كبيرة زائدة عن الحد المسموح به.

عندما تكتسب الحوامل المتولدة حرارياً (وهي جزء من تيار الإشباع العكسي) طاقة كافية نتيجة للكمون المطبق، فإن هذه الحوامل تضرب نتيجة تسارعها بالشوارد الموجودة داخل منطقة الشحنة الفراغية وبالتالي تكسبها طاقة كافية لتتمزق بسببها الروابط الذرية التابعة لها. إذاً بالإضافة للحوامل الأساسية المذكورة، سوف تتولد أزواج جديدة من الإلكترونات والثقوب التي بدورها تكتسب طاقة كافية نتيجة للحقل المطبق لتضرب شوارد أخرى وخلق أزواج أخرى من الثقوب والإلكترونات.. وهكذا. هذه العملية تستمر بشكل سريع وتسبب ما يسمى بالانهيار أفالانش avalanche breakdown أو avalanche multiplication.

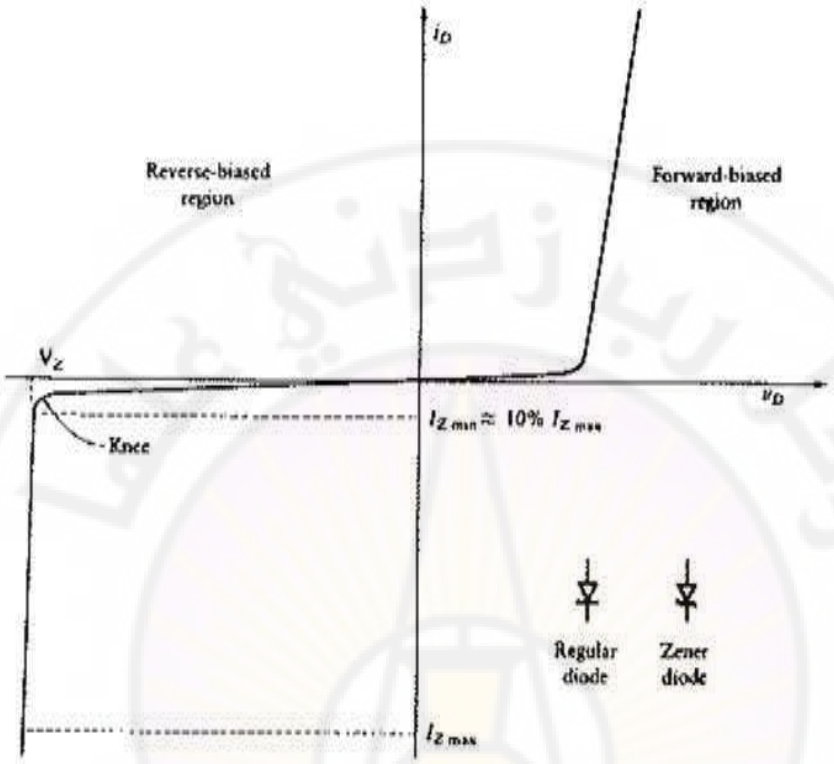
في الواقع هناك آلية أخرى تعمل على كسر الرباطات الذرية، وهذه تحصل عند

تطبيق حقل كهربائي شديد عند الوصلة. فعند تطبيق هذا الحقل القوي بشكل كاف يمكن أن يسبب هذا تمزقاً مباشراً Direct rupture للرباطات الذرية وبشكل سريع، وهذا ما يسمى بانهيار زينر Zener breakdown . يتم التحكم عادة بقيمة الجهد العكسي الذي يتم عنده الانهيار وذلك بواسطة مقدار التطعيم Doping للثنائي. إن تطعيماً كبيراً للثنائي يجعل جهد انهيار زينر صغيراً، والعكس، عندما يكون تطعيم الثنائي خفيفاً فإن هذا يجعل جهد انحياز زينر كبيراً.

مع أننا شرحنا آليتي الانهيار التي تسببان الانهيار كليهما، إلا أن هذا الموضوع يمكن أن نقيمه بطريقة أخرى. عادة تكون من الناحية العملية، الجهود تقريباً أعلى من (10v)، الآلية المسيطرة فيها عبارة عن انهيار أفالانش، بما أن تأثير زينر (أو أفالانش) يحدث عند نقطة متوقعة predictable ، فإن هذا الثنائي يمكن أن يستخدم كمرجع للجهد voltage reference. إن الجهد العكسي الذي يحدث عنده الانهيار يدعى عادة بجهد زينر Zener. V.

يبين الشكل (1-3) الخواص النموذجية لثنائي زينر، كما مبين أيضاً رمز الثنائي مقارنة مع رمز الثنائي العادي.

إن تيار الإشباع العكسي ($I_{\chi max}$)، والذي عنده يبقى الثنائي محافظاً على وجوده من عدم التخريب، يكون معتمداً هذا التيار على تصميم وبنية الثنائي. سوف نفترض بشكل عملي أثناء دراستنا اللاحقة أن التيار الأدنى minimum current للثنائي الذي عنده يبدأ الثنائي بالانهيار (قرب قرنة أو زاوية المنحني)، هو حوالي (0.1 $I_{\chi max}$). إن مقدار الاستطاعة لثنائي زينر والذي يبقى عندها الثنائي سليماً هي (V_z. $I_{\chi max}$) وتعتبر عامل هام في تصميم وحدات التغذية Power supply التي يدخل في تصميمها ثنائي زينر.



الشكل (3-1)

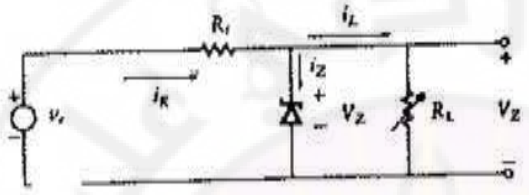
3-1-1) منظم زينر:

Zener Regulator:

يمكن أن يستخدم ثنائي زينر كمنظم جهد Voltage Regulator مثل التشكيلة المبينة بالشكل (3-2).

يبين هذا الشكل تغير تيار الحمل الممثل بتغير مقاومته (R_L). تم تصميم الدارة بحيث يعمل الثنائي في منطقة الانهيار مع افتراض وجود منبع جهد مثالي. في التطبيقات العملية يتغير جهد المنبع عادة V_S ويتغير أيضاً تيار الحمل. إن التحدي في التصميم هو

اختيار قيمة ملائمة لـــ (R_i)، بحيث تسمح للثنائي بأن يحفظ جهد خرج ثابت نسبياً حتى ولو تغير جهد المنبع في الدخل أو تغير تيار الحمل أيضاً.



الشكل (3-2)

سوف نقوم الآن بتحليل الدارة المبينة بالشكل (3-2) لتحديد المقاومة الملائمـــة (R_i). لتكن معادلة العقدة The node equation للدارة هي:

$$R_i = \frac{V_S - V_Z}{i_R} = \frac{V_S - V_Z}{i_Z + i_L} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3-1)$$

بحل المعادلة بالنسبة لتيار زينر (i_Z) نجد:

$$i_Z = \frac{V_S - V_Z}{R_i} - i_L \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3-2)$$

الكميات المتغيرة في هذه المعادلة هي (V_S) و (i_L). لتأكيد أن الثنائي يبقـــى في منطقة الجهد الثابت constant voltage region (منطقة الانهيار)، يجب أن نفحـــص الظروف الحدية للدخل/ خرج كما يلي:

١- يكون التيار المار في الثنائي في قيمته الدنيا (I_{Zmin})، عندما يكون تيار الحمل

أعظميا (I_{Lmax})، وجهد المنبع أصغريا (V_{Smin}).

٢- يكون التيار المار في الثنائي أعظميا (I_{Zmax})، عندما يكون تيار الحمل أصغريا (I_{Lmin})، وجهد المنبع أعظميا (V_{Smax}).

بتعويض هذه الشروط الحدية في المعادلة (1-3) نجد:

$$condition\ 1: \quad R_i = \frac{V_{Smin} - V_Z}{I_{Lmax} + I_{Zmin}} \quad \text{.....(3-3)}$$

$$condition\ 2: \quad R_i = \frac{V_{Smax} - V_Z}{I_{Lmin} + I_{Zmax}} \quad \text{.....(3-4)}$$

بما أن المقاومة (R_i) ثابتة، فبمساواة العلاقتين (2-3,4) نجد:

$$(V_{Smin} - V_Z)(I_{Lmin} + I_{Zmax}) = (V_{Smax} - V_Z)(I_{Lmax} + I_{Zmin}) \quad \text{.....(3-5)}$$

في التطبيقات العملية عند تصميم مثل هذه الدارة، يجب أن نعلم مسبقا مجالات جهود الدخل، تيارات الحمل في الخرج، وجهد زينر للثنائي. تمثل المعادلة (5-3) نتيجة لذلك معادلة بمجهولين، هما تيارا زينر الأدنى والأعلى. لحل المشكلة يمكن أن نضيف معادلة تجريبية أخرى وذلك من فحص المنحني المبين بالشكل (1-3)، وهذه المعادلة هي:

$$I_{Zmin} = 0.1 I_{Zmax} \quad \text{.....(3-5)}$$

بحل هذه المعادلة مع المعادلة (4-3)، نجد:

$$I_{Zmax} = \frac{I_{Lmin}(V_Z - V_{Smin}) + I_{Lmax}(V_{Smax} - V_Z)}{V_{Smin} - 0.9\,V_Z - 0.1\,V_{Smax}} \quad \text{....(3-6)}$$

وبالتالي نستطيع الآن تقدير المقاومة (R_i) باستخدام المعادلة (3-6) والمعادلة (3-4)، أو المعادلة (3-6) و (3-5) وبالتالي المعادلة (3-3).

مسألة محلولة (3-1):

صمم منظم زينر (10-V) كالمبين بالشكل (3-2) السابق بوجود الشروط التالية:

a) مجال تيار الحمل هو بين ($100 \rightarrow 200mA$)، ومجال جهد المنبع هو بين ($14 \rightarrow 20V$).

b) مجال تيار الحمل هو بين ($20 \rightarrow 200mA$)، ومجال جهد المنبع هو بين ($10.2 \rightarrow 14V$).

الحل:

a) يشتمل التصميم على اختيار قيمة ملائمة للمقاومة (R_i) ومعدل الاستطاعة المسموح power rating للثنائي. سوف نستخدم المعادلات المتعلقة بحساب التيار الأعظمي المار في ثنائي زينر وبالتالي إيجاد قيمة مقاومة الدخل منه. فمن المعادلة (3-6) نجد:

$$I_{Z\max} = \frac{0.1(10-14)+0.2(20-10)}{14-0.9(10)-0.1(20)} = 0.533A$$

وبالتالي من المعادلة (3-4) نوجد قيمة (R_i) التالية:

$$R_i = \frac{20-10}{0.533-0.1} = 15.8\Omega$$

من الناحية العملية، ليس كافيا تحديد المقاومة (R_i) فقط. يجب علينا بالإضافة

إلى ذلك حساب معدل الاستطاعة الأعظمية المصروفة فيها والذي يعطي من حداء الجهد بالتيار الأعظمين وذلك بالطريقة التالية:

$$P_R = (I_{Z\max} - I_{L\min})(V_{S\max} + V_Z)$$
$$= (0.533 - 0.1)(20 + 10) = 6.3W$$

أيضا يجب أن نحدد معدل الاستطاعة الأعظمي لثنائي زينر. تعطى الاستطاعة المصروفة العظمى في ثنائي زينر بالطريقة السابقة نفسها أي من حداء الجهد والتيار الأعظمي للثنائي، كما يلي:

$$P_Z = V_Z \cdot I_{Z\max} = 10 \times 0.53 = 5.3W$$

b) بتكرار الخطوات السابقة بالنسبة لهذه الفقرة نجد:

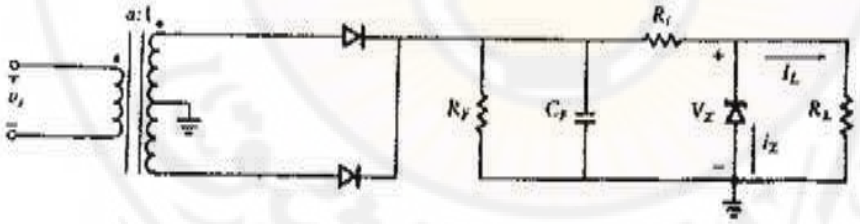
$$I_{Z\max} = \frac{0.2(10 - 10.2) + 0.2(14 - 10)}{10 - 0.9(10) - 0.1(14)} = -4A$$

تشير القيمة السالبة لـ I_{Zmax} أن الهامش margin المأخوذ بين (V_{Smax}) و(V_Z) ليس كبيرا بشكل كاف للسماح بالتغيرات المطلوبة لتيار الحمل. معنى ذلك أنه تحت شرط الحالة الأسوأ worst-case للدخل (10.2V) ولتيار الحمل (200Ma)، فإن ثنائي زينر لن يتمكن من الحفاظ على جهد خرج ثابت مقداره (10v). لذلك فإن المنظم سوف لن يعمل بشكل صحيح لأي اختيار محتمل للمقاومة (R_i). في هذه الحالة يجب أن نعمل على رفع جهد المنبع لإنقاص متطلبات تيار الحمل في الخرج.

الآن إذا قمنا بتركيب منظم زينر المبين في الشكل (2-3) مع مقوم موجة كاملة، فإننا نحصل على الشكل المبين (3-3).

في الشكل (3-3)، تدعى المقاومة (R_F) بمقاومة الترشيح bleeder Resistor وتستخدم عادة لتزويد المكثفة (C_F) بممر تفريغ عندما يزال الحمل (R_L). تكون

مقاومة الترشيح عادة ذات قيمة عالية بحيث لا تستهلك طاقة تذكر عند عمل الدارة. توجد قيمة المكثفة (C_F) من المعادلة السابقة (68-2). تكون المقاومة المحددة في هذه المعادلة هي المقاومة المكافئة المنظورة من قبل (C_F). يستبدل أيضا ثنائي زينر بمنبع جهد (V_Z). وبالتالي فإن المقاومة المكافئة. هي عبارة عن تركيبة تفرعية لـ (R_F) و (R_i)، حيث يعتبر ثنائي زينر كدارة مقصورة بالنسبة لـ (R_i). وبما أن (R_F) تكون عادة أكبر بكثير من (R_i)، لذلك فإن المقاومة التفرعية المنظورة من قبل المكثفة (C_F) هي عمليا (R_i) فقط. بما أن الجهد عبر (R_i) لن يساوي الصفر كما هو الحال في مقوم موجة كاملة، لذلك فإن (V_{max}) المحددة في المعادلة (68-2) يجب استبداله بواسطة تأرجح الجهد الكلي total voltage swing. نتيجة لكل ذلك وبفرض أن نسبة التحويل للمحولة (a) هي (1/2) ، عندها نكتب معادلة (C_F) في هذه الدارة (3-3) بالمطابقة مع المعطيات السابقة والمعادلة السابقة (68-2)، كما يلي:



الشكل (3-3)

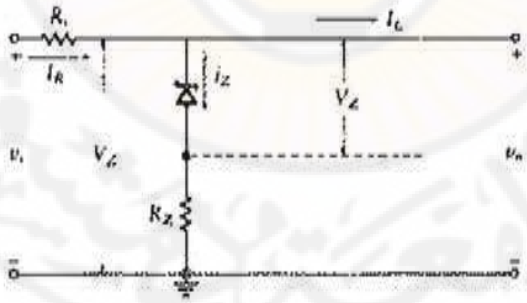
$$C_F = \frac{V_{S\max} - V_Z}{\Delta V \; F_P R_i} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3-7)$$

حيث أكبر جهد مفروض على المنظم هو (V_{Smax}). كما في السابق فإن (ΔV) هو التعرج الموجود من القمة إلى القمة، و (f_{in}) هو التردد الأساسي للموجة المقومـــة (وهو يساوي ضعف التردد الأصلي في مقوم موجة كاملة).

3-1-2) ثنائيات زينر العملية والتنظيم المئوي:

Practical Zener Diodes and Percent Regulation:

لقد افترضنا في الفقرة السابقة أن ثنائي زينر هو مثالي، والذي يعني أن في منطقة الانهيار، يسلك الثنائي كمنبع جهد ثابت، حيث الخواص الشاقولية تماما. عمليا، فـــإن منحني الخواص في منطقة الانهيار ليس شاقوليا تماما، وبالتالي ينتج ميل معـــين ليقـــدم مقاومة تسلسلية غير صفرية. نتيجة لذلك لن يكون جهد الانهيار تابعا للتيار بدلا مـــن أن يكون ثابتا تماما كما في الحالة المثالية. يبين الشكل (3-4) الدارة المكافئة لثنائي زينر العملي. هذا النموذج للدارة المكافئة يعوض عن ثنائي زينر العملي بثنائي مثالي علـــى التسلسل مع مقاومة (R_z) تمثل الميل الخفيف لخواص الثنائي في منطقة الانهيار.



الشكل (3-4)

لتوضيح تأثير المقاومة التسلسلية (RZ)، سوف نفترض المثال السابق [مسألة محلولة (1-3) الطلب [a] منها]. ونضيف إليها مقاومة الثنائي التسلسلية بقيمة ($R_z = 2\Omega$). بفرض أن (I_{Zmin}) تساوي (10%) من (I_{Zmax}) معنى ذلك أن: $I_{Z\max} = 0.053A$. الآن، جهد الخرج (عبر الحمل) ليس بالتأكيد ثابتا تماما ومساويا (10V) بسبب وجود المقاومة (R_z) وهبوط الجهد المتغير عليها. سوف توجد القيمة العظمى والدنيا لهذا الجهد وذلك من الدارة المبينة بالشكل (3-3) باستخدام القيم العظمى والصغرى للتيار. إن الجهد عبر الثنائي المثالي للشكل (4-3) هو (10V)، وبالتالي بإمكاننا أن نكتب:

$$V_{0\min} = 10 + (0.053 \times 2) = 10.1V$$

$$V_{0\max} = 10 + (0.53 \times 2) = 11.1V$$

يحدد التنظيم المئوي percent regulation على أنه التأرجح الكلي للجهد في الخرج مقسوما على القيم الأسمية nominal (أو القيمة المثالية لزينر). بالطبع كلما كان التنظيم المئوي أصغر كلما كان المنظم أفضل. لذا نجد وبالنسبة لهذا المثال:

$$\%Reg = \frac{V_{0\max} - V_{0\min}}{V_{0nominal}} =$$

$$\frac{11.1 - 10.1}{10} = 0.1 \ or \ 10\% \ldots\ldots\ldots\ldots (3-8)$$

من النتيجة الحسابية تعتبر قيمة التنظيم الناتج سيئا في معظم التطبيقات. لذلك يجب العمل على تحسين التنظيم وذلك عن طريق تحديد تيار زينر. يتم ذلك التحسين عادة عن طريق استخدام مكبر على التسلسل مع الحمل. إن تأثير هذا المكبر هو لتحديد تغيرات التيار المارة في ثنائي زينر. نبين مثال هذا التحسين والدارة المطورة

لذلك في فصول قادمة.

مسألة غير محلولة:

مسألة (2-3):

دارة منظم زينر المبينة بالشكل السابق (2-3)، يتراوح جهد الدخل فيها بين (10-15V)، وتيار الحمل يتراوح بين (100-500ma).

أوجد:

1- قيم R_i و I_{zmax} بفرض أن ثنائي زينر المستخدم الجهد الأسمي له (6V).

Ans: 6.33Ω ; 1.32*A*

2- المعدل الأعظمي لاستطاعة لثنائي زينر ولمقاومة الدخل R_i.

Ans: 7.92*W* ; 12.8*W*

3- قيمة المكثفة اللازمة، لو استخدم منبع عبارة عن مقوم موجة كاملة مرشح بتردد دخل (60 Hz).

Ans: 4740μf

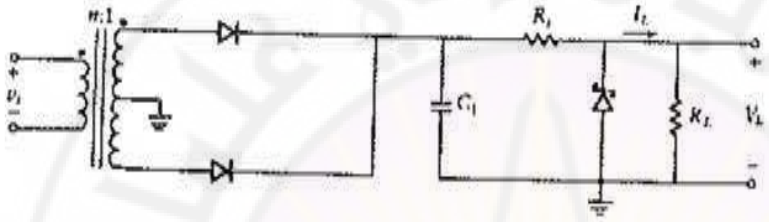
4- لو لم نستخدم مقاومة (R_F) في الدارة وكانت نسبة اللفات للمحولة 4:1 ذات نقطة الوسط، بدخل 120Vrms وتردد 60Hz، عندها أوجد قيمة المقاومة (R_i) اللازمة للحفاظ على (10V) عبر الحمل الذي يتغير بين (50-200ma). افترض أن الجهد الأدنى المسموح في دخل المنظم هو (14V).

Ans: 14.8Ω

5- ما هي قيمة المكثفة اللازمة لتحفظ الجهد الأدنى (14V) المبين بالفقرة (4).

مسألة (3-3):

لدينا المنظم مع مقوم موجة كاملة المبين بالشكل (3-5):



الشكل (3-5)

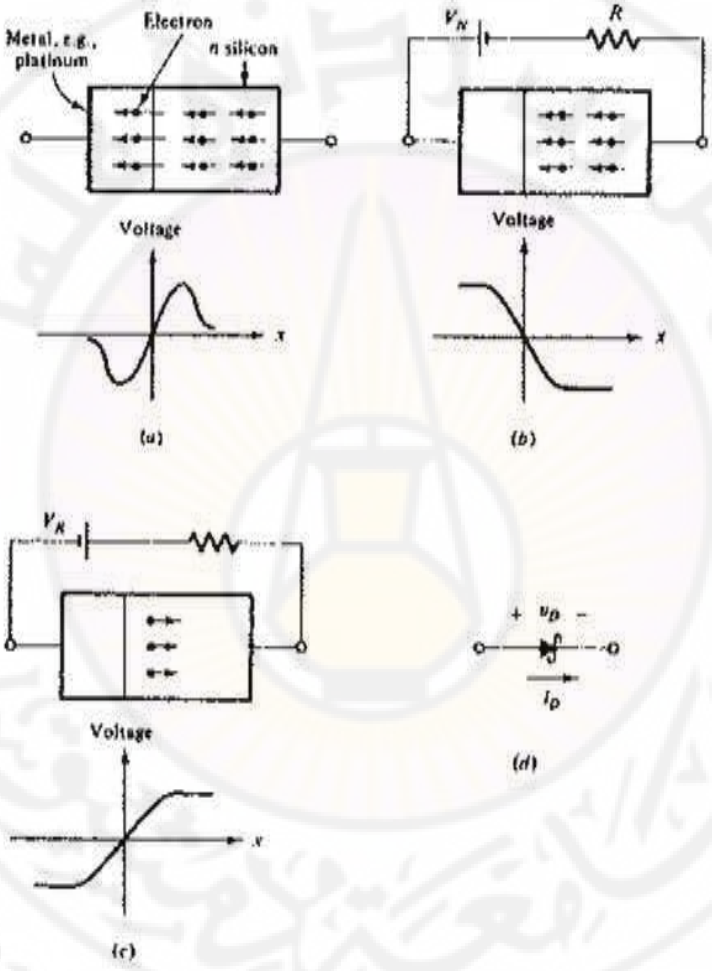
بافتراض أنه لا يوجد هبوط جهد عبر ثنائيات التقويم (D_1 , D_2) وكانت (n=2)، ما هي قيمة (R_i) اللازمة لحفظ (V_L) عند قيمة (16V) بتيار حمل (500ma)، مع العلم أن جهد الدخل المطبق على المحولة هو ($110 \rightarrow 120 Vrms$) بتردد (60 Hz). نفرض أن الخرج المرشح من المقوم لا يتغير أكثر من ($\pm 5V$). حدد معدل الاستطاعة اللازمة للمقاومة (R_i) وثنائي زينر.

3-2) ثنائيات شوتكي:

SCHOTTKY Diodes:

يدعى هذا الثنائي أحيانا بثنائي حاجز شوتكي Schottky –Barrier Diode. يتشكل من اتصال معدن مثل البلاتينيوم platinum مع نصف ناقل سيليكوني نوع (n) أو (P). تملك هذه الوسائل شحنة مختزنة ضئيلة جدا يمكن إهمالها، لذلك تستخدم

بشكل واسع في تطبيقات القطع switching ذات السرعات العالية.



الشكل (3-6)

يعمل المعدن كمادة مستقبلة Acceptor للإلكترونات عند وصله مع المادة السيليكونية نوع (n). لذلك عندما يوصل المعدن مع المادة السيليكونية (n) تنتشر الإلكترونات من السيليكون إلى المعدن، كما هو مبين بالشكل (3-6a)، وهذا الانتشار يجعل المادة (n) بالقرب من الوصلة فقيرة بالإلكترونات وبالتالي تصل إلى كمون موجب.

عندما يصبح الكمون الموجب هذا كبيرا بشكل كاف فإنه يمنع أي انتشار بعد ذلك للإلكترونات. عند تطبيق جهد انحياز موجب كبير بشكل كاف بين طرفي الثنائي كما بالشكل (3-6b)، فإن الإلكترونات الموجودة في المنطقة (n) ترى كمونا موجبا في جانب الوصلة الآخر المعدني فتدفق نتيجة لذلك هذه الإلكترونات عبر الوصلة مسببة مرور تيار كهربائي. عند تطبيق جهد انحياز معاكس (انحياز عكسي) سالب على الثنائي بحيث أن المادة (n) توصل إلى الطرف الموجب للبطارية بالنسبة للبلاتينيوم، فإن الجهد على الطرف (n) من الوصلة يتزايد إيجابيا بشكل أكبر من السابق كما في الشكل (3-6c)، أي يصل إلى مستوى موجب أعلى من المستوى الذي كان عليه في حالة الدارة المفتوحة شكل (3-6a)، لذلك سوف لن يتدفق تيار كهربائي على الإطلاق عبر الوصلة.

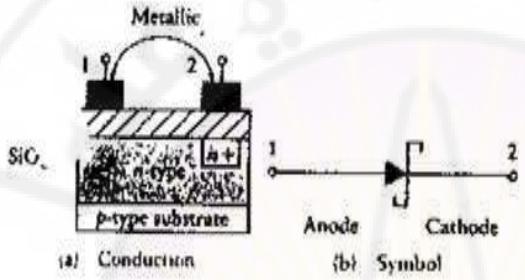
من المهم أن نلاحظ وجود وصلة (معدن – سيليكون (n)) متشكلة حتى في حالة الثنائي العادي (p-n) وذلك عند وضع توصيلة الدارة الخارجية. لذلك لمنع وصلة الألمنيوم – مادة (n) من أن تسلك كثنائي تقويم، يتم عادة إشابة المادة (n) في النهاية المتصلة مع المعدن بشكل كبير highdoping (n^{++}). فبعد الانتشار الابتدائي للإلكترونات إلى المعدن المستقبل فإن المناطق (n,n^{+}) تأخذ خصائص المعدن نفسها ويصبح الاتصال أوميا (ohmic) بدلا من أن يصبح تقويميا (Rectifying) ، وهذا يعني أنه يعمل كمقاومة منخفضة عند جهود بكلا القطبين.

عندما يعمل ثنائي شوتكي في الاتجاه الأمامي، ينشأ تيار نتيجة للإلكترونات المتحركة من المادة (n) عبر الوصلة وخلال المعدن. بما أن الإلكترونات تتحرك تقريبا بدون اعتراض خلال المعدن، فإن زمن الاندماج recombination time (τ) يكون صغيرا جدا ويكون نموذجيا عادة من رتبة (10ps). فللمقاومة نجد أنه عند تمرير تيار مقداره (1ma)، تكون مكثفة التخزين starage التي سميناها سابقا في الفصل الثاني بمكثفة الانتشار- حوالي (C_S = 0.4 PF)، بينما في الثنائيات العادية الحجم نفسه التيار المار نفسه تكون هذه المكثفة بقيمة حوالي (40PF). إن صغر مكثفة التخزين في ثنائي شوتكي يجعل هذا الثنائي مستخدما بكثرة في صناعة ما يسمى بترانزيستور شوتكي والمستخدم في الدارات المتكاملة المنطقية Logiccircuits IC التي تعمل بسرعات قطع عالية نسبيا.

في الواقع، ومقارنة مع دراسة الفصل الثاني، فإن صغر مكثفة التخزين ناتج عن أن هذه الثنائيات ذات حوامل أعظمية فقط (لا يوجد حوامل أقلية)، وبالتالي زمن التخزين مهمل تقريبا مما يؤدي إلى صغر زمن الاستعادة العكسي Reverse (trr) Recovery time والذي تحدثنا عنه سابقا ومعنى ذلك أن الزمن (trr) يعبر بشكل أساسي عن زمن العبور Transition time فقط والذي هو في هذا الثنائي (شوتكي) أيضا صغير نسبيا بسبب صغر مكثفة التخزين.

يبين الشكل (7-3) ثنائي شوتكي حسب طريقة صنع الدارات المتكاملة. هذا الثنائي هو مفيد في تكنولوجيا الدارات المتكاملة بسبب أنه سهل التصنيع ويمكن أن يصنع بنفس الوقت مع مركبات أخرى على الشريحة السيليكونية Chip. إن صناعة ثنائي الوصلة (p-n) العادي يتطلب (كدارة متكاملة) صنع طرف P إضافي ليس موجودا في ثنائي شوتكي. لكن من ناحية أخرى، فإن صناعة ثنائي شوتكي قد تتطلب خطوات معدنية إضافية أكثر extra metalli zation step. إن الخواص ذات

الضجيج المنخفض noise—Low لثنائي شوتكي. تجعل هذا الثنائي مثاليا في تطبيقات التحكم بالترددات الراديوية ذات المستوى المنخفض Low - level ، وكواشف الترددات العالية detectors، وأنظمة المزج في رادارات دوبلر Doppler radar mixers.



الشكل (3-7)

أخيرا فإن ثنائي شوتكي لديه خواص جهد تيار مماثلة لتلك الموجودة لثنائيات (p-n) السيليكونية العادية، ماعدا أن جهد العتبة threschold voltage (V_γ)، يكون مختلفا ويكون عادة ضمن الحدود من (0.3 to 0.6V)، ولو أنه في معظم هذه الثنائيات يكون جهد العتبة (0.3V) تقريبا.

3-3) الثنائيات متغيرة السعة:

Varactor Diodes

تدعى هذه الثنائيات أيضا بالثنائيات المتغيرة السعة مع الجهد – voltage variable – capacitance diodes وذلك بسبب أن مكثفة الوصلة تتغير مع كمية

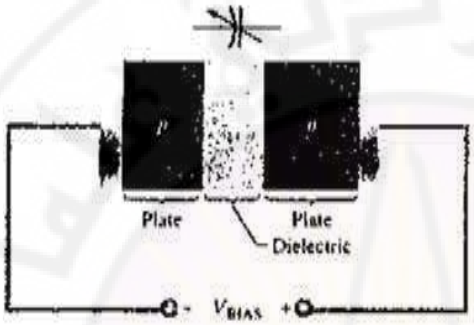
الجهد العكسي المطبق عليها. هذه الثنائيات مصممة خصيصا تكنولوجيا لتكون خواص تغير السعة فيها بشكل أفضل ما يمكن وبشكل خطي قدر الإمكان مع الجهد العكسي المطبق عليها، وذلك بغض النظر عن الخصائص الأخرى المشابهة لها في الثنائيات العادية. تستخدم هذه الوسائل بشكل شائع جدا في دارات التوليف الإلكترونية. Electronic tuning circuits في أنظمة الاتصالات communication systems.

من حيث الصنع وسلوك هذه الوسيلة الإلكترونية، فإنها تعتبر كثنائي وصلة p – n junction تعمل بحالة انحياز عكسي، ومطعمة بالشوائب بشكل خاص لجعل المكثفة الملازمة للمنطقة المحرمة بشكل أكبر ما يمكن وذلك للاستفادة منها في تطبيقات الاتصالات المختلفة. إن المنطقة المحرمة- كما رأينا في الفصل الثاني- تصبح أكثر عرضا في حالة الانحياز العكسي، وتعمل كعازل للمكثفة capacitor dielectric بسبب خواصها غير الناقلة، بينما تعمل المناطق (n,p) الموصلة كصفائح للمكثفة، وهذا مبين بالشكل (3-8).

من حيث عمل هذه الثنائيات، فإنه حين زيادة الجهد العكسي المطبق، يزداد عرض المنطقة المحرمة، أي عمليا زيادة التباعد بين الصفائح وسماكة أكبر للعازل dielectric وبالتالي حسب قانون المكثفة الذي استنتجناه في الفصل الثاني، نقصان في قيمة المكثفة الناتجة. والعكس صحيح، أي بإنقاص الجهد العكسي المطبق، تصبح المنطقة المحرمة (ضيقة) وبالتالي زيادة قيمة المكثفة.

يبين الشكل (3-9) مخططا يشرح العلاقة بين تغير سعة المكثفة للثنائي (C_T)، مقابل الجهد العكسي المطبق وذلك لثنائي سعودي معين. بالنسبة لهذا الثنائي ومخططه البياني، نجد أن (C_T) تتغير من (40PF) إلى حوالي (4PF) عندما يتغير الجهد (V_R) من

(1V) إلى حوالي (40V).



الشكل (3-8)

نذكر هنا ومن الفصل الثاني العلاقة التالية التي تحدد قيمة السعة (C)، من سطح الصفائح (A)، وثابت العازلية (E)، وسماكة العازل (d).

$$C = \frac{A\varepsilon}{d} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3-9)$$

يمكن الاضطلاع على بعض المواصفات الفنية data sheet لبعض هذه الثنائيات السعوية في ملحق الكتاب، وهي موجودة للثنائيات السعوية ذات السلسلة (1N5139 – 1N 5148).

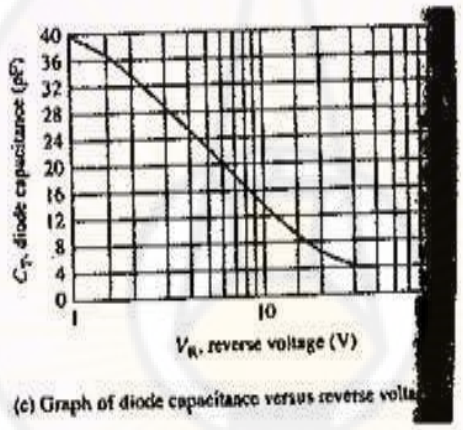
3-3-1) معاملات الثنائي السعوي:

Varactor Diode Perimeters :

1- هامش التسامح السعوي:

Capacitance tolerance Range :

تعتمد القيم العظمى والصغرى للمكثفة (C_T) على تسامح مقداره (10%) فمثلاً، هذا يعني أنه عند تطبيق جهد عكسي مقداره (4V)، يقدم الثنائي (مثلاً 1N5139) سعة بقيمة بين (7.5PF , 6.1).



الشكل (3-9)

2- نسبة التوليف:

Tuning Ratio:

تدعى نسبة التوليف للثنائي السعوي أيضا بالنسبة السعوية capacitance ratio. هذه النسبة هي نسبة مكثفة الثنائي عند تطبيق جهد أصغري عكسي إلى مكثفة الثنائي

عند تطبيق جهد عكسي أعظمي. فمثلا لثنائي معين (1N5139)، فإن نسبة التوليف هي نسبة (C_T) المقامة عند ($V_R = 4V$) مقسمة على (C_T) المقامة عند جهد ($V_R = 60V$)، وبالتالي نسبة التوليف في هذه الحالة هي (C_4 / C_{60}).

فبالنسبة لهذا الثنائي نجد أن هذه النسبة هي (2.9)، أي أن قيمة المكثفة نقصت بالمعامل (2.9) عندما زاد الجهد العكسي المطبق من (4V) إلى (60V). يرمز أحيانا لهذه النسبة بـ (TR).

3- عامل الجودة:

Figure of merit:

إن عامل الجودة الذي يدعى أحيانا Quality Factor (Q) لعنصر ردي reactive component هو نسبة الطاقة المختزنة بواسطة المكثفة (أو الحثية inductor) إلى الطاقة المبددة في المقاومة. وإن الثنائي السعوي (1N5139) لديه عامل جودة أدنى (350)، يشير إلى أن الطاقة المختزنة التي يمكن إرجاعها مرة ثانية بواسطة مكثفة الثنائي هي أكبر بـ (350) مرة من الطاقة الضائعة في مقاومة هذه الوسيلة الإلكترونية. من المرغوب فيه دوما أن يكون عامل الجودة عاليا.

3-3-2) تطبيقات الثنائي السعوي:

an application:

إن التطبيق الأكثر أهمية بالنسبة لهذه الثنائيات هو في دارات التوليف tuning circuits، مثل: المولفات الإلكترونية electronic tuners في أجهزة التليفزيون (TV)، والمستقبلات التجارية الأخرى. هذا التطبيق يشرح كما يلي: عند استخدام دارة رنينية resonant circuit، فإن الثنائي السعوي يعمل كمكثفة متغيرة، مما يسمح بتعديل تردد الرنين بواسطة تعديل مستوى جهد متغير معين.

3-4) الثنائي المثبت للتيار:

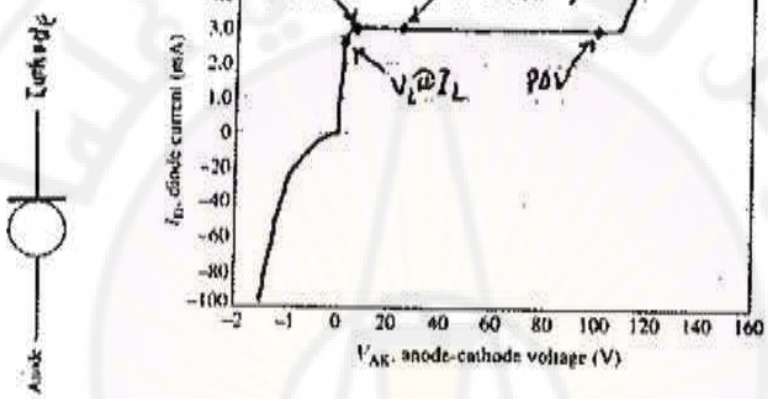
Current Regulator Diode:

يدعى هذا الثنائي أحيانا بالثنائي ذي التيار الثابت constant current Diode. بدلا من أن يثبت الجهد بين طرفيه (كما في ثنائي زينر) فإن هذا الثنائي يعمل على حفظ تيار ثابت. يبين الشكل (3-10) رمز هذا الثنائي يعمل ثنائي تثبيت التيار في حال الانحياز الأمامي، وعند جهود أمامية بمجال بين $1.5 \rightarrow 6V$ فإن التيار الأمامي المار يصبح ثابتا عند قيمة معينة محددة ومعروفة، ويعتمد ذلك على نوع الثنائي المستخدم. يدعى التيار الأمامي الثابت بتيار التنظيم Regulator current ويرمز إليه كثيرا بالرمز (I_R). فمثلا بالنسبة للسلسلة (1N5283 .. 1N5314) فإنها تملك تيارات تنظيم اسمية nominal ضمن المجال ($220\mu A \rightarrow 4.7mA$). ويمكن إذا أردنا الحصول على تيارات أعلى أن نستخدم بعضا من هذه الثنائيات على التوازي.

يبين الشكل (3-11) منحني خواص نموذجي. يلاحظ من الشكل، قبل كل شيء، أن هذا الثنائي لا يملك خواص انهيار عكسية حدية Sharply، بحيث أن التيار العكسي يبدأ بالتزايد لقيم (V_R) أقل من (1V). لذلك يجب أن لا تستخدم هذه الوسيلة بحالة انحياز عكسي. بشكل طبيعي، فإن هذا الثنائي بحالة الانحياز الأمامي يبدأ بعملية التنظيم للتيار عند جهد محدد (V_L)، ويستمر بالثبات إلى أقصى جهد عمل Peak operating voltage (Pov). يلاحظ أنه بين القيم الأسمية (V_K , Pov)، يبقى التيار ثابتا بشكل كبير.

إن (V_T) يدعى بجهد الاختبار test voltage والذي عنده يكون (I_R) وممانعة الثنائي (Z_T)، محددة في الأوراق الفنية data sheet للعنصر. إن الممانعة (Z_T) تكون ذات قيمة عالية جدا وتتراوح في المجال بين (235K) إلى ($25M\Omega$) وذلك بالنسبة

لسلسلة الثنائيات السعوية المذكورة في هذه الفقرة.



الشكل (3-11)

الشكل (3-10)

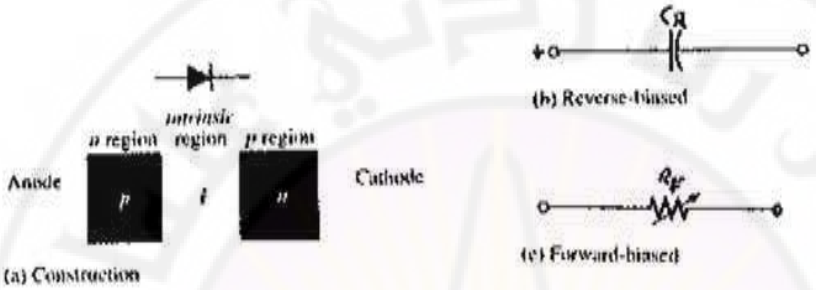
3-5) الثنائي PIN:

PIN Diode:

يبين الشكل (3-12A) الثنائي (P/N)، وهو عبارة عن ثنائي يحتوي على مناطق (P,n) ذات إشابة عالية heavily doped تفصل بينها منطقة نقية intrinsic.

عندما ينحاز الثنائي عكسيا، فإن هذا الثنائي يعمل كمكثفة ثابتة السعة تقريبا. عندما يطبق انحياز أمامي عليه، فإنه عند ذلك يعمل كمقاومة متغيرة محكومة بواسطة التيار Current – Controlled variable resistance، حيث مبين ذلك في الشكل

(3-12b,c). إن المقاومة الأمامية المنخفضة للمنطقة النقية تتناقص عند زيادة التيار المار. يبين الشكل (3-13) المخططات البيانية لخواص المقاومة الأمامية التسلسلية والمكثفة العكسية، لثنائي (PIN) نموذجي.



الشكل (3-12)

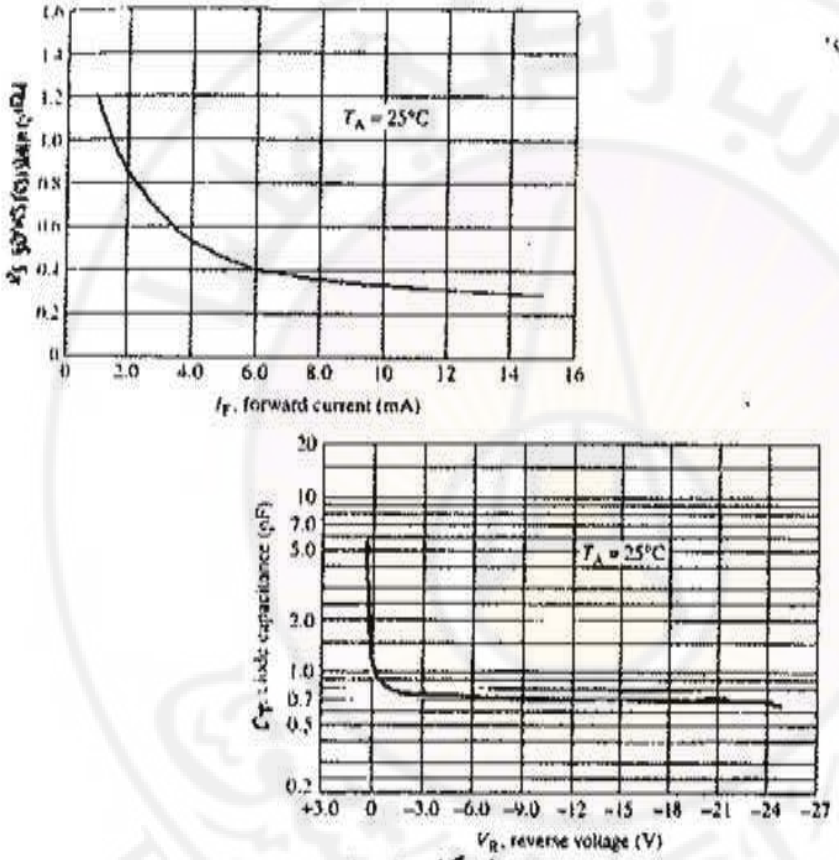
يستخدم الثنائي (PIN) كقاطع ميكروي محكوم بواسطة الـ (dc):

dc – Controlled microwave switch يعمل بواسطة تغيير سريع في الانحياز، أو يستخدم كوسيلة تعديل modulating device التي لها مزايا في الخواص بسبب مقاومتها الأمامية المتغيرة. بما أنه لا تحدث عملية تقويم في وصلة (P,n)، يمكن تعديل إشارة ذات تردد عال بواسطة تغيرات انحياز ذات تردد أخفض lower- Frequency bias variation. يمكن للثنائي (Pin) أن يستخدم أيضا في تطبيقات التخميد attenuator بسبب أن مقاومته يمكن أن يتحكم بها بوساطة مقدار معين من التيار المار. بعض أنواع هذه الثنائيات تستخدم ككواشف ضوئية Photo detectors في أنظمة الألياف الضوئية Fiber – optic systems.

3-6) الثنائي ذو استعادة الخطوة:

The step – Recovery Diode:

يستخدم هذا الثنائي إشابة متدرجة Graded doping حيث ينقص مستوى إشابة المادة نصف الناقلة عند الاقتراب من الوصلة (Pn). نتيجة لهذا النوع من الإشابة المتدرجة، فإنه يتولد زمن قطع حاد abrupt turn – off time بسبب السماح للشحنة المختزنة بأن تنتهي بسرعة عند التبديل من حالة الانحياز الأمامي إلى حالة الانحياز العكسي.



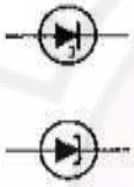
الشكل (3-13)

يسمح هذا الثنائي أيضا بإعادة الاستقرار بسرعة للتيار الأمامي عند التبديل من حالة الانحياز العكسي إلى الانحياز الأمامي. يستخدم هذا الثنائي في تطبيقات القطع السريعة Fast – switching Appl في الترددات العالية جدا (VHF).

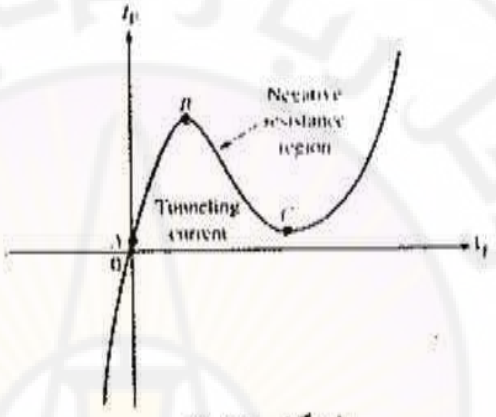
3-7) الثنائي النفقي:

The Tunnel Diode:

يقدم الثنائي النفقي خواص مميزة تعرف بالمقاومة السالبة negative Resistant. تجعل هذه الخاصية الثنائي مفيدا في تطبيقات المهتزات Oscillator والمكبرات الميكروية microwave amplifiers .



الشكل (3-14)



الشكل (3-15)

يبين الشكل (3-14) رمز الثنائي النفقي. تصنع الثنائيات النفقية من الجرمانيوم أو زرنيخ الجاليوم Galium avsenide وذلك بإضافة المناطق (P,n) بشكل أكبر بكثير مما هو معروف في ثنائي التقويم الكلاسيكي. ينتج بسبب هذه الإضافة العميقة منطقة محرمة ضيقة جدا.

تسمح هذه الإضافة العميقة بالتوصيل بشكل مباشر وكبير في حالة تطبيق جهود عكسية ولو كانت صغيرة. بحيث لا يوجد هنالك تأثير الانهيار المعروف بالثنائيات العادية، وذلك كما هو مبين بالشكل (3-15).

العمل الأساسي لهذا الثنائي النفقي هو كما يلي: بسبب من المنطقة المحرمة الضيقة جدا فإن هذا يسمح للإلكترونات بالمرور (to tunnel) خلال الوصلة (Pn)

عند جهود أمامية منخفضة جدا، ويعمل عندها الثنائي كموصل، وذلك كما هو مبين بالشكل (3-15) بين النقطتين (A,B). عند النقطة (B) يبدأ الجهد الأمامي بتكوين الحاجز barrier، ويبدأ عندها التيار الأمامي بالتناقص طالما يتزايد الجهد الأمامي. هذه المنطقة تدعى بمنطقة المقاومة السالبة التي تساوي من الناحية الديناميكية إلى:

$$R_F = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F}$$

ونلاحظ بالطبع أن هذا التأثير هو معاكس لما هو معروف من قانون أوم ohm's law ، حيث أن التزايد في الجهد يولد تزايدا في التيار. يبدأ الثنائي عند النقطة (C) بالعمل كثنائي عادي conventional diode منحازا أماميا.



Damascus University

الفصل الرابع

الترانزيستورات ثنائية القطبية ذات الوصلة

Bipolar Junction Transistors

(BJT)

4-1) مقدمة:

الترانزيستور (BJT) هو من أوائل الترانزيستورات نصف الناقلة التي ابتكرت حوالي العام ١٩٧٨، من قبل المهندسين Shockley , Brattain, Bardeen، وذلك في مختبرات Bell الهاتفية وصنعوا النموذج الأول الفعال له، وكان بدائياً نسبياً وذا تكبير منخفض وبالتالي لم يستخدم وقتها إلا على مستوى التجارب المخبرية والتطوير. بعد ذلك ومع تطوير التكنولوجيا فإن العمليات الصناعية تطورت كثيراً بحيث ساعدت على تطوير هذا الترانزيستور وجعله أكثر وثوقية، وأكثر مقدرة على تحمل أو نقل القدرة وأكثر قدرة على العمل على ترددات ذات حزمة عريضة أكثر فأكثر. حالياً الترانزيستور حلّ تقريباً بشكل كامل محل العنصر الإلكتروني القديم المسمى بالصمام المفرغ Vacuum tube وذلك باستثناء بعض التطبيقات المحددة في مجال القدرة العالية والترددات العالية جداً.

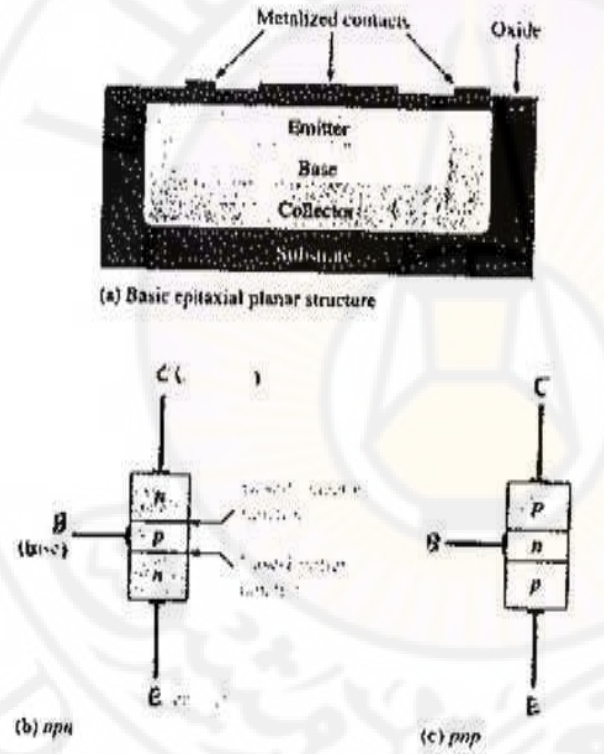
4-2) بنية الترانزيستور:

Transistor construction:

يتركب الترانزيستور (BJT) من ثلاث مناطق نصف ناقلة مشوبة تفصل بينها وصلتان، وذلك كما هو مبين بالشكل (14-1a) لترانزيستور متكامل ذي البنية epitaxial planar structure تدعى المناطق الثلاث بالباعث، المجمع، القاعدة،

Collector, Base, emitter. يبين الشكل (4-1b,c) التمثيل الفيزيائي physical representation لنوعي الترانزيستور (BJT).

يتشكل النوع الأول (npn) من منطقتين (n) يفصل بينهما منطقة (P)، ويتشكل النوع الثاني (pnp) من منطقتين (P) يفصل بينهما منطقة (n).

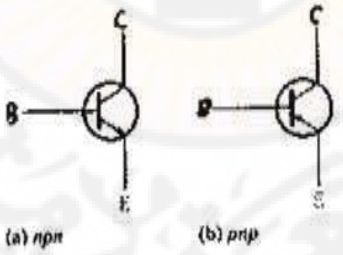


الشكل (4-1)

تدعى الوصلة (pn) التي تصل منطقة القاعدة ومنطقة الباعث، وصلة الباعث- قاعدة. أيضاً فإن الوصلة (Pn) التي تصل منطقة المجمع ومنطقة القاعدة، تدعى بوصلة المجمع – قاعدة. أطراف الترانزيستور الخارجية يرمز لها بـ : (E,B,C) للباعث والقاعدة والمجمع على التوالي.

عند صناعة هذا الترانزيستور، يتم تطعيم doping منطقة القاعدة بشكل خفيف Lightly doped وتكون رقيقة جداً very thin بالمقارنة مع منطقة الباعث الذي يكون مطعماً بشكل عميق heavily doped، ومنطقة المجمع الذي يكون مطعماً بشكل متوسط moderately doped.

يبين الشكل (2-4) الرموز الكهربائية للترانزيستورات ثنائية القطبية (pnp) و(npn). إن تسمية ثنائي القطبية bipolar ترجع لكون التيار المار في هذا الترانزيستور يعتمد على النوعين كليهما من حوامل الشحنات، الثقوب holes والإلكترونات electrons.



شكل (2-4)

إن الترانزيستور (BJT) يمكن أن يستخدم بتطبيقين أساسيين:

١ - استخدامه كقاطع إلكتروني switch وذلك في التطبيقات اللاخطية (الرقمية).

٢ - استخدامه كمكبر للإشارات Amplifier وذلك في التطبيقات الخطية (التمثيلية)، وبالتالي نقول في هذه الحالة إن الترانزيستور يعمل في المنطقة الفعالة (Active Region) من خواصه. سنركز في فقراتنا التالية على الاستخدام الثاني لهذا العنصر Device.

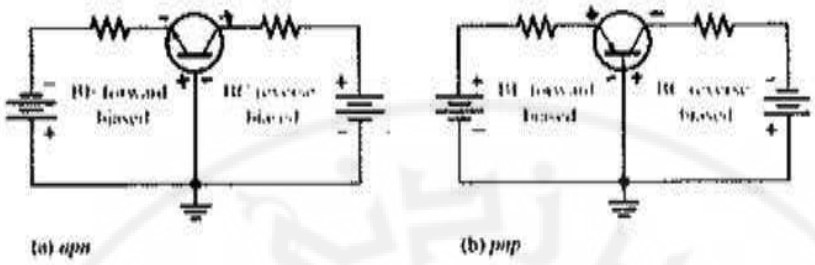
4-3) عمل الترانزيستور الأساسي:

Basic Transistor Operation:

يبين الشكل (3-4) التنظيم الأساسي لانحياز النوعين من الترانزيستور (npn) و (pnp) وذلك ضمن شروط انحياز الترانزيستور ليعمل في المنطقة الفعالة كمكبر Amplifier، نلاحظ أنه في النوعين كليهما من الترانزيستور تكون وصلة القاعدة-باعث (BE) منحازة أمامياً forward bias ووصلة القاعدة بمجمع (BC) منحازة عكسياً reverse bias.

لشرح عمل الترانزيستور دعنا نفحص ماذا يحدث داخل الترانزيستور (npn) مثلاً عندما تكون الوصلة منحازة أمامياً أو عكسياً.

كما بالشكل (4-4) فإن الانحياز الأمامي من القاعدة إلى الباعث يجعل منطقة الوصلة المحرمة (BE) أضيق، والانحياز العكسي من القاعدة إلى المجمع يجعل منطقة الوصلة المحرمة (BC) أعرض.

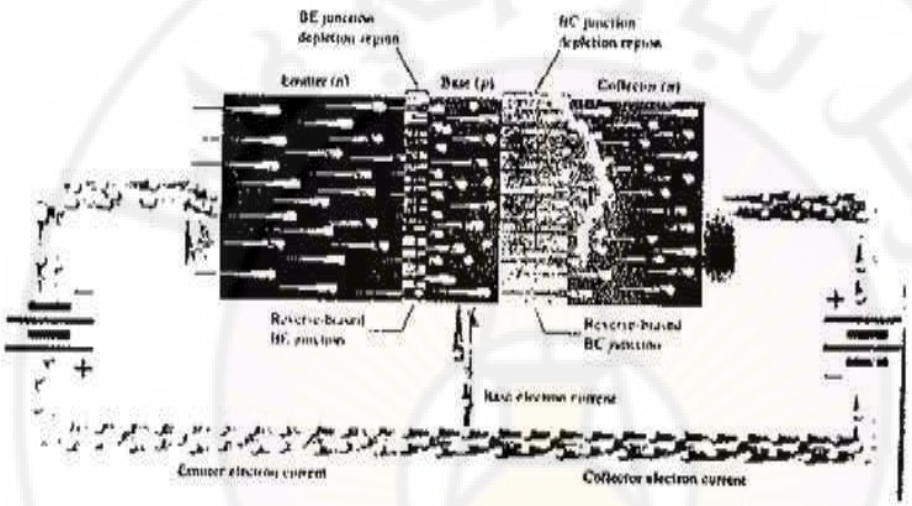


الشكل (4-3)

تكون منطقة الباعث ذات النوع (n) والمطعمة بشكل عميق، تكـــون مليئـــة بالإلكترونات الحرة Free electrons المتواجدة في حزمة النقل Conduction bande، التي تنتشر بسهولة خلال الوصلة (BE) المنحازة أمامياً، إلى منطقة القاعدة ذات النـــوع (p) حيث تصبح هذه الإلكترونات حوامل أقلية minority، تماماً كما يحدث في ثنائي منحاز أمامياً. بما أن منطقة القاعدة مطعمة بشكل خفيف بالشوائب ورقيقة من الناحية الفيزيائية فإنها لا تملك إلا عدداً قليلاً ومحدداً جداً من الثقوب. نتيجة لذلك، فإن نســبة قليلة من الإلكترونات المتدفقة خلال الوصلة (BE) يمكنها أن تندمج مـــع الثقـــوب المتوفرة في القاعدة. هذه الإلكترونات المندمجة القليلة نسبياً تتدفق خارج وصلة القـــاعدة على أنها إلكترونات تكافؤ Valance electrons، مشكلة تيار إلكترونـــات القـــاعدة الصغير، وذلك كما بالشكل (4-4).

بالطبع فإن معظم الإلكترونات المتدفقة من الباعث إلى القاعدة خفيفة التطعيـــم والرقيقة فيزيائياً، لن تندمج بل سوف تتابع انتشارها إلى المنطقة المجرمة (BC). حالمـــا

تصل هذه الإلكترونات إلى هذه المنطقة فإنها تجذب Pulled through من قبل الحقـــل الكهربائي الموجود عند الوصلة (BC) أو بواسطة جهد التغذية الموجب المطبق علـــى المجمع. عند وصول الإلكترونات فإنها تتحرك خلال منطقة المجمع، خارجة من نهايـــة المجمع إلى النهاية الموجبة لجهد المنبع الموجب الموصول مع المجمع. نتيجة لذلك يتشـكل تيار إلكترونات المجمع، كما هو مبين بالشكل (4-4).



الشكل (4-4)

يمكن أن نشرح عمل الترانزيستور (npn) بطريقة مختلفة عن طريق ما يســـمى بالهضبة الكمونية Potential- hill المبين بالشكل (4-5)، حيث مبين من الشكل انحيـاز وصلة القاعدة- باعث (BE) بشكل أمامي، وانحياز وصلة القاعدة مجمع (BC) بشكل عكسي.

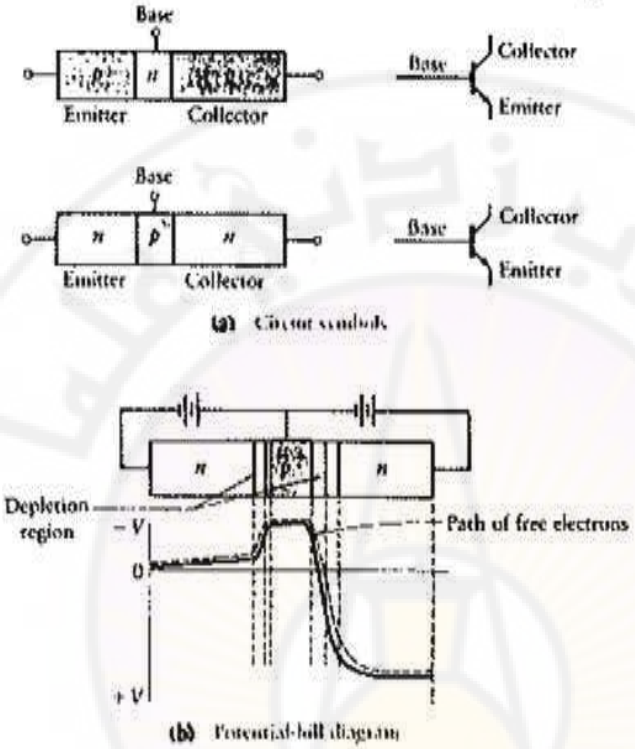
نتيجة لهذا الانحياز، تنتقل الإلكترونات من المنطقة (n) للباعث وأثناء انتقالهـــا تجد أمامها هضبة كمونية صغيرة Small Potential – hill عند المنطقة المحرمـــة (BE)،

بذلك فإن معظم هذه الإلكترونات تملك الطاقة الكافية للتقدم بسهولة إلى نهاية المضبة. حالما تصل هذه الإلكترونات إلى قمة المضبة الكمونية، فإنها تتحرك بسهولة خلال المادة (p) للقاعدة إلى المنطقة المحرمة (BC). عندما تقترب الإلكترونات من هذه المنطقة تصبح تحت تأثير جهد التغذية الموجب للمنبع المستمر الخارجي مما يجعلها تتحرك متقدمة بسرعة إلى أسفل المضبة الكمونية. لو أن الانحياز الأمامي لوصلة الباعث- قاعدة (BE) تم انقاصه، فإن ارتفاع المضبة الكمونية سوف يزداد وبالتالي ستجد الإلكترونات التاركة طرف الباعث صعوبة أكبر للوصول إلى قمة المضبة الكمونية. الإلكترونات الواصلة إلى القمة تكون تلك التي لها كمية أعلى من الطاقة، والتي سوف تتقدم بسهولة أكبر باتجاه المجمع. بسبب إنقاص الانحياز الأمامي نتيجة لذلك نقصاناً هاماً في التيار المار خلال الترانزيستور. من جهة أخرى، فإن زيادة الانحياز الأمامي على الوصلة (BE) سوف ينقص من ارتفاع المضبة الكمونية ويسمح لإلكترونات باعث أكثر من التدفق خلال الترانزيستور.

بشكل آخر، فإن عدداً كبيراً من حوامل الشحنات الأعظمية electrons سوف ينتشر عبر وصلة القاعدة- باعث (BE)، باعتبار أنها منحازة أمامياً. تدخل هذه الإلكترونات منطقة القاعدة ويكون لديها خياران. إما أن تخرج من هذه المنطقة خلال الوصلة نفسها إلى منبع الجهد الخارجي، أو أن تستمر بالتدفق إلى منطقة المجمع عبر المنطقة المحرمة العريضة للوصلة المنحازة عكسياً (BC). يمكن أن نتوقع من دراستنا السابقة أن الجزء الأكبر من هذا التيار يعود إلى المنبع، وذلك باستثناء الملاحظات التالية:

باعتبار أن منطقة القاعدة رقيقة جداً، فإن هذه الإلكترونات ستحتاج لقطع مسافة أقل لتنجذب إلى الكمون الموجب لوصلة المجمع. في الحقيقة إن جزءاً صغيراً من الإلكترونات سيترك القاعدة خلال طرف المنبع المستمر الموصول مع القاعدة، بينما

الجزء الأكبر من التيار سيتدفق إلى نهاية المجمع ليتركه إلى نهاية المنبع الخـــارجي علـــى أساس أنه تيار المجمع.

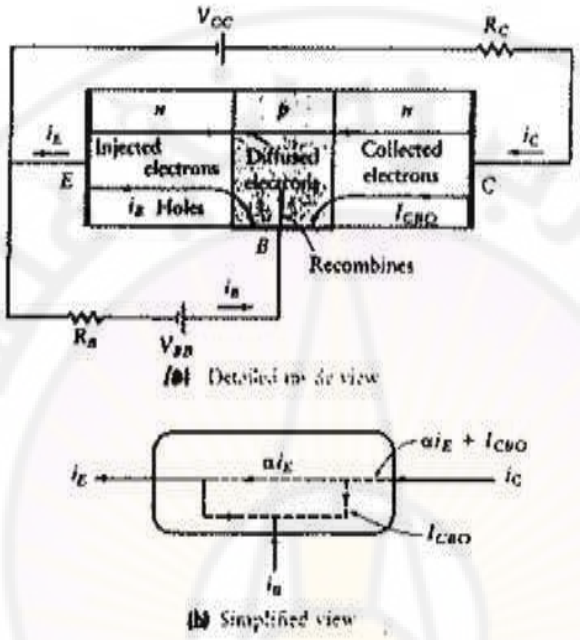


الشكل (4-5)

يمكننا الآن بعد الشرح المطول السابق كله أن نفحص مركبات التيار بتفصيـــل أكبر وذلك بالنسبة لنفس الترانزيستور (npn)، وذلك بالرجوع إلى الشـــكل (4-6a) حيث يمكن أن نذكر ما يلي:

إن وصلة القاعدة- باعث (BE) تعمل كثنائي منحاز أماميـــاً بتيـــار أمـــامي يساوي: $i_B + i_C$، بما أن وصلة المجمع- قاعدة (BC) منحازة عكسياً فإنها تقدم تيـــار تسريب صغير (I_{CBO})، إضافة إلى التيار الكبير المسبب من تداخل التيارات في القاعدة.

بالنظر إلى التيارات الموجودة في التوصيلات الخارجية الثلاثة للترانزيستور، فإننا نجد:



الشكل (6-4)

$$i_E = i_C + i_B \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-1)$$

نلاحظ أن الاتجاه الموجب لـ $(i_B + i_C)$ محدد بشكل تدخل إلى الترانزيستور، بينما العكس صحيح بالنسبة لـ (i_E).

سوف نطور دارات مكافئة للترانزيستور تحتوي على منابع معتمدة وعناصر غير فعالة. من ذلك سنحدد عدة ثوابت للكسب التي تميز الطريقة التي يؤثر فيها معامل معين على معامل آخر.

يعرف كسب التيار لدارة قاعدة مشـــتركة (α) Common- base current gain بأنه عبارة عن نسبة التغير في تيار المجمع إلى التغير في تيار البـــاعث، بفـــرض أن الجهد بين المجمع والقاعدة ثابت، وبذا نكتب:

$$\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_\in} \Big|_{u_{cB} = ct} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-2)$$

إن هذا مبين بالشكل (4-6b)، حيث I_{CBO} هـــو تيـــار التســـريب Leakage current بين القاعدة والمجمع.

نحن نرغب هنا بإيجاد علاقة بين تيارات المجمع والقاعدة. فمن الشكل (4—6b) نجد أن تيار المجمع يساوي إلى:

$$i_C = \alpha i_\in + I_{CBO} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-3)$$

بتركيب المعادلتين (4-1,3) مع بعضهما نجد تيار الباعث كما يلي:

$$i_\in = \alpha i_\in + I_{CBO} + i_B$$

بحل المعادلة بدلالة (i_B) نجد:

$$i_B = i_E(1-\alpha) - I_{CBO} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-4)$$

من المعادلتين (4-4,3) نجد:

$$i_\in = \frac{i_C - I_{CBO}}{\alpha}$$

$$i_B = \frac{(i_C - I_{CBO})(1-\alpha)}{\alpha} - I_{CBO}$$

$$= \frac{1-\alpha}{\alpha} i_C - \frac{1}{\alpha} I_{CBO} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-5)$$

إن كسب التيار (α)، يقع عادة ضمن المجال من ($0.9 \rightarrow 0.999$) حسب نوع الترانزيستور، لذلك وباعتبار أنه أقل بقليل من الواحد نكتب بشكل تقريبي:

$$i_B = \frac{1-\alpha}{\alpha} i_C - I_{CBO} \quad \ldots\ldots(4-6)$$

نعرّف الآن كسباً آخر للتيار (β)، وهو عبارة عن نسبة التغير في تيار المجمع إلى التغير في تيار القاعدة، أي:

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \quad \ldots\ldots(4-7)$$

فمن المعادلتين (4-7,2) نجد:

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E - \Delta i_C} = \frac{1}{\frac{\Delta i_E}{\Delta i_C} - 1} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad \ldots\ldots(4-8)$$

إن القيم النموذجية Typical لكسب التيار (β)، تقع عادة ضمن المجال من ($20 \rightarrow 800$). بتعويض علاقة β (4-8) في المعادلة (4-6) فنحصل على علاقة هامة جداً في الترانزيستور هي:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} - I_{CBO} \quad \ldots\ldots(4-9)$$

في التطبيقات العملية العامة نهمل عادة قيمة (I_{CBO}) نظراً لصغرها النسبي بالمقارنة مع الحد ($\frac{i_C}{\beta}$)، وبذا نكتب:

$$i_C \cong \beta i_B \quad \ldots\ldots(4-10)$$

إن النتيجة المبينة بالمعادلة (4-10) تبرر السبب الذي يدعونا لقيمة (β) بعامل تكبير الإشارة الكبيرة Large – signal amplification factor، أو عامل تكبير التيار المباشر direct – Current amplification factor.

عملياً، فإن قيمة (β) تختلف حسب تيار القاعدة، أي بشكل عام حسب نقطة العمل Operating Point للترانزيستور. لذلك هنالك تحديات Challenges معينة في تصميم دارات الترانزيستور بسبب تغير قيمة (β) مع تغير تيار الترانزيستور. بالإضافة لذلك هناك تسامح Tolerance لا بأس به نسبياً في قيمة (β) أثناء مراحل تصنيع الترانزيستور، مما يسبب تغير واضح لقيمة (β) بالنسبة لخط الإنتاج نفسه لمختلف الترانزيستورات المصنعة. اختلاف قيمة (β) للترانزيستورات، حتى تلك المصنعة بنفس خط الإنتاج، يفرض علينا أن نطور تصميماً معيناً يجعل قيمة تيار المجمع مستقلة نسبياً عن تغيرات (β). سنناقش هذه الطرق في دراسة لاحقة.

هنالك افتراض عملي آخر نتبعه في التطبيقات العامة عند التصميم هو اعتبار تيار المجمع يساوي تقريباً تيار الباعث. هذا يعني أن (I_{CBO}) صغيراً بالمقارنة مع (i_C)، وحيث أن (α) تساوي الواحد تقريباً، لذلك يمكننا أن نكتب بدون خطأ كبير:

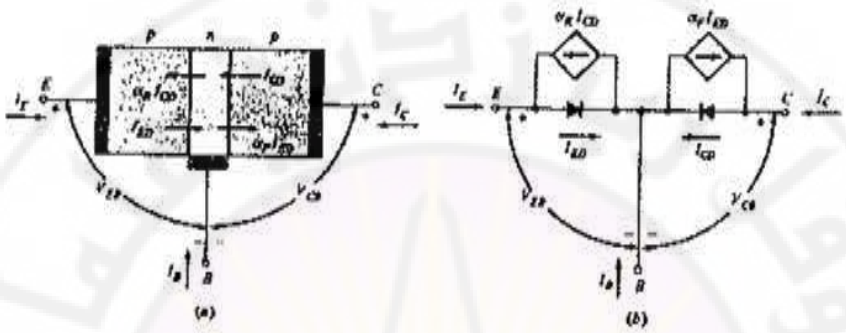
$$I_C \cong I_E \quad \text{.....(4-11)}$$

4-4) تمثيل الترانزيستور (BJT) بدارة أيبر – مول المكافئة:

The ebers- Moll Representation of the BJT:

اعتماداً على الفقرة السابقة التي تشرح عمل الترانزيستور (BJT) الأساسي، فإن مركبات التيار في نهاية الترانزيستور (I_E , I_C) لترانزيستور (pnp) يمكن إعادة رسمها ثانية كما في الشكل (4-7a)، على أساس تشكيلة قاعدة مشتركة (للسهولة)، التي نجد دارة أيبر- مول المكافئة لها والمبينة بالشكل (4-7b) المستخدمة بشكل أساسي في

برامج SPICE لمحاكاة الدارات الإلكترونية بواسطة الحاسوب.



الشكل (4-7)

إن تيار الباعث في الشكل (4-7a) له مركبتان. التيار المساهم في ثنائي الباعث- قاعدة والمبين بالرمز (I_{ED}) وذلك المساهم في ثنائي المجمع قاعدة والمبين بالرمز (I_{CD}). إن المركبة ($\alpha_R I_{CD}$) هي جزء صف المركبة (I_{CD}) الذي يترابط مع الباعث خلال القاعدة. بشكل مماثل، فإن ($\alpha_F I_{ED}$) هي جزء من المركبة (I_{ED}) الذي يترابط مع المجمع خلال القاعدة.

على أساس الدراسة التي رأيناها في الفقرة السابقة يمكننا أن نبين نموذج السدارة المكافئة أيبر- مول Ebers - moll والمبينة بالشكل (4-7b). يمثل الثنائيان المتعاكسان back- to- back (اللذان يتصل مهبطاهما معاً) وصلات الترانزيستور، بينما يشير المنبعين المحكومين controlled sources إلى الترابط بين هذه الوصلات. يرتبط التيلوان

(I_{ED} , I_{CD}) بالجهود (V_{EB} , V_{CB}) بواسطة علاقة الجهد- تيار للثنائي المعطاة بالمعادلة (2-31). لذلك يمكن لـ (I_E , I_C) أن يعبر عنهما على أساس أنهما تياران ثنائيان كما يلي:

$$I_E = I_{ED} - \alpha_R I_{CD}$$

$$= I_{ES}(e^{V_{EB}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{V_{CB}/V_T} - 1) \quad \ldots\ldots\ldots(4-12)$$

$$I_C = -\alpha_F I_{ED} + I_{CD}$$

$$= \alpha_F I_{ES}(e^{V_{EB}/V_T} - 1) + I_{CS}(e^{V_{CB}/V_T} - 1) \quad \ldots\ldots\ldots(4-13)$$

تدعى هاتان المعادلتان بمعادلتين أبير- مـــول Ebers- Moll Equations. إن الكميات (I_{ES} , I_{CS}) هي تيارات الإشباع العكسية لوصلات الباعث- قاعدة ومجمع- قاعدة على التوالي. إن المعاملات (α_F,α_R) لها قيمة أقل من الواحد، حيث لا يرتبط كل التيار من كل ثنائي مع الوصلة الأخرى.

يشير الدليل (F) إلى الانتقال الأمامي- Forward transmission من البـــاعث إلى المجمع، بينما الدليل (R) يعني الانتقال العكسي Reverse- transmission مـــن المجمع إلى الباعث. إن الكميات الأربع (I_{ES},I_{CS},α_F,α_R) تكون عادة متعلقـــة بكثافة التطعيم والأبعاد الهندسية للترانزيستورات. هذه الكميات ليست مستقلة ولكنها مرتبطة نظرياً بالعلاقة:

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} \quad \ldots\ldots\ldots(4-14)$$

تدعى هذه المعادلة غالباً بالشرط المتعاكس reciprocity condition للترانزيستور BTJ.

يمكننا الإشارة الآن إلى القيم النموذجية للكميات المذكورة في معادلات ايبر مول. فبالنسبة للترانزيستورات المتكاملة (شكل 4-1a)ذات الأبعاد الصغيرة نسبياً يمكن أن نذكر أن:

$$0.98 \le \alpha_F \le 0.998 \qquad 0.4 \le \alpha_R \le 0.8$$

والتيارات I_{EO} , I_{CO} هي من رتبة $10^{-15}A$.

بوساطة تغيير أبعاد الوسيلة الإلكترونية وبالنسبة لمستويات تطعيم معينة، فإنه يمكن زيادة تيارات الإشباع العكسي إلى حوالي $10^{-13}A$ للتيار (I_{EO}) وإلى حوالي $10^{-12}A$ للتيار (I_{CO}). تبقى عادة قيمة (α_F) ثابتة بشكل أساسي، بينما في هذا الحالة (α_R) (حسب المعادلة 4-14) تنقص إلى أقل من (0.1). يستخدم عادة تغيير أبعاد الترانزيستورات المفردة discrete للحصول على مستويات تيار واستطاعة هي أعلى ما يمكن على شريحة واحدة.

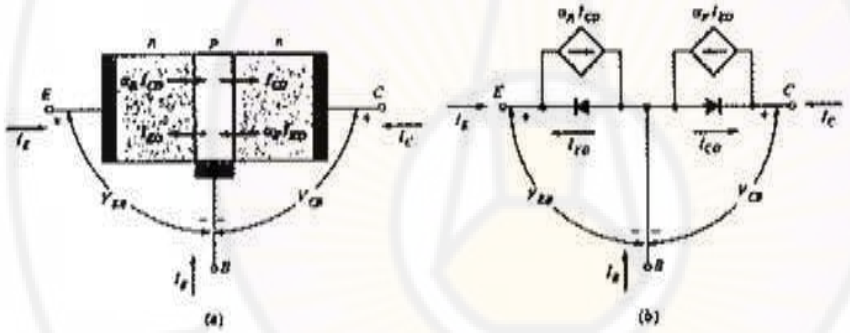
يمكن الحصول على معادلات إيبر- مول لترانزيستور (npn) من المعادلتين (4-12,13)، طالما لاحظنا أن التيار الأمامي في كل ثنائي هو من (p) إلى (n)، وأن الانحياز الأمامي يتطلب جهداً موجباً من (p) إلى (n). نتيجة لذلك، فإن اتجاهات مركبات التيار كلها وجهود الوصلة لترانزيستور (npn) تعكس بالنسبة لتلك التي حددت للترانزيستور (pnp) وذلك كما هو مبين بالشكل (4-8a). بالنسبة لهذا الترتيب الجديد للتيارات ينتج أن المعادلات (4-12,13) تبقى صحيحة بالنسبة للترانزيستور (npn) بشرط إدخال إشارة السالب (-) minus sign قبل كل من (V_{EB},V_{CB})، ومركبات التيار كلها. نتيجة لذلك ينتج لدينا المعادلتان المعدلتان لإيبر

مول بالنسبة للترانزيستور (npn)، كما يلي:

$$I_E = -I_{ES}(e^{-V_{EB}/V_T} - 1) + \alpha_R I_{CS}(e^{-V_{CB}/V_T} - 1).....(4-15)$$

$$I_C = -\alpha_F I_{ES}(e^{-V_{EB}/V_T} - 1) - I_{CS}(e^{-V_{CB}/V_T} - 1).....(4-16)$$

على أساس هاتين المعادلتين فإن الدارة المكافئة الجديدة لإيبر – مول هي تلك المبينة بالشكل (4-8b).



الشكل (4-8)

إذا أخذنا بعين الاعتبار المعادلة السابقة (4-8):

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}.....(4-8)$$

ففي الحالة العكسية يمكن لـ β_R أن تكون حوالي من (5 → 1)، بينما في الحالة الأمامية يمكن لـ βF أن تكون حوالي من (250 → 50)، وذلك في

الترانزيستورات المتكاملة.

4-5) أنماط عمل الترانزيستور:

Modes Of Transistor Operation:

من الناحية العملية يمكن لكل وصلة في الوسيلة (BTJ) أن تكون منحازة أماميـاً أو عكسياً بشكل مستقل. لذلك يمكن أن يوجد أربعة أنماط للعمل التي سوف نقـــوم بدراستها بشكل مختصر وذكر بعض حقائقها.

في الجدول المختصر التالي تبين لأنماط العمل الأربعة:

Operating Modes in a Bipolar Transistor

	Junction bias condition	
Mode	*Emitter-base*	*Collector-base*
Forward-active	Forward	Reverse
Cutoff	Reverse	Reverse
Saturation	Forward	Forward
Reverse-active	Reverse	Forward

بالنسبة للحالة الأولى، أي في المنطقة الأمامية الفعالة forward- active region، فإن الترانزيستور (BTJ) يسلك كمنبع محكوم controlled source. هذه النتيجة يمكن الوصول إليها من المعادلات (16-15-4) بالنسبة للشرط المذكور في الجدول أعـــلاه.

بالنسبة لجهود الانحياز للوصلة التي تكون على الأقل بحدود بضعة أعشار من الفولت ومفترضين أن (I_{CO}) صغير بحيث يمكن إهماله كما هو الحال في الغالب، ويكون: $I_C = -\alpha_F I_E$. لذلك فإن التحكم بتيار الدخل (I_E) هو الذي يحدد تماماً تيار الخرج I_C. إن هذه هي حالة منبع التيار المحكوم بواسطة التيار current- controlled current source بحيث في حالة أي تغيير في مستوى الحياز وصلة الباعث- قاعدة فإن هذا يغير من قيمة (I_E) وبالتالي من قيمة (I_C). بالنسبة لهذه الخصائص الناتجة (أي الخصائص المحكومة)، فإن الترانزيستور (BTJ) يمكن أن يستخدم كمكبر Amplifier، وهذا النمط الأمامي الفعال، من العمل هو المنتشر عادة في الدارات التمثيلية analog circuits.

بالنسبة للحالة الثانية، أي في منطقة القطع cutoff mode، حيث الوصلتان كلتاهما منحازتان عكسياً، فإن التيارين كليهما (I_E , I_C) يكونان من رتبة تيارات الإشباع العكسية للثنائي. في حالتنا هذه يكون التيار قريباً من الصفر بجهود وصلة عكسية كبيرة نسبياً $V_{CB} \gg V_T$، ويسلك الترانزيستور تقريباً كقاطع مفتوح Open switch.

بالنسبة للنمط الثالث حالة كون الثنائين كليهما في حالة انحياز أمامي، هذه هي حالة الإشباع saturation، ويكون تيار المجمع في هذه الحالة عالياً نسبياً، لكن بجهد مجمع صغير. هذه الحالة هي تقريباً الحالة التي يكون فيها الترانزيستور كقاطع مغلق closed switch. إن عمل الترانزيستور (BTJ) بين حالتي القطع cut off والإشباع Saturation يوافق العمل الأساسي لهذا الترانزيستور وكقاطع إلكتروني electronic switch.

في النمط الرابع وهو النمط الفعال العكسي أو المعكوس reverse- active أو:

inverted mode، فهي حالة مشابهة لحالة النمط الأمامي الفعال مع فـــرق أساســي. بالرغم من أن سلوك المنطقة الفعالة المعكوسة كمنبـــع محكـــوم controlled source $I_E = -\alpha_R I_C$ ، فإن القيمة الصغيرة لكسب التيار (α_R) مقارنة مع (α_F) يجعل هذا النمط غير ملائماً بشكل عام بالنسبة لمسألة التكبير. على أية حال، فـــإن النمـــط المعكوس inverted mode يجد تطبيقات له في الـــدارات الرقميـــة digital circuits وبعض دارات التبديل التمثيلية analog switching circuits.

مسألة (1-4):

يعمل ترانزيستور (npn) بحيث تكون وصلة المجمع- قاعدة منحـــازة عكســـياً بجهد مقداره بضعة أعشار من الفولت ووصلة باعث- قاعدة دارة مفتوحة. حدد:

a) نمط العمل.

b) تيارات المجمع والقاعدة.

c) قيم (I_C , V_{EB}) عند درجة حرارة الغرفة بفرض أن:

$$I_{ES} = 10^{-15} A, ICS = 2\times10^{-15} A, \alpha_F = 0.99$$

الحـــل:

a) بحالة وصلة المجمع- قاعدة منحازة عكسياً، فقد وجدنا من الجدول الســـابق أن نمط العمل سيكون إما في حال قطع cut off أو فعالاً أماميـــاً active – forward. الذي سيحدد ذلك هو حالة وصلة الباعث- قاعدة. باستخدام المعادلة (4-15) بعـــد وضع $L_E = 0$ (دارة مفتوحة)، نحصل على:

$$L_E = 0 = -I_{ES}(e^{-V_{EB}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS}$$

ومنها نحصل على:

$$e^{-V_{EB}/V_T} = 1 - \frac{\alpha_R I_{CS}}{I_{ES}} = 1 - \alpha_F \quad \text{.....(1)}$$

حيث استخدمنا المعادلة (4-14) للعلاقة بين (α_R) و (α_F).

بأخذ اللوغاريتم لكلا الطرفين نجد:

$$\frac{V_{EB}}{V_T} = L_n \frac{1}{1-\alpha_F} = L_n(\beta_F + 1) \quad \text{.....(2)}$$

نلاحظ من المعادلة أن (V_{EB}) موجب مما يؤدي إلى انحياز عكسي لوصلة الباعث- قاعدة، وبالتالي فالترانزيستور بحالة قطع cut off.

b) بحالة: $I_E = 0$، ومن قانون كيرشوف للتيارات حول الترانزيستور نجد أن: $I_C = - I_B$. يمكننا أن نحصل على تيار المجمع من المعادلة (4-16) حيث نعوض فيها المعادلة (1):

$$I_C = -I_B = -\alpha_F \alpha_R I_{CS} + I_{CS} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} \quad \text{.....(3)}$$

C) بتعويض القيم المعطاة في المسألة بالمعادلة (2) نجد:

$$\frac{V_{EB}}{25mv} = L_n \frac{1}{1-0.99} \Rightarrow V_{EB} = 115mv$$

قيمة α_R من الشرط المتبادل (معادلة 4-14) Reciprocity Condition. نجد:

$$\alpha_R = \alpha_F \frac{I_{ES}}{I_{CS}} = 0.99 \frac{10^{-15}}{2 \times 10^{-15}} = 0.495$$

إذاً باستخدام المعادلة (3)، نجد:

$$I_C = -I_B = (1 - 0.99 \times 0.495) \times 2 \times 10^{-15} = 1.02 \times 10^{-15} A$$

مع فرضية أن $I_E = O$، تشير النتيجة أن الترانزيستور يسلك بين نهايات القاعدة والمجمع كثنائي والتيار المحدد هو تيار إشباع المجمع العكسي الفعال عندما باعث دارة مفتوحة. مع أن قيمة (I_C) الناتجة صغيرة، إلا أنها يمكن أن تزيد بشكل كبير مع درجة الحرارة.

إن التيار المعطى بالعلاقة (3) في هذه المسألة غالباً ما يدعى بتيار المجمع العكسي. في الواقع رأينا سابقاً ونرى لاحقاً أن هذا المقدار هام في ترانزيستورات الـ BJT والذي يدعى بـ I_{CO} أو I_{CBO}. باستخدام تحليل مماثل، بحالة كون المجمع بدارة مفتوحة وثنائي الباعث- قاعدة منحاز عكسياً، فإننا نحصل على ما يسمى بتيار الباعث العكسي I_{EO} أو E_{CBO} . هاتان النتيجتان المدروستان آنفاً يمكن تثبيتهما بالمعادلتين التاليتين:

$$\left.\begin{aligned} I_{CO} &= I_{CS}(1-\alpha_F\alpha_R) \\ I_{EO} &= I_{ES}(1-\alpha_F\alpha_R) \end{aligned}\right\} \quad \text{.....(4-17)}$$

4-6) دارات الترانزيستور:

Transistor circuits:

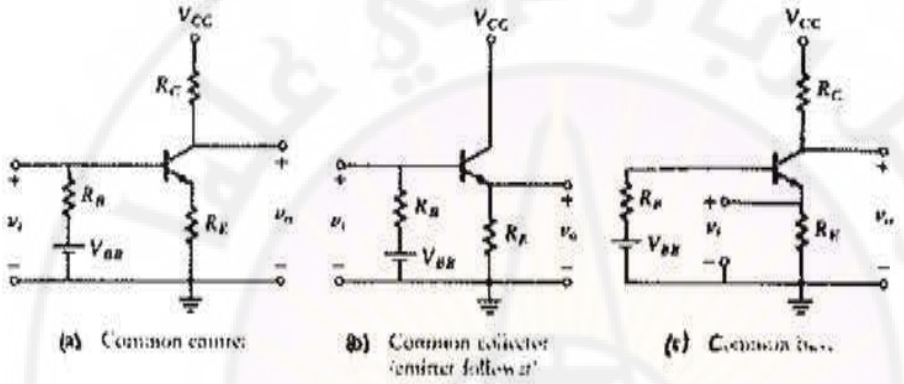
4-6-1) تشكيلات الدارة المشتركة:

common circuit configurations:

تستخدم ثلاثة تشكيلات عامة للترانزيستورات التي أكثرها استخداماً هي مكبر الباعث المشترك (CE)، التي سميت بهذا الاسم لأن الباعث يكون مشتركاً بين الدخل والخرج. التشكيلة التالية الشائعة جداً أيضاً، هي تشكيلة المجمع المشترك (CC)، والتي تدعى أحياناً باسم التابع الباعثي emitter follower. التشكيلة الثالثة، هي دارة

القاعدة المشتركة (CB) التي رأينا نقاشاً حولها في نموذج أيبر- مول.

يبين الشكل (4-9) أمثلة على هذه التشكيلات الثلاثة باستخدام ترانزيستورات (npn).



الشكل (4-9)

في هذا الفصل سنتهم بموضوع انحياز الدارة Bias، أي اختيار نقطة العمل الساكنة في مكان ملائم على خط الحمل للترانزيستور، لكي يكون تكبير الإشارة في الخرج عند أقل تشويه ممكن وبأكبر استفادة ممكنة لتأرجح إشارة الخرج. نقطة العمل المختارة بانحياز معين هي ما تسمى بالنقطة الساكنة Quiescent Point أو بشكل أبسط النقطة (Q)؛ Q-Point. أي في هذا الفصل سنهتم بتصميم دارة الانحياز أو الدارة المستمرة Dc circuit. سوف نلاحظ أثناء الدراسة أن تشكيلة الباعث المشترك (CE) والقاعدة المشتركة (CB) لها التصميم نفسه، لذلك سندرس دارة الانحياز لهما وكأنهما دارة واحدة، بينما نعتبر تشكيلة المجمع المشترك (CC) مختلفة قليلاً لذلك

ستدرس بشكل منفصل.

يجب أن نلاحظ أيضاً أن استخدام ترانزيستورات (pnp)، سيؤدي بنا إلى عكس قطبيات جهود التغذية المستمرة (V_{BB} , V_{CC})، بينما سنرى فيما بعد أن الدارات المكافئة المتناوبة التي سوف نستخدمها لدارة الترانزيستور (BJT) كمكبر تكون نفسها لكل التشكيلات بدون تغيير.

4-6-2) منحنيات الخواص:

Characteristic curves:

بما أن الترانزيستور هو وسيلة غير خطية Non linear device، فإن إحدى الطرق لتحديد عمله هي باستخدام مجموعة منحنيات خواص له بطريقة مماثلة لتلك التي استخدمت بدراسة الثنائيات في الفصل الثاني السابق. يوجد دوماً مجموعة منحنيات الخواص لكل نوع من الترانزيستورات، حيث يبين الشكل (4-10) نوعين من هذه المنحنيات:

يبين الشكل (4-10a) تيار الباعث كتابع للجهد بين القاعدة والباعث مع جعل (V_{CE}) ثابتاً. نلاحظ، كما هو متوقع، إن هذا المنحني مماثل للمنحني للثنائي، حيث أنه عبارة عن خصائص لتيار وصلة وحيدة. إن ميل منحني الخواص هذا هو ($1 / r_d$) حيث (r_d) كما رأينا في الفصل الثاني هي المقاومة الديناميكية للثنائي، أو هنا لوصلة الباعث- قاعدة للترانزيستور.

يمكن لهذا الميل أن يحسب من المعادلة (2-31) والتبسيطات التي تلي هذه المعادلة. بما أن هذه هي وصلة pn يكون $\eta V_T \approx 26mv$ (حيث افترضنا $\eta = 1$ ودرجة حرارة الغرفة). بأخذ مشتق المعادلة (2-3) عند النقطة (Q) نجد المقاومة الديناميكية

$$i_D = I_o(e \times p(V_D / nV_T) - 1)$$

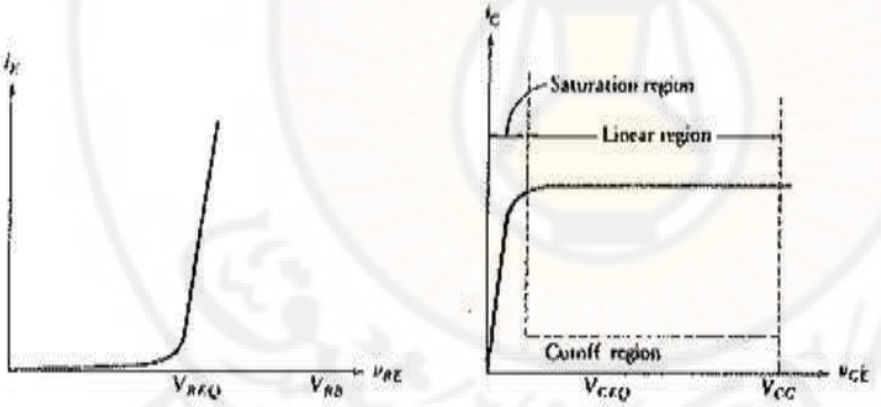
$$r_d \approx \frac{dV_D}{di_D} = \frac{\eta V_T}{Io\ e \times p(v_D / \eta v_T)}$$

ولكن بما أن:

$$I_o\ e \times p(v_D / \eta v_T) \cong I_{EQ}$$

إذاً:

$$r_d \cong \frac{26mv}{I_{EQ}} \approx \frac{26mv}{I_{CQ}}$$



(a) Emitter-base characteristics (b) Collector-emitter characteristics

الشكل (4-10)

حيث I_{EQ} هو تيار الباعث عند نقطة العمل (عدم وجود إشارة)، وحيث

افترضنا أن: $I_{EQ} \approx I_{CQ}$.

بما أن $i_B = \frac{i_C}{\beta}$، فإن وصلة القاعدة- باعث مماثلة لوصلة الثنائي، لذلك بالنسبة للوصلة المنحازة أمامياً يكون:

$$i_B = \frac{I_o}{\beta} e \times P(\frac{V_{BE}}{\eta V_T})$$

سنعتبر في الفقرات اللاحقة دوماً أن: $\eta V_T = 26mv$ ، $\eta = 1$ في ترانزيستورات السيليكون.

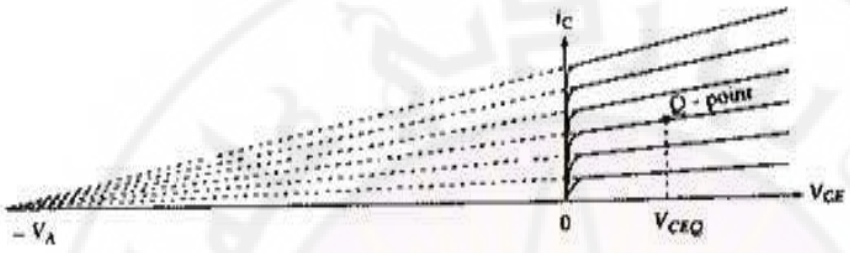
إن امتداد الخط المستقيم في الشكل (4-10a) لمنحني خواص الدخل سوف يقطع محور V_{BE} عند قيمة (0.7V) لترانزيستورات السيليكون و (0.2V) لترانزيستورات الجرمانيوم.

يبين الشكل (4-10b) خواص الخرج للترانزيستور أو خواص وصلة الباعث مجمّع وتحدد من علاقة (i_C) مع (V_{CE}) مع جعل (i_B) ثابتاً. كما نرى من هذا المنحني النموذجي، فإن تيار المجمع يكاد يكون مستقلاً بشكل شبه كامل عن الجهد بين المجمع والباعث (V_{CE})، وذلك خلال العمل ضمن المجال الخطي (linear range) له. عندما تصبح (i_B) قريبة من الصفر، فإن (i_C) يقترب من الصفر بطريقة غير خطية. وهذه المنطقة تعرف بمنطقة القطع cut off للعمل.

بالنسبة للجزء من منحني الخواص حيث تكون (U_{CE}) قريبة من الصفر، تكون (i_C) في قيمتها العظمى. هذه المنطقة، تعرف بمنطقة الإشباع Saturation، أيضاً فإنها غير مستخدمة لعمليات التكبير amplification بسبب أن التشغيل يكون خطي nonlinear.

يبين الشكل (4-11) مجموعة خواص للخرج (i_C, V_{CE}) حيث تم تحديد المناطق

المسطحة من المنحنيات إلى يسار محور (i_C)، عندها ستتقاطع مع محور (V_{CE}) بنقطة مبينة على الشكل. إن قيمة (V_{CE}) عند هذه النقطة تعرف بجهد أيرلي.



الشكل (4-11)

early voltage (V_A). قيمة هذا الجهد يمكن أن يزيد عن (100v) بالنسبة لترانزيستورات مفردة discrete (كلمة discrete مفردة لتمييز هذه الترانزيستورات عن تلك المصنعة كجزء من دارة متكاملة ICs).

باستخدام قيمة (V_A)، يمكننا أن نحدد ممانعة خرج الترانزيستور عندما يعمل عند تيار مجمع معين. يمكننا أن نعرف (r_o) على أنها ممانعة الخرج الداخلية لترانزيستور يعمل عند نقطة عمل معينة كما يلي:

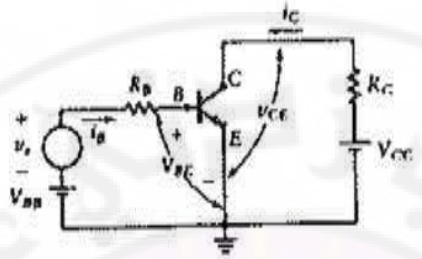
$$r_o = \frac{V_A + V_{CEQ}}{I_{CQ}} \cong \frac{V_A}{I_{CQ}} \quad \text{.....(4-18)}$$

4-7) مكبر الباعث المشترك (CE):

The common- Emitter Amplifier:

يسمى المكبر بهذه التسمية لأن الباعث هو نهاية مشتركة لخرج ودخل المكبر، دخله هو القاعدة وخرجه هو المجمع. يبين الشكل (4-12) مثالاً على هذه التشكيلة

حيث اخترنا على سبيل المثال ترانزيستور (npn).



الشكل (4-12)

لنحلل هذه الدارة أولاً من وجهة نظر الانحياز Bias أو الـ (dc). نضع أولاً منبع الإشارة (v_s) إلى الصفر. باستخدام قانون كيرشوف للجهد (KVL) حول حلقة القاعدة نجد:

$$I_{BQ}R_B + V_{BEQ} - V_{BB} = 0$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B}$$

بكتابة قانون كيرشوف (KVL) الآن حول حلقة الباعث- المجمع نجد:

$$V_{CC} = R_C I_{CQ} + V_{CEQ}$$

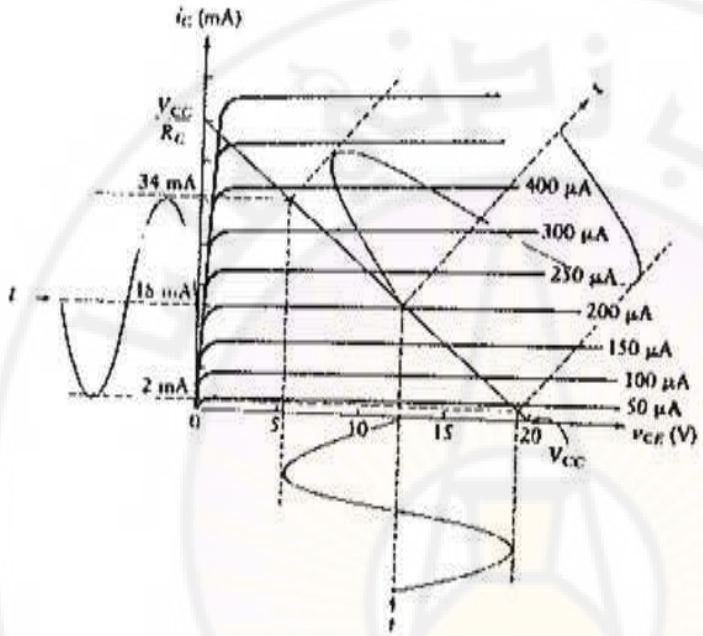
$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_C}$$

or:

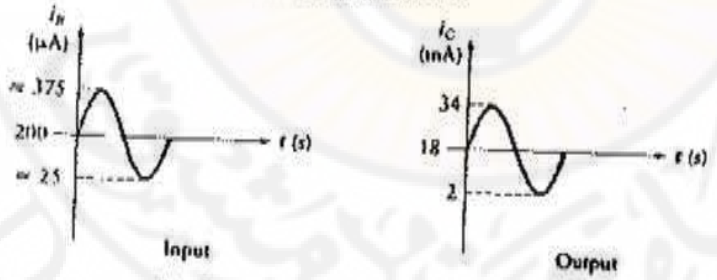
$$I_{CQ} = -\frac{1}{R_C}V_{CEQ} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad \text{.....(4-19)}$$

تحدد هذه المعادلة التي هي من الدرجة الأولى، خطاً مستقيماً يدعى بخط الحمل

Load line للترانزيستور، الذي تم رسمه على منحنيات خواص الخرج لكبر الباعث المشترك، وميل $-\frac{1}{R_C}$، والمبين بالشكل (4-13a).



(a) Transistor characteristics curve



(b) Input-output current curves

الشكل (4-13)

بعد رسم خط الحمل يمكن الآن أن نختار نقاط العمل Q- Point التي تقع على

خط الحمل الذي تنتج من تقاطع هذا الخط مع أحد منحنيات الخاص حسب شـــروط تصميم الدارة. لنفرض على سبيل المثال أننا اخترنا المنحني $I_{BQ} = 200\ \mu A$، بفـــرض أن لدينا إشارة دخل متناوبة (ac) لها شكل جيبي:

$$V_S = V \sin wt$$

عند ذلك يمكن بسهولة إيجاد موجة الخرج بيانياً. لنفرض على سبيل المثال أننـــا غيرنا إشارة الدخل (تيار الدخل (i_B) حول نقطة العمل جيبياً بـــين نقطـــة عظمـــى ($375\ \mu A$) وقيمة دنيا ($25\ \mu A$)، عند ذلك بالإسقاط نجد موجة تيار الخرج يتغـــير بين (قيمة عظمى 34mA) وقيمة دنيا (2mA). بنقل إشارات الدخل (تيار القـــاعدة i_B) والخرج (تيار المجمع i_C) بشكل منفصل عندها نجد الشكل (4-13b).

من هذه الإشارات للدخل والخرج نحدد كسب التيار current gain بالشـــكل التالي:

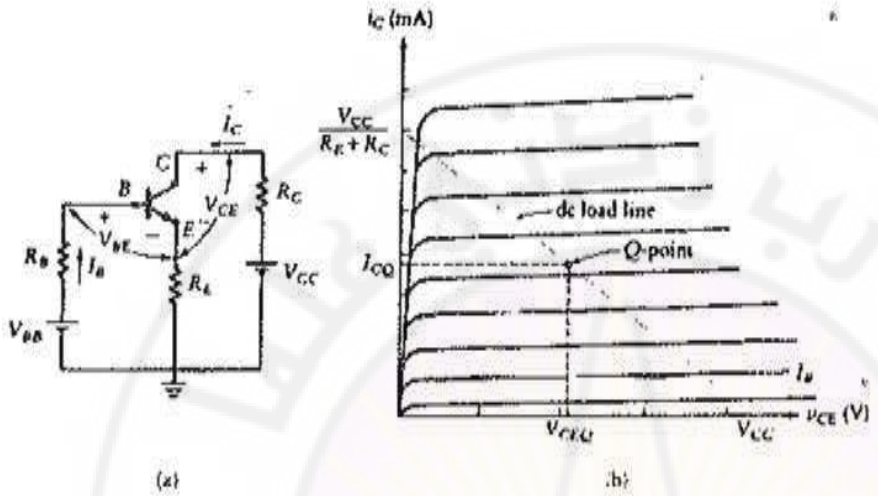
$$|A_i| = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{(34-2)ma}{(375-25)\mu A} = 91.4$$

إن كسب التيار هذا يجعل هذه الوسلية هامة جداً في كثـــير مـــن التطبيقـــات الهندسية.

4-7-1) مكبر الباعث المشترك بمقاومة باعث:

Common- Emitter Amplifier With Emitter Resistor:

يبين الشكل (4-14) مكبر (CE) حيث وصلت معه مقاومة بـــاعث. بكتابـــة معادلات كيرشوف حول حلقة الباعث- المجمع، يمكننا تحديد خط الحمـــل المســـتمر الجديد. فمن الشكل (4-14a) نجد:



الشكل (4-14)

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

بما أننا نعتبر أن $I_C \approx I_E$ نكتب:

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_E + R_C} + \frac{V_{CC}}{R_E + R_C} \quad \text{.....(4-20)}$$

كما في السابق تحدد هذه المعادلة خط الحمل للترانزيستور. لرسم هذا الخـــط، نوجد تقاطعات intercepts الخط مع المحاور الإحداثية (i_C , V_{CE}).

فبالنسبة لـــ $I_C = 0$ نجد: $V_{CE} = V_{CC}$

وبالنسبة لـــ $V_{CE} = 0$ نجد: $I_C = \frac{V_{CC}}{R_E + R_C}$

والناتج هو خط الحمل المرسوم بالشكل (4-14b).

والناتج هو خط الحمل المرسوم بالشكل (4-14b).

عندما نستخدم ترانزيستور بتشكيلة باعث مشترك فنحن نتجنب عادة المناطق غير الخطية لمنحنيات الخواص الواقعة عند القيم المنخفضة لـ (I_C) (cat off) والقيم المنخفضة لـ U_{CE} (saturation):

لنحاول الآن إيجاد معادلة نقطة العمل (I_{CQ}). فبكتابة معادلات كيرشوف (KVL) حول حلقة القاعدة نحصل على:

$$V_{BB} = R_B i_B + V_{BE} + i_C R_E$$

نلاحظ من كتابة المعادلة أننا كتبنا المتغيرات بأحرف صغيرة وأدلة subscripts بأحرف كبيرة، وهذا يشير إلى القيم الكلية (dc + ac).

الآن بما أن : $i_C = \beta i_B$ نجد :

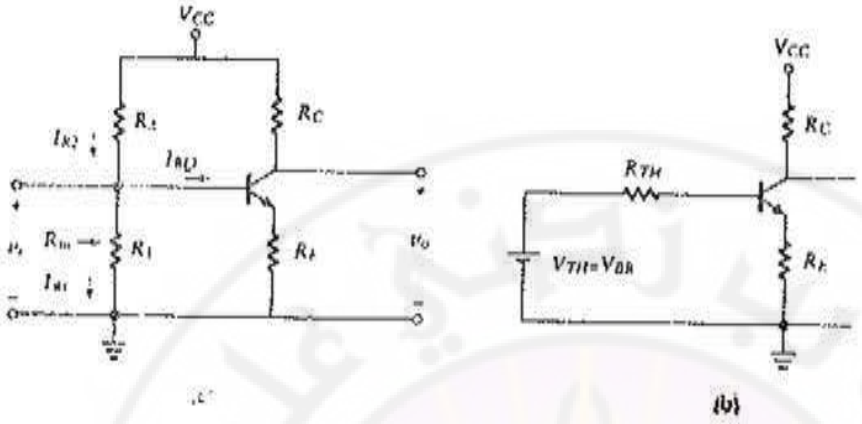
$$V_{BB} = R_B \frac{i_C}{\beta} + V_{BE} + i_C R_E$$

بحل المعادلة من أجل (i_C) عند نقطة العمل الساكنة أي (I_{CQ}) نجد:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-21)$$

سوف نعتبر أن الجهد (VBE) ثابت عند درجة حرارة الغرفة ($25^{\circ}C$) ويساوي حوالي (0.7V) لترانزيستورات السيليكون.

الآن لنطور دارتنا هذه. لتجنب استخدام منبعي انحياز (dc) منفصلين (V_{BB} and V_{CC})، يمكننا أن نستخدم مجزئ جهد Voltage – divider بدلاً من (V_{BB}) لتزويد دارة القاعدة بالانحياز المستمر اللازم، وهو مبين في الشكل (4-15a).



الشكل (4-15)

نحدد قيم (R_1 , R_2) موقع نقطة العمل للقاعدة. إذا أخذنا تكافؤ تفنسن بين الدارة (4-15a) والدارة (4-15b) التي هي نفس الدارة السابقة (4-14a)، لكي تبقى نقطة العمل نفسها، عندها يمكننا أن نستنتج ونحصل على قيم (R_1 , R_2) الضرورية لإبقاء نفس نقطة العمل. من الدارتين (4-15a,b) نجد:

$$Vth = V_{BB} = \frac{V_{CC}.R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{.....(4-22)}$$

$$Rth = R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{.....(4-23)}$$

بحل المعادلتين لأجل (R_1) و (R_2) بدلالة (R_B , V_{BB}) المعروفة من الدارة السابقة نجد:

$$R_1 = \frac{V_{CC}.R_B}{V_{CC} - V_{BB}} = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} \quad \text{.....(4-24)}$$

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-25)$$

بهذا العمل نحن نقترب من تصميم المكبرات، حيث أن الغرض من (R_B , V_{BB}) وبالتالي من V_{CC}, R_1, R_2 هو وضع نقطة العمل (I_{BQ}) بموضع ملائم بحيث أن تغير الدخل حول هذه النقطة يؤمن لنا الخرج المطلوب. بالإضافة إلى تعيين موقع لنقطة العمل بشكل ملائم هنالك قضية أخرى constraint يجب أخذها بعين الاعتبار عند التصميم، وهي ما تسمى باستقرار الانحياز Bias Stability. يعرف الاستقرار هنا بأنه حساسية عمل الدارة للتغيرات الحادثة في معاملات الدخل.

هذا الموضع سيدرس بشكل مفصل في فقرة لاحقة. أما الآن فيمكننا أخذ بعين الاعتبار فقط قضية تغير (β) معامل تكبير الإشارة الكبيرة نتيجة لتغير درجة حرارة أو تسامحات صنع الترانزيستور.

إذا أخذنا دارتنا الحالية (4-15) بعين الاعتبار، وحتى ننقص تأثير تغيرات (β) على نقطة العمل، عندها يجب عند التصميم أن نسمح بمرور تيار قاعدة صغير نسبياً حوالي 10% من تيار الدخل، مقارنة مع حوالي 90% من هذا التيار ليمر خلال المقاومة الخارجية المكافئة (R_B)، مما يؤدي إلى تحسين استقرار الانحياز. أي أن على التيار المار في (R_B) أن يكون أكبر بحوالي عشرة مرات من تيار القاعدة. على هذا الأساس نقوم بالتحليل التالي: من المعادلة (4-10) السابقة نكتب:

$$i_C \approx i_E \approx \beta i_\beta$$

يُعطى التيار المتغير مع الزمن والمار في (R_B) بالعلاقة: V_b / R_B ، بينما التيار المار في القاعدة يساوي تقريباً:

$$i_b \approx \frac{i_E}{\beta} = \frac{V_b}{R_E \cdot \beta}$$

وذلك بإهمال (V_{BE}) بسبب أننا نعالج هنا مركبات متغيرة مع الزمن الذي يكون عندها (V_{BE}) صغيرا. مما سبق نجد:

$$\frac{V_b}{R_B} \rangle 10 \frac{V_b}{R_E \cdot \beta} \quad ; \quad \frac{1}{R_B} \rangle \frac{10}{R_E \cdot \beta}$$

$$R_B \langle 0.1 \beta R_E$$

أو للتصميم نكتب:

$$R_B = 0.1 \beta R_E \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-26)$$

تطبيق هذه العلاقة في التصميم يمنع من أن تؤثر تغيرات (β) على نقطة العمل المستمرة للدارة.

الآن بتعويض هذه المعادلة (4-26) بالمعادلة السابقة العامة لنقطة العمل (4-21) نجد:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{0.1R_E + R_E} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{1.1R_E} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-27)$$

وهذه المعادلة (4-27) تستخدم في عملية التصميم لأفضل استقرار ممكن من وجهة نظر تغيرات العامل (β).

4-8) اعتبارات الاستطاعة:

Power Considerations:

من القضايا المهمة في تصميم الدارات الإلكترونية هو موضوع القدرة المستهلكة

واعتبارها في هذه الدارات، من حيث اختيار العناصر الإلكترونية (الترانزيستورات والثنائيات) والمقاومات، والتي تستطيع أن تتعامل مع أعظم قدرة ممكنة بدون تخريب لهذه العناصر.

4-8-1) اشتقاق معادلات الاستطاعة:

Derivation of Power equations:

يمكن أن نكتب القانونين العامين للاستطاعة المتوسطة average. P كما يلي:

$$For\ dc: P = VI = I^2R = \frac{V^2}{R} \quad (W)$$

$$For\ ac: P = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\, i(t)\, dt \quad (W)$$

حيث (T) في المعادلة الثانية (ac) هي دور Period موجة الإشارة المطبقة. إذا لم تكن الإشارة دورية Periodic، فإن (T) تقترب من اللانهاية. عملياً تبدد الاستطاعة المزودة إلى مكبر الـ (CE) من قبل منبع الاستطاعة أو تصرف في دارة الانحياز bais circuitry وفي الترانزيستور. المقصود بدارة الانحياز هو (R_1 . R_2)، والاستطاعة المسحوب من قبل هذه المقاومة وحسب الشكل (4-15a) هي:

$$P(bias) = I_{R_2}^2 R_2 + I_{R1}^2 R_1$$

من قانون كيرشوف الثاني (KCL) نجد:

$$I_{R_1} = I_{R_2} - I_{BQ}$$

ومن قانون كيرشوف الأول (KVL) نجد:

$$I_{R2} R_1 + I_{R1} R_1 = V_{CC}$$

بحل هاتين المعادلتين معاً نجد:

$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - R_2 I_{BQ}}{R_2 + R_1}$$

$$I_{R_2} = \frac{V_{CC} - R_2 I_{BQ}}{R_2 + R_1}$$

عملياً فإن الاستطاعة الناتجة عن تيار القاعدة (I_{BQ}) مهمل بالمقارنة مع الاستطاعة المصروفة من قبل الترانزيستور والمقاومات (R_1, R_2). لذلك يمكننا أن نفترض بدون خطأ كبير أن الاستطاعة المسحوبة من قبل المنبع تساوي تقريباً الاستطاعة المصروفة في الترانزيستور وفي (R_1, R_2)، وهذا يعطى بالعلاقة التالية:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CC}\left|I_{CQ} + i_C(t)dt + P(bias)\right|$$

$$= V_{CC} I_{CQ} + \frac{V_{CC}^2}{R_1 + R_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-28)$$

حيث افترضنا أن القيمة المتوسطة $i_C(t)$ تساوي الصفر، حيث أن:

$$i_C(t) = A \sin wt$$

$$\int_0^T A \sin wt \, dt = 0 \qquad where: T = \frac{2\pi}{w}$$

$$W = 2\pi f$$

لنحسب الآن الاستطاعة المتوسطة المبددة من قبل الترانزيستور كما يلي:

$$P(transistor) = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CE}(t) i_C(t) dt$$

في حالة عدم وجود إشارة في الدخل Zero input signal نجد:

$$P(transistor) = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-29)$$

بوجود إشارة دخل بأعظم تأرجح ممكن نجد:

$$V_{CE}(t) = V_{CEQ} - V_{CEQ} Sin\ wt = V_{CEQ}(1 - Sin\ wt)$$

$$i_C(t) = I_{CQ} + I_{CQ} Sin\ wt = I_{CQ}(1 + Sin\ wt)$$

$$P(transistor) = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CEQ} \cdot I_{CQ}(1 - \sin wt)(1 + \sin wt)dt$$

$$= \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{T}\int_0^T (1 - Sin^2 wt)\ dt$$

$$= \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{T}\int_0^T COS^2 wt\ dt$$

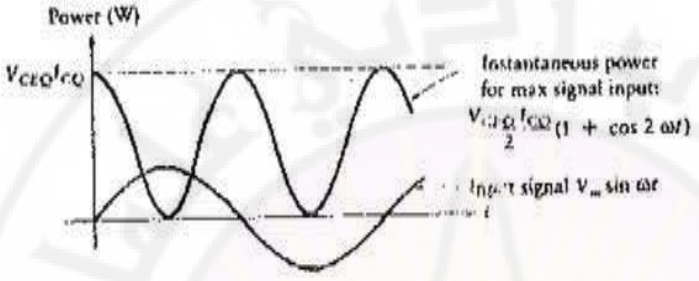
$$= \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{2T}\int_0^T (1 + \cos 2wt)\ dt$$

$$= \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-30)$$

من هذا الاشتقاق نرى أن الترانزيستور يبدد استطاعة عظمى عند عدم تطبيق أي إشارة دخل. إن هذا مبين بالشكل (4-16)، حيث نلاحظ أن تردد الاستطاعة الآنية جيباً هو (2W).

اعتماداً على مثال إشارة الدخل، سوف يبدد الترانزيستور استطاعة متوسطة تتراوح بين ($V_{CEQ} I_{CQ}$) ونصف هذه القيمة. لذلك عادة يتم اختيار الترانزيستور للحالة الأسوأ worst case وهي حالة عدم وجود إشارة في الدخل بحيث الاستطاعة العظمى التي يتم اختيار الترانزيستور على أساسها هي:

$$P(tr - max - ave) = V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$$



الشكل (4-16)

سوف نرى فيما بعد أننا سنحتاج إلى معرفة مردود المكبر لتحديد كمية ما يسحبه هذا المكبر من استطاعة مقابل تزويد الحرج بالاستطاعة المطلوبة. نعرف مردود التحويل Conversion efficiency كما يلي:

$$\eta = \frac{P_o(A_C)}{P_{in}(D_C)} \times 100 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-31)$$

4-9) مكثفات التمرير والربط:

Bypass and coupling capacitors:

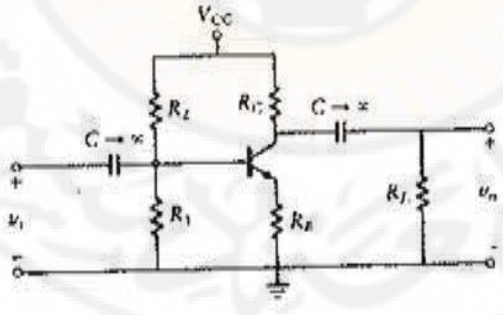
تعتبر المكثفات في الأنظمة الإلكترونية عادة قصر دارة Short circuit بالنسبة للإشارات المتغيرة (AC)، ودارة مفتوحة open circuit بالنسبة للإشارات المستمرة

(dc). لذلك فإن مكثفات التمرير Bypass cap. تستخدم بشكل فعال لحذف (أو قصر) المقاومات في الحالة المتناوبة (ac).

بهذه الحالة فإن هذه المكثفات تستخدم لمنع مرور التيار المستمر خلال والسماح بسهولة للتيار المتناوب بالمرور.

بالنسبة لدارات التكبير، فإن مكثفات التمرير تستخدم لقصر مقاومة الباعث، بحيث يزداد كسب الجهد للمكبر. لتحقيق ذلك يتم اختيار مكثفة التمرير بحيث تكون إعاقتها عند التردد العامل أصغر بكثير من مقاومة الباعث. بما أن الممانعة بشكل عام تزاد بنقصان التردد، لذلك فإن ممانعة المكثفة يجب أن تكون أقل بكثير من قيمة المقاومة المكافئة الموجودة مع هذه المكثفة عند أصغر تردد عامل للمكبر.

بالنسبة لموضوع مكثفات الربط coupling capacitors، فإن هذه المكثفات تربط عادة مرحلتين متتاليتين لمكبر متعدد المراحل بحيث تمنع تداخل المركبات المستمرة بين كلا المرحلتين حتى لا يؤدي ذلك إلى ضرر على انحياز كل مرحلة على حدة.



الشكل (4-17)

يبين الشكل (4-17) مكبر ترانزيستوري بمرحلة واحدة، حيث يمكن اعتبار (R_g) على أنها مقاومة الدخل المكافئة للمرحلة التالية next stage. نلاحظ أن المكثفات المبينة بالشكل تعتبر دارات مفتوحة بالنسبة للـ (d c)، ودارات مقصورة بالنسبة لترددات المكبر العاملة.

4-10) خط الحمل المتناوب لتشكيلة الباعث المشترك.

Ac Load Line For CE configuration:

ما ذكرناه سابقاً، ونتبه إليه هنا هو أن دراسة الانحياز بالنسبة لكلا التشكيلتين (C_1) و (C_2) متماثلة، لذلك لن نعيد هذه الدراسة التي سنقوم بها هنا على تشكيلة القاعدة المشتركة وهي ستكون نفسها.

إن المقاومة المكافئة في دارة الباعث - تجمع بالنسبة لإشارة الـ (d_c) تساوي:

$R_e + R_1$. سنعبر عن هذه القيمة بما يسمى بالمقاومة المستمرة (R_{dc}). عندما يوصل حمل Load إلى الترانزيستور عن طريق مكثفة ربط، فإن المقاومة المتناوبة (R_{ac}) تكون مختلفة. على هذا الأساس يمكننا أن نكتب:

$$R_{dc} = R_e + R_1$$

$$R_{ac} = (R_1 // R_e) + R_1$$

لو أن مقاومة الباعث (R_E) تم قصرها بواسطة مكثفة، فإن المقاومة المتناوبة المكافئة تصبح مساوية إلى:

$$R_{ac} = R_1 // R_e$$

إن خط الحمل المتناوب (ac) ذو ميل يساوي $-\frac{1}{R_{ac}}$، بما أنه في حال كون

إشارة الدخل المتناوبة مساوية للصفر بضع عمل المكبر عند النقطة الساكنة (Q)، لذلك فإن خط الحمل المتناوب (ac) يتقاطع مع خط الحمل المستمر (dc) عند هذه النقطة. إذا كان عمل المكبر مع إشارات دخل صغيرة، عندها يجب اختيار نقطة العمل (Q) بشكل طبيعي حيث تقلل من تيار التجمع الساكن (وهذا يؤدي إلى تبديد استطاعة كلية أقل) عندها تختار نقطة العمل تحت نقطة المنتصف لخط الحمل المتناوب وفوق منطقة القطع بقليل.

4-10-1) تحديد خط الحمل المتناوب خلال أي نقطة عمل Q:

ac Load Line Through any Q- Point:

نجد أولا خط الحمل المستمر (dc) من المعادلة (4-20) التي تعيد كتابتها كما يلي:

$$i_C = \frac{-V_{CE}}{R_E + R_C} + \frac{V_{CC}}{R_E + R_C}$$

بما أن مكثفات الربط هي دارة مفتوحة بالنسبة للـ (dc)، فإن خط الحمل هذا يطبق أيضاً على الدارة المبينة بالشكل (4-17). ثم رسم خط الحمل المستمر هذا على منحنيات الخواص الساكنة المبينة بالشكل (4-18). نجد فيما يلي تعريفات المقاومات (R_{dc} ، R_{ac}) كما يلي:

R_{dc}: هي المقاومة الكلية الموجودة حول حلقة التجمع- باعث تحت شروط الإشارة المستمرة (dc). المكثفات دارة مفتوحة.

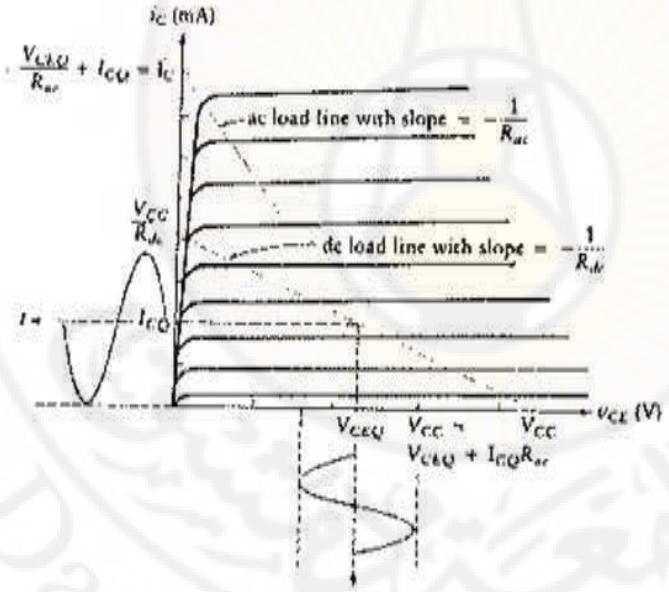
R_{ac}: هي المقاومة الكلية الموجودة حول حلقة التجمع- باعث تحت شروط الإشارة المتناوبة (ac). المكثفات دارة متصورة.

بالنسبة للدارة المبينة بالشكل (4-17)، نجد:

$$R_{dc} = R_E + R_C \quad \text{.....(4-32)}$$

نفترض عادة أن منبع الجهد المستمر هو منبع مثالي بحيث أن مقاومته الداخلية تساوي الصفر، لذلك يعتبر المنبع (V_{CC}) كنقطة أيضاً بالنسبة للإشارة المتناوبة، نتيجة لذلك سوف نرى المقاومتين (R_L , R_C) وكأنهما على التوازي بالنسبة للـ (ac)، وعلى هذا نكتب:

$$R_{ac} = R_L // R_C + R_E \quad \text{.....(4-33)}$$



الشكل (4-18)

ويمكننا أيضاً أن نكتب المعادلة (4-20) السابقة التي تحدد خط الحمل المستمر بالشكل:

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_{dc}} + \frac{V_{cc}}{R_{dc}}$$

لنوجد الآن خط الحمل المتناوب (ac) الذي سيمر من نقطة العمل التي إحداثياتها (I_{CQ}, V_{CEQ}) وميله هو $(-\frac{1}{R_{ac}})$، والذي يمثل تغير الإشارة المتناوبة. نكتب بشكل عام:

$$(y - y_1) = m(x - x_1)$$

$$i_c - I_{CQ} = -\frac{1}{R_{ac}}(v_{CE} - V_{CEQ})$$

then:

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_{ac}} + \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}} + I_{CQ} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-34)$$

وهي معادلة خط الحمل المتناوب. لرسم هذه المعادلة الخطية من الدرجة الأولى، نحسب التقاطع intersection Points لها مع المحاور الإحداثية axis، كما يلي: لإيجاد التقاطع مع محور (i_C) نجعل في المعادلة (4-34) $V_{CE} = 0$، وبذا نحصل على (بعد أن نجعل $i_C = I_C'$):

$$I_C' = \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}} + I_{CQ} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-35)$$

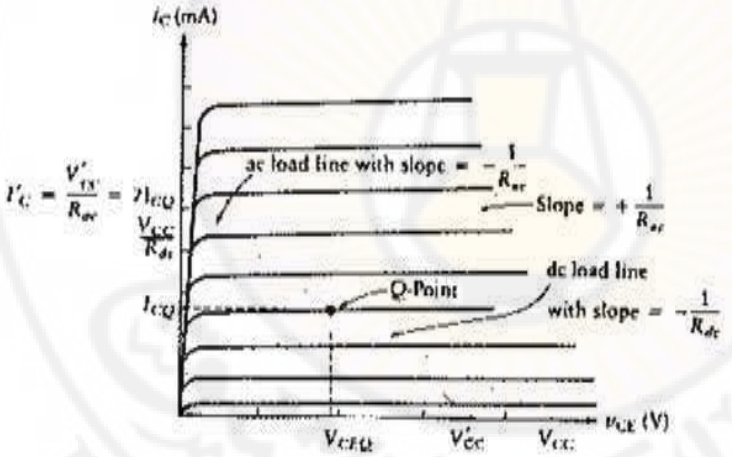
ولإيجاد التقاطع مع محور (V_{CE}) نجعل في المعادلة (4-34) $i_C = 0$، فنحصل على (بعد أن نجعل $V_{CE} = V_{CC}'$):

$$V'_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ}\, R_{ac} \quad \text{.....(4 - 36)}$$

4-10-2) اختيار خط حمل متناوب لتأرجح خرج أعظمي:

Choice of ac load line for Maximum output swing:

في بعض التطبيقات نرغب بتصميم المكبرات لتأرجح جهد خرج أعظمي. في مثل هذه المعادلة، فإنه يجب توضيع النقطة (Q) في مركز خط الحمل المتناوب (ac). يبين الشكل (4-19) خطوط الحمل المستمرة والمتناوبة للدارة المبينة بالشكل (4-17).



الشكل (4-19)

يجب في حالتنا هذه أن يكون (I'_C) تيار المجمع الأعظمي مساوياً لضعف قيمة تيار المجمع الساكن (I_{CQ})، أي:

$$I'_C = \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}} + I_{CQ} = 2I_{CQ}$$

then:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}} \quad \text{.....(4-37)}$$

معادلة بمجهولين (I_{CQ} , V_{CEQ}). لتحديد معادلة ثانية، نقوم بمساواة معادلتي خط الحمل المستمر والمتناوب عند نقطة العمل (Q).

نعيد كتابة هاتين المعادلتين كما يلي:

$$\text{For dc: } ic = \frac{1}{Rdc}(V_{CC} - V_{CE}) \quad \text{.....(4-38)}$$

$$\text{For ac: } ic = \frac{1}{Rac}(V_{CEQ} - V_{CE}) + I_{CQ} \quad \text{.....(4-39)}$$

بحل المعادلات (4-37,38,39) معاً، مع وضع $V_{CE} = V_{CEQ}$ نجد:

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{dc}}{R_{ac}}} \quad \text{.....(4-40)}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}} \quad \text{.....(4-41)}$$

إذا عدنا إلى معادلة (V'_{CC}) المحددة بـ (4-36):

$$V'_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ} R_{ac}$$

وتعويض المعادلتين (4-40,41) فيها نحصل على:

$$V'_{CC} = \frac{2V_{CC}}{1 + \frac{R_{dc}}{R_{ac}}} = 2V_{CEQ} \quad \text{.....(4-42)}$$

وذلك كما هو متوقع.

4-11) تحليل وتصميم:

Analysis and design:

بعد هذه الدراسة أصبح لدينا الأدوات الضرورية التي تسمح لنا بتحليل وتصميم دارات التكبير.

4-11-1) طريقة التحليل:

Analysis Procedure:

عند عملية تحليل مكبر (ac)، تكون عناصر الدارة معروفة، حيث نقوم في البداية بفحص وحساب الانحياز (dc bias). نرسم أولاً دارة ثفنن المكافئة لخلف القاعدة- باعث، والذي يقدم ما نحتاجه من القيم لحل معادلة الانحياز بالنسبة لـ (ICQ). نرسم بعد ذلك خطوط الحمل المستمرة والمتناوبة، التي يتم فحصلها للحصول على تأرجح جهد خرج متناوب أعظمي بدون تشويه.

إذاً في طريقة التحليل تكون قيم (R_1,R_2) معطاة للبدء بدارسة جانب القاعدة من المكبر، هذه القيم تكون معطاة مع بقية القيم:

V_{CC},V_{BE},β,R_1,R_2,R_E,R_C,R_L.

سوف نقدم الآن طريقة منظمة للتحليل. بالطبع سنقوم باستخدام المعادلات السابقة المشتقة وجعلها متوافقة مع شكل المكبر المراد تحليله الذي قد يكون مختلفاً قليلاً عن المكبر الذي اشتقت المعادلات له. إن طريقة الخطوة خطوة step-by-step procedure التي سنتبعها هنا هي مهمة، ولكن الأكثر أهمية هو تعلم كيف يمكن

ابتكار إجراء مماثل من المعلومات النظرية لحل مشكلة أخرى أكثر تعقيداً.

Step (1)– باستخدام (R_1,R_2) نحدد قيم (R_B, V_{BB}) من المعادلات التالية:

$$V_{BB} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad \text{.....(ref : 4 - 22)}$$

$$R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{.....(ref : 4 - 23)}$$

Step (2)– باستخدام معادلة الانحياز نحسب بعدها نقطة العمل (I_{CQ}):

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B / \beta + R_E} \quad \text{.....(ref : 4 - 21)}$$

Step (3)– نستخدم معادلة خط الحمل المستمر لتحديد V_{CEQ}:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - (R_E + R_C) I_{CQ}$$
$$= V_{CC} - R_{dc} I_{CQ} \text{.....(ref : 4 - 38)}$$

Step (4)– نرسم خط الحمل المستمر بعد أن عرفنا إحداثيات نقطة العمل (I_{CQ}, V_{CEQ}) ومعرفة V_{CC}، وذلك على منحنيات الخواص. بما أننا نعلم بأن خط الحمل المتناوب يتقاطع مع خط الحمل المستمر في نقطة العمل، فإن خط الحمل المتناوب يمكن إنشاؤه الآن بسهولة وذلك بعد أن نحسب نقطة تقاطعه مع محور (V_{CE}) من المعادلة التالية:

$$V'_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ} R_{ac} \text{.....(ref : 4 - 36)}$$

Step (5)– يمكن في هذه الخطوة أن نضيف حساب تأرجح جهد الخرج

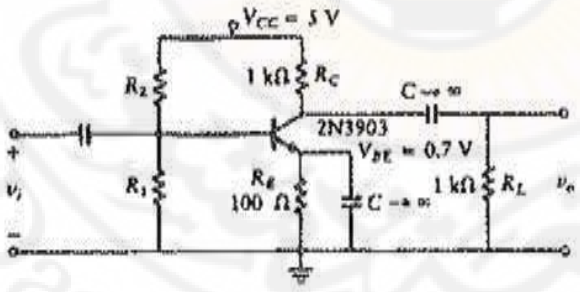
المتناظر الأعظمي الممكن وذلك باستخدام خط الحمل المتساوب الذي أنشأناه في الخطوة السابقة على منحنيات الخواص. هذا التأرجح للجهد يمكن له أن يكون بقيمته العظمى- وفي الحالة المثالية بدون أخذ مناطق القطع والإشباع بعين الاعتبار- ويحسب من العلاقة التالية:

$$V_{o(p-p)} = 2I_{CQ}X(R_C // R_L) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (4-43)$$

مسألة محلولة (4-2) تحليل:

حدد النقطة (Q) للدارة المبينة بالشكل (4-20) وذلك بفرض أن:

R_1=1.5k , R_2 = 6K. يستخدم ترانزيستور (2N3903) له β = 180 ، والمقاومات: $R_E = 100\Omega, R_C = R_L = 1K\Omega$. حدد أيضاً استطاعة الخرج المتناوبة P_O (A_C) والاستطاعة المسحوبة (dc) من منبع التغذية.



الشكل (4-20)

الحل:

باستخدام طريقة الخطوة خطوة step- by- step procedure نجد:

$$V_{BB} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{1500 \times 5}{1500 + 6000} = 1V$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1500 \times 6000}{7500} = 1.2k$$

إذا افترضنا تصميمياً أننا نريد استقراراً جيداً مع تغير (β) عندما نستخدم المعادلة التصميمية السابقة (4-26) التي تساوي:

$$R_B = 0.1\beta R_E = 0.1 \times 180 \times 100 = 1800\Omega$$

بما أن RB يجب أن تكون: R_B(1800 فالقيمة المحسوبة أعلاه $R_B = 1200\Omega$ ممتازة لهذا الغرض، ومنه ننتقل إلى تعيين نقطة العمل:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E} = \frac{1 - 0.7}{\frac{1.2k}{180} + 100} = 2.81mA$$

يمكننا الآن أن نحسب مقاومات خطوط الحمل المستمرة والمتناوبة كما يلي:

$$R_{ac} = R_c // R_L = 1K // 1K = 500\Omega$$

$$R_{dc} = R_c + R_E = 1k + 100\Omega = 1.1k\Omega$$

بعدها نحسب الإحداثي الثاني لنقطة العمل:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_{ac} = 5 - 2.81 \times 1.1 = 1.91V$$

ومنه حساب نقطة تقاطع خط الحمل المتناوب مع محور V_{CE}:

$$V'_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ}R_{ac} = 1.91 + 2.81 \times 0.5 = 3.32V$$

بما أن: $\frac{V_{cc}}{2} < V_{CEQ}$

فإن نقطة العمل تقع أسفل منتصف خط الحمل الديناميكي، إلا أننا نكتب أن تأرجح جهد المخرج المتناظر الملائم الأعظمي المثالي يساوي:

$$2I_{CQ}(R_C // R_L) = 2 \times 2.81 \times 0.5 = 2.81V$$

لنحسب استطاعة الخرج المساوية الآن والتي تساوي:

$$P_O(ac) = \frac{1}{2} I_L^2 R_L$$

حيث I_L هو تيار الحمل الفعال rms والذي يحسب من I_{CQ} العظمى، لذلك كان لا بد من وجود المعامل ($\frac{1}{2}$) في المعادلة. إذاً:

$$P_O(ac) = \frac{1}{2}(2.81ma \frac{1K}{2K})^2 \times 1K = 0.987mw$$

الاستطاعة المستمرة المسحوبة من وحدة التغذية تساوي:

$$P_{VCC}(dc) = I_{CQ}V_{CC} + \frac{V_{CC}^2}{R_1 + R_2}$$

$$= 2.81 \times 5 + \frac{25}{1.5K + 6K} = 17.4mw$$

4-11-2) طريقة التصميم:

Design Procedure:

في مسائل تصميم المكبرات نبدأ عادة من جانب الخمع - باعث للترانزيستور

بدلا من جانب القاعدة كما رأينا في التحليل. هنا نحن نرغب بوضع النقطة (Q) بموقع معين على خط الحمل المتناوب، على هذا الأساس نفترض أن تكون (R_C) أو (R_E) معروفتان أو إحداهما، وبالتالي يطلب منا أن نصمم قيم كل من (R_1,R_2).

لقد رأينا في الفقرات السابقة أنه غير مرغوب دائما أن نصمم المكبر للحصول على تأرجح خرج أعظمي ممكن. فلو أن إشارة الدخل كانت صغيرة، فإن نقطة العمل ستتحرك قليلا أعلى أو أسفل على خط الحمل ولن تقترب في الغالب من مناطق القطع والإشباع. في هذه الحالة فإن تصميم المكبر بنقطة عمل في منتصف خط الحمل يعتبر تضييعا للاستطاعة غير مبرر. إن تبديد الاستطاعة خلال الحالة الساكنة يكون أكبر مما هو ضروري لعمل طبيعي بدون تشويه. في هذه الفقرة، سنقدم طريقة في التصميم لوضع نقطة العمل في مكان ما على خط الحمل. باتباع هذه الطريقة، بإمكاننا تعديل طريقة وضع النقطة (Q) لتصبح في منتصف خط الحمل، للحصول على خرج أعظمي غير مشوه.

Step (1) : في هذه الخطوة سنحاول أن نشتق معادلة لـ (I_{CQ}) بدلالة المقاومات (Rac, Rdc, Vcc) ومعامل آخر (δ) يتراوح بين ($1 \rightarrow 0$) يدل على مكان نقطة العمل على خط الحمل المتناوب، وبالتالي نحدد قيمة (I_{CQ}) على هذا الأساس.

لنفترض أننا نريد تصميم المكبر على أساس التيار الساكن التالي:

$$I_{CQ} = \delta I'_C \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-44)$$

حيث I'_C هي نقطة تقاطع خط الحمل (ac) مع محور (i_C).

δ : هو عدد يقع بين (1-0).

لو كانت $\delta = 0.5$ نحصل على حالة التأرجح المتناظر الأعظمي. الآن بالرجوع للمعادلة الخاصة بـــ I'_{CC} المكتوبة سابقاً نجد:

$$I'_{CC} = \frac{V'_{CC}}{R_{ac}} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}}$$

بتركيب هذه المعادلة مع المعادلة (4-44) نجد:

$$V_{CEQ} = \frac{(1-\delta) I_{CQ} R_{ac}}{\delta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-45)$$

بما أن النقطة (Q) يجب أن تقع أيضاً على خط الحمل المستمر والتي معادلته تعطى بالعلاقة:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_{dc}$$

من هذه المعادلة والمعادلة (4-45) عند نقطة العمل نجد:

$$V_{CEQ} = \frac{(1-\delta) I_{CQ} R_{ac}}{\delta} \quad V_{CC} \quad I_{CQ} R_{dc}$$

فبالحل بالنسبة لـــ I_{CQ} نجد:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{1-\delta}{\delta} R_{ac} + R_{dc}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (4-46)$$

Step(2): نستخدم معادلة خط الحمل المتناوب لتحديد V_{CEQ} كما يلي:

$$V_{CEQ} = V'_{CC}(1-\delta) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (4-47)$$

Step(3): إذا لم يكن هناك شروط أخرى عند ذلك يمكننا أن نختار قيمة (R_B) حسب المبدأ التصميمي في استقرار الانحياز من المعادلة المعروفة:

$$R_B = 0.1\beta R_E \quad \text{.....(ref :4-26)}$$

Step(4): نستخدم معادلة الانحياز لتحديد (V_{BB}) كما يلي:

$$V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ}(1.1R_E) \quad \text{.....(ref : 4-29)}$$

Step(5): بعد معرفة (R_B ، V_{BB}) نوجد الآن المقاومات (R_1, R_2):

$$R_1 = \frac{R_B}{1 - \frac{V_{BB}}{V_{CC}}} \quad \text{.....(ref :4-24)}$$

$$R_2 = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} R_B \quad \text{.....(ref :4-25)}$$

Step(6): نحدد (Vo) جهد الخرج المتناظر الأعظمي في الحالة المثالية ونفترض أن نقطة العمل في المنتصف كما يلي:

$$Vo\,(p\text{-}p) = 2I_{CQ}(R_C // R_L)$$

عند ذلك لو أخذنا هذه الحالة فإن $\delta = 0.5$ والمعادلة (4-46) في الخطوة الأولى تصبح كما يلي:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}}$$

وتبقى باقي الخطوات كما هي مع وجود الحالة الخاصة التي أخذناها لنقطة العمل.

مسألة (4-3)محلولة – design تصميم:

اختر قيم المقاومات (R_1 ,R_2) لتأرجح جهد خرج أعظمي وذلك بالنسبة للدارة السابقة (4-20).

الحـــل:

لنتبع خطوات التصميم التي رأيناها في الفقرة السابقة. نحدد أولاً التيار الســاكن (I_{CQ}) للدارة.

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}} = \frac{500}{500 + 1100} = 3.13mA$$

حيث من الدارة السابقة المذكورة لدينا:

$$R_{ac} = R_C // R_L = 1K // 1K = 500\Omega$$

$$R_{dc} = R_E // R_C = 100 + 1000 = 1100\Omega$$

بالنسبة للتأرجح أعظمي لدينا:

$$V'_{CC} = 2V_{CEQ} = 2(I_{CQ}\ R_{ac})$$

$$2(3.13 \times 0.5) = 3.13V$$

إذا عدنا إلى مواصفات الترانزيستور (1N3903) المستخدم نجد أن $\beta = 200$ ، ومنه نحسب قيمة R_B كما يلي:

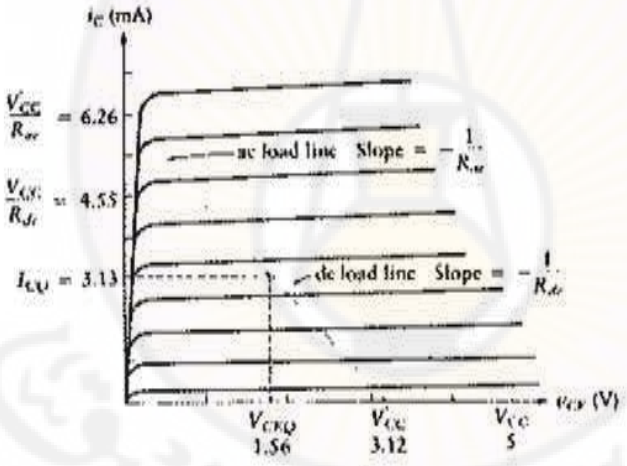
$$R_B = 0.1\beta\ R_E = 0.1 \times 200 \times 100 = 2K\Omega$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ}(1.1R_E) = 0.7 + 3.13(1.1 \times 0.5) = 1.044V$$

بما أننا عرفنا (R_B , V_{BB}) نوجد الآن (R_1, R_2) بسهولة:

$$R_1 = \frac{R_B}{1-\frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{2K}{1-\frac{1.044}{5}} \approx 2.53\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{2K \times 5}{1.044} = 9.6k\Omega$$



الشكل (21-4)

يبين الشكل (21-4) خطوط الحمل المستمرة والمتناوبة وموقع نقطة العمل.

نحسب الآن تأرجح جهد الخرج الأعظمي المثالي (إهمال مناطق القطع

والإشباع) فنجد:

$$V_o(p-p) = 2I_{CQ}(R_C // R_L) = 2 \times 3.13(1K // 1K) = 3.13V$$

لنحسب الآن الاستطاعة العظمى المصروفة داخل الترانزيستور لنتأكد من أنها لن تتجاوز القيمة المسموحة في مواصفات الترانزيستور:

$$P(transistor) = V_{CEQ} I_{CQ}$$

$$= V_{CC/2} \cdot I_{CQ} = \frac{3.13}{2} \times 3.13ma = 4.87mw$$

هذه القيمة مقبولة وهي أقل بكثير من القيمة المسموحة للترانزيستور المذكور التي تعطى من مواصفاته التي تساوي) إلى: (350mw).

لنحسب الآن استطاعة الخرج المتناوبة:

$$Po(ac) = \frac{1}{2} i_L^2 . R_L = \frac{1}{2} (\frac{3.13}{2})^2 \times 1 = 1.22mw$$

الاستطاعة المستمرة المسحوبة من وحدة التغذية تساوي:

$$P_{VCC} = I_{CQ} V_{CC} + \frac{V_{CC}^2}{R_1 + R_2}$$

$$= 3.13ma \times 5 + \frac{25}{2.53K + 9.6k}$$

$$= 15.65mw + 2.06mw = 17.71mw$$

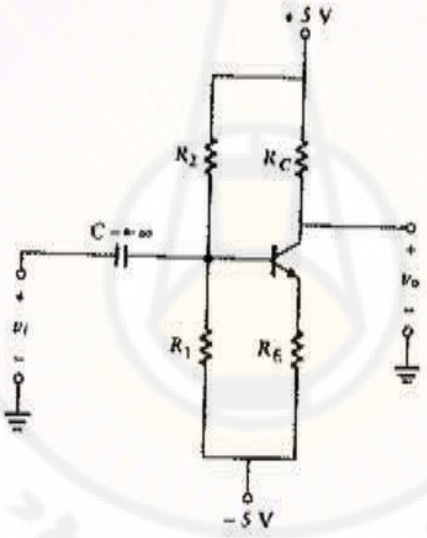
ومنه مردود المكبر يساوي:

$$\eta = \frac{P_o(as)}{P_{VCC}(dc)} = \frac{1.22}{17.71} = 6.88\%$$

4-11-3) منابع الاستطاعة للمكبر:

Amplifier Power Sources:

إن منبع الاستطاعة أو ما يسمى بوحدة التغذية المستمرة للمكبر Power supply يمكن أن يوضع أعلى من نقطة المرجع reference Point (وتدعى بشكل شائع موجبة بالنسبة للأرض) أو أسفل نقطة المرجع (وتدعى سالبة بالنسبة للأرض). المسألة الأساسية التي يجب الانتباه إليها بالنسبة لقضية وحدة التغذية المطبقة أن تكون قطبيتها ملائمة لعمل الترانزيستور الطبيعي.



الشكل(4-22)

بكلمات أخرى، يجب أن يكون الجهد موجبا Positive إلى سالب negative عند الانتقال من المجمع إلى الباعث في الترانزيستورات (npn) والعكس بالعكس بالنسبة للترانزيستورات (pnp). إن هذا المبدأ يسمح لنا باستخدام كل من وحدات

التغذية الموجبة والسالبة، بحيث يمكننا وضع القيمة المستمرة للخرج على أي قيمة نرغب بها بما فيها الصفر. فمثلا بالنسبة للمكبر شكل (4-22) يمكننا أن نضع:

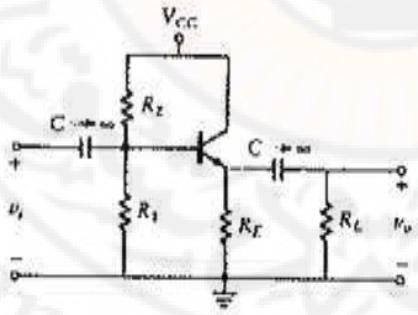
$$I_{CQ} R_C = 5V$$

هذا يعني أن الخرج المستمر المأخوذ من المجمع يساوي الصفر. إن قيمة (I_{CQ}) يمكن بسهولة تعديلها لقيمة ما نرغب بها وذلك بتغيير قيم (R_1,R_2). سوف نركز على هذه الأفكار بشكل أكبر عند دراسة المكبرات ذات الترابط المباشر Direct coupled Amp.

4-12) مكبر التابع الباعثي (المجمع المشترك):

The Emitter- Follower (Common- Collector) Amplifier:

يبين الشكل (4-23) مكبر التابع الباعثي (EF) أو ما يسمى أحيانا أخرى مكبر المجمع المشترك (CC). تم أخذ خرج هذا المكبر من الباعث بدلا من المجمع كما في تشكيليتي (CE) و (CB).



الشكل (4-23)

يستخدم هذا النوع من المكبرات للحصول على كسب تيار وكسب استطاعة، وسندرس فيما بعد وبسبب مقاومة دخل المكبر العالية ومقاومة خرجه المنخفضة أنه يستخدم أيضا كدارة توافق أو دارة عزل Buffer بين مرحلتين متتاليتين غير متوافقتين من وجهة نظر الممانعات.

بالنسبة لدارة الباعث المشترك فإنه يوجد فرق طور Phase shift مقداره (180°) بين الدخل والخرج، بينما بالنسبة لهذه الدارة (دارة التابع الباعثي) فإن إشارة الخرج تكون بنفس الطور مع إشارة الدخل. سنرى فيما بعد أيضا أن لهذا المكبر كسب جهد أقل بقليل من الواحد، بينما كسب التيار له يعتبر كبيرا ولا بأس به. أيضا في هذه الدارة لا يوجد عادة مقاومة تجمع ($R_C = 0$) ولا حاجة لوجود مكثفة تمرير على الباعث.

عادة فإننا نحلل هذه الدارة بنفس الطريقة التي قمنا بها لتحليل دارة الباعث المشترك. والفروق الوحيدة بينها هي في قيمة (R_{ac}, R_{dc}) فقط. لذلك وبالنسبة لدارة التابع الباعثي المبينة بالشكل (4-23)، نجد:

$$R_{ac} = R_E // R_L \quad \ldots\ldots(4-48)$$

$$R_{dc} = R_E \quad \ldots\ldots(4-49)$$

$$V_O(p-p) = 2I_{CQ}(R_E // R_L) \quad \ldots\ldots(4-50$$

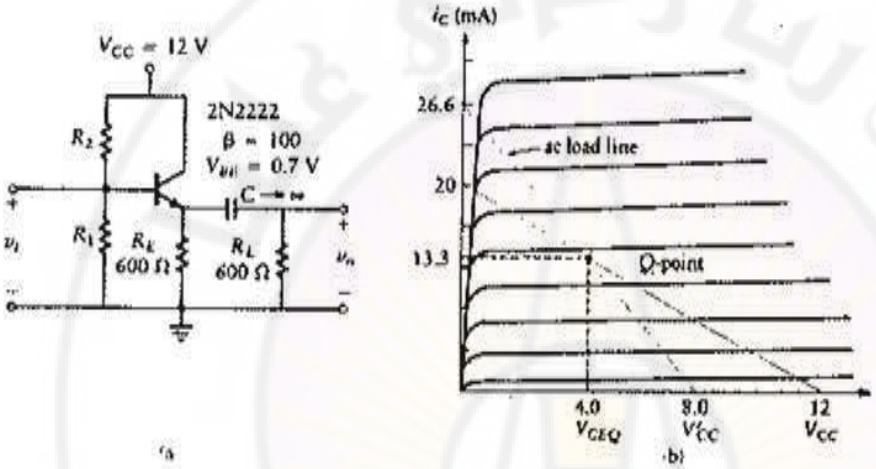
ما عدا ذلك فإن كل المعادلات السابقة والمدروسة في دارة الباعث المشترك هي مطبقة على دارة التابع الباعثي.

مسألة محلولة (4-4) تصميم:

بالنسبة للدارة المبينة بالشكل (4-24a)، أوجد قيم (R1,R2) التي تجعل تأرجح

الخرج متناظرا اعظميا كما هو مبين بالشكل (4-24b).

افترض أننا استخدمنا ترانزيستور (2N2222) ذا $\beta = 100$



الشكل (4-24)

الحـــل:

$$R_{dc} = R_E = 600\Omega \; R_{ac} = R_E // R_L = 600 // 600 = 300\Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}} = \frac{12}{600 + 300} = 13.3ma$$

$$V_{CEQ} = I_{CQ} R_{ac} = 13.3 \times 0.3 = 4V$$

لو أخذنا قضية استقرار المكبر بوجود β نجد:

$$R_B = 0.1\beta\, R_E = 0.1\times100\times600 = 6k\Omega$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ}(1.1R_E) = 0.7 + 13.3\times1.1\times0.6$$
$$= 0.7 + 8.77 = 9.48V$$

$$R_1 = \frac{R_B}{1-\frac{V_{BB}}{V_{CC}}} = \frac{6K}{1-\frac{9.48}{12}} = 28.5k\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{6K\times12}{9.48} = 7.6k\Omega$$

Maximum output swing = $2I_{CQ}(R_1//R_2)$

$$= 2\times13.3\times0.3 = 8V$$

مسألة محلولة (4-5) –تحليل–:

أوجد النقطة (Q) وتأرجح جهد الخرج للدارة السابقة (4-24a)، وذلك بفرض أن: $R_2 = 20k\Omega$ ، $R_1 = 10k\Omega$.

الحـــل:

$$R_B = R_1 // R_2 = 10K // 20K = 6.67K$$

$$V_{BB} = \frac{V_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{10K\times12}{10k + 20k} = 4V$$

$$V_{BB} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E} = \frac{4-0.7}{\frac{6.67k}{100} + 600} = 4.95mA$$

$$V_o(p-p) = 2I_{CQ}(R'_E // R_L) = 2 \times 4.9(0.6 // 0.6) = 2.97V$$

نلاحظ أن تأرجح الجهد هو أقل من تأرجح الخرج الأعظمي الممكن وذلك مقارنة مع المسألة السابقة (4-4).

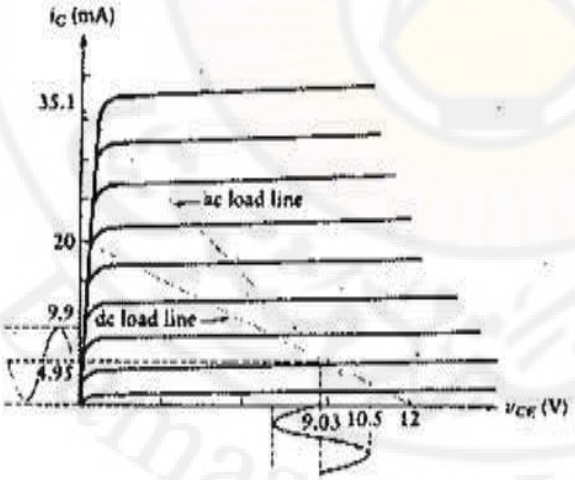
$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_{dc} = 12 - 4.95 \times 0.6 = 9.03V$$

$$V'_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ}(R_E // R_L)$$

$$= 9.03 + 4.95 \times (0.6 // 0.6) = 10.5v$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{ac}} = \frac{10.5}{300} = 35.1ma$$

نرسم الآن خطوط الحمل المستمرة والمتناوبة ونعين نقطة العمل، وهذا ما هو مبين بالشكل (4-25).



الشكل (4-25)

مسائل غير محلولة:

مسألة (4-6):

أوجد تأرجح جهد الخرج من القمة للقمة للدارة المبينة بالشكل (4-17)، وذلك بفرض أن:

$$R_1 = 2k,\ R_2 = 15k,\ R_E = 200\Omega,\ R_C = 2k\Omega,\ R_L = 2k\Omega,$$

$$\beta = 200\Omega,\ V_{BE} = 0.7V,\ V_{CC} = 15V$$

Ans: 6.3V (p-p)

مسألة (4-7):

في المسألة السابقة (4-6)، قم المكبر لتأرجح متناظر أعظمي، وبذا أوجد قيم كل من (R_1, R_2).

Ans: $R_1 = 4.5k$, $R_2 = 36\ k$

مسألة (4-8):

أوجد بالنسبة للمسألة (4-7) استطاعة الخرج المأخوذة من المكبر والاستطاعة المستمرة المسحوبة من التغذية:

Ans: 4.9 mv , 71.7 mw

مسألة (4-9):

أوجد تأرجح جهد الخرج المتناظر الأعظمي وذلك بالنسبة للدارة المبينة بالشكل (4-23)، وذلك بفرض أن:

$$V_{CC} = 15V, R_1 = 8K, R_2 = R_2 = 1K, R_L = 1K,$$

$$V_{BE} = 0.7V, \beta = 80$$

Ans: 7.8 V (p-p)

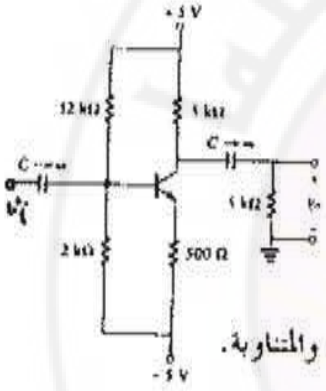
مسألة (4-10):

ما هو مردود التحويل للمكبر المذكور في المسألة (4-9):

مسألة (4-11):

حلل الدارة المبينة بالشكل (4-26) وحدد ما يلي وذلك بفرض أن:

$V_{BE} = 0.7V$, $\beta = 100$



1) I_{CQ} و V_{CEQ}.

2) تأجرح جهد الخرج المتناظر.

3) الاستطاعة المسحوبة من وحدة التغذية.

4) استطاعة الخرج المتناوبة.

5) حساب ورسم خطوط الحمل المستمرة والمتناوبة.

4-13) استقرار الانحياز في مكبرات الـ BJT:

Bias stability of BJT Amplifiers:

4-13-1) مقدمة:

إن تغير معاملات الترانزيستور نتيجة لتغيرات درجة الحرارة أو قدم هذه العناصر، أو تبديلها بغيرها، يؤدي إلى انزياح نقطة العمل من مكانها الأساسي. عادة فإن مهندسي التصميم غالباً ما يبذلون جهوداً كبيرة لإنقاص هذه التأثيرات لتغيرات المعاملات، الذي يؤدي إلى تأثير سيئ على إنحاز العناصر الإلكترونية. فمثلاً، فإن تغير موقع النقطة (Q) يمكن أن ينقص من تأرجح الخرج المتناظر الأعظمي غير المشوه. في

الحالات السيئة جداً للانزياح يمكن أن يؤدي ذلك إلى إشباع أو قطع الترانزيستور دون وجود أي إشارة في الدخل.

عندما يمكننا أن نفهم طبيعة هذه التغيرات على المعاملات وتأثيرها، عندها نستطيع أن نطور معادلات هامة تحكم التشكيلات المختلفة للمكبرات المفردة discrete.

4-13-2) أنواع الانحياز:

types of Biasing:

4-13-2-1) الانحياز بالتغذية الخلفية السالبة بالتيار:

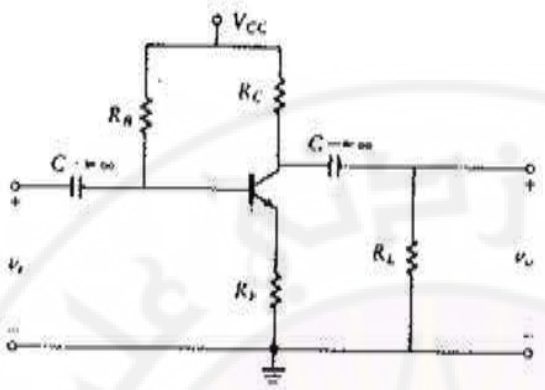
Current Biasing:

يبين الشكل (27-4) أحد أشكال الانحياز الذي يقدم استقراراً متوسطاً. يعرف هذا الانحياز بالانحياز بواسطة التغذية الخلفية المساقة بالتيار current feedback، حيث يولد تيار المجمع المار خلال (R_E) جهد تغذية خلفية سالب يؤثر على الدخل وبالتالي على الخرج، توصل المقاومة (R_B) مقاومة القاعدة إلى التغذية (V_{CC}). نبدأ باشتقاق معادلات الدارة المستمرة، فمن معادلة كيرشوف للجهد (KVL) لحلقة تيار الانحياز (مفترضين أن $I_{EQ} \approx I_{CQ}$) نجد:

$$V_{CC} = I_{BQ}R_B + R_E I_{CQ} + V_{BE}$$

$$= V_{BE} + I_{CQ}\left(\frac{R_B}{\beta} + R_E\right)$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-51a)$$



الشكل (4-27)

بالتقسيم على (β) نجد:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-51b)$$

نلاحظ أن: I_{BQ} تتأثر بكل من: β، R_B، R_E، V_{CC}، V_{BE}. قيم محددة لهذه العناصر سوف تحدد نقطة العمل الساكنة للترانزيستور.

لنشرح الآن سبب تسمية هذه التشكيلة بالتغذية الخلفية السالبة بالتيار. أن كلمة التغذية الخلفية feed back تعني هو أن دارة ما مطبق عليها هذه التغذية، فإن الدخل يتأثر بواسطة الخرج، فبالنسبة لدارتنا المبينة بالشكل (4-27)، فإن مقاومة الباعث تقدم نوعاً من التغذية الخلفية بالطريقة التالية: عندما يتزايد تيار المجمع (نتيجة انزياح نقطة العمل)، يتزايد الجهد عبر مقاومة الباعث أيضاً. فبالنسبة لجهد دخل معين، فإن هذه الزيادة في الجهد عبر (R_E) تعمل على إنقاص جهد القاعدة- باعث (V_{BE}) وبالتالي إنقاص تيار القاعدة. إنقاص تيار القاعدة يؤدي بدوره إلى إنقاص تيار

المجمع الذي يؤدي إلى إنقاص في التغير الأصلي (الذي هو زيادة تيار المجمع).

بسبب هذا التأثير الذي هو معاكسة الزيادة في تيار المجمع، فإن العملية الناتجة هي ما يسمى بالتغذية الخلفية السالبة بالتيار negative current feed back.

يمكن لمقاومة الباعث أن تقصر by passed بواسطة مكثفة، مما يلغي التغذية الخلفية بالنسبة للإشارة المتناوبة (ac)، لكن لا يؤثر ذلك على التغذية الخلفية بالنسبة للدارة المستمرة (dc) وبالتالي لا يلغي عملية الاستقرار. في الواقع لا نستطيع التوصل إلى استقرار انحياز المتعلق بتغيرات (β). فبوضع قيمة المقاومة (RB) على المعادلة التصميمية: $0.1\ \beta R_E$ بالنسبة لاستقرار الانحياز، لن يكون هناك مقاومة كافية في القاعدة لتحديد التيار المستمر بالقاعدة على مستوى منخفض كاف لحفظ الترانزيستور من السير نحو الإشباع.

4-13-2-2) الانحياز بالتغذية الخلفية السالبة بالجهد والتيار:

Voltage and Current Biasing:

نوع ثاني من التغذية الخلفية هو ما تبينه الدارة بالشكل (28-4)، وهو ما يسمى التغذية الخلفية السالبة بالجهد Voltage feed back. نلاحظ في هذه الدارة أنه لا يزال موجودا التغذية الخلفية السالبة بالتيار والناتجة عن (R_E).

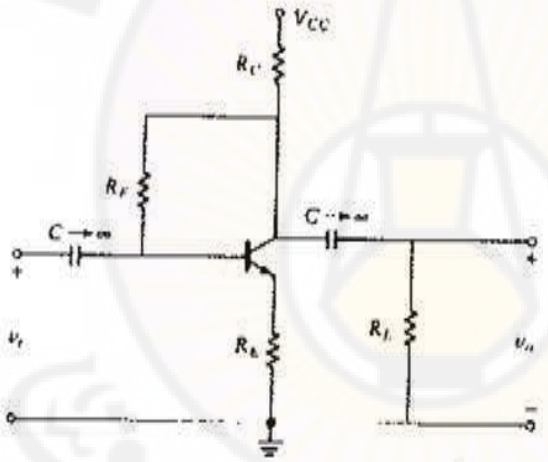
إذا نلاحظ في هذه الدارة وجود نوعين من التغذية الخلفية. يغذي خلفيا جزء من جهد الخرج خلال المقاومة (R_F)، وجزء آخر من جهد الخرج عبر المقاومة (R_E). يمكن زيادة كسب الجهد لهذه الدارة بدون التأثير على دارة الانحياز المستمر بواسطة تمرير by passing المقاومة R_E عبر مكثفة التمرير .

توصل المقاومة (R_F) مقاومة التغذية الخلفية بين المجمع والقاعدة. يتشكل الجهد

القاعدة والأرض، على هذا الأساس، من مركبتين، الأولى تظهر من جهد الدخل والأخرى من جهد المجمع. لنحلل هذه الدارة بواسطة كتابة المعادلات المستمرة بين القاعدة والمجمع. سوف نفترض أن تيار القاعدة الساكن هو أقل بكثير من تيار المجمع الساكن بحيث أن تيار الباعث يساوي تقريبا تيار المجمع. ومنه نكتب:

$$V_{CC} = I_{CQ}R_C + I_{BQ}R_F + V_{BE} + I_{CQ}R_E$$

$$= I_{CQ}R_C + \frac{I_{CQ}}{\beta}R_F + V_{BE} + I_{CQ}R_E$$



الشكل (4-28)

بالحل بالنسبة لـ (I_{CQ}) نجد:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_E + R_F/\beta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-52a)$$

بالتقسيم على (β) نجد:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta(R_C + R_E)} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-52b)$$

نلاحظ وجود المعامل (β) في كلا المعادلتين (4-51) و (4-52)، وبالتالي إن تغيرات (β) سوف يؤثر على موقع النقطة (Q). هذا يبرهن أنه يفضل جعل (RB) مساوية ($0.1\beta(R_E + R_C)$) عند استخدام دارات الانحياز بوجود مقسم الجهد Voltage- division circuits، التي رأيناها في فقرات سابقة.

مسألة غير محلولة (4-12):

صمم مكبر (CE) بكسب جهد ($A_V = -10$). استخدم الدارة المبينة بالشكل (4-28) بمعرفة:

$$R_L = 10k\Omega, V_{CC} = 16V, V_{BE} = 0.7V, \beta = 100$$

Ans: $R_C = 10k; R_E = 474\Omega$

$$R_F = 483k \; ; \; U_o(p-p) = 9V$$

4-13-3) تأثيرات تغيرات المعاملات– استقرار الانحياز–:

Effects of Parameter Changes –Bias stability:

تسبب تغيرات درجة الحرارة لبعض معاملات الترانزيستور بالتغيير. من الناحية العملية، فإن المعاملات التالية تكون حساسة لدرجة الحرارة:

1– تيار تسريب المجمع بين القاعدة والمجمع والمسمى (I_{CBO}).

2– جهد القاعدة– باعث (V_{BE}).

بالإضافة لذلك نجد أن جهد وحدة التغذية (V_{CC})، وتكبير التيار (β) أيضاً تتغير ولكن ليس مع درجة الحرارة. وفي كثير من الحالات، فإن وحدات التغذية تكون منظمة بشكل جيد well regulated بحيث يمكن أن نهمل تغيرات (V_{CC}). إن تغيرات (β) تكون عادة كبيرة، لكن الجزء الأكبر من هذه التغيرات لا يكون أيضاً ناتجاً عن درجة الحرارة. السبب الأكثر شيوعاً يكون ناتجاً عن التسامح Tolerance في تصنيع الترانزيستورات الذي يعطي قيم غير منتظمة لـ (β) من وسيلة إلى وسيلة أخرى، والذي يحدث عادة أثناء عملية التصنيع manufacture process.

لنركز أكثر انتباهنا على تأثير تغيرات درجة الحرارة بسبب أنها الأكثر خطورة على الاستقرار. عندما تزداد درجة الحرارة، فإن التغير في المعاملات يؤدي إلى تحرك نقطة العمل إلى الأعلى بالنسبة لخط الحمل (أي زيادة في التيار الساكن I_{CQ}). بالمقابل، في حالة نقصان درجة الحرارة، فإن نقطة العمل سوف تتحرك إلى أسفل خط الحمل (أي نقصان في التيار الساكن I_{CQ}).

كلا الحالتين تودي إلى إنقاص تأرجح جهد الخرج الأعظمي الممكن، وذلك كما هو مبين بالشكل (29-4).

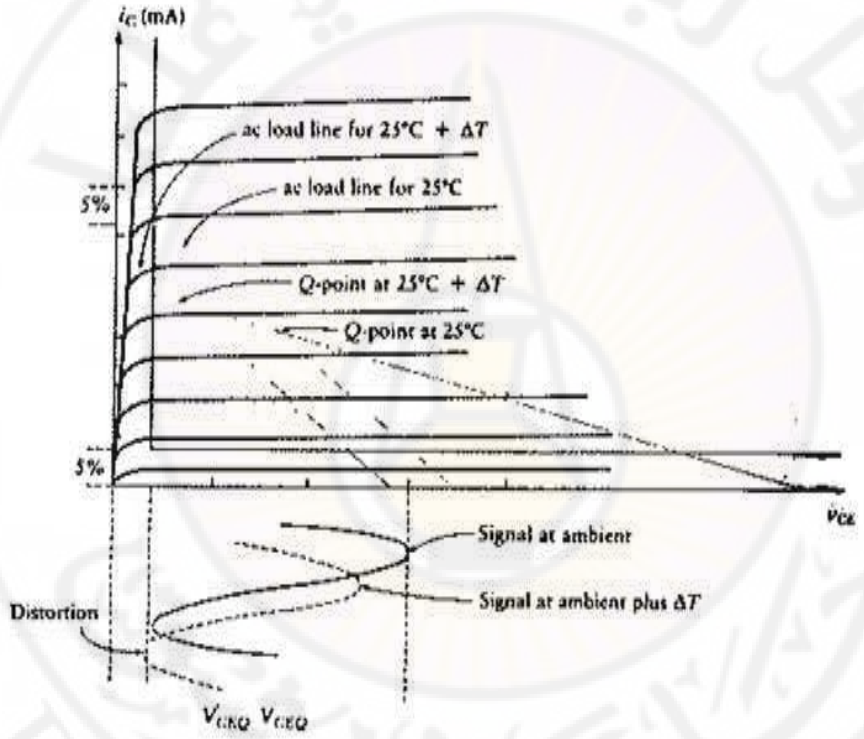
لنحدد مقدار التغير بتيار المجمع، وذلك باستخدام الاشتقاق الجزئي Partial derivatives. تيار المجمع هو تابع لأربعة متغيرات بشكل عام:

$$I_C = F\ (V_{BE},\ I_{CBO},\beta,\ V_{CC}).....(4-53)$$

بالنسبة للتغيرات البسيطة في المعاملات فإن التغير في (IC) يمكن أن يُعطى بشكل تقريبي كما يلي:

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CBO}} \Delta I_{CBO}$$

$$+ \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta} \Delta \beta + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{CC}} \Delta V_{CC} \quad \text{.....(4 - 54)}$$



الشكل (4-29)

نعرف هنا ما يسمى بثوابت التغير Variation constants التي هي الاشتقاقات

الجزئية لـ (Ic) بالنسبة للمتغيرات الأربعة. رمز لهذه الثوابت بـ :

δ_V ، δ_I ، δ_β ، δ_{VCC} إذن نكتب المعادلة (4-54) بدلالة هذه الثوابت كما يلي:

$$\Delta I_C = \delta_V \Delta V_{BE} + \delta_I \Delta I_{CBO} + \delta_\beta \Delta\beta + \delta V_{CC} \Delta V_{CC} \quad .....(4-55)$$

لندرس الآن المتغيرات الأربعة في المعادلة (4-55)

إن التغير (ΔV_{BE}) هو عبارة عن التغير في جهد الوصلة الموجودة بين القاعدة والباعث. يسلك هذا التغير الطريقة نفسها التي يسلكها الجهد عبر ثنائي والذي درس في الفصل الثاني. بالنسبة لترانزيستورات السيليكون، فإن الجهد يتغير خطيا مع درجة الحرارة طبقا للمعادلة التالية:

$$\Delta V_{BE} = -2(T_2 - T_1)mv \quad .....(4-56)$$

حيث (T_1, T_2) بالدرجات المئوية degrees Celsius.

إن تيار التسريب (I_{CBO}) بين المجمع والقاعدة (الذي يعرف أحيانا باسم تيار الإشباع العكسي) هو تابع لدرجة الحرارة أيضا. هذا التيار يتضاعف كل ارتفاع بدرجة الحرارة مقداره ($10°C$). من ذلك بإمكاننا أن نعطي المعادلة التالية، حيث فيها (I_{CBO1}) وهو تيار التسريب العكسي عند درجة حرارة الغرفة ($25°C$):

$$I_{CBO_2} = I_{CBO_1} \times 2^{(T_2 - 25°C)/10}$$

or:

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO_2} - I_{CBO_1}$$

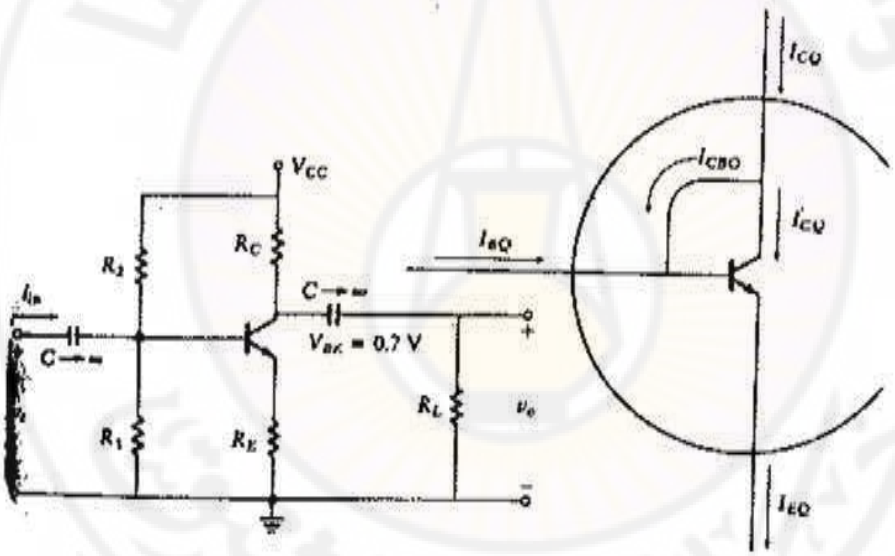
$$= I_{CBO_1}(2^{(T_2 - 25°C)/10} - 1) \quad .....(4-57)$$

بما أن التغير الرئيسي على المعاملين الآخرين (V_{CC}, β) لا يكون ناتجاً عن درجة الحرارة وإنما عن عوامل أخرى، لذلك يجب معرفة معلومات كافية عن قيمة هذه التغيرات التي يجب أن تذكر أثناء عملية تصميم النظام.

سنقوم في الفقرات التالية بحساب قيم ثوابت التغير (أو ما يسمى بعوامل الاستقرار أحياناً Stability factors) وذلك لكلا تشكيلتي الباعث المشترك والمجمع المشترك.

4-13-3-1) تشكيلة الباعث المشترك:

CE Configuration:



الشكل (4-30)　　الشكل (4-31)

لنوجد الآن ثوابت التغير (معاملات الاستقرار) الأربعة كما يلي:

1- بالنسبة لثابت التغير (∂v):

نكتب أولاً قانون كيرشوف للجهد (KVL) حول حلقة القاعدة- باعث.

بالرجوع إلى الدارة شكل (4-30)، حيث رأينا من الفقرات السابقة:

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_B = R_1 // R_2$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_{B/\beta}} \quad \text{.....(4 - 58)}$$

وبالتالي نجد من تعريف ثابت التغير (∂_V) ما يلي:

$$\partial_V = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{BE}} = -\frac{1}{R_E + R_{B/\beta}} \quad \text{.....(4 - 59)}$$

2- بالنسبة لثابت التغير (∂_I):

بالرجوع إلى الشكل (4-31) نجد:

$$I_{CQ} = I'_{CQ} + I_{CBO}$$

and:

$$I'_{CQ} = \beta(I_{BQ} + I_{CBO})$$

thus:

$$I_{CQ} = \beta(I_{BQ} + I_{CBO}) + I_{CBO}$$

$$= \beta I_{BQ} + (\beta + 1) I_{CBO} \quad \text{.....(4 - 60)}$$

بفرض: $\beta + 1 \approx \beta$ نجد:

$$I_{CQ} \approx \beta(I_{BQ} + I_{CBO})$$

SO:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} - I_{CBO} \quad \text{.....(4-61)}$$

الآن لو عدنا إلى المعادلة (4-58) لنكتبها بشكل أكثر دقة لوجدنا:

$$V_{BB} - V_{BE} = I_{BQ}R_B + I_{EQ}R_E$$

$$= I_{BQ}R_B + (I_{CQ} + I_{BQ})R_E$$

$$= I_{BQ}(R_B + R_E) + I_{CQ}R_E$$

بتعويض المعادلة (4-61) في هذه المعادلة نجد:

$$V_{BB} - V_{BE} = (\frac{I_{CQ}}{\beta} - I_{CBO})(R_B + R_E) + I_{CQ}R_E$$

بحل المعادلة بالنسبة لـــ I_{CQ} نجد:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE} + I_{CBO}(R_B + R_E)}{\frac{R_B + R_E}{\beta} + R_E} \quad \text{.....(4-62)}$$

وبالتالي نجد من تعريف ثابت التغير (∂I) ما يلي:

$$\partial I = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CBO}} = \frac{R_B + R_E}{\frac{R_B + R_E}{\beta} + R_E} = \frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_E}{R_E + R_B}} \quad \text{.....(4-63)}$$

نلاحظ أنه في حالة كون $R_B \rangle\rangle R_E$ نجد:

$$\partial I = \frac{\beta}{1 + \beta\frac{R_E}{R_B}} \quad \text{.....(4-64)}$$

3- بالنسبة لثابت التغير $(\partial\beta)$:

مع أن (β) تتغير إلى حد ما مع درجة الحرارة، إلا أن التغير الأساسي يكمن كما ذكرنا سابقاً ناتجاً عن عوامل خارجية. إن قيمة (β) المستخدمة في معادلاتنا التالية هي عملياً القيمة الوسطية لمجال تغير (β) المعطى:

نبدأ بمعادلة التيار المجمع (4-62)، واشتقاقها بالنسبة لـ (β) ومنه:

$$\partial_\beta = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial_\beta} = \frac{(R_B + R_E)[V_{BB} - V_{BE} + (R_B + R_E)I_{CBO}]}{(R_B + R_E + \beta R_E)^2}$$

لو فرضنا عملياً أن:

$$R_B I_{CBO} \langle\langle (V_{BB} - V_{BE} \text{ و } \beta R_E) \rangle\rangle R_B \text{ و } R_B \rangle\rangle R_E$$

فإن المعادلة السابقة تؤول إلى:

$$\partial_\beta = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial_\beta} = \frac{R_B(V_{BB} - V_{BE})}{\beta^2 R_E^2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-65)$$

4- بالنسبة لثابت التغير (∂V_{CC}):

يمكن أن نوجد جهد التغذية (V_{CC}) من معادلة حلقة المجمع- باعث كما يلي:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_E + R_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_{dc}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-66)$$

ومنه:

$$\partial V_{CC} = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{CC}} = \frac{1}{R_{dc}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-67)$$

إذا وضعنا كل هذه العلاقات معاً وعوضنا في المعادلة (4-55) نجد:

$$\Delta I_{CQ} = \partial_V \Delta V_{BE} + \partial_I \Delta I_{CBO} + \partial_\beta \Delta\beta + \partial V_{CC} \Delta V_{CC} \ldots (4-55)$$

$$\Delta I_{CQ} = \frac{-1}{R_E + R_{B/\beta}} \Delta V_{BE} + \frac{\beta}{1+\beta\frac{R_E}{R_B}} \Delta I_{CBO}$$

$$+ \frac{R_B (V_{BB} - V_{BE})}{\beta^2 R_E^2} \Delta_\beta + \frac{\Delta V_{CC}}{R_{dc}} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-68)$$

باستخدام المعادلة (4-68)، نستطيع أن نحدد أي حد يسبب تغيراً أكبر في (I_{CQ}). لو كان التغير الكلي كبيراً بشكل مزعج بالنسبة لتطبيق المكبر الجاري دارته، لركزنا دراستنا على الحد (أو الحدود) التي تسبب التغير الأكبر في (I_{CQ}). مثلاً لو أن الحد الثاني من المعادلة (4-68) هو الأكبر، لكان من الضروري محاولة اختيار ترانزيستور بحيث يكون ذا تيار تسريب منخفض (I_{CBO}). لو أن ذلك لم يكن ممكناً، عند ذلك يجب تغيير تصميم الدارة لإنقاص المقاومة (R_B)، التي تسبب نقصاناً في (∂I) كما نلاحظ من المعادلة.

بالنسبة لدرجات حرارة أقل من الدرجة المحيطية am bient، فإن كل الحدود في المعادلة (4-68) تصبح سالبة بعد أن كانت موجبة، بذلك فإنه هذا يؤدي إلى أن يصبح (I_{CQ}) أصغر.

مسألة محلولة (4-13):

صمم دارة مبكر باعث مشترك (C_E)، بفرض أن:

$(+25^{\circ}C,+65^{\circ}C)$. للترانزيستور المستخدم في المكبر المعاملات التالية:س

$I_{CBO}=1.5\mu A(at25^{\circ}C)$ و (β) تتغير بين (400 , 300). حدد تـــأرجح تيار الجمع الأعظمي دون تشويه.

الحـــل:

سنعتمد على دارة المكبر المبينة بالشكل (30-4)، ومعادلة الاستقرار المســـتنتجة لها. لنفرض بداية للتصميم ما يلي:

$$R_C = R_L = 1K\Omega$$

$$A_V = \frac{R_L // R_C}{R'_E} = -10 \qquad So:$$

$$R'_E = \frac{1K // 1K}{10} = 50\Omega$$

$$R_{ac} = R_E + R_C // R_L = 50 + 500 = 550\Omega$$

$$R_{dc} = R_E + R_C = 50 + 1000 = 1050\Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{dc} + R_{ac}} = \frac{12}{550 + 1050} = 7.5mA$$

$$hib = \frac{26mv}{I_{CQ}} = \frac{26mv}{7.5mA} = 3.47\Omega$$

$$R_E \approx R'_E - hib = 50 - 3.47\Omega \approx 47\Omega$$

$$R_B = 0.1\beta R_E = 0.1(\frac{400 + 300}{2}) \times 50 = 1.65K\Omega$$

$$R_B = 0.1\beta R_E = 0.1(\frac{400+300}{2}) \times 50 = 1.65K\Omega$$

$$V_{BB} = I_{CQ}(1.1R_E) + V_{BE} = 7.5(1.1 \times 0.047) + 0.7 = 1.09V$$

بالنسبة لتغير في درجة الحرارة من $(25^\circ C \rightarrow 65^\circ C)$ أي $(\Delta T = 40^\circ C)$

نوجد أولاً ثوابت التغير بالنسبة لـ (I_{CBO}, V_{BE}) كما يلي:

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO_1}\ (2^{\Delta T/10} - 1) = 1.5\mu A(2^{40/10} - 1) = 22.5\mu A$$

$$\Delta V_{BE} = -2\Delta T = -2 \times 40 = -80mv$$

التغير في (β) معطى مسبقاً من نص المسألة وهو:

$$\Delta\beta = 400 - 300 = 100$$

بما أن المسألة لم تذكر أي شيء عن تغير جهد التغذية V_{CC}، نفترض أن:

$$\Delta V_{CC} = o$$

لنحسب الآن ثوابت التغير (معاملات الاستقرار) كما يلي:

$$\partial I = \frac{\beta}{1 + \beta\frac{R_E}{R_B}} = \frac{350}{1 + 350\frac{47}{1650}} = 31.9$$

$$\partial V = -\frac{1}{R_E + R_B/\beta} = -\frac{1}{47 + \frac{1650}{350}} = -0.0193$$

$$\partial\beta = \frac{R_B(V_{BB} - V_{BE})}{\beta^2 R_E^{\ 2}} = \frac{1650(1.9V - 0.7V)}{350^2 \times 47^2} = 1.378 \times 10^{-6}$$

لا داعي لحساب (∂V_{CC}) بسبب كون $\Delta V_{CC} = o$.

الآن من المعادلة (4-55) نجد:

$$\Delta I_{CQ} = \partial_V \Delta V_{BE} + \partial_I \Delta I_{CBO} + \partial_\beta \Delta\beta$$

$$= 0.0193 \times 0.08 + 31.9 \times 22.5 \times 10^{-6} + 2.37 \times 10^{-6} \times 100$$

$$= 1.54mA + 0.717mA + 0.237mA \approx 2.5mA$$

نوجد الآن القيمة الجديدة لتيار المجمع (I_{CQ})، بعد تغير درجة الحرارة وانزياح نقطة العمل من مكانها بمقدار (2.5mA)، كما يلي:

$$I_{CQ_{New}} = 7.5 + 2.5 = 10mA$$

لو أردنا تجنب مناطق القطع والإشباع المحددة بـ (5%) من الأعلى والأسفل لوجدنا تأرجح مطال التيار الأعظمي العملي كما يلي:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_{dc}$$

$$= 12 - 10 \times 1.05 = 1.5V$$

$$I'_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}} = 10 + \frac{1.5}{0.55} = 12.7mA$$

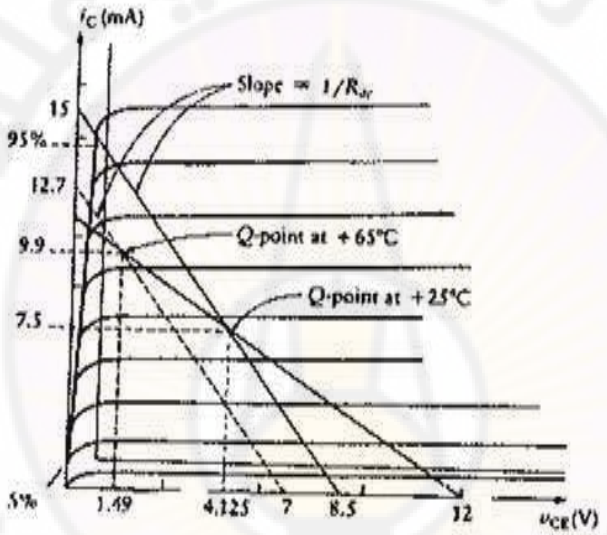
ومنه نجد تأرجح مطال التيار الأعظمي بدون تشويه:

$$I_{C\max} = (0.95 I'_C - I_{CQ}) = (0.95 \times 12.7 - 10) = 2.06mA$$

ومنه:

أردنا الآن أن نحسب تأرجح جهد الخرج الأعظمي كما يلي:

$$V_o(p-p) = I_C(p-p)(R_C // R_L) = 4.12mA \times 0.5k = 2.06V$$



الشكل (4-32)

لو أردنا حساب تأرجح جهد الخرج الأعظمي قبل زيادة درجة الحرارة نكتب:

$$I'_C = 2I_{CQ} = 2 \times 7.5 = 15mA$$

$$V'_{CC} = I'_C R_{ac} = 15 \times 0.55 = 8.25V$$

$$I_{C\max} = 0.9I_{CQ} = 0.9 \times 7.5 = 6.75mA$$

$$I_{C'}(p-p) = 2I_{C'\max} = 2\times 6.75 = 13.5mA$$

ومنه تأرجح جهد الخرج الأعظمي يساوي:

$$V_o(p-p) = I_{C'}(p-p)\times R_{C'} // R_L = 13.5\times 0.5 = 6.75V$$

أي أن تأرجح جهد الخرج الأعظمي المخفض من (6.75V) عندما تكون درجة حرارة الغرفة ($+25^\circ$) إلى (2.06V) بعد ارتفاع درجة الحرارة إلى ($+65^\circ$).

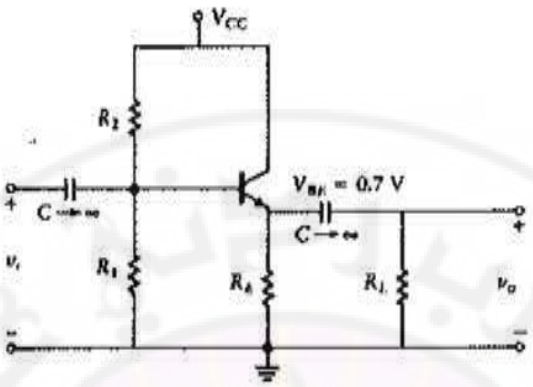
نلاحظ في هذه المسألة أن الحد الأول من معادلة ($\Delta I_{C'Q}$) هو الأكبر. لذلك فإن تأثير درجة الحرارة على (V_{BE}) سيسبب أكبر تغير في تيار المجمع (I_{CQ}). لو كان نقصان تغير هذا التيار غير مقبولا في تطبيق معين، عندها يجب إيجاد طريقة تصحيحية لإنقاص تأثير درجة الحرارة على جهد العتبة (V_{BE}). يمكن كمثال، لإنجاز ذلك هو وضع المكبر في مكان بارد، أو تزويد الترانزيستور بمغطس حراري heat sink لإزالة درجة الحرارة عنه أو إنقاصها. يمكن أن نلجأ إلى طريقة أخرى هي زيادة المقاومة (R_E) في الدارة التي تؤدي إلى تغذية خلفية سالبة أقوى وبالتالي إنقاص قيمة (∂V) من المعادلة (4-59).

4-13-3-2) تشكيلة التابع الباعثي:

EF configuration:

يبين الشكل (4-33) مكبر تابع باعثي. أن طريقة الانحياز هي مماثلة لذلك الذي درسناه في الفقرة السابقة لمكبر الباعث المشترك، مع استثناء أن مقاومة المجمع هنا تساوي الصفر. لذلك فإن الاشتقاق لثوابت التغير تنحز على نفس معادلة الانحياز:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{B/\beta} + R_E}$$



الشكل (4-33)

لذلك فإن معاملات الاستقرار (ثوابت التغير) هي نفسها لمكبر الباعث المشترك (CE)، ما عدا أن (R_{dc}) هي هنا بشكل بسيط تساوي (R_E) بدلا مما كانت عليه ($R_E + R_C$). هنا أيضا معادلة استقرار نقطة العمل (4-68) هي نفسها مطبقة على مكبر التابع الباعثي (EF)، والتي تستخدم لإيجاد التغير في تيار المجمع الساكن.

مسألة محلولة (4-14):

صمم مكبر تابع باعثي (EF) حسب الشكل (4-33) بفرض أن:

$$A_i = 10, I_{CBO1} = 10\mu A \ at 25^\circ C, V_{CC} = 18V, R_L = 200\Omega$$

تتغير درجة الحرارة بين ($25^\circ - 85^\circ C$) وتتغير (β) بين (80-120). مجال تغير وحدة التغذية بين (17.5-18.5V).

الحل:

يمكننا الافتراض أن: $R_E = R_L = 200\Omega$ لأفضل تأرجح لإشارة الخرج،

وأيضاً نفرض أن نقطة العمل في منتصف خط الحمل (ac):

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}} = \frac{18}{100+200} = 60mA$$

إذا أهملنا قيمة (hib) وهو مبرر عادة في دارة التابع الباعثي (EF)، عندها يمكننا أن نكتب معادلة كسب التيار (بدون برهان حالياً) كما يلي:

$$A_i = 10 = \frac{R_B}{R_{B/\beta} + R_E // R_L} \times \frac{R_E}{R_E + R_L}$$

$$= \frac{R_B}{\frac{R_B}{100} + 200 // 200} \times \frac{200}{400}$$

then:

$$R_B = 2.5K\Omega$$

$$V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ}(\frac{R_B}{\beta} + R_E) = 0.7 + 60(\frac{2.5}{100} + 0.2) = 14.2V$$

$$\Delta V_{BE} = -2\Delta T = -2 \times (85 - 25) = -120mV$$

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO1}(2^{(T_2-25)/10} - 1)$$

$$= 10(2^{(85-25)/10} - 1) = 630\mu A$$

$$\Delta\beta = 120 - 80 = 40$$

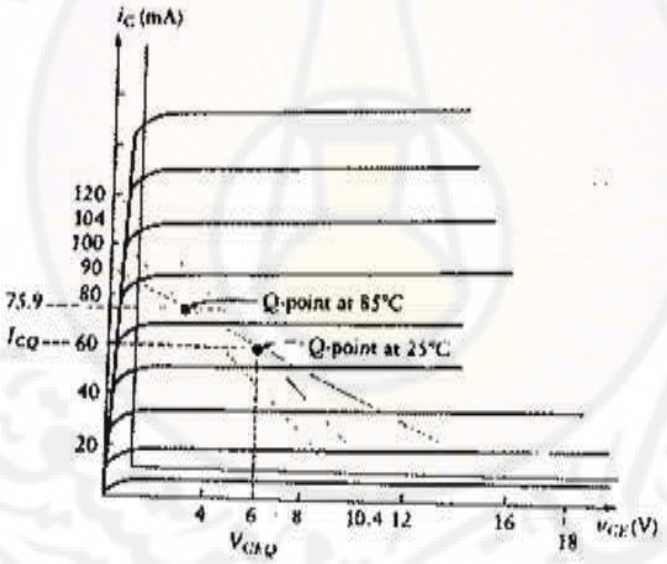
$$\Delta V_{CC} = 18.5 - 17.5 = 1V$$

الآن من المعادلة (4-68) نجد:

$$\Delta I_{CQ} = \frac{+1}{200+\frac{2500}{100}} \times 0.12 + \frac{100}{1+100\frac{200}{2500}} \times 630 \times 10^{-6}$$

$$= \frac{2500(14.2-0.7)}{100^2 \times 200^2} \times 40 + \frac{1}{200} =$$

$$= 0.53mA + 7mA + 3.38mA + 5mA = 15.9mA$$



الشكل (4-34)

هذا التغير في (I_{CQ}) مبين بالشكل (4-34)، حيث:

$$I_{CQNew} = I_{CQ_1} + \Delta I_{CQ} = 15.9 + 60 = 75.9mA$$

$$V'_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ}R_{ac} = 6 + 60 \times 0.1 = 12V$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{ac}} = \frac{12V}{100} = 120mA$$

$$V_{CEQ\,New} = V_{CC} - I_{CQNew}R_{dc} = 18 - 75.9 \times 0.2 = 2.82V$$

$$V'_{CC\,New} = V_{CEQNew} + I_{CQNew}R_{ac} =$$

$$2.82 + 75.9 \times 0.1 = 10.4$$

$$I'_{C\,New} = \frac{V'_{CC\,New}}{R_{ac}} = \frac{10.4}{0.1} = 104mA$$

تأرجح تيار المجمع الأعظمي بدون تشويه هو:

$$I_{C\max} = (0.95I'_{C\,New} - I_{CQNew})$$

$$= (0.95 \times 104 - 75.9) = 22.9mA$$

ومنه تأرجح الجهد الأعظمي الجانبي عند المخرج هو:

$$V_o(p-p) = 2I_{C\max}(R_E // R_L)$$

$$= 2 \times 22.9 \times 0.1 = 4.58V$$

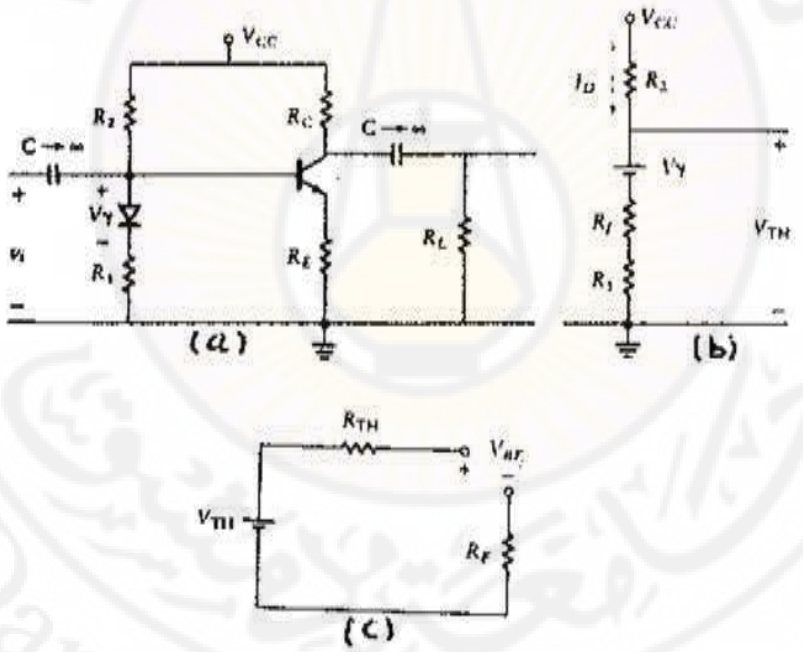
4-13-4) التعويض بواسطة ثنائي:

Diode compensation:

رأينا في الأمثلة السابقة أنه يمكن لدرجة الحرارة أن تؤثر بشكل كبير على نقطة

العمل (Q). سوف نستخدم في هذه الفقرة طريقة تسمى التعويض بواسطة الثنائي Diode compensation والتي سوف تعمل على إنقاص تأثير تغيرات درجة الحرارة على (I_{CQ}). يتم اختيار الثنائي عادة بحيث يكون لديه خواص حرارية مماثلة للترانزيستور موضع الدراسة.

للتأكد من منحنيات خواص الثنائي والترانزيستور أن تكون مماثلة، يمكن أن يستخدم ترانزيستور من نفس نوع الترانزيستور المدروس كبديل للثنائي المراد وضعه في الدارة. يتم ذلك بواسطة قصر by shorting المجمع إلى القاعدة للترانزيستور وبالتالي يستخدم كثنائي عادي. ثم وصل الثنائي (الترانزيستور البديل) في الدارة المبينة بالشكل (4-35a).



الشكل (4-35)

إن إضافة هذا الثنائي في دارة القاعدة يقوم بتعويض بالنسبة للتغيرات التي تظهر

من تغير درجة الحرارة، حيث أن (V_γ) يتغير بنفس أسلوب تغير (V_{BE}). R_F هي المقاومة الأمامية للثنائي، بفرض أن خصائص الثنائي وخصائص وصلة القاعدة – الباعث للترانزيستور المدروس هي نفسها، فإن درجة الحرارة سوف تغير كلاً من V_γ و V_{BE} بالمعدل نفسه rate، وبالتالي حذف canceling out أي تغير في معاملات الإنحياز. باختيار مناسب للثنائي، فإن تأثيرات تغير V_{BE} تُنقص إلى حد كبير.

يمكننا أن نبدأ تحليلنا للدارة بإيجاد دارة ثفن المكافئة لدارة الانحياز. يبين الشكل (4-33b)، الدارة الموصولة إلى قاعدة الترانزيستور. لإيجاد جهد الدارة المفتوحة من القاعدة إلى الأرض، نوجد أولاً تيار الثنائي:

$$I_D = \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_1 + R_2 + R_f} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-69)$$

ومنه جهد ثفن يُعطى كما يلي:

$$V_{th} = I_D R_1 + V_\gamma + I_D R_F = I_D(R_1 + R_F) + V_\gamma$$

$$= \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_1 + R_2 + R_F}(R_1 + R_F) + V_\gamma$$

$$= \frac{V_{CC}(R_1 + R_F) + R_2 V_\gamma}{R_1 + R_2 + R_F} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-70)$$

بفرض أن $R_F \ll R_1$ إذاً:

$$V_{th} = \frac{V_{CC} R_1 + V_\gamma R_2}{R_1 + R_2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (4-71)$$

مقاومة ثفن هي التركيبة التفرعية لـ: $R_2 // (R_1 + R_F)$ أي:

$$R_{th} = R_2 // (R_1 + R_F) \approx R_1 // R_2 \qquad (R_F \text{ Small})$$

يبين الشكل (4-35c) دارة الانحياز المكافئة لثفن. نوجد تيار القاعدة الساكن منها كما يلي:

$$I_{BQ} = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + \beta R_E}$$

ومنه:

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{\frac{R_{TH}}{\beta} + R_E}$$

$$= \frac{(V_{CC} \cdot R_1 + V_\gamma R_2)/(R_1 + R_2) - V_{BE}}{R_{TH}/\beta + R_E} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots (4-72)$$

حساسية هذه الدارة The sensitivity لتغيرات درجة الحرارة يمكن أن توجد بالاشتقاق الجزئي للمعادلة (4-72) بالنسبة لدرجة الحرارة، وذلك كما يلي:

$$\frac{\partial I_{CQ}}{\partial T} = \frac{[R_2/(R_1 + R_2)]\partial V_\gamma / \partial T - \partial V_{BE} / \partial T}{R_{HT}/\beta + R_E}$$

تصميميا إذا وضعنا $R_2 \gg R_1$ فإننا نجد:

$$\frac{\partial I_{CQ}}{\partial T} = \left(\frac{\partial V_\gamma}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}\right) \frac{1}{R_{TH}/\beta + R_E} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots (4-73)$$

يبرهن هذا أنه لو كانت الخصائص الحرارية للثنائي هي نفسها لوصلة القاعدة – باعث للترانزيستور، فإن نتيجة المعادلة (4-73) تساوي الصفر، وبالتالي أصبح Ico

مستقلا عن تغيرات درجة الحرارة.

هذا بالطبع بالنسبة لموضوع تأثير تغير V_{BE} فقط على نقطة العمل.

الآن إذا فرضنا احتمالا آخر ممكنا وهو أن: $R_1 \approx R_2$ فإننا سنحتاج إلى وضع ثنائيين على التسلسل بدلا من ثنائي واحد. في هذه الحالة نجد:

$$I_{CQ} = \frac{(V_{CC} \cdot R_1 + 2V_\gamma R_2)/(R_1 + R_2) - V_{BE}}{R_{TH}/\beta + R_E} \quad .....(4-74)$$

ومنه:

$$\frac{\partial I_{CQ}}{\partial T} = \frac{2[R_2/(R_1 + R_2)]\dfrac{\partial V_\gamma}{\partial T} - \partial V_{BE}/\partial T}{R_{TH}/\beta + R_E}$$

وبالتالي بجعل $R_1 \approx R_2$ تصميميا فإننا نجد:

$$\frac{\partial I_{CQ}}{\partial T} = \left(\frac{\partial V_\gamma}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}\right)\frac{1}{R_{TH}/\beta + R_E}$$

وهو نفس ما توصلنا إليه في المعادلة (4-73)، والذي سيؤدي إلى أن تغير I_{CQ} يساوي الصفر. وبالتالي بقي I_{CQ} مستقلا عن تغيرات درجة الحرارة.

4-13-5) ملاحظات حول تصميم استقرار الانحياز في مكبرات الـ BJT:

Designing for BJT Amplifier Bias Stability:

لإنقاص تأثيرات تغير المعاملات على موقع النقطة (Q) على خط الحمل، يجب أن نركز على إنقاص الحدود الكبيرة في المعادلة السابقة (4-68). إن طريقة التصميم لإنجاز هذا الهدف هو اتباع الخطوات الأربعة التالية:

١ – استخدام طريقة التعويض بواسطة الثنائي لإنقاص التغيرات التي تحدث على V_{BE} بسبب تغيرات درجة الحرارة. إن التغير في V_{BE} يكون غالبا كبيرا ويسبب تغيرا كبيرا في قيمة (I_{CQ}). عند استخدام طريقة التعويض بواسطة الثنائي، فإنه من المهم أن تكون خصائص الثنائيات المستخدمة في التعويض من خصائص الترانزيستور نفسها فيما يخص بشكل أساسي الجهد (V_{BE}).

٢ – اختيار ترانزيستور من نوع جيد بمعامل (I_{CBO}) منخفض بحيث تغير درجة الحرارة سوف لن تؤثر بشكل كبير على (I_{CQ}).

٣ – التأكد أثناء تصميم الدارة من استخدام التقنية الخاصة، بإنقاص تأثير التغيرات في (β)، فمثلا بالنسبة للانحياز باستخدام مجزئ الجهد voltage division biasing، يجب اختيار (R_B) بحيث تكون تساوي أو أقل من ($0.1\ \beta R_E$) كما رأينا سابقا. إن هذا ينقص تأثير التغيرات في (β)، والذي يمكن أن نلاحظه في الحد الثالث من المعادلة (4-68).

٤ – استخدام وحدة تغذية جيدة التنظيم Well Regulated P.S وذلك لإنقاص التغير في (V_{CC}) إلى قيمة صغيرة بحيث لا تتأثر بذلك موضع نقطة العمل (Q).

4-13-6) إنقاص التغيرات الحرارية:

Reducing Temperature variation:

إن ما سنذكره هنا من دراسة الغاية منها أحد أمرين:

١ – إنقاص تغير المعاملات، نتيجة تغير درجة الحرارة.

٢ – عدم تخريب الوسيلة الإلكترونية، وهي الحالة الأكثر سوءا.

لاحظنا سابقا أن التغير في درجة الحرارة لأي وسيلة إلكترونية، يغير من خواص

تشغيلها. إن الزيادة في درجة الحرارة يمكن أن يؤدي بهذه الوسيلة الإلكترونية إلى الفشل في عملها. لذلك من المهم كثيرا بالنسبة لمهندسي التصميم designers أخذ حرارة التشغيل لأي وسيلة مستخدمة في نظام إلكتروني بعين الاعتبار والدراسة، خاصة إذا كانت هذه الوسائل تبدد استطاعات عالية.

بالنسبة لوسائل الـ (BJTs) فإن الزيادة في درجة حرارة الوصلة تؤدي إلى زيادة التيار (I_{CO})، والذي يؤدي بدوره إلى إنقاص تأرجح جهد الخرج الأعظمي.

إن ارتفاع درجة الحرارة للوسيلة الإلكترونية يمكن أن تكون ناتجة إما بسبب حرارة خارجية أو بسبب حرارة داخلية مولدة بسبب تشغيل الوسيلة بمستوى تيارات عالية. إن مقدرة الترانزيستور محدودة بواسطة درجة الحرارة المسموحة لوصلة الترانزيستور التي تكون محددة بواسطة صانعي أنصاف النواقل. من مسؤولية مهندسي التصميم بعد ذلك التأكد من أن تصميم النظام لا يسمح لدرجة حرارة الوصلة بأن تتجاوز القيمة العظمى المحددة بالنشرات الفنية للوسيلة، وإلا فإن إنجاز النظام سوف يتخرب. أيضا فإنه من المهم أن لا يسمح تصميم النظام للوسيلة أن تقترب أثناء عملها من درجة حرارة الوصلة العظمى المسموحة، وإلا فإن وثوقية الوسيلة من العمل بشكل سليم سوف ينخفض إلى حد كبير.

هنالك طريقتين لإبقاء درجة حرارة الوصلة عند قيمة مأمونة ومنعها من الارتفاع إلى قيمة عالية خطرة، التبريد الفعال وغير الفعال active and Passive cooling . يشتمل التبريد الفعال على استخدام مراوح fans أو مكيفات هواء air conditioners . تكون عادة هذه الأنظمة في التبريد مكلفة expensive وذات حجم كبير مزعج في كثير من التطبيقات، لكن قد يكون من الضروري استخدامها عند تبديد كميات كبيرة من الحرارة داخل الوسيلة. إن الطرق الأقل كلفة هو استخدام ما يسمى بالمغاطس الحرارية غير الفعالة Passive heat sinks التي تستخدم سطوح

معدنية عريضة لنقل أو إشعاع حرارة الوسيلة إلى الوسط المحيط surrounding media. لزيادة تبديد الحرارة والتخلص منها يمكن إضافة زعانف (أجنحة) تبريد cooling fins إلى المغطس الحراري المعدني لزيادة المساحة السطحية المعدنية (بدون زيادة الحجم) التي هي على تماس مع الوسط المحيط. يستخدم أحيانا هيكل معدني metal chassis يحمل المركبات الإلكترونية المستخدمة في النظام وذلك كنظام حراري إشعاعي اقتصادي وفعال. لو كانت المشكلة هي بشكل معاكس، أي أن النظام يعاني من مشكلة البرودة الشديدة بدلا من السخونة، عند ذلك تستخدم طرق مماثلة وذلك باستخدام المسخنات الحرارية heaters بدلا من المبردات coolers.

تتطلب ترانزيستورات الاستطاعة والوسائل الأخرى ذات التيار العالي، تتطلب تبديد كمية كبيرة من الحرارة. لذلك فإن هذه الوسائل ذات الاستطاعة العالية تعبأ are Packaged في علب cases تسمح باتصال جيد بين السطح المعدني لها والمشع الحراري الخارجي. في معظم الحالات، يكون السطح المعدني للوسيلة موصول كهربائيا إلى أحد نهايات هذه الوسيلة، مثلا، يكون السطح المعدني لترانزيستورات الاستطاعة موصولا إلى نهاية المجمعات collectors لها. بالنسبة للترانزيستورات السيليكونية المعبأة في علب معدنية، تكون عادة درجة حرارة الوصلة العظمى هي $(200^{\circ}c)$. عندما تعبأ هذه الترانزيستورات في علب بلاستيكية، فإن درجة حرارة الوصلة العظمى تنخفض إلى $(150^{\circ}c)$.

لتحديد فيما إذا كان المغطس الحراري المستخدم ملائم للاستخدام في تطبيق معين أم لا، يمكن أن تنجز بعض الحسابات الخاصة بذلك. يجب أن نستخدم المعلومات الخاصة بالترانزيستورات والمشع الحراري المستخدم من النشرات الفنية الخاصة. إن المقاومة الحرارية thermal resistance (θ) المعرفة بمقدار درجة الحرارة المرتفعة مقسوما على الاستطاعة المنقولة (بواسطة العنصر)،هي معامل هام ومستقل عن درجة

الحرارة. تعتمد هذه المقاومة الحرارية على خواص الوصلات الميكانيكية mechanical Joint.

عندما تكون هذه الوصلات متعددة على التسلسل عندها تكون المقاومة الحرارية الكلية عبارة عن مجموع المقاومات الحرارية لكل وصلة على حدة.

يجب أن نلاحظ أن كلما كانت المقاومة الحرارية أقل، كلما كان نقل الحرارة بشكل أفضل. عندما يركب ترانزيستور على مغطس حراري، فإن المقاومة الحرارية الكلية للنظام تكون عبارة عن مجموع المقاومة الحرارية بين الوصلة junction والعلبة case للترانزيستور (θ_{JC})؛ والمقاومة الحرارية بين العلبة والمغطس الحراري heat sink (θ_{CS})؛ والمقاومة الحرارية بين المغطس الحراري والجو المحيط ampiant environment (θ_{sa}).

لذلك يمكن أن نكتب المعادلة التالية لدرجة حرارة الوصلة للترانزيستور:

$$T_j = T_a + (\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa})\rho \quad \ldots\ldots\ldots (4-75)$$

حيث:

Ta: هي درجة حرارة المحيط حول الترانزيستور بالدرجات المئوية.

ρ : هي الاستطاعة المطلوب من الترانزيستور تبديدها.

θ : هي المعامل الحراري وتعرف كما يلي:

$$\theta = \frac{T_2 - T_1}{\rho} \quad C^\circ / W$$

T_2, T_1: درجات الحرارة بين نقطتي المقاومة الحرارية (θ) وتشع بينهما استطاعة مقدارها (ρ). هذه المقاومة الحرارية تشبه في معادلتها قانون أوم:

$R = \frac{V_2 - V_1}{I}$ ، حيث (V_2 , V_1) بدلا من $(T_2 - T_1)$، و (I) بدلا من (ρ).

يجب اختيار المغطس الحراري لمنع الترانزيستور من العمل عند أو قرب درجة حرارة الوصلة العظمى، وذلك بسبب أن فترة حياة الترانزيستور Transistor life تتناقص بسرعة عندما تكون درجة حرارة تشغيله عند أو قريبة من القيمة العظمى.

مسألة محلولة (4-15):

حدد فيما إذا كان مشع حراري بمقاومة حرارية $(\theta_{sa} = 3.3^\circ c/w)$ والمأخوذ من المواصفات الفنية للمشعات الحرارية سوف يعمل على حفظ درجة الحرارة تحت درجة الحرارة العظمى لوصلة الترانزيستور عندما يعمل في وسط درجة حرارته $(60^\circ c)$. بفرض أن المقاومة الحرارية بين الوصلة والعلبة هي $(\theta_{jc} = 1.5^\circ c/w)$، ودرجة الحرارة العظمى للوصلة هي $(200^\circ c)$، والترانزيستور معبأ ضمن علبة قياسية $(TO-3)$ لها مقاومة حرارية $(\theta_{cs} = 0.3^\circ c/w)$ عندما يركب الترانزيستور على حلقة عازلة insulated washer ناقلة للحرارة بين العلبة Package والمشع الحراري. استطاعة العمل للترانزيستور هي (21w).

الحل:

باستخدام المعادلة (4-75) نجد:

$$T_j = T_a + (\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa})\rho$$

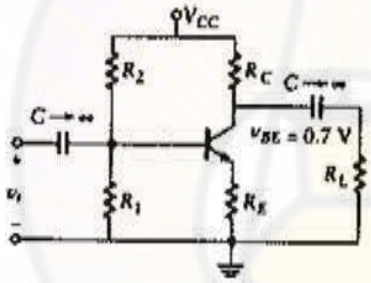
$$= 60 + (1.5 + 0.3 + 3.3) \times 21 = 167^\circ C$$

إذا المشع الحراري الذي تم اختياره ملائم للعمل ولحفظ درجة حرارة العمل لوصلة الترانزيستور تحت القيمة العظمى لها.

مسائل غير محلولة:

مسألة (4-16):

صمم مكبر (CE) ليقدم ربح جهد مقداره (8-) ويسوق حملا مقاومته (750Ω). استخدم التشكيلة المبينة بالشكل (4-36) باستخدام ترانزيستور له ($\beta = 300$)، ($I_{CBO}(25^\circ C) = 10\mu A$). حدد تأرجح جهد الخرج الأعظمي من القمة للقمة عندما ترتفع درجة الحرارة إلى ($85^\circ C$)، وكانت (β) تتغير من ($250 \rightarrow 350$)، بجهد تغذية مستمر ($V_{CC} = 24V$).



الشكل (4-36)

مسألة (4-17):

صمم مكبر (EF) بفرض أن:

$$R_L = 50\Omega, A_i = 15, V_{CC} = 15V, V_{BE} = 0.7V$$

$$I_{CBO}(25^\circ C) = 2\mu A, \beta = 75 \rightarrow 125, \Delta V_{CC} = \pm 1V$$

المكبر مصمم ليعمل عند الدرجة ($100^{\circ}C$). ما هي قيمة (I_{CQ}) عند الدرجة ($100^{\circ}C$) وعند الدرجة ($25^{\circ}C$).

$$Ans: I_{CQ}(25^{\circ}C) = 200mA$$

$$I_{CQ}(100^{\circ}C) = 275mA$$

مسألة (4-18):

مكبر مشابه للدارة شكل (4-36) مصمم ليستخدم ضمن درجات حرارة بين $-50^{\circ}C \rightarrow 80^{\circ}C$. جهد التغذية المستمر هو (24V). الترانزيستور المستخدم له (β) تتغير بين ($200 \rightarrow 300$)، وتيار تسرب: $I_{CBO}(25^{\circ}C) = 2\mu A$.

ما هو تأرجح جهد الخرج الأعظمي عند ربح جهد يساوي (10) ومقاومة حمل تساوي ($1K\Omega$).

وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

الفصل الخامس

الترانزيستورات ذات التأثير الحقلي

Field Effect Transistors

"FET"

5-1) مقدمة:

نبين في هذا الفصل نوعاً آخر من الترانزيستورات الملائمة بشكل خاص للدارات المتكاملة (Ics)، وهو الترانزيستور ذو الأثر الحقلي (FET)، المتوفر في السوق التجارية بنوعين رئيسيين، الترانزيستور ذي الأثر الحقلي ذي الوصلة (JFET)، والترانزيستور ذي الأثر الحقلي ذي طبقة الأوكسيد السيليكوني المعدني (MOSFET) الذي يدعى أحياناً بالترانزيستور ذي الأثر الحقلي ذي البوابة المعزولة (IGFET).

يختلف هذا الترانزيستور (FET) بشكل عام عن الترانزيستور ذي الوصلة (BJT)، بأنه عبارة عن وسيلة حساسة للجهد تمتلك ممانعة دخل عالية جداً (ما يقارب $10^{14}\Omega$)، وممانعة خرج متوسطة. يجد الترانزيستور (FET) استخداماً واسعاً في كلا الدارات التمثيليه Analog، والرقمية Digital، وذلك كمكبر أو كقاطع إليكتروني.

إن أهمية الترانزيستور تكمن في أربعة من الخصائص: الأولى: هي حجمة الفيزيائي الصغير. يعتبر الترانزيستور MOSFET صغيراً جداً بالمقارنة مع الترانزيستور (BJT)، حيث يشغل بحدود (20-30%) من مساحة الرقاقة نصف الناقلة chip التي يشغلها الترانزيستور ذو الوصلة. لذلك يمكن أن تكثف الترانزيستورات (MOSFET) أو توضع بأعداد كبيرة على قطعة نصف ناقلة متكاملة صغيرة وحيدة IC chip، لهذا تستخدم بشكل واسع فيما يسمى بالتكامل ذي المجال الواسع LSI. الخاصية الثانية

للترانزيستورات (MOSFET) هي إنها على جزء من مجال عملها فهي تعمل كعنصر مقاومة محكومة بالجهد (VCR) وتشغل مساحة أقل بكثير من المقاومة المتكاملة IC Resistor الموافقة. الخاصية الثالثة هي ممانعة الدخل العالية جداً لها. نتيجة لذلك فإن الثابت الزمني time constant لدارة الدخل يكون كبيرا بشكل كاف لتمكين الشحنة المختزنة في مكثفة الدخل (الصغيرة) للبقاء فترة طويلة وكافية، لذلك يمكن لهذه الوسيلة أن تكون مفيدة جداً كعنصر تخزين في الدارات الرقمية. الخاصية الرابعة هو مقدرتها على تبديد dissipate استطاعة عالية وتمرير تيارات قطع عالية في بضعة نانو ثانية (nanoseconds). هذا يكون أسرع بكثير مما هو ممكن باستخدام الترانزيستورات (BJT).

هنالك ميزة إضافية للترانزيستورات MOSFET في تصميم الدارات الرقمية حينما تستخدم في الدارة المتناظرة المتممة (CMOS). وذلك أن تبديد الاستطاعة الساكنة في هذه الدارات معدوم تقريباً خاصة عند الترددات المنخفضة، مما يجعلها مفضلة كثيراً في تصميم الأنظمة المحمولة.

في الواقع يمكننا أن نميز الترانزيستورات (FET) عن الترانزيستورات (BJT) بشكل مختصر بالمزايا التالية:

١- عملها يعتمد على الحوامل الأغلبية فقط. لذلك تعتبر وسائل أحادية القطبية unipolar Device (نوع واحد من الحوامل).

٢- صناعتها أبسط وتشغل حجماً أقل في الشكل المتكامل، لذلك كثافة التعبئة كبيرة جداً لها.

٣- يمكن أن توصل كمقاومة حمل، بحيث أن النظام الرقمي Digital يحتوي فقط على وسائل MOSFET بدون أية عناصر أخرى.

٤- تمتلك مقاومة دخل عالية جداً، بحيث يسمح لها هذا بتغذية دارات أخرى متعددة Very high fanout.

٥- يمكن أن تستخدم كقاطع ثنائي الجانب bilateral متناظر.

٦- استخدمها كعناصر ذاكرة ديناميكية لأن الثابت الزمني لدخلها كبير نسبياً، وذلك مع وجود مكثفة الدخل الصغيرة لها.

٧- تقدم ضجيجاً Noise أقل.

٨- لا تقدم جهد انزياح يذكر offset voltage عند تيار معين صفري. لذلك تستخدم بكثرة في مقطعات الإشارة Signal Chopper.

إن السيئة الرئيسية للترانزيستور (FET) هي أن جداء الربح بعرض المجال gain-bandwidth صغير نسبياً بالمقارنة مع الترانزيستور (BJT). لذلك استخدامها في التكبير أقل. سرعة التبديل للترانزيستور (FET) أقل في حالة الاستطاعات الضعيفة.

5-2) أنواع الترانزيستورات FET:

Types of FETS:

هنالك ثلاثة أنواع رئيسية للترانزيستور (FET) هي:

١- الترانزيستور ذي الأثر الحقلي ذي الوصلة : Junc tion FET (JFET).

٢- الترانزيستور ذي الأثر الحقلي نصف الناقل ذي طبقة الأوكسيد المعدني نمط الأفقار.

Depletion – mode metal – oxide semi conductor FET(D MOSFET)

٣- الترانزيستور ذي الأثر الحقلي نصف الناقل ذي طبقة الأوكسيد المعدني نمط الإغناء.

Enhancemenl- mode Metal - oxide Semiconductor FET (E MOSFET)

بالإضافة إلى أنواع أخرى مشتقة من هذه الأنواع الرئيسية:

5-3) بنية وعمل الترانزيستورات ذي الأثر الحقلي ذي الوصلة:

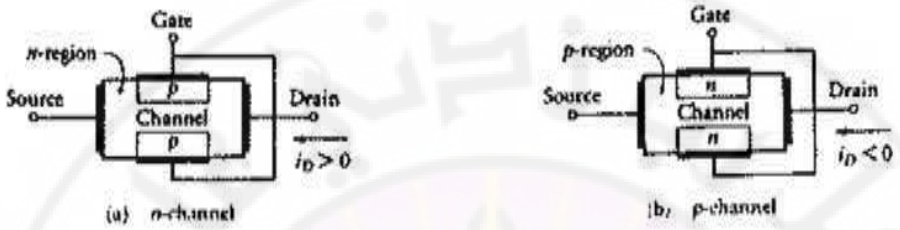
JFET Operation and construction:

إن الترانزيستور JFET هو وصلة بثلاث نهايات، يشبه إلى حد كبير من هذه الناحية الترانزيستور (BJT). للترانزيستور (JFET) بشكل أساسي وصلة (Pn) واحدة بين البوابة Gate التي هي إحدى نهايات الترانزيستور والقنال الواقع بين النهايتين الأخريين المصرف Drain والمنبع Source.

يبين الشكل (5-1) البنية الفيزيائية لهذه الترانزيستورات، حيث يتبين فيه النهايات الثلاث (S, D, G) والقنال channel التي تفصل بين النهايتين الرئيسيتين له (S,D). يبين الشكل (5-1a) ترانزيستور (JFET) ذي القنال (n)، حيث يبنى باستخدام طبقة رقيقة strip من مادة سيليكونية نوع (n)، تشكل القنال مع مادتين نوع (p) تُدخل بطريقة الانتشار diffused إلى الطبقة (n) وعلى طرفيها وتدعيان بالبوابة (Gate). يبين الشكل (5-1b) الترانزيستور (JFET) الآخر المتمم ذي القنال (p)، الذي يتشكل من طبقة رقيقة نصف ناقلة (p) تشكل القنال channel مع مادتين نوع (n) يتم انتشارها إلى الطبقة (p) على الطرفين لتشكلا بوابة الترانزيستور Gate.

للوصول إلى فهم صحيح لعمل هذه الترانزيستورات، نوصل الترانزيستور (JFET) ذو القنال (n) المبين بالشكل (5-1a) إلى دارة خارجية، تطبق وحدة تغذية (V_{DD}) إلى المصرف (وهذا مماثل لتطبيق وحدة تغذية V_{CC} على الترانزيستور BJT) ويوصل المنبع إلى الأرض (أو ما يسمى بالنقطة المشتركة). يطبق أيضاً جهد تغذية (V_{GG}) على البوابة gate (وهذا مماثل لتطبيق جهد V_{BB} على الترانزيستورات BJT).

نحصل نتيجة لذلك على الشكل المبين (5-2a).

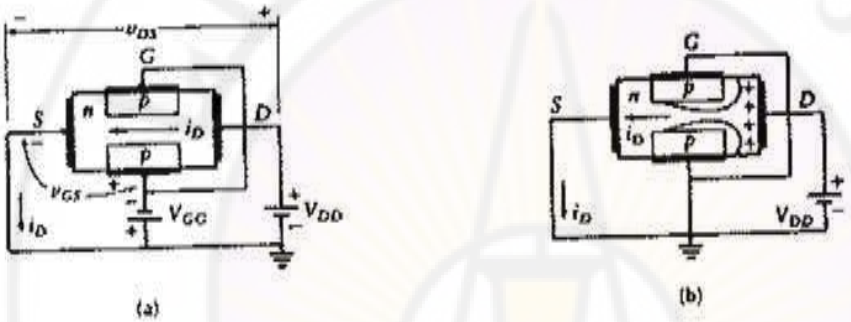


الشكل (5-1)

تزود وحدة التغذية (V_{DD}) بجهد المصرف- منبع (V_{DS}) الذي يؤدي إلى مسرور تيار مصرف (i_D) من المصرف إلى المنبع. إن تيار المصرف الذي يماثل تيار المنبع- يوجد خلال القنال المحاطة Surrounded من قبل البوابة ذات النوع (p). إن جهد البوابة- منبع (V_{GS}) الذي يساوي حالياً ($-V_{GG}$) كما هو بالشكل (5-2a)، يخلق منطقة فقيرة بالشحنات (منطقة محرمة depletion Region)، في القنال، التي تسبب نقصاناً في سماكة القنال Channel thickness وبذا تزيد من المقاومة بين المصرف والمنبع. نلاحظ أنه لا يمر تيار في البوابة (من الناحية المثالية) بسبب أن وصلة البوابة- منبع منحازة عكسياً.

سوف ندرس حالياً عمل الـ JFET بفرض أو بوضع $V_{GS} = 0$، كما هو مبين بالشكل (5-2a). نلاحظ أن تيار المصرف (i_D) المار خلال القنال (n) من المصرف إلى

المنبع يؤدي إلى هبوط جهد voltage drop على طول القنال، بحيث أكبر جهد يحدث (بسبب تدرج الكمون) عند وصلة المصرف- بوابة. هذا الجهد الموجب عند وصلة المصرف- بوابة تشكل وصلة (pn) منحازة عكسياً وتولد منطقة محرمة، كما هو مبين بالمساحة المهشرة shaded area في الشكل (5-2b). عندما تزيد الجهد (V_{DS})، فإن تيار المصرف (I_D) يزداد أيضاً وذلك كما هو مبين بالشكل (3-5).

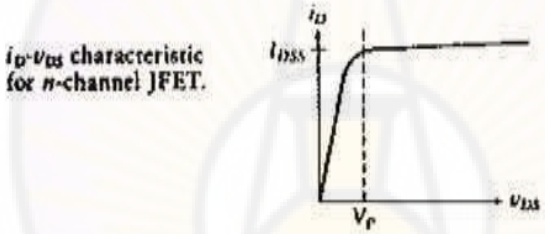


الشكل (2-5)

هذا العمل يستمر بحيث زيادة أكبر بـ (V_{DS}) يؤدي إلى منطقة محرمة أعرض وبالتالي زيادة في مقاومة القنال بين المصرف والمنبع.

عندما يزداد (V_{DS}) أكثر يمكن أن نصل إلى نقطة حيث مناطق الشحنة الفراغية على طرفي القنال تصبح بحالة تماس بالقرب من طرف المصرف، ويصل تيار المصرف في هذه الحالة إلى نقطة الإشباع Saturation. معنى ذلك أنه إذا حاولنا زيادة (V_{DS}) بعد هذه النقطة فإن مقاومة القنال تزاد بنفس المقدار بحيث يبقى التيار (i_D) ثابتاً إلى حد

كبير. إن قيمة تيار الإشباع للمصرف عند الجهد $V_{GS} = 0$ هو معامل هام ويشار إليه في التصميم بتيار الأشباع المصرف – منبع drain – source Saturation (I_{DSS}) current. كما يلاحظ من الشكل (3-4) فإن زيادة (V_{DS}) فيما وراء هذه النقطة المسماة بنقطة الاختناق Pinch- off لا تؤدي إلى أي زيادة في التيار (i_D)، وبالتالي يصبح منحني خواص (i_D , V_{DS}) مسطحاً Flat إلى حد كبير (والذي يعني بقاء i_D ثابتاً حيث يزداد V_{DS}).



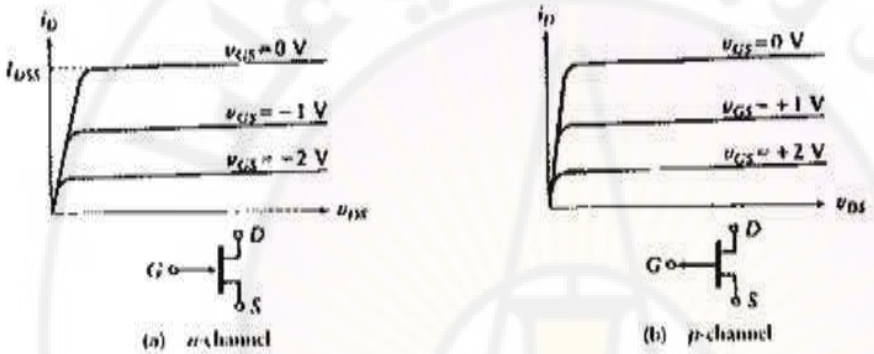
الشكل (3-5)

3-5-1) تغير جهد البوابة– منبع للترانزيستور JFET:

JFET Gate – to- Source Voltage Variation:

في الفقرة السابقة شرحنا كيف نحصل على منحني خواص (i_D- V_{DS}) في حال كون $V_{GS} = 0$. لندرس الآن منحنيات الخواص الكاملة (i_D- V_{DS}) في حال قيم مختلفة للمعامل (V_{GS}). لنتذكر بالنسبة للترانزيستور (BJT) أن منحنيات الخاص (i_C- V_{CE}) كان لها المعامل المقابل هو (i_B). بالطبع نلاحظ هنا بالنسبة للترانزيستورات (FET)

أنها عبارة عن وسائل محكومة بواسطة الجهد (V_{GS}) وليس بالتيار (i_B). يبين الشكل (5-4) منحنيات خاص (i_D- V_{DS}) لكلا الترانزيستورين (JFET) ذي القنال (n) وذي القنال (p).



الشكل (4-5)

نلاحظ من الشكل (5-4) أنه بالإضافة لوجود منحنيات الخاص، يوجد رموز الترانزيستورين n- channel و p- channel ويختلفان فقط باتجاه السهم الموجود على طرف البوابة. لنحلل الآن منحنيات الخواص.

عندما يزداد الجهد (V_{GS}) (أي أكثر سالبية بالنسبة للقنال (n) وأكثر إيجابية للقنال (P)، فإن المنطقة المحرمة المتشكلة عند نقطة الاختناق Pinch- off تحصل عند تيارات (i_D) أقل. لذلك فبالنسبة للترانزيستور (JFET) ذي القنال (n) المبين بالشكل

(5-4a)، فإن القيمة العظمى للتيار (I_{DSS}) تتناقص عندما يصبح الجهد (V_{GS}) أكثر سلبيةً. لو تم إنقاص V_{GS} أكثر (أكثر سلبية)، فإن قيمة (V_{GS}) تصل إلى قيمة يكون التيار (i_D) عندها مساوياً للصفر بغض النظر عن قيمة (V_{DS}). هذه القيمة لـ (V_{GS}) تدعى عادة $V_{GS(off)}$، أو (V_P) جهد الاختناق Pinch- off Voltage. تكون (V_P) سالبة بالنسبة للترانزيستور (JFET) ذي القنال (n)، وموجبة بالنسبة للقنال (p).

5-3-2) خواص التحويل للترانزيستورات JFET:

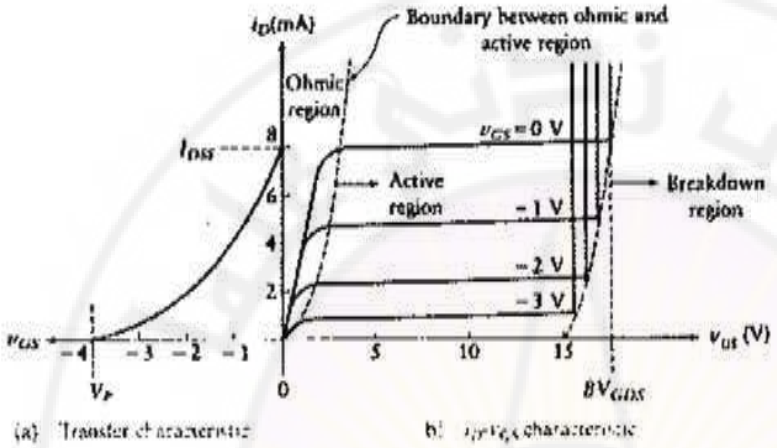
JFET Transfer Chuacterisfics:

تعتبر خواص التحويل ذات قيمة كبرى في تصميم دارات الترانزيستور JFET. هذه الخواص هي عبارة عن رسم تيار المصرف (i_D) كتابع لجهد البوابة منبع (V_{GS}). هذا المنحني يرسم بحالة (V_{DS}) ثابتاً، حيث أن خواص التحويل تكون مستقلة إلى حد كبير عن (V_{DS})، وذلك بعد أن يصل الترانزيستور (FET) إلى نقطة الاختناق، ويبقى التيار (i_D) ثابتاً نسبياً مع زيادة (V_{DS}). إن هذا واضح تماماً من رؤية خواص ($i_D - V_{DS}$) المبينة بالشكل (4-5)، حيث يصبح كل منحن مسطحاً بالنسبة لقيم $V_{DS} \rangle V_P$.

نبين في الشكل (5-5) خواص التحويل والخواص ($i_D - V_{DS}$) لترانزيستور (JFET) ذي قنال (n). تم رسم كلا المنحنيين بمحور (i_D) مشترك.

يمكن الحصول على خواص التحويل من امتدادات منحنيات (i_D ، V_{DS}). إن الطريقة الأكثر فائدة في التصميم لتحديد خواص التحويل في منطقة الإشباع هو تطبيق العلاقة التالية المسماة (معادلة شوكلي Shockley):

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} \approx (1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5-1)$$



(a) Transfer characteristic b) i_D-v_{DS} characteristic

الشكل (5-5)

حيث يكفي معرفة المعاملات الخاصة بالترانزيستور (I_{DSS} , V_p) لتحديد كامل المنحنيات. هذه المعاملات تؤخذ عادة من النشرات الفنية لصانعي أنصاف النواقل، بحيث يمكن إنشاء خواص التحويل بسهولة أو استخدام المعادلة (5-1) مباشرة. في النشرات الفنية عادة يرمز لجهد الاختناق (V_p) بالرمز V_{GS} (off). نلاحظ أن تيار (i_D) يصل إلى حالة الإشباع (أي يصبح ثابتاً) عندما يتجاوز (V_{DS}) القيمة الضرورية لجعل القنال بحالة اختناق Pinch- off. يمكن التعبير عن هذه النقطة بمعادلة لـ V_{DS} (sat) وذلك لكل منحنى، كما يلي:

$$V_{DS}(sat) = V_{GS} - Vp \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5-2)$$

عندما يصبح (V_{GS}) أكثر سلبية، فإن الاختناق يحدث عند قيم V_{DS} أقل

ويصبح تيار الإشباع أصغر. إن المنطقة المفيدة للتطبيقات الخطية للترانزيستور JFET هي المنطقة المحصورة ما بعد الاختناق وما قبل جهد الانهيار breakdown voltage. في هذه المنطقة، يكون التيار منشبعاً وتعتمد قيمته على (V_{GS})، وذلك طبقاً للمعادلة (5-1) أو على خواص التحويل.

كمقارنة مع الترانزيستور (BJT)، تكون خواص التحويل (i_D-V_{GS}) للترانزيستور JFET، المبين بالشكل (5-5)، مختلفة عن خواص مثيلتها في الترانزيستور (BJT)؛ حيث أن الـ FET هو وسيلة محكومة بالجهد، بينما الـ BJT هو وسلة محكومة بالتيار.

يوجد فرقين آخرين مميزين بين الترانزيستورات FET و BJT. الأول، هو أن البعد الشاقولي بين كل منحنيين للترانزيستور FET ليس خطياً بالنسبة لقيمة معامل التحكم. مثلاً، المسافة بين منحنيين لأجل $V_{GS} = 0$, $V_{GS} = -1v$ في الشكل (5-5) ليس نفس المسافة بين المنحنيين $V_{GS} = -1v$. $V_{GS} = -2v$.

الفرق الثاني، متعلق بحجم وشكل Size and shape المنطقة الأومية ohmic region لمنحنيات الخواص. لنتذكر أنه حين استخدام الترانزيستورات BJT، نتجنب عادة العمل غير الخطي وذلك بالابتعاد حوالي 5 % عن قيم V_{CE}، التي تدعى بمنطقة الإشباع. نلاحظ أيضاً بأن عرض المنطقة الأومية للترانزيستور JFET تابع لجهد البوابة- منبع. تكون المنطقة الأومية تقريباً خطية وحتى الوصول إلى قرنة knee المنحني التي يحدث عندها الاختناق. هذه المنطقة تدعى بالمنطقة الأومية بسبب، أنه حين استخدام الترانزيستور في هذه المنطقة، فإنه يسلك مثل سلوك مقاومة أومية ذات قيمة تحدد بواسطة V_{GS}. نلاحظ أيضاً من الشكل (5-5) أن جهد الانهيار يتغير عندما يتغير جهد البوابة- منبع. في الحقيقة، للحصول على تكبير إشارة خطي بشكل معقول

reasonably، يجب استخدام جزء صغير نسبياً من منحنيات الخواص، هذا الجزء الذي يعبر عن المنطقة الأكثر خطية من الخواص وهي التي تقع في المنطقة الفعالة Active region.

نلاحظ من الشكل (5-5) أنه حين يزداد (V_{DS}) بدءاً من الصفر، تحدث نقطة الكسر break Point على كل منحنى، وحيث فيما وراء هذه النقطة يكون تزايد تيار المصرف بطيئاً جداً عند استمرار تزايد (V_{DS}). عند هذه النقطة لجهد المصرف- منبع، يحدث الاختناق.

تم توصيل جهود الاختناق على الشكل (5-5) بالمنحنى المنقط dashed curve الذي يفصل المنطقة الأومية عن منطقة الإشباع. عندما يستمر الجهد (V_{DS}) بالتزايد أكثر وفيما وراء الاختناق، نصل إلى نقطة حيث يصبح الجهد بين المنبع والمصرف كبيراً بحيث يحدث ما يسمى بالانهيار أفالانش avalanche breakdown. (تحدث هذه الظاهرة أيضاً في الثنائيات وفي الترانزيستورات BJT). عند نقطة الانهيار، فإن (i_D) تتزايد بشكل حدي ومفاجئة charply مع زيادة طفيفة بالجهد (V_{DS}). هذا الانهيار يحدث عادة في الطرف القريب من المصرف لوصلة البوابة- قناة. لذلك حين يتجاوز جهد المصرف - بوابة (V_{DG}) جهد الانهيار (BV_{GDS}) بالنسبة للوصلة (pn) يحدث الانهيار بالنسبة لـ $V_{GS} = 0v$. عند هذه النقطة، فإن الخواص (I_D-V_{DS}) تظهر شكلاً مميزاً Peculiar مبيناً في الشكل (5-5) وعلى يمين هذا الشكل.

تدعى المنطقة الواقعة بين الاختناق والانهيار، والمبينة بالشكل (5-5)، بأسماء متعددة amplifier operating regions و active region و pinch- off region و Saturation region. تدعى المنطقة الأومية (الواقعة ما قبل الاختناق) أحياناً بالمنطقة المحكومة بالجهد Voltage- controlled region، حيث يعمل الـ FET في هذه الحالة

عندما نرغب باستخدام مقاومة متغيرة إلكترونياً.

إن جهد الانهيار هو تابع لـ (V_{GS}) كما هو تابع لـ (V_{DS}). عندما يزداد الجهد بين البوابة والمنبع (بالقيمة المطلقة، يتناقص جهد الانهيار كما هو واضح من الشكل (5-5). عند $V_{GS} = V_P$ فإن تيار المصرف يساوي الصفر (باستثناء تيار تسربي ضئيل). من جهة أخرى عندما $V_{GS} = 0$ فإن تيار المصرف يتشبع عند القيمة: $I_D = I_{DSS}$، وحيث I_{DSS} هو تيار الإشباع بين المصرف والمنبع Saturation drain-to-Source current.

نذكر مرة أخرى، بأنه بين الاختناق والانهيار، فإن تيار المصرف يتشبع ولا يتغير بشكل واضح مع تغير (V_{DS}). بعد أن يمر الـ FET بنقطة الاختناق، فإن قيمة (I_D) يمكن الحصول عليها من منحني الخواص أو من المعادلة السابقة (1-5).

$$i_D \approx I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5-3)$$

إذا أخذنا هذه المعادلة بشكل أكثر دقة عندها يمكن أن نكتب:

$$i_D \approx I_{DSS}(1-\frac{u_{GS}}{V_P})^2(1+\lambda V_{DS}) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5-4)$$

حيث λ^{-1} هو مماثل لجهد أيرلي early voltage في الترانزيستورات ثنائية القطبية. لنتذكر أن ميل منحنيات الخواص عند نقطة العمل (Q) يحدد ($1/r_{DS}$)، وحيث (r_{DS}) هي مقاومة منبع التيار المكافئة للترانزيستور. بما أن (λ) صغيرة القيمة، فإن قيمة (λV_{DS}) تقترب من الصفر، وهذا ما يبرر لنا إهمال المعامل الثاني في المعادلة (4-5)، ويكفي تطبيق المعادلة (3-5) بدقة لا بأس بها.

في الواقع تيار إشباع المصرف- منبع I_{DSS}، هو تابع أيضاً لدرجة الحرارة.

بالنسبة للمعامل الثاني (V_P) فإن تأثيرات درجة الحرارة عليه ليس كبيراً. عملياً (I_{DSS}) يتناقص عندما تزداد درجة الحرارة، هذا التناقص هو بحدود (25%) لتزايد في درجة الحرارة مقداره (100°). من جهة أخرى فإن نسبة كبيرة من التغير يحدث على (V_P) و (I_{DSS}) بسبب التسامح tolerance الناتج عن عمليات تصنيع الترانزيستورات FET. كمثال على ذلك ومن الأوراق الفنية للترانزيستور 2N 3822 مثلاً، فإن القيمة العظمى لـ I_{DSS} هي: $I_{DSSmax} = 10m\ A$، والقيمة الدنيا لها هي $I_{DSSmin} = 2m\ A$.

في هذه الفقرة تم دراسة الترانزيستور JFET ذي القناة (n). بالنسبة للترانزيستور JFET ذي القناة (P)، فإن الدراسة تبقى نفسها باستثناء أن قطبيات الجهود واتجاهات التيار تنعكس. أو تبقى القطبيات نفسها اتجاهات التيار نفسها ونعكس التسميات. مثلاً بدلاً من V_{GS} نقول V_{SG}، وبدلاً من V_{DS} نقول V_{SD}.. وهكذا.

5-3-3) الدارة المكافئة والمعاملات:

Equivalent Circuit, g_m وr_{DS}:

يدعى المعامل (g_m) بالتوصيلية التحويلية الأمامية Forward transcon ductanc والذي يعتبر مقياساً للتكبير الممكن بواسطة الترانزيستور JFET. تعبر قيمة (g_m) التي واحدتها هي السيمنز Siemens (S) عن تغير تيار المصرف إلى تغير في جهد البوابة- منبع. يمكن أن يعبر عن هذا كما يلي:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \cong \frac{\Delta i_D}{\Delta V_{GS}} \Big| V_{DS} = cte \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5-5)$$

عملياً فإن التوصيلية التحويلية (g_m) لا تبقى ثابتة مع تغير نقطة العمل (Q). يمكن أن يلاحظ هذا من الشكل الهندسي لتحديد (g_m) من منحنيات خواص

التحويل، عندما يتغير (i_D)، يتغير ميل منحني خواص التحويل المبين بـــالشكل (5-5)، وبالتالي تتغير (g_m).

يمكن أن نوجد التوصيلية التحويلية بواسطة اشتقاق المعادلة (1-5) لنحصل على النتيجة التالية:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} = \frac{2I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})}{-V_P} \quad \text{.....(5-6)}$$

نعرف:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{-V_P} \quad \text{.....(5-7)}$$

والتي هي التوصيلية التحويلية عند $V_{GS} = 0$. باستخدام هذا التعريف وتعويضه في المعادلة (5-6) نجد:

$$g_m = g_{m0}(1-\frac{V_{GS}}{V_P}) \quad \text{.....(5-8)}$$

هنالك شكل آخر للمعادلة (5-7) يمكن أن يوجد من التعريف التالي:

$$\Re_n = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \quad \text{.....(5-9)}$$

بتعويض المعادلة (5-9) بالمعادلة (1-5) نجد:

$$i_D = I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}(V_P - V_{GS})^2$$

$$= \Re_n(V_P - u_{GS})^2 \quad \text{.....(5-10)}$$

إن المعامل ($\Re_n$) يعتمد على بنية الترانزيستور JFET وهو تابع بشكل رئيسي لعرض وطول القنال، واحدته هي: mA/v^2.

هذا المعامل ($\Re_n$) يرمز له بـ (β) عند $V_{GS} = 0$ في برنامج (SPICE) لمحاكاة الدارات الإليكترونية بواسطة الحاسوب.

إذا اخترنا نقطة العمل بحيث أن: $i_D = I_{DQ}$ ، $V_{GS} = V_{GSQ}$، فإننا نحصل على:

$$V_P - V_{GSQ} = -\sqrt{\frac{I_{DQ}}{\Re_n}} \quad \text{.....(5-11)}$$

لكن من المعادلة (5-6) نجد:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2}(V_P - V_{GSQ})$$

$$= \frac{2I_{DSS}}{V_P^2}\sqrt{\frac{I_{DQ}}{\Re_n}} = 2\Re_n\sqrt{\frac{I_{DQ}}{\Re_n}} \quad \text{.....(5-12)}$$

يدعى المعامل (r_{DS}) بالمقاومة الديناميكية العكسية inverse resistance dynamic، ويحدد بمقلوب ميل منحني الخواص ($i_D - V_{DS}$) في منطقة الإشباع، ونعبر عن ذلك كما يلي:

$$\frac{1}{r_{DS}} = \frac{\Delta i_D}{\partial V_{DS}} \approx \frac{\Delta i_D}{\Delta V_{DS}}\Big|_{V_{GS} = cte} \quad \text{.....(5-13)}$$

بما أن ميل هذا المنحني صغير جداً في المنطقة الفعالة، كما هو مبين بالشكل (5-4)، تعتبر (r_{DS}) كبيرة نسبياً. بالمقابل تعتبر المقاومة (r_{DS}) صغيرة عند العمل بالقرب من نقطة المبدأ origin. يمكننا أن نستنتج الدارة المكافئة المتناوبة (ac)

الترانزيستور (JFET) كما هو الحال بالنسبة للترانزيستور BJT، باستخدام العلاقة:

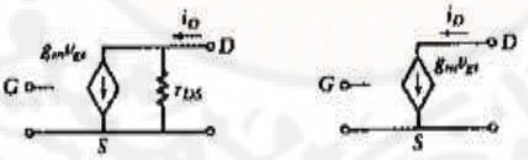
$$\Delta i_D = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \Delta V_{GS} + \frac{\partial i_D}{r_{DS}} \Delta V_{DS} \quad \text{.....(5-14)}$$

يمكن إعادة كتابة هذه المعادلة بالشكل التالي باستخدام تعريف المعاملات السابقة (g_m , r_{DS}).

$$\Delta i_D = g_m \Delta V_{GS} + \frac{\Delta V_{DS}}{r_{DS}} \quad \text{.....(5-15)}$$

الذي يؤدي بنا إلى الدارة المكافئة المبينة بالشكل (5-6a). بما أن (r_{DS}) كبيرة بشكل واضح بالنسبة لمقاومات الحمل، عند ذلك يمكن إهمالها من الدارة المكافئة، والتيار الدارة المكافئة المبسطة المبينة بالشكل (5-6b)، وذلك لتحديد عمل الترانزيستور JFET في المنطقة الفعالة. نتيجة لذلك تؤول المعادلة (5-15) إلى الشكل البسيط.

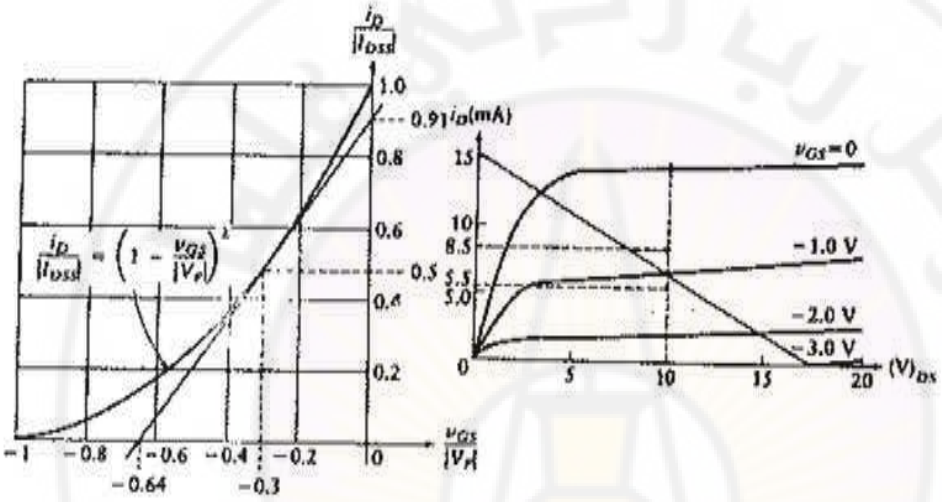
$$\Delta i_D = g_m \Delta u_{GS} \quad \text{.....(5-16)}$$



(a) Including r_{DS} b) Simplified

الشكل (5-6)

لنحاول الآن تحديد المعاملات (g_m, r_{DS}) لترانزيستور (JFET) ذي قناة (n) باستخدام منحني الخاص المبين بالشكل (7-5).



الشكل (7-5) الشكل (8-5)

لنختار منطقة عمل تقريباً في منتصف المنحنيات، أي بين النقطتين:

V_{GS} = -0.8v with: i_D = 8.5 mA and

V_{GS} = -1.2v with: i_D = 5.5 mA

الآن من المعادلة (5-5) نجد:

$$g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta V_{GS}}\Big|_{V_{DS}=cte} = \frac{8.5-5.5}{-0.8-(-1.2)} = 7.5ms$$

لو أن منحنيات الخواص كانت غير متوفرة، لأمكن أن تحسب (g_m ، V_{GS}) بشكل رياضي، بشرط أن تكون المعاملات (I_{DSS} ، V_P) معروفة. يمكن للتيار الساكن (I_{DQ}) أن يتم اختياره بين 70% ← 30 من قيمة (I_{DSS})، الذي يجعل نقطة العمل (Q) تتوضع في أكثر الأجزاء خطية من منحنيات الخواص.

يمكن أن ترسم العلاقة بين (i_D ، V_{GS}) على منحنٍ بدون أبعاد dimensionless graph (وهو ما يسمى بالمنحني القياسي normalizd)، والمبين بالشكل (5-8). يعبر المحور الشاقولي للمنحني عن القيمة $\frac{iD}{I_{DSS}}$، والمحور الأفقي عن القيمة $\frac{V_{GS}}{|V_P|}$. تعبر gm عن ميل المنحني.

يمكن الآن تبيين الطريقة المعقولة لوضع نقطة العمل الساكنة في مركز منطقة العمل الخطية ذلك كما يلي:

١- نختار أولاً، $I_{DQ} = \frac{I_{DSS}}{2}$، من المنحني نجد أن هذا يوافق $V_{GSQ} = 0.3\ V_P$ نلاحظ أن هذا الاختيار من الشكل (5-8) يقع في قرب النقطة الوسطى للمنحني.

٢- نختار بعدها، $V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2}$.

نتيجة لما سبق فإننا نجد أن التوصيلية التحويلية (g_m) عند نقطة العمل المختارة، من ميل المنحني للشكل (5-8)، وذلك كما يلي:

$$gm = \frac{\Delta i_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{0.91 I_{DSS}}{0.64 |V_P|} = 1.42 \frac{I_{DSS}}{|V_P|} \quad \text{.....(5-17)}$$

لنحاول أن نتذكر بأن هذه القيمة لـ (g_m) تعتمد على الافتراض بأن (I_{DQ})

وضعت على قيمة تساوي نصف قيمة (I_{DSS}). هذه القيم عادة تمثل نقطة بداية جيدة لتحديد أمثل للقيم الساكنة للترانزيستور JFET.

مسألة غير محلولة (1-5):

حدد قيمة (gm) لترانزيستور JFET حيث حددت المعطيات التالية:

$I_{DSS} = 7\ mA$, $V_P = -3.5\ v$, $V_{DD} = 15v$. اختار موقع مناسب لنقطة العمل (Q).

الحـــل:

نبدأ بالعودة إلى الشكل (8-5) واختيار نقطة العمل كما يلي:

$$I_{DQ} = \frac{I_{DSS}}{2} = 3.5ma$$

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2} = 7.5V$$

$$V_{GSQ} = 0.3V_P = -0.3 \times 3.5V = -1.05V$$

$$g_m = 1.42\frac{I_{DSS}}{|V_P|} = 1.42\frac{7ma}{3.5} = 2.84ms$$

نلاحظ أن هذه النتائج صحيحة فقط باختيارنا للتيار (I_{DQ}) بحيث يساوي $I_{DSS}/2$.

5-4) بنية وعمل الترانزيستورات MOSFET:

MOSFET Operation and Construction:

ندرس في هذه الفقرة الترانزيستور FET ذي طبقة الأوكسيد المعدني نصف الناقل the metal- oxide semi conductor FET (MOSFET) يبنى هذا الترانزيستور

بنهاية بوابة معزولة عن القنال بواسطة طبقة عازلة dielectric من ثاني أوكسيد السيليكون (Sio2). يمكن إنشاء نوعين رئيسيين من هذه الترانزيستورات MOSFET. إما بنمط الإفقار depletion mode أو بنمط الاغناء enhancement mode. سوف نقوم بدراسة هذين النوعين من الترانزيستورات.

5-4-1) الترانزيستور MOSFET نوع افقار:

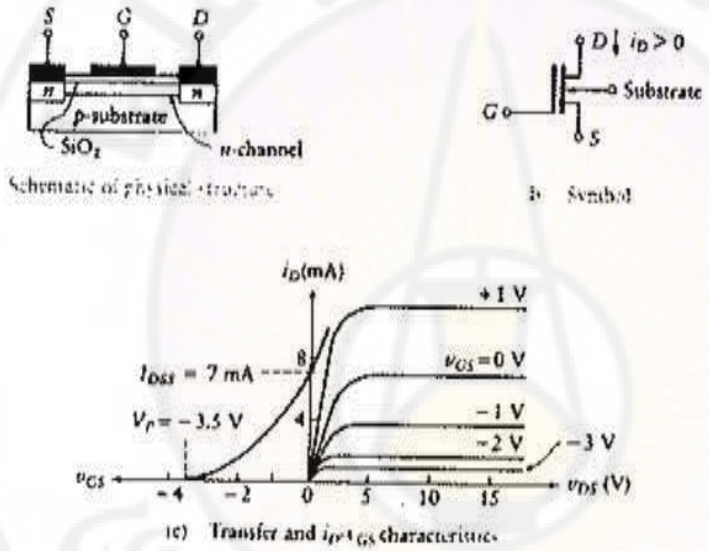
Depletion MOSFET:

يبين الشكل (5-9) بنية الترانزيستور MOSFET ذي القنال (n) نوع افقار، والشكل (5-10) بنية الترانزيستور ذي القنال (p) نوع افقار أيضاً. في كل من هذين الشكلين تم تبيان بنية، ورمز، وخواص التحويل، والخواص ($i_D - V_{DS}$). يصنع الترانزيستور MOSFET نوع افقار depletion بإدخال قنال فيزيائية physical channel بين المصرف والمنبع. نتيجة لذلك، فإنه حينما يطبق جهد (V_{DS})، عبر تيار (i_D) بين المصرف والمنبع، حتى ولو كان الجهد بين البوابة والمنبع يساوي الصفر.

يضع الترانزيستور MOSFET نوع افقار depletion ذي القنال n على قاعدة سيليكونية من النوع (P)، p- substrate. يشكل المصرف والمنبع آبار wells سيليكونية من النوع (n) ذات مقاومة منخفضة، موجودة بين نهايتي القنال (n) وتماسات من الألمنيوم aluminum contacts على المصرف (D) والمنبع (S). تنمى grown طبقة (sio2) ثاني أوكسيد السيليكون وهي عبارة عن عازل insulator، وذلك على قمة سطح القنال (n)، وذلك حسب ما هو مبين بالشكل (5-9a). تتوضع أيضاً طبقة من الألمنيوم على طبقة عازلة (sio2) لتشكل نهاية البوابة (G).

إن إنجاز عمل الترانزيستور MOSFET نوع إفقار مماثل في الواقع لما هو عليه الترانزيستور JFET. يكون الترانزيستور JFET محكوماً بواسطة الوصلة (pn) الموجودة

بين البوابة والمصرف الموجودة في نهاية القنال. تعمل طبقة العازل (sio2) لعزل الدخـل (V_{GS}) عن القنال.



Schematic of physical structure

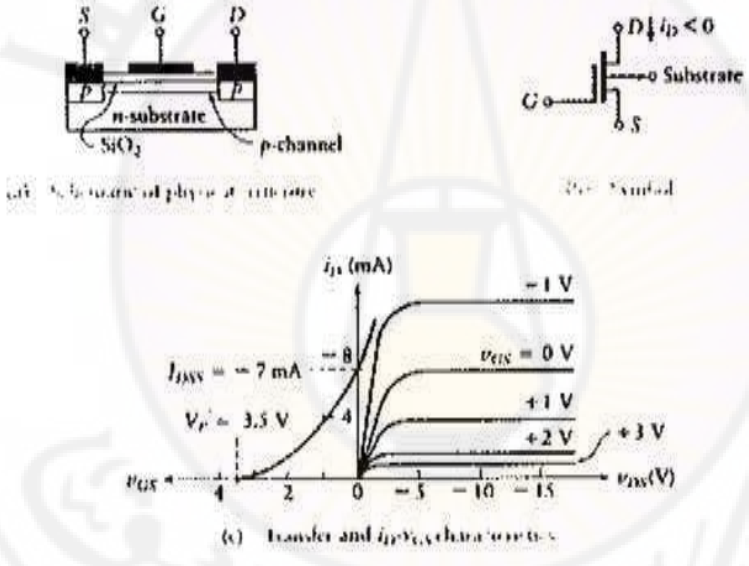
b) Symbol

c) Transfer and i_D-v_{DS} characteristics

الشكل (5-9)

بالنسبة للترانزيستور MOSFET ذي القنال (n) المبين بالشكل (5-9)، يدفـع الجهد السالب (V_{GS}) الإلكترونات بعيداً عن منطقة القنال، مسبباً إفقاراً للقنال. عندما

يصل الجهد السالب (V_{GS}) للقيمة (V_P) تختنق القنال Pinched off. تزيد القيم الموجبة لـ (V_{GS}) من حجم القنال channel size مولدة تيار مصرف أكبر. كل ذلك مبين على منحنيات الخواص في الشكل (4-9c).



الشكل (5-10)

نلاحظ أن الترانزيستور MOSFET نوع إفقار يمكنه أن يعمل بجهود (V_{GS})

موجبة أو سالبة. بإمكاننا استخدام معادلة شوكلي (5-1) نفسها على هذا الترانزيستور بالنسبة لجزء المنحني المتعلق بـ V_{GS} سالب، إلا أن منحنيات خواص التحويل تستمر بإعطاء التيار بشكل متزايد بالنسبة لقيم موجبة للجهد (V_{GS}) وهو غير صحيح بالنسبة للترانزيستورات JFET. بما أن البوابة معزولة عن القنال، يعتبر تيار البوابة مهملاً إلى حد كبير والذي تساوي قيمته حوالي ($10^{-12}A$) تقريباً بغض النظر عما إذا كان جهد البوابة V_{GS} موجباً أو سالباً.

نلاحظ أيضاً أن رمز الترانزيستور MOSFET يشتمل على أربعة نهايات. تدعى النهاية الرابعة Substrate الأساس. في معظم الأحيان يكون السهم على نهاية الأساس بحيث يكون داخلاً (in) في حالة القنال (n) وخارجاً (out) في حالة القنال (p). كل ما تم شرحه على الترانزيستور MOSFET ذي القنال (n) يطبق على الترانزيستور ذي القنال (p) المبين بالشكل (5-10)، باستثناء، أن المواد (n ، p) الداخلة في تركيبه تنعكس، وتنعكس أيضاً قطبيات الجهود واتجاهات التيارات.

مسألة (5-2) محلولة:

احسب تيار المصرف (i_D)، للترانزيستور MOSFET نوع افقار المبين بالشكل (5-9) بفرض أنه كانت لدينا المعطيات التالية:

$$a) V_{GS} = -1V \qquad c) V_{GS} = -3V$$

$$b) V_{GS} = -2V \qquad d) V_{GS} = +0.5V$$

الحل:

لنستخدم المعادلة (5-1) في كل حالة، وحيث نلاحظ من الشكل أنّ:

$I_{DSS} = 7\ mA\ ,\ V_P = -3.5\ V$

a) $i_D = I_{DSS}(1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2 = 7(1 - \frac{1}{3.5})^2 = 3.57mA$

b) $i_D = 7(1 - \frac{2}{3.5})^2 = 1.29mA$

c) $i_D = 7(1 - \frac{2}{3.5})^2 = 0.14mA$

d) $i_D = 7(1 + \frac{0.5}{3.5})^2 = 9.14mA$

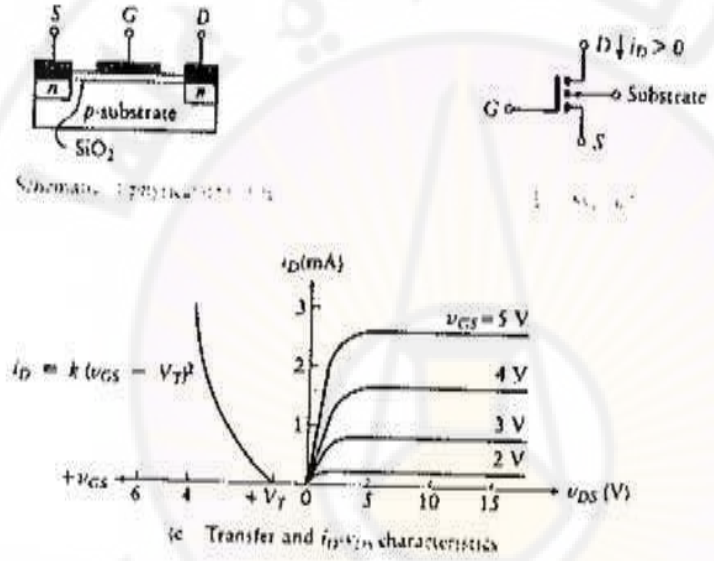
نلاحظ أن i_D يتزايد بشكل كبير جداً عندما يصبح (V_{GS}) موجباً. في الواقع تسبب دقة المعادلة (5-1) المطبقة نقصاناً في التقريب بالنسبة للقيم الموجبة (V_{GS}).

5-4-2) الترانزيستور MOSFET نوع إغناء

Enhancement MOSFET:

يبين الشكل (5-11) ترانزيستور MOSFET نوع إغناء ذي القناة n.

يختلف هذا الترانزيستور عن الترانزيستور نوع إفقار بأنه لا يوجد في تركيبه المنطقة (n) الرفيعة التي كانت تصل بين المصرف والمنبع، وإنما يحتاج إلى جهد موجب بين البوابة والمنبع لتحريض مثل هذه القناة، حيث يجذب هذا الجهد الموجب الإلكترونات من منطقة الأساس substrate بين نهايتي المصرف والمنبع ذات النوع (n). يسبب الجهد الموجب (V_{GS}) للإلكترونات تراكم accumulate عند السطح الواقع تحت طبقة العازل الأوكسيدي. عندما يصل الجهد الموجب لـ (V_{GS}) إلى قيمة تدعى بجهد العتبة *threshold*(V_T) ، تكون كمية كافية من الإلكترونات قد انجذبت إلى هذه المنطقة لتجعلها تعمل كقناة (n) موصلة . لا يمكن في هذا الترانزيستور أن يمر تيار مصرف (i_D) حتى يتجاوز الجهد (V_{GS}) جهد العتبة (V_T).



الشكل (11-5)

نلاحظ أنه في هذا النوع من الترانزيستورات لا وجود لقيمة (I_{DSS})، حيث أن تيار المصرف يبقى مساوياً للصفر حين تتشكل القنال المحرضة المذكورة. نلاحظ رياضياً أن $I_{DSS} = 0$ عند $V_{GS} = 0$. بالنسبة للقيم:

$$V_{GS} > V_T \qquad and \qquad (V_{GS} - V_T) > V_{DS}$$

فإن تيار المصرف يمكن أن يحسب من العلاقة:

$$i_D = \Re(V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{.....(5-18)}$$

نلاحظ أن هذه المعادلة ليست نفس المعادلة (5-1) التي طبقت على الترانزيستور MOSFET نوع إفقار والترانزيستور JFET. تعتمد قيمة الثابت ($\Re$) على بنية الترانزيستور MOSFET وهي تابعة بشكل رئيسي على عرض وطول القنال. نذكر قيمة نموذجية لهذا الثابت $\Re = 0.3mA/V^2$. يكون المعامل V_T محدداً عادة في النشراتالفنية للترانزيستور. في برنامج SPICE الحاسوبي لمحاكاة الدارات الإلكترونية، يستخدم عادة الرمز (KP) كمعامل للترانزيستورات MOSFET، حيث يساوي مقارنة مع ($\Re$) إلى:

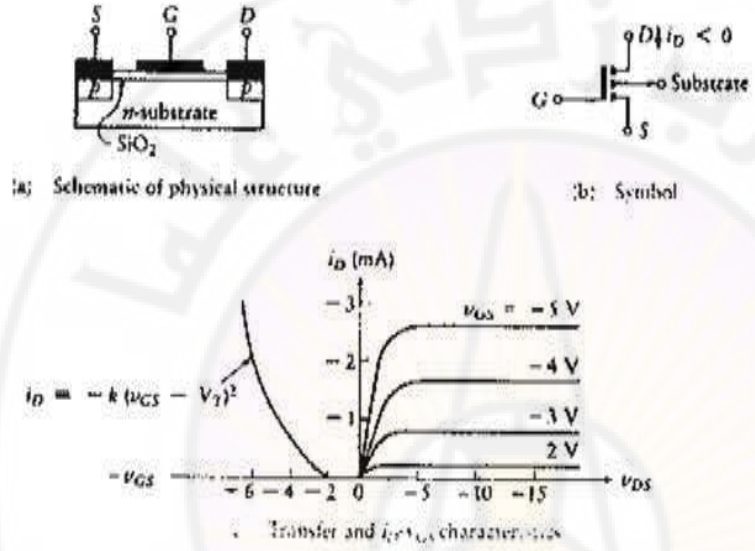
$$KP = 2\Re \quad \text{.....(5-19)}$$

نوجد قيمة (gm) عن طريق اشتقاق المعادلة (5-18)، وذلك كما فعلنا ذلك مع الترانزيستور JFET، كما يلي:

$$gm = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} = 2\Re(V_{GS} - V_T) \quad \text{.....(2-20)}$$

مع العلم أنه عندما: $V_{GS} < V_T$ فإن: $i_D = 0$ وبالتالي لا تطبق العلاقات السابقة على هذه الحالة.

يبين الشكل (5-12) الترانزيستور MOSFET نوع إغناء ذي قنال (p). ونلاحظ أن خواصه مماثلة ولكن بشكل معاكس لتلك التي بيناها للترانزيستور MOSFET نوع إغناء ذي القنال (n).



(a) Schematic of physical structure (b) Symbol

(c) Transfer and i_D–v_{DS} characteristics

الشكل (12-5)

مع أن الـMOSFET نوع إغناء محصوراً في مجال عمله أكثر من نوع الإفقار depletion، فإنه مفيد في تطبيقات الدارات المتكاملة بسبب من بساطة بنيته simple construction وميزة استخدامه في الدارات المتكاملة الرقمية بجهود تغذية منخفضة وحيدة single low- voltage supplies. إن البوابة بالنسبة لكلا النوعين من الـ MOSFET ذي القناة (p) وذي القناة (n)، تكون مصنوعة من المعدن وموضعة

على الطبقة العازلة والمصنوعة من أوكسيد السيليكون. يبدأ بناء الترانزيستور MOSFET نوع enhance ment بمادة من النوع (p) تشكل الأساس substrate بالنسبة للترانزيستور ذي القنال (n)، أو بمادة من النوع (n) بالنسبة للترانزيستور ذي القنال (p). على هذه المادة الأساس يتم انتشار مادة من نوع معاكس على طرفي الأساس لتشكيل نهايتي المصرف والمنبع. نلاحظ أن الرمز symbol للترانزيستور MOSFET نوع إغناء، والمبين بالأشكال (5-11,12) يظهر خطاً متقطعاً broken line بين المنبع والمصرف ليشير إلى عدم وجود قنال موصلة في الحالة الابتدائية لعمل هذا الترانزيستور.

مسألة محلولة (5-3):

حدد قيمة التيار (i_D) للترانزيستور MOSFET نوع إغناء ذي القنال n، بمعرفة أن: $V_T = 3.5\ V$ عندما يكون: $\mathfrak{K} = 0.3mA/V^2$ ، وأن V_{GS} يعطى حسب الحالات التالية:

$a)3V \qquad b)4V \qquad c)5V$

الحل:

باستخدام المعادلة (5-18) نجد:

$$a)i_D = \mathfrak{K}(V_{GS} - V_T)^2 = 0.3(3-3)^2 = 0mA$$

$$a)i_D = 0.3(4-3)^2 = 0.3mA$$

$$c)i_D = 0.3(5-3)^2 = 1.2mA$$

5-5) انحياز الترانزيستور FET

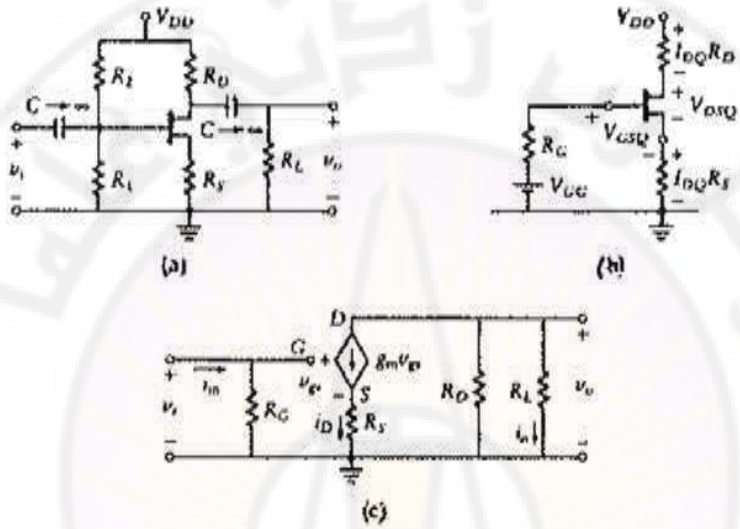
BIASING of FETs:

بشكل عام يمكن استخدام نفس الدارات الأساسية التي استخدمت في انحياز الترانزيستور (BJTs)، لتستخدم في انحياز الترانزيستورات JFET والـMOSFET نوع depletion. إلا أنه، بالنسبة للمنطقة الفعالة للترانزيستور JFET والـ MOSFET نوع الإفقار، فإن قطبية (V_{GS}) يجب أن تكون معاكسة لتلك القطبية المفروضة على منبع الجهد المطبق على المصرف. في اختيار نقطة العمل، فقد لا يتوفر جهداً ذو قطبية معاكسة من منبع التغذية لمواجهة متطلبات الانحياز لهذه الترانزيستورات.

لذلك قد يكون من الضروري حذف المقاومة (R_2)، بحيث نحتاج فقط لمنبع جهد واحد ذي قطبية ملائمة، وهذا ما يسمى بالانحياز الذاتي (Self bias)، حيث يتم انحياز البوابة بشكل ملائم عن طريق هبوط الجهد على مقاومة المنبع (R_S)، وهو غير مسموح به في الترانزيستورات (BJT) لأنه يجعل وصلة الباعث قاعدة لها منحازة عكسياً. أيضاً ليس من الممكن دائماً إيجاد قيم مقاومات انحياز لإنجاز نقطة عمل معينة. في مثل هذه الحالات، يجب اختيار نقطة عمل جديدة للوصول إلى حل لهذه المسألة.

لنفرض في دراسة الانحياز هذه، أن لدينا مكبر JFET ذا المنبع المشترك (cs) والمبين بالشكل (13-5). تكون طرق الانحياز المتبعة مماثلة لترانزيستورات الـ MOSFET نوع إفقار. يومن وضع مقاومة في طرف المنبع للترانزيستور (R_S) خطية أكبر للدارة ولو أنها تسبب نقصاناً في كسب الجهد. بكلمات أخرى، تزود هذه المقاومة الدراة بتغذية خلفية سالبة negative Feed back، تكون مفيدة في إنقاص اللاخطية للمكبر (FET) بالإضافة إلى استقرار نقطة العمل.

يبين الشكل (13a-5) مكبر FET يستخدم منبع جهد (dc) واحد للانحياز. من قانون ثفنن نوجد الدراة المكافئة لدارة الانحياز والمبينة بالشكل (13b-5)، حيث نجد حسب قاعدة ثفنن:



الشكل (5-13)

$$R_G = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{.....(5-21)}$$

$$V_{GG} = \frac{V_{DD} R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{.....(5-22)}$$

بما أنه يوجد ثلاثة متغيرات مجهولة (I_{DQ} , V_{GSQ} , V_{DSQ})، فإننا بحاجة لثلاث معادلات (dc) لحل الدارة المستمرة السابقة (4-13b). تشكل المعادلة الأولى المستمرة من حلقة البوابة – منبع، كما يلي:

$$V_{GG} = V_{GSQ} + I_{DQ}R_S \quad \text{.....(5 – 23)}$$

نلاحظ أنه بما أن تيار البوابة يساوي الصفر فإن هبوط الجهد عبر المقاومة (R_G) يساوي الصفر. المعادلة الثانية المستمرة توجد من قانون كيرشوف لحلقة المصرف – منبع، كما يلي:

$$V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ}(R_S + R_D) \quad \text{.....(5 – 24)}$$

إن المعادلة الثالثة المستمرة الضرورية لإنجاز نقطة الانحياز توجد من المعادلة السابقة (5-1)، التي نكررها هنا عند نقطة العمل حيث: $V_{GS} = V_{GSQ}$, $I_D = I_{DQ}$

$$\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}} = (1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P})^2 \quad \text{.....(5 – 25)}$$

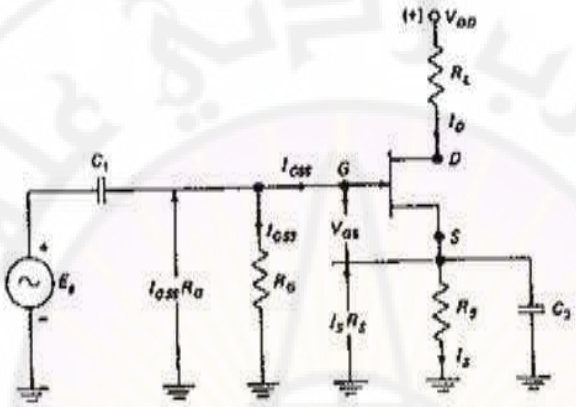
تكون هذه المعادلات الثلاثة كافية لإنجاز الانحياز لترانزيستور الـJFET والـMOSFET نوع إفقار.

نلاحظ أننا لا نحتاج دائماً لوضع النقطة (Q) في مركز خط الحمل المتناوب (ac) كما فعلنا في انحياز الترانزيستور (BJT). هذا بسبب أن مكبرات الـFET تستخدم عادة كمرحلة تكبير في دخل أي نظام إلكتروني بسبب ميزة مقاومة الدخل العالية لها. من هذا، فإن مستويات الجهد التي تتعامل بها هذه المكبرات صغيرة نسبياً، وبحيث لا نحتاج لتصميم دارة المكبر بتأرجح إشارة كبير كما كنا نفعل في الترانزيستورات BJT. سبب آخر، هو أن منحنيات الخواص للترانزيستورات (FET) هي غير خطية عموماً، وبالتالي فإن تطبيق تأرجح إشارة دخل كبيرة يؤدي إلى تشويه الإشارة في المخرج.

(5-5-1) دارة الانحياز الذاتي للترانزيستورات JFET

JFET Self- Bidas:

يبين الشكل (14-5) دارة الانحياز الذاتي لترانزيستور (JFET). حيث نحصل على الانحياز عن طريق تدفق التيار خلال المقاومة (R_S) وعودته عن طريق المقاومة (R_G) إلى البوابة.



الشكل (14-5)

إذا طبق مولد الإشارة (Eg) مباشرة على البوابة بدون وجود المكثفة (C_1)، فإن جهد البوابة سيكون من جهد الأرض ولا حاجة لوضع المقاومة (R_g)، ويبقى دوماً الجهد (V_{GS}) ناتجاً عن هبوط الجهد على المقاومة (R_S) كما رأينا في الفقرة السابقة. لكن من الناحية العلمية بما أنه يطبق على دارات الترانزيستور إشارات متناوبة غير صافية وإنما تحتوي على بعض المركبات المستمرة غير ملائمة لانحياز الترانزيستور، لذلك توجب وضع المكثفة على مدخل دارة الترانزيستور لعزلها عن مركبات التيار المستمر المحتملة في الدخل. في هذه الحالة يجب وضع المقاومة (R_G) كما مبين بالشكل (14-5)، أو مجزئ جهد (R_1 , R_2) كما في الشكل السابق (13a-5)، وذلك كي

لا تصبح دارة البوابة مفتوحة من الناحية المستمرة. أي أن المقاومة (R_G) تقدم مسارا للتيار المستمر المطبق على البوابة، وبذلك تعمل على إبقاء جهد البوابة قريبا من الصفر أو من قيمة معقولة للانحياز.

إذا اخترنا المقاومة (R_G) منخفضة القيمة فهذا ملائم للانحياز، لكن سيعمل على تخريب مقاومة الدخل الكبيرة للترانزيستور (JFET) مما يلغي السبب الرئيسي لاستخدامه، وهو الاستفادة من كبر ممانعة دخله، مما يفرض علينا اختيار مقاومة انحياز بوابة (R_G) كبيرة. إلا أن استخدامنا لمقاومة (R_G) عالية قد يسبب لنا مشكلة انحياز غير مرغوبة وهي احتمال هبوط جهد عليها (نتيجة مرور تيار التسريب للبوابة بها) قد يؤدي إلى تحول الانحياز العكسي للبوابة إلى انحياز أمامي مما يؤدي إلى تخريب عمل الترانزيستور. فمثلاً إذا اخترنا قيمة مقاومة البوابة ($R_G = 100M\Omega$)، وبفرض أن تيار التسريب للبوابة ($I_{GSS} = 10nA$) فإن البوابة ستكون عند جهد أعلى من الأرض بالمقدار:

$$V_G = 100 \times 10^{-9} \times 10 \times 10^6 = 1V$$

فلتأمين مثلاً جهد بوابة – منبع عكسي للشكل (14-5) مساوٍ $V_{GS} = 3v$ يجب أن يكون جهد المنبع source مساوياً ($V_S = 4V$) وذلك باختيار قيم مناسبة لتيار المصرف (I_{DS}) ومقاومة المنبع (R_S). لكن باعتبار أن تيار التسريب (I_{DSS}) تابع لدرجة الحرارة كما هو معروف فإن قيمته قد تزاح إلى قيمة أعلى مثلاً (100nA) مما سيسبب هبوط جهد على طرف البوابة ($V_G = 10V$)، مما سيؤدي إلى انزياح نقطة العمل ليصبح جهد البوابة – منبع أمامياً، وهذا مما يخرب عمل الترانزيستور. لذلك يجب أثناء تصميم دارات الترانزيستور (JFET) اختيار المقاومة R_G (إذا كان لابد منها) بحيث تقع بين حدين أعلى وأدنى لا يتم تجاوزهما. يمكن حل دارة الانحياز الذاتي

$$I_D = I_S + I_{GSS} \quad \text{.....(5 - 26)}$$

$$V_G = V_{GS} + V_S \quad \text{.....(5 - 27)}$$

$$I_{GSS} R_G = V_{GS} + (I_D - I_{GSS}) R_S$$

بحل المعادلة بالنسبة لـ V_{GS} نجد:

$$V_{GS} = -I_D R_S + I_{GSS}(R_S + R_G) \quad \text{.....(5 - 28)}$$

هذه هي العلاقة الدقيقة لحساب جهد الانحياز العكسي V_{GS} للترانزيستور JFET قناة (n)، التي يمكن كتابة معادلة مشابهة لها بالنسبة للترانزيستور ذي القناة (P)، مع الانتباه إلى اتجاه التيارات وقطبيات الجهود.

ففي العلاقة (28-5)، إذا اخترنا (R_G) كبيرة نسبياً قد يصبح الحد الثاني من المعادلة أكبر من الحد الأول مما يؤدي لأن يصبح (V_{GS}) موجباً، أي انحياز أمامي للترانزيستور ذي القناة (n) مما يؤدي إلى تخريب عمل الترانزيستور.

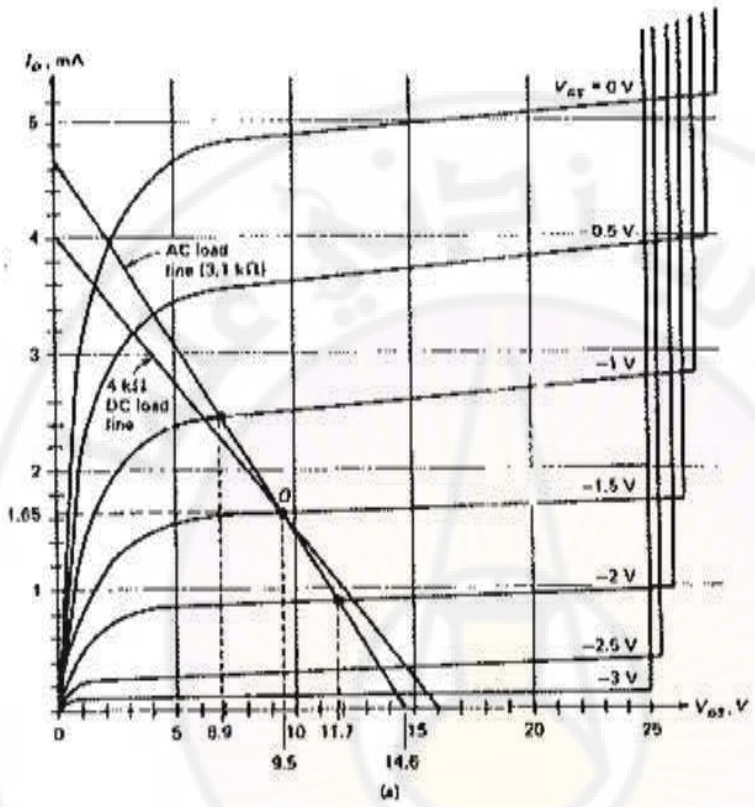
في معظم التطبيقات العامة يمكن إهمال قيمة I_{GSS} بسبب صغرها، واعتبار أن:

$$V_{GS} = -I_S R_S \quad \text{.....(5 - 29)}$$

5-6) التحليل البياني لمكبرات الـFET

Graphic Analysis of FET Amp

يبين الشكل (5-15b) دارة مكبر (JFET)، حيث تم اختيار نقطة العمل (Q) عند: $V_{GS} = -1.5V$، و $V_{DS} = 0.5V$ وذلك على سبيل المثال.

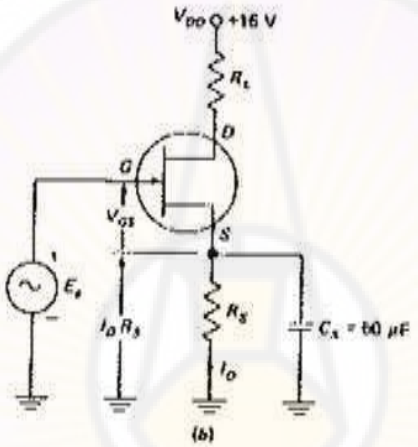


نختار نقطة العمل حسب فرضية المسألة على منحنيات الخواص شكل (5-15a). من نقطة العمل (Q) نجد أن: I_{DQ} = 1.65mA. بنفس الطريقة رسم خطوط الحمل في الترانزيستور (BJT)، نقوم بذلك في الترانزيستور (JFET)، على هذا الأساس نجد أن نقطة تقاطع خط الحمل المستمر (dc) للمكبر على محول V_{DS} هو (16V)، ويؤدي هذا الخط إلى تقاطعه مع محور (I_D) عند النقطة (4mA)، عند مروره بنقطة العمل (Q). من خط الحمل المستمر (dc) نجد:

$$R_{dc} = \frac{V_{DD}}{I_D} = \frac{16}{4mA} = 4K\Omega$$

وهذه القيمة تساوي:

$$R_{dc} = 4K\Omega = R_S + R_L$$



الشكل (5-15)

الآن من معادلة حلقة الدخل لبوابة الترانزيستور نجد:

$$V_{GS} = -I_{DQ}.R_S$$

$$R_S = |\frac{V_{GS}}{I_{DQ}}| = \frac{1.5}{1.65mA} \cong 900\Omega$$

ومنه:

$$R_L = R_{dc} - R_S = 4K - 0.9K = 3.1K$$

سنرى فيما بعد أن وجود المكثفة (C_S) على التوازي مع (R_S) يجعل ربح الجهد للمكبر أعلى.

الآن نرسم خط الحمل المتناوب (ΛC) بعد أن عرفنا ميله وهو: $R_{ac}=R_l=3.1K$، وبحيث يمر من نقطة العمل (Q). يمكن حساب نقطة تقاطع هذا الخط مع محور (V_{DS}) بالطريقة نفسها المعروفة للترانزيستور (BJT). فإذا حسبنا هذه القيمة نجد أن نقطة التقاطع هذه هي عند ($V_{DS} = 14.6V$).

لنحاول الآن أن نحسب ربح الجهد لهذا المكبر بيانياً كما يلي: بفرض أن أقصى تغير لجهد الدخل أي بالجهد (V_{GS}) مساوياً ($+0.5V$) حول نقطة العمل (V_{GSQ}= -1.5V)، هذا يعني أن التغير هو بين المنحنيين (V_{GS}= -1V) و (V_{GS} = -2V). تقاطع هذين المنحنيين مع محور (V_{DS}) الذي هو جهد الخرج (v_O)، هو عند النقطتين (V_{DS} = 6.9V) و (V_{DS} = 11.7V)، ومنه نجد ربح الجهد لهذا المكبر كما يلي:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{E_g} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} = \frac{11.7 - 6.9}{(-2) - (-1)} = -4.8$$

الإشارة السالبة للجواب تعني وجود فرق بالطور بين الدخل و الخرج.

5-7) التأثيرات الحرارية في الترانزيستور FET

FET Temperature Effects:

إن تغيرات درجة الحرارة تسبب تغيرات كبيرة في نقطة الانحياز للترانزيستورات

(BJT) كما رأينا سابقاً. لحسن الحظ، فإن عدم الاستقرار الحـــراري temperature instability ليس مشكلة بالنسبة للترانزيستورات ذات الأثر الحقلي FET. مع ذلـــك فإن تيار المصرف يتأثر إلى حد ما بتغيرات درجة الحرارة التي يجب أن نأخذها بعـــين الاعتبار عند تصميم هذه المكبرات في الحالات التي تعمل فيها ضمـــن أوســـاط ذات درجات حرارة متغيرة بشكل كبير. من المصرف أيضاً أن زيادة درجة الحرارة تـــؤدي إلى زيادة تيار التسريب الموجود بين البوابة والمنبع.

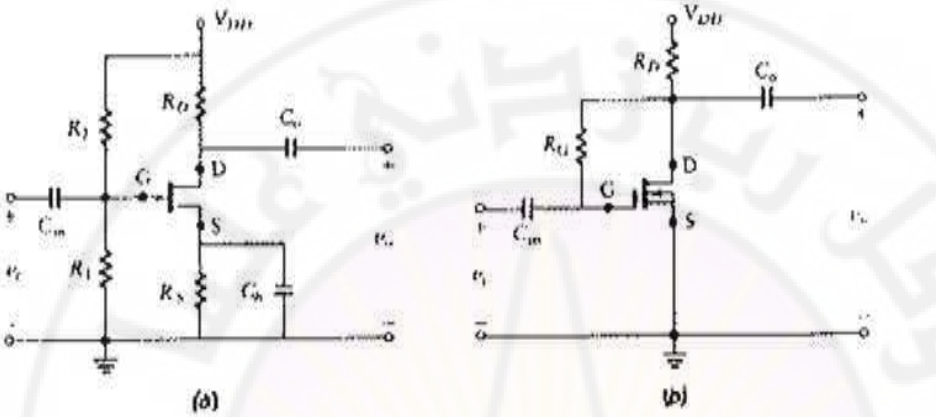
إن زيادة درجة الحرارة لمكبر الـــ FET يميل إلى إنقـــاص حركيـــة حوامـــل الشحنات في قنال الترانزيستور FET، مما ينقص من عدد حوامل الشحنات وبالتـــالي نقصان تيار المصرف. من جهة أخرى، فإن زيادة درجة الحرارة تعمل علـــى تضييـــق المنطقة المحرمة، مما يؤدي إلى زيادة في تيار المصرف. نلاحـــظ أن هذيـــن التأثـــيرين متعاكسين، مما يعطي الترانزيستور FET معاملة الحراري المنخفض نسبياً. هذا يعـــني أن تغيرات التيار المصرف نسبياً صغيرة مع تغيرات كبيرة في درجة الحرارة.

بالنسبة لبعض الأنواع مـــن الـــ FET، فـــإن صـــانعي أنصـــاف النواقـــل manutacfurers يحددون تيار مصرف ساكن حيث يعطي معاملاً حرارياً قريباً مـــن الصفر.

بما أن المعامل الحراري temperature coefficient لا يساوي الصفر عملياً، فإنه من المفيد عملياً أخذ موضوع استقرار الانحياز بعين الاعتبـــار عنـــد تصميـــم دارات الـــ FET.

من الطرق البسيطة المتبعة استخدام مقاومة منبع تولد تغذيـــة خلفيـــة ســـالبة negative feed back، وذلك كما هو مبين في الشكل (5-16a). في هـــذه الـــدارة، حينما يزداد تيار المصرف (i_D)، يصبح (V_S) أكثر إيجابية، (V_{GS}) مما يـــؤدي إلى أن

يصبح أكثر سلبية، وإلى إنقاص تيار المصرف (i_D). تعني هذه النتيجة أن مقدار النغـ
بقيمة (i_D) تتناقص. يبين الشكل (5-17) تفسيراً لذلك بشكل بياني graphically.

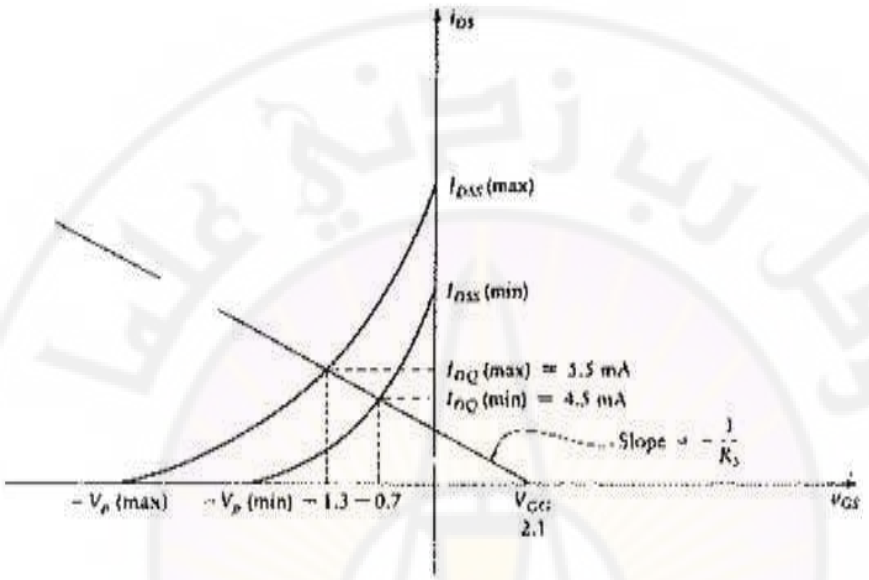


الشكل (5-16)

يزودنا صانعو الترانزيستورات عادة بمجال لقيـــم (V_P) و (I_{DSS}). يســتخدم منحني (i_D-V_{GS}) المبين بالشكل (5-17) لحساب القيمتين الحديتين لهذه المعـــاملات. نلاحظ بما أنه عند زيادة مقاومة المنبع، يتناقص التغير في (I_{DS})، فإن هذا يسمح لنـــا بتصميم المكبر لإنقاص التغيرات المحتملة على تيار المصرف. قيمة نموذجية لـــ (R_S) تسمح بانزياح معقول لـــ deviation (I_{DQ}) هو أن تكون حوالي 10% مـــن قيمـــة المقاومة (R_D).

في الترانزيستور MOSFET يمكن تحسين استقرار الانحياز بالطريقة نفسها، ولـو أن الدارة المستخدمة لذلك تكون عادة أبسط، وهي مـــا تبينـــه الـــدارة في الشـــكل (5-16b). في هذه الدارة، وفي حالة زيادة التيار (i_D) يأخذ (V_{DS}) بالتنـــاقص، ممـــا

يؤدي إلى تناقص (V_{GS}) ($V_{GD} = 0$)، مما يؤدي بدوره حسب منحنيات الخواص إلى تناقص في التزايد الأصلي للتيار (I_D). هذا أيضاً يعبر عن عملية تغذية خلفية سالبة.



الشكل (5-17)

مسألة محلولة (5-4):

حدد قيم مقاومات المنبع والمصرف للمكبر JFET المبين في الشكل (5-16a) الذي سوف يسمح فقط بانزياح 10% من التيار (I_{DQ})، في حالة معرفة الموصفات التالية:

1- مجال تغير V_P بين 5V- إلى 8V-.

2- مجال تغير I_{DSS} بين 7mA إلى 10mA.

3- القيمة الاسمية لـ I_{DQ} هي 5mA.

4- وحدة التغذية المستمرة: $V_{DD} = 12V$.

5- جهد المنبع - معروف: $V_{DSQ} = 4V$.

الحـــل:

إن تغيراً في I_{DQ} يساوي 10% يعـــني تغـــيراً مـــن قيمـــة دنيـــا مقدارهـــا: 4.5mA=0.1x5mA-5mA، إلى قيمة عظمى مقدارها: $5mA + 0.1 \times 5mA = 5.5mA$.

إن تقاطعات هذه القيم على المنحني في الشكل (5-17) يعطي تغيراً لـــــ V_{GS} من $-1.3V \rightarrow -0.7V$. ومنه نحسب مقاومة المنبع كما يلي:

$$R_S = \frac{\Delta V_{GS}}{\Delta I_{DQ}} = \frac{-0.7-(-1.3V)}{5.5-4.5mA} = \frac{0.6V}{1mA} = 600\Omega$$

يتقاطع الخط المار خلال هذه النقاط بمحور V_{GS}، عند نقطة V_{GG} التي تساوي: $V_{GG} = +2.1$. ومنه:

$$V_{GSQ} = V_{GG} - I_{DQ}R_S = 2.1 - 5 \times 0.6 = -0.9V$$

$$V_{DD} = V_{DSQ} + (R_S + R_D)I_{DQ}$$

$$= R_S + R_D = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} = \frac{12-4}{5mA} = 1.6K\Omega$$

then

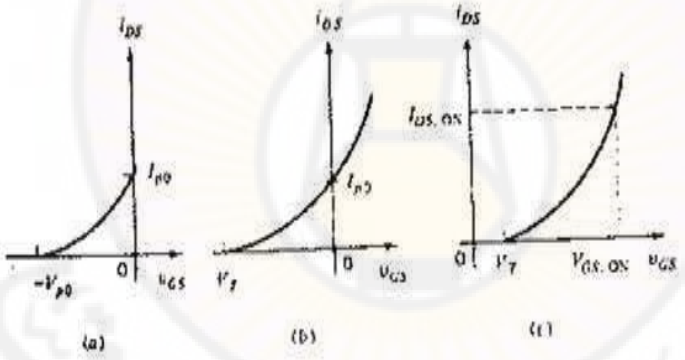
$$R_D = (R_S + R_D) - R_S = 1.6K - 0.6K = 1K\Omega$$

إذاً باختيارنا لـــ $R_S = 600\Omega$ يمكن أن نؤكد أن I_{DQ} لن يتغير أكثر من 10% لأي تغير في معاملات الترانزيستور (V_P ، I_{DSS})، من خلال مجال محدد.

5-8) مقارنة بين منحنيات خواص التحويل للأنواع الثلاثة للترانزيستور FET:

comparision of the three Types of FET:

يمكن بشكل مفيد إجراء مقارنة بين الأنواع المختلفة للترانزيستور (FET)، عن طريق منحنيات خواص التحويل الخاصة بها وهي عبارة عن منحنيات (i_{DS} , V_{GS}). في منطقة العمل الطبيعية وهي التي تقع بين الاختناق pinch- off والانهيار breakdown – فإن تيار المصرف (i_D) يكون مستقلاً عن جهد المصرف – منبع (V_{DS}). يبين الشكل (5-18)، هذه المنحنيات للأنواع الثلاثة الرئيسية للترانزيستور FET، ذي القنال (n).



الشكل (5-18)

يبين الشكل (5-18a) منحني خواص التحويل لترانزيستور JFET ذي قنال (n). نلاحظ من المنحني أنه يوجد تيار مصرف معتبر من أجل $V_{GS} = 0$. يتم التحكم

بتيار المصرف عن طريق تطبيق جهد بوابة – منبع (V_{GS}) سالب. لو رغبنا بأن يعمل هذا الترانزيستور كمكبر، فسوف نحتاج إلى جهد انحياز سالب بين البوابة والمنبع، بحيث أن الإشارة المطبقة على الدخل سوف تغير تيار المصرف إلى أعلى وأسفل هذه القيمة السالبة لجهد الانحياز. عادة يقدم صانعوا الترانزيستور القيم الخاصة لـ (V_P ، I_{DSS}).

يبين الشكل (5-18b) منحني خواص التحويل لترانزيستور MOSFET نوع إفقار Depletion ذي قناة (n) ويدعى أحياناً بالترانزيستور MOSFET ذي القناة المسبقة الصنع. نلاحظ على المنحني وجود كلاً منطقتي الإفقار والإغناء، ووجود تيار لا بأس به عند $V_{GS} = 0$، ولو أنه يكون بشكل عام أقل من ذلك الموجود في الترانزيستور JFET . يبدأ تيار المصرف بالتدفق فقط عندما يصبح جهد البوابة – منبع (V_{GS}) أكبر من جهد العتبة السالب (V_T) والمسمى بجهد الاختناق (V_P). يعتبر المعاملان (I_{DSS} ، V_T)، قيماً محددة في النشرات الفنية لصانعي الترانزيستورات.

يبين الشكل (5-18c) منحني خواص التحويل لترانزيستور MOSFET نوع إغناء Enhancement ذي قناة (n). في هذا الترانزيستور لا يتدفق أي تيار مصرف (i_D) عندما ($V_{GS} = 0$). يبدأ التيار بالتدفق عندما يطبق على بوابة الترانزيستور جهد موجب (V_{GS}) وأكبر من جهد العتبة (V_T) الذي يسمح بتشكل قناة كافية لمرور التيار بين المنبع والمصرف. بعد هذه النقطة ($V_{GS} = V_T$) فإن منحني الخواص مماثل لما هو موجود في الترانزيستور MOSFET نوع إفقار. أيضاً هنا فإن صانعي الترانزيستورات يحددون قيم نوعية خاصة للمعاملين (V_T)، و ($I_{DS,on}$) الموافقة للقيمة المحددة للجهد ($V_{GS,on}$).

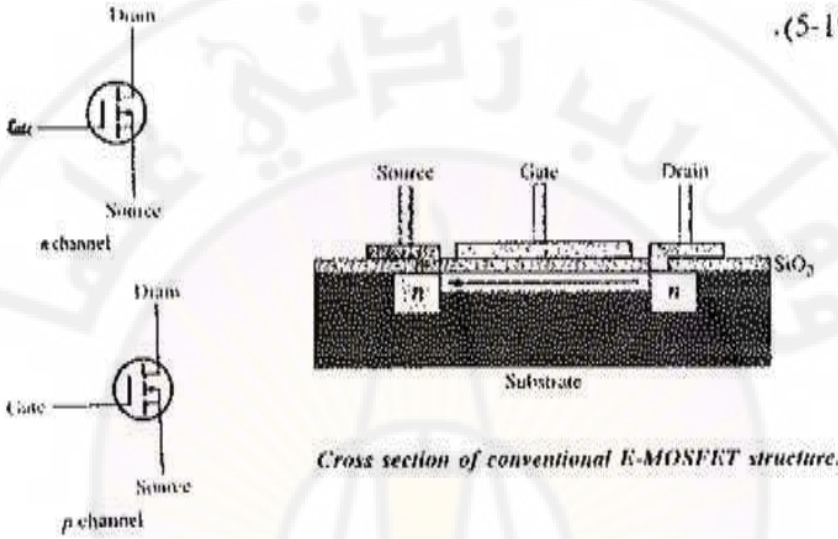
5-9) أنواع أخرى من الترانزيستورات FET:

Other Types of FET:

5-9-1) ترانزيستورات الاستطاعة MOSFET:

Power MOSFET:

إن الترانزيستور MOSFET نوع إغناء التقليدي conventional لديه قنال جانبية رقيقة طويلة long thin lateral channel وذلك كما هو مبين بالشكل (5-19).



Cross section of conventional E-MOSFET structure.

الشكل (5-19)

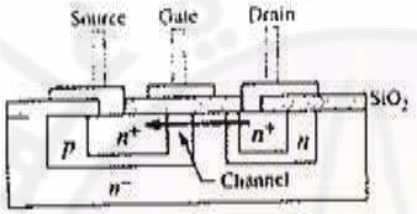
هذه القنال الطويلة تقدم مقاومة مصرف – منبع عالية نسبياً وتحد من تشغيل الترانزيستور E- MOSFET على التطبيقات ذات الاستطاعات المنخفضة. عندما تكون البوابة موجبة تتشكل هذه القنال بالقرب من البوابة بين المنبع والمصرف، كما هو مبين بالشكل (5-19). لهذا السبب تم تصنيع ترانزيستورات MOSFET أخرى بغرض تمرير استطاعات أعلى.

5-9-1-1) الترانزيستور MOSFET مضاعف التطعيم الجانبي:

Lateral Double Diffused MOSFET (LDMOSFET):

هذا النوع LDMOSFET من الترانزيستورات مصمم لتطبيقات الاستطاعة

Power application. هذا الترانزيستور لديه قنال أقصر -بين المصرف والمنبع- مما هو موجود في الترانزيستور E- MOSFET التقليدي. القنال الأقصر هذه تقدم مقاومة مصرف – منبع منخفضة مما يسمح بتمرير تيارات أعلى. يبين الشكل (5-20) البنية الأساسية لهذا الترانزيستور.



Cross section of LDMOSFET structure.

الشكل (5-20)

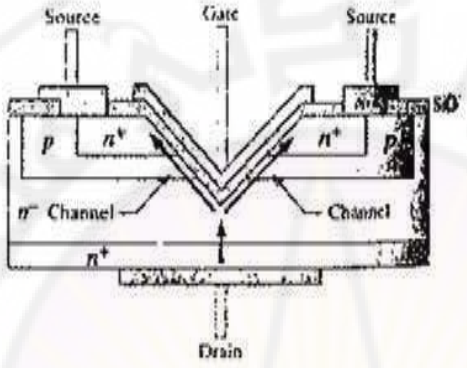
عندما تكون البوابة موجبة، تتشكل قناة (n) قصيرة جداً داخل الطبقة (p) بين المنبع ذو التطعيم الكبير heavily doped source والمنطقة (n^-). يتدفق عندها التيار من المصرف عبر المناطق (n) والقنال المحرضة induced channel وإلى المنبع، كما هو مبين بالشكل.

5-9-1-2) الترانزيستور ذي الشكل V:

V MOSFET:

يعتبر الترانزيستور MOSFET ذي التحويف (V) groove، نوعاً آخر من الترانزيستورات E- MOSFET التقليدية مصمماً لإنجاز نقل استطاعة أعلى بواسطة صنع قنال أعرض وأقصر بمقاومة أقل وذلك بين المصرف والمنبع. من الواضح أن القنال

(الممر للتيار) الأعرض والأقصر تسمح بمرور تيارات أعلى وبالتالي تبديد اســـتطاعات أكبر. يبين الشكل (5-21) مثل هذا الترانزيستور.



Cross section of VMOS structure.

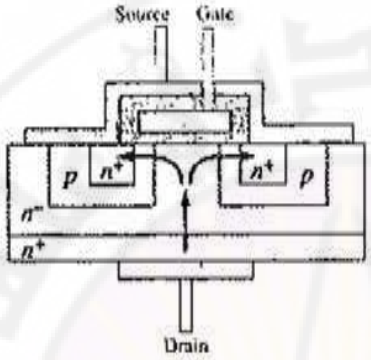
الشكل (5-21)

نلاحظ من الشكل (5-21) أن الترانزيستور (V MOS) لديه توصيلـــتي منبـــع two source connections، وصلة البوابة من الأعلى، ووصلة المصرف من الأســـفل. تتحرض القنال بشكل عمودي vertically على طول جوانب التحويف ذي الشـــكل (V) بين المصرف (n^+) ووصلات المنبع. إن طول القنال تحدد بواسطة سماكة الطبقـــات المحكومة controlled بكثافة التطعيم doping densities وزمن الانتشـــار diffusion time أكثر مما هو محكوم من قبل أبعاد الترانزيستور.

5-9-1-3) الترانزيستور MOSFET ذي الشكل T

TMOS transistor:

يشبه هذا الترانزيستور النوع السابق VMOS عدا أنه لا يستخدم تحويفا بشكل (V)، وبالتالي هو أسهل في عملية التصنيع. يبين الشكل (22-5) بنيـــة الترانزيســتور TMOS.



Cross section of TMOS structure.

الشكل (22-5)

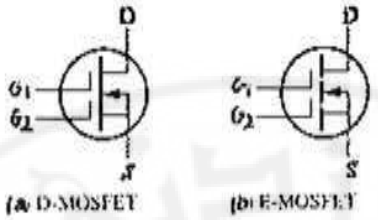
تركيب البوابة بحيث تكون مطمورة embodied داخل طبقة ثـــاني أوكســيد السيليكون silicon dioxide العازلة، ويمتد المنبع source على كامل الســطح. مــن ميزات هذا الترانزيستور أنه يحقق كثافة تعبئة Packaging density أكبر من ســـابقه VMOS Packaging density، ولكنه يحفظ بنفس الوقت مــيزة القنـــال العموديـــة القصيرة.

5-9-2) الترانزيستور MOSFET ذو البوابتين:

Dual – gate MOSFET:

يمكن لهذا الترانزيستور MOSFET ذي البوابة المزدوجة أن يكون من النـــوع

إفقار depletion أو إغناء Enhancement. الفرق الجديد هو وجود البوابتين فيه، وذلك كما يظهر من الرمز المبين في الشكل (5-23).



Dual-gate n-channel MOSFET symbols.

الشكل (5-23)

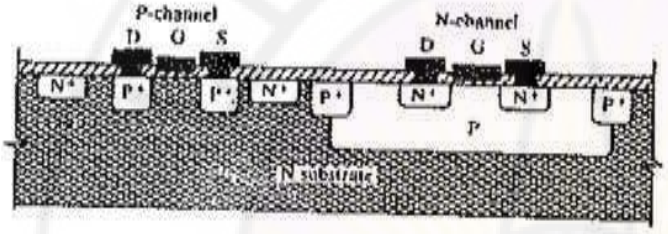
كما رأينا سابقاً فإن، السيئة الرئيسية في الترانزيستورات (FET) هي بمكثفة دخله العالية نسبياً، التي تحد استخدامه في الترددات العالية. وجود البوابتين في العنصر الجديد يؤدي إلى إنقاص مكثفة الدخل الخاصة به، مما يجعل هذا الترانزيستور مفيداً في تطبيقات المكبرات (R_F) ذات الترددات العالية. هنالك ميزة أخرى لهذا الترانزيستور بتركيبة البوابة المزدوجة هي أنه يسمح بسهولة أكبر بما يسمى بالـ (AGC) التحكم الآلي بالربح automatic gain control وذلك في بعض المكبرات الراديوية.

5-9-3) دارة CMOS:

CMOS Circuit:

هذا نوع آخر من الدارات المتكاملة الرقمية التي تستخدم معاً ترانزيستورات NMOS و PMOS نوع إغناء enhancement مزروعين embedded على نفس الأساس. تدعى هذه الدارات بدارات MOS المتممة complementary MOS أو CMOS. يعتبر تركيبها أكثر صعوبة من كلا الدارتين N MOS أو PMOS كُلاً لوحدها، لكنها تملك إنجازاً أفضل خاصة فيما يتعلق بسرعة التبديل. يبين الشكل (5-24x) مقطع عرضاني cross- sectional لدارة CMOS تحتوي على ترانزيستورين

PMOS و NMOS. نلاحظ أنه من الضروري زرع embed طبقة نوع p- type داخل الأساس (N) بالنسبة للترانزيستور NMOS. هذه الطبقة (p)، التي تدعى في أكثر من الأحيان Tub (حوض) فردوية لتشكيل ترانزيستور NMOS ذو قنال محرضة من النوع (n). نلاحظ أيضاً وجود مناطق (P+ , N+) مستخدمة لعزل الترانزيستورات عن بعضها.



Complementary MOS (CMOS) integrated circuit containing both NMOS and PMOS devices

الشكل (5-24)

5-10) الطبقة القاعدية (الأساس):

Substrate:

نلاحظ أنه في الترانزيستورات FET، وليكن مثلاً الترانزيستور NMOSFET المبين بالشكل السابقة (5-11b)، تدعى المنطقة (p) بالأساس substrate. نلاحظ أن التركيبة: منبع أساس- مصرف تشكل ترانزيستوراً (BJT) طفيلياً من النوع npn. للتأكد من عدم تأثير هذا الترانزيستور الطفيلي (الناتج بسبب طريقة تصنيع الترانزيستورات MOSFET)، يجب العمل على جعله في حال قطع cut off. لذلك

ومن الشكل (5-11b) يجب أن يوصل الأساس إلى نقطة الأرض ground. بشكل عام وفي التطبيقات العملية يوصل الأساس في الترانزيستور NMOSFET إلى الكمون الأكبر سلبية المتوفر في الدارة، والعكس بالنسبة للترانزيستور P MOSFET.

في الواقع يؤثر جهد الأساس substrate voltage على جهد العتبة (V_T) وعلى خواص التحويل. يبين الشكل (5-24) تغير جهد العتبة (V_T) مع تغير جهد المنبع- أساس (V_{SB}) لترانزيستور MOSFET نموذجي. نظرياً يمكن البرهان أن:

$$V_{TN}(V_{SB}) \approx V_{TN}(o) + K\sqrt{V_{SB}} \quad \ldots\ldots(5-30)$$

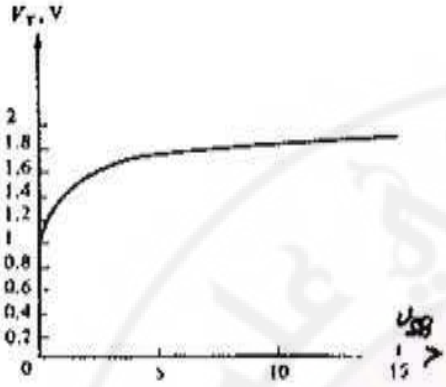
حيث $V_{TN}(V_{SB})$ جهد العتبة عن عند جهد (V_{SB}) معين، V_{TN} (O) هو جهد العتبة عند ($V_{SB} = 0$)؛ k يدعى بثابت التناسب constant of proportionality ويعتمد على عرض وطول وإشابة الترانزيستور FET المستخدم: والقيم النموذجية لـ (K) هي بين (0.25-2).

يتأثر تيار المنبع- مصرف أيضاً بتغير جهد الأساس، وذلك نتيجة لتغير جهد العتبة بتغير جهد المنبع- أساس. فمثلاً بالنسبة لترانزيستور MOSFET في منطقة الإشباع، يمكننا أن نكتب:

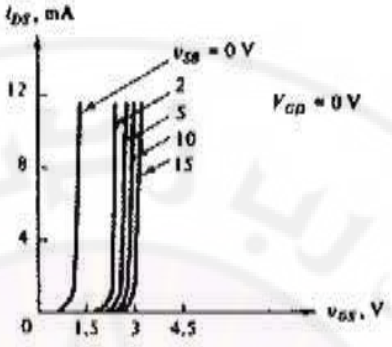
$$i_D = \Re[V_{GS} - V_{TN}(V_{SB})]^2$$

$$\approx \Re[V_{GS} - V_{TN}(o) - K\sqrt{V_{SB}}]^2 \quad \ldots\ldots(5-31)$$

يبين الشكل (5-25) النتائج العملية التي نحصل عليها لترانزيستور NMOSFET نموذجي موصول بحيث $V_{GS} = 0$، وبقيم متعددة لـ V_{SB}.



الشكل (5-24)



الشكل (5-25)

5-11) إمكانية- عكس المصرف والمنبع:

Reversibility of Drain and Source:

تصنع الترانزيستورات (FET) في كثير من الأحيان بحيث أنه يمكن تبديل المصرف والمنبع ببعضهما بدون تغيير واضح في منحنيات الخواص لها (i , V). معظم العاملين ينبهون أحياناً إلى أن ترانزيستوراتهم الـ (FET) تقدم عملاً متناظراً symmetrical. في هذه الحالة نحن عادة نصطلح أن الترانزيستور ذي القنال (n) مثلاً، يكون المنبع فيه بحيث تتدفق الإلكترونات منها، بينما يكون المصرف فيه بحيث تدخل أو تصرف فيه هذه الإلكترونات، والعكس بالنسبة للقنال (p). أي أن الترانزيستور ذا القنال (p)، يكون المنبع فيه بحيث تتدفق الثقوب منه (أي تدخل الإلكترونات)، بينما يكون المصرف فيه بحيث تدخل هذه الثقوب فيه.

يجب التنبه إلى ملاحظة هامة هنا، هي أن إمكانية عكس نهايات الترانزيستورات

خاصة فقط بالترانزيستورات (FET). لو أردنا أن نقوم بالعمل نفسه في الترانزيستورات (BJT)، أي حاولنا أن نعكس في الترانزيستور (BJT) نوع (npn) مثلاً نهايات المجمع والباعث، بحيث يكون جهد الباعث مجمع موجباً (بينما يجب أن يكون سالباً)، فإن منحنيات خواص الترانزيستور (i , V) تتخرب بشكل مأساوي، حيث أن العلاقة بين تيار القاعدة وتيار المجمع ($i_C = h_{FE} . i_B$)، تصبح علاقة بين تيار القاعدة وتيار الباعث معكوس reverse emitter current ($i_{ER} = h_{FC} . i_B$). السبب في ذلك أن الترانزيستور (BJT) غير متناظر، فكما نعلم من الفصل الرابع أن إشاية الباعث أكبر بكثير من إشاية المجمع مع كون سطح الباعث أصغر بكثير ممن سطح المجمع، مما يجعل عكس نهايته لا معنى لها.

5-12) حماية الدخل في الترانزيستور MOSFET:

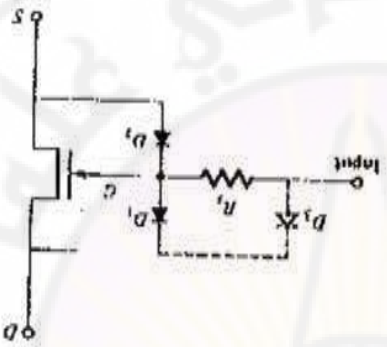
Input Protection in the MOSFET:

إذا تجاوز جهد البوابة- منبع في الترانزيستورات (MOSFET) حوالي (100v) تقريباً، فسوف يحدث انهيار للترانزيستور (وهو قطع لمادة ثاني أوكسيد السيليكون العازلة الموجودة تحت البوابة). هذا الانهيار يمكن أن يسبب أذى دائماً حيث سيتدفق تيار كبير عندها.

بما أن البوابة للـ (FET) تكون صفيحة لمكثفة تكاد تكون كاملة، فإن الشحنة المدخلة إلى البوابة سوف تبقى مختزنة على صفيحة المكثفة هذه ولن تتسرب. إن أي شحنة كهرستاتيكية شاردة Stray تكون قادرة بسهولة على توليد جهد كاف على الصفيحة لتسبب الانهيار. فعلى سبيل المثال، إذا سار شخص ما على أرضية مختبر نموذجي، فإنه يستطيع أن يولد جهوداً ساكنة static voltages من درجة (10kv) ضمن ظروف معينة. لو أن هذا الشخص لا مس نهاية الدخل لوسيلة الـ FET، لكانت القدرة المختزنة في جسم المكثفة (نموذجياً من درجة 300 pF) كافية لنقل جهد

كافٍ إلى الترانزيستور FET مسببة له الانهيار.

لتجنب الانهيار، فإن الصانعون عادة يبنون دارة حماية باستخدام ثنائي عند دخل الـ FET. إحدى نماذج دارات الحماية هذه تستخدم ثنائيين (D_1 ، D_2) ومقاومة (R_S) (نموذجياً بين $250\Omega - 1.5k\Omega$)، وذلك كما يبينه الشكل (26-5).



الشكل (26-5)

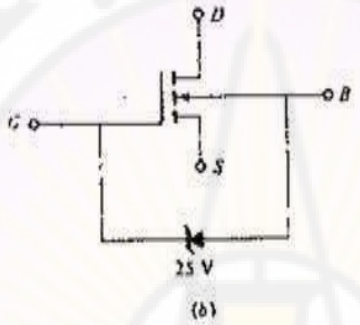
يتشكل الثنائي (D_3)، بشكل عرض نتيجة لعملية التصنيع الخاصة بتشكيل المقاومة (R_S)وهو لا يساهم بعملية الحماية للبوابة.

يحمي الثنائي (D_1) البوابة من جهود الدخل الموجبة الكبيرة (حيث هو يحدد clamps البوابة على الجهد الموجود عند نهاية المصرف D). يحمي الثنائي (D_2) البوابة بنفس الطريقة ولكن يحميها من جهود الدخل السالبة الكبيرة بواسطة تحديد البوابة على الجهد الموجود عند نهاية المنبع (S). إن الحدود لجهود البوابة الناتجة عن هذا التحديد clamping تعطى كما يلي:

$$V_S - 0.7(V_G(0.7 + V_D \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5-32)$$

بالنسبة لجهود نموذجية للمصرف والمنبع، أي ±20v، فإن هذا يكون كافياً لمنع الانهيار.

أحياناً يلجأ الصانعون لحماية ترانزيستورات الـ FET (خاصة ترانزيستورات الاستطاعة Power FET) ضد الشحنات الساكنة الزائدة بوضع ثنائي زينر (25v) بين البوابة والأساس، كما يبينه الشكل (27-5).



(٥)

الشكل (27-5)

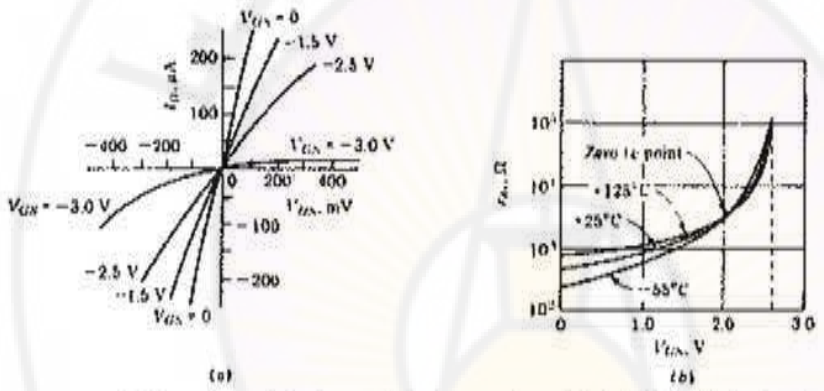
إن الأساس من الناحية العملية تكون عادة موصولة داخلياً إلى العلبة case (في ترانزيستورات الاستطاعة) وتكون مؤرضة بحيث أن ثنائي زينر يمرر أي جهد عابر يقع خارج المجال (-0.7to +25v).

5-13) الترانزيستور JFET كمقاومة محكومة بالجهد:

the JFET as a voltage- Controlled Resistor:

في معظم التطبيقات الخطية للترانزيستورات ذات الأثر الحقلي، فإن هذه الوسيلة تعمل في جزء التيار الثابت constant – current لمنحني خواص خرجها. سوف نعتبر

الآن عمل الترانزيستور في منطقة ما قبل الاختناق Pinch- off، حيث يكون الجهد V_{DS} عادة صغيراً. يكون الترانزيستور FET في هذه المنطقة مفيداً كمقاومة محكومة بالجهد، أي أن مقاومة المصرف- منبع تكون محكومة بواسطة جهد الانحياز (V_{GS}). يدعى الـ FET في مثل هذه التطبيقات بالـ Voltage- controlled resistor (VCR)، أو بالـ voltage - variable resistor (VVR)، أو بالـ voltage - Dependent resistor (VDR).



(a) Low-voltage drain characteristics for an n-channel JFET. (b) Small-signal resistance variation with applied gate voltage for a VCR JFET for three values of temperature. The zero temperature-coefficient (tc) voltage is V_{GS} = 2.0 V. *(Courtesy of Siliconix, Inc.)*

الشكل (28-5)

يبين الشكل (5-28a) الخواص ثنائية الاتجاه bidirectional عند المستويات المنخفضة للجهد للترانزيستور JFET. إن ميل هذه المنحنيات يحدد المقاومة (r_{ds}) كتابع للجهد (V_{GS}). إن الشكل (5-28a) امتدت الخواص فيه إلى الربع الثالث الذي يتبين فيه مثالية هذه الوسيلة من ناحية الخطية Linearity وذلك حول منطقة قريبة من

$V_{DS} = 0$.

تم رسم المقاومة (r_{ds})مع (V_{GS}) لترانزيستور JFET، وذلك في الشكل (5-28b). نلاحظ أن المجال الديناميكي لتغير (r_{ds}) هو أكبر من النسبة (100:1)، ولو أنه إذا رغبنا تحكماً أفضل وأكثر خطية يفضل أن نستخدم النسبة (10:1). إن شركة siliconix وشركات أخرى، تقدم سلسلة من كلا الترانزيستورات JFET ذات القنال (p) أو (n) وذلك بغرض استخدامها كمقاومات محكومة بالجهد، تمتد من حوالي $20-8000\Omega$.

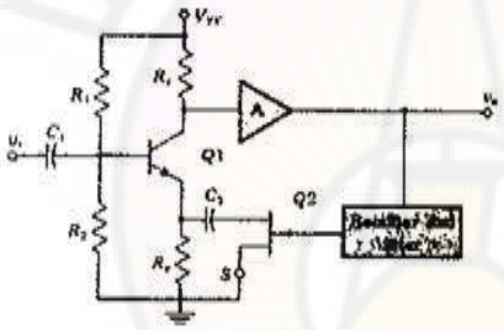
تطبيقات الوسيلة VCR:

Application of the VCR:

بما أن الترانزيستور FET يعمل - كما شرح أعلاه- كمقاومة غير فعالة متغيرة variable passive resistor، فقد وجدت له تطبيقات في كثير من المجالات التي تكون فيها هذه الخاصية مفيدة، وذلك مثل: مخمدات الإشارة الصغيرة small- signal attenuators، المرشحات المولفة بالجهد Voltage- tuned Filters، والتحكم بكسب المكبر Amplifier-gain control. مثلاً فإن الـ VCR، يمكن أن يكون مفيداً لتغيير كسب الجهد لمكبر متعدد المراحل (A) عندما تتزايد مستوى الإشارة المطبقة. هذا العمل هو معروف تحت الاسم العلمي automatic gain control (AGC).

يبين الشكل (5-29) مكبراً محكوم الكسب بواسطة الـ FET المستخدم كعنصر (V_{CR}). تؤخذ الإشارة من المخرج، تقوم، وترشح لتولد جهداً مستمراً (dc) متناسباً في المطال مع مستوى إشارة الخرج. يطبق هذا الجهد المستمر على بوابة الترانزيستور FET (Q_2)، مما يسبب للمقاومة (ac) الموجودة بين المصرف والمنبع أن تتغير. فإذا تم اختيار المقاومة (R_e) بشكل مناسب في البداية، فإن زيادة مستوى إشارة

الخرج سوف يغير قيمة المقاومة بين المصرف والمنبع بطريقة تؤدي إلى زيادة المقاومة المتناوبة المكافئة عند طرف باعث الترانزيستور (Q_1) مما يؤدي إلى نقصان كسب المكبر (Q_1)، وبالتالي نقصان الإشارة في الخرج وعودتها إلى قيمتها الطبيعية قبل الزيادة. نلاحظ في الشكل (5-29) وجود المكثفة (Q_2) وهي ضرورية حتى لا يؤثر وجود الترانزيستور (FET) على تصميم إنحياز المكبر (Q_1).



الشكل (5-29)

الفصل السادس
الوسائل ذات المقاومة الديناميكية السالبة
Negative Resistance Devices

6-1- مقدمة :

سندرس في هذا الفصل مجموعة معيّنة من الوسائل الإلكترونية نصف الناقلة الأكثر شيوعاً في الحياة العملية .ما يميّز هذه الوسائل هو وجود خاصيّة المقاومة الديناميكية السالبة في منحني خواصها عندما تكون في حالة تشغيل وتنتقل من حالة إلى حالة أخرى .

يمكن تقسيم هذه الوسائل إلى الأنواع التالية :

١- العائلة التايريستورية (Thyristor Family) وتشمل :

١- المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) .

٢- الترياك (TR) .

٣- الوسائل الأخرى ضعيفة الاستطاعة (Low Power) .

٢- الترانزيستور وحيد الوصلة (UJT) .

٣- الترانزيستور وحيد الوصلة المومج (PUT) .

٤- الثنائي النَّفَقي (Tunnel Diode) .

في الواقع فإنّ العنصر الأخير أي (الثنائي النَّفَقي) تمّت دراسة خصائصه الأساسية في الفصل الثالث ، ويمكن التوسّع في دراسته أكثر في السنوات القادمة،لذلك لن نحاول دراسته في هذا الفصل . نبدأ دراستنا بالنوع الأول من الوسائل ذات المقاومة السالبة ، وهي العائلة التايريستورية .

6-2- العائلة التايريستورية :

Thyristor Family :

6-2-1- مقدمة :

تُطلق كلمة العائلة التايريستورية أو التايريستورات على مجموعة العناصر المؤلّفة من أربع طبقات أو أكثر ومن ثلاثة وصلات Junctions أو أكثر . تملك هذه العناصر خاصية التوالد أو التراكم Regeneration الداخلية تحت شروط انحياز معيّنة (ظاهرة التغذية الخلفية الداخلية) ، وتتحوّل من حالة القطع Off-State إلى حالة الوصل On-State وبالعكس . تعرف هذه الخاصيّة بعملية التبديل Switching . كلا حالتا التبديل مستقرّتان وقابلتان للانعكاس بسبب خاصيّة التبديل هذه وإمكانية حمل أو نقل طاقة كبيرة عبر بعض عناصرها ، فإنّ هذا جعلها تُستخدم بكثرة في عمليات التحكّم وتعديل الاستطاعة . تُعتبر هذه العناصر نصف الناقلة صغيرة الحجم نسبياً وتملك أزمان وصل وقطع صغيرة بشكل جيد .

بسبب من الخواص الكثيرة والمفيدة التي تملكها هذه العناصر فإنّها تُستخدم في التطبيقات التالية في مجال التحكّم بالاستطاعة :

١- التحكّم بسرعة محركات التيّار المتناوب (AC) والتيّار المباشر (DC).

٢- التحكّم بالحرارة والإضاءة .

٣- قطع ووصل دارات الـ(AC) و الـ(DC) .

٤- قلب التيّار المباشر إلى متناوب (AC) .

٥- تحويل التيّار المباشر إلى تيّار مباشر آخر: dc-to-dc Converters (تغيير الجهد).

٦- تحويل التيّار المتناوب إلى تيّار متناوب آخر: ac-to-ac Converte(تغيير التردّد).

٧- تقويم التيّار المتناوب وتحويله إلى تيّار مباشر (DC) .

يمكن لهذه العناصر نصف الناقلة أن تنقل استطاعة ضعيفة بحدود بضعة ميلّي

واط ، كما يمكن أن تُستخدم لنقل استطاعات عالية جدّاً قد تصل إلى عشرات الكيلو واط .

إنّ الفرق بين التايريستور وترانزيستور الاستطاعة هو أنّ التايريستور يُستخدم كوسيلة تبديل فقط ، بينما يتطلّب ترانزيستور الاستطاعةPower Transistor أن يعمل في المنطقة الفعّالة في معظم التطبيقات . لذلك فإنّ الضياعات الداخلية للاستطاعة في ترانزيستور الاستطاعة هي أكبر بكثير مما هو عليه في التايريستور ، كما أنّه لا يوجد أي حادث تراكمي Regenerative في ترانزيستورات الاستطاعة كما هو في التايريستور ، بل يتطلّب تيّار قاعدة دائم لإبقائها في حالة التوصيل .

إنّ العائلة التايريستورية أو ما نسمّيه أحياناً بالوسائل نصف الناقلة رباعية الطبقات Four-Layer Devices ، تشمل إذن على أنواع من العناصر نصف الناقلة يتميّز تركيبها Structure بتناوب بين طبقات من (P) و (N) . يمكننا بواسطة تغيير تشكيلة النهايات والشكل الهندسي ومستوى الإشابة Doping للبنية الداخلية ، أن نحصل على العديد من هذه الوسائل المفيدة ، من هذه الوسائل الأكثر شهرةً :

المقوّمات السيليكونية التحكّمية Silicon Controlled Rectifiers ، القواطع السيليكونية التحكّمية Silicon Controlled Switches ، الدياك Diacs ، التريّاك Triacs ، وثنائيات شوكلي Shockley Diodes .

6-2-2- المقوّمات السيليكونية التحكّمية :

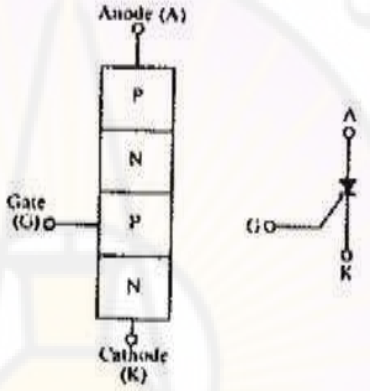
Silicon Controlled Rectifiers (SCRs):

يبيّن الشكل (6-1) بنية المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) ذو الطبقات الأربعة (PNPN) . نلاحظ أنه يوجد ثلاثة وصلات (PN) في هذه البنية .

يبيّن الشكل أيضاً الرمز الكهربائي Schematic Symbol للـ(SCR) ولهاياته الثلاثة : المصعد (A) ، البوّابة (G) ، والمهبط (K) . في التطبيقات العملية يكون عادة

المصعد موجب بالنسبة للمهبط . كما يتبيّن من اسم ورمز الـ(SCR) ، فإنّه يسلك كثنائي (مقوّم Rectifier) حيث يكون منحازاً أمامياً بشكل طبيعي Normally ، لكنّه يوصل من المصعد إلى المهبط فقط عند تطبيق إشارة التحكّم Control Signal على البوّابة .

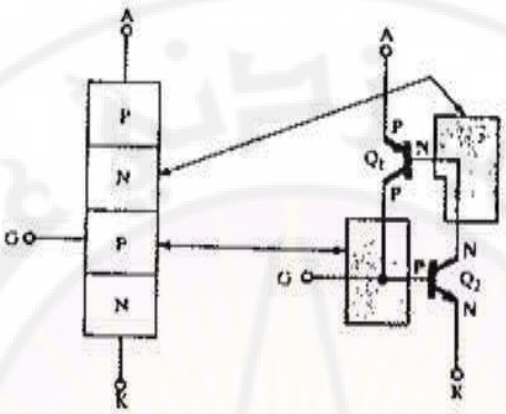
Structure and symbol of a silicon controlled rectifier (SCR)



الشكل (6-1)

لكي نفهم عمل الـ(SCR) أكثر ، ننظر إلى الشكل (6-2) الذي يبيّن أنّ المقوّم السيليكوني (SCR) ذا الأربع طبقات يمكن أن يكون مكافئاً لترانزيستورين Q1(PNP) و Q2 (NPN) ، موصولين بحيث يقود أحدهما الآخر بما يسمّى بتغذية خلفية موجبة Positive Feedback. نلاحظ أنّ الطبقات (N,P) في مركز بنية الـ (SCR) تتشارك "Shared" في كلا الترانزيستورين حيث الطبقة (N) هي قاعدة للترانزيستور (Q1) وفي الوقت نفسه مجمّعاً Collector للترانزيستور (Q2) ، بينما

الطبقة (P) الداخلية هي مجمّع للترانزيستور (Q1) وقاعدة للترانزيستور (Q2) .



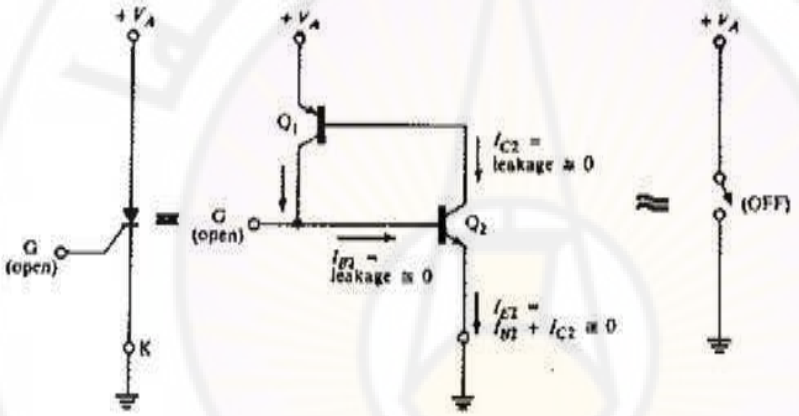
الشكل (2-6)

في بداية تحليلنا لعمل الـ(SCR) ، سوف نفترض أنّ البوّابة Gate مفتوحة Open ، ويوجد جهد موجب (V_A) موصول بين المصعد والمهبط كما هو مبيّن في الشكل (3-6) .

الجهد الموجب سوف يعمل على انحياز أمامي لوصلة الباعث –قاعدة للترانزيستور (Q1) . لكن ، تيّار القاعدة في (Q1) هو تيّار التسريب الصغير بسبب أن القاعدة لـ(Q1) هي نفسها المجمّع لـ(Q2) ، ووصلة المجمّع –قاعدة لـ(Q2) منحازة عكسياً . تيّار القاعدة الوحيد في (Q2) هو تيّار التسريب الضئيل الآتي من (Q1) . لذلك فإنّ كلا تيّاريّ القاعدة والمجمّع في(Q2) هما تيّارا تسريب صغيران بما أن تيّار الباعث في (Q2) هو نفسه التيّار الكلّي المتدفّق خلال المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) ، وحيث أنّ :

$$I_{E2}=I_{b2}+I_{C2}$$

فإننا نرى بأنّ تيّار الـ(SCR) الكلّي هو عبارة عن مجموع تيّاريّ التسريب الصغيرين ، والذي يمكن اعتباره مهملاً . نقول عندها أنّ المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) نفسه هو في حالة قطع Off (أو غير موصل Nonconducting) ، أو نقول إنّه في حالة الإغلاق الأمامية Forward- Blocking : أي منحاز أمامياً لكنّه يمنع Blocking تدفّق التيّار .



الشكل (3-6)

إنّ عمل المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) قائم على المبدأ الأساسي في نظرية الترانزيستورات (BJT) التي تذكر ، أن معاملي تكبير التيّار (α ، β) للترانزيستور تبقى صغيرة طالما كان تيّار المجمّع صغير .

كما رأينا في الفصل الرابع ، أنّ تيّار المجمّع يجب أن تزداد قيمته إلى مستوى معيّن قبل أن تكتسب المعاملات (α ، β) قيمتها النظامية Normal التي نعتبرها

تقريباً ثابتة ، وذلك عند العمل في المنطقة الفعّالة Active Region للترانزيستور . عندما يكون الترانزيستور في حالة القطع (Cut Off Region) فإنّ (α ، β) تكون صغيرة إلى حدّ كبير ، لكنّها ترتفع بسرعة عندما يخرج الترانزيستور من منطقة القطع .

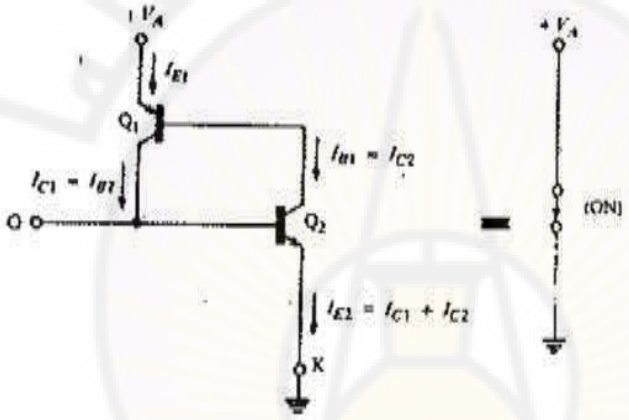
على هذا الأساس فإنّه في تحليلنا Our Analysis للشكل (3-6) نتصوّر بأنّ تيّاري المجمّع (تيّارات التسريب) تبقى صغيرة طالما بقيت (α ، β) لكل ترانزيستور صغيرة .

الآن : إذا زدنا قيمة (V_A) فإن تيّارات التسريب سوف تزداد نتيجة لذلك وبالتالي زيادة قيم (α ، β) . نلاحظ حتماً أنّ تيّار المجمّع المارّ في (Q2) يكوّن مركبة تيّار تساوي ($\beta_2 I_{B2}$)،حيث : (β_2) كسب التيّار للترانزيستور (Q2). لذلك فعندما تزداد (β_2) تزداد (I_{C2}) .

بالأسلوب نفسه يزداد تيّار المجمّع في (Q1) عندما تزداد (β_1) . أكثر من ذلك فإنّه عندما يزداد (I_{C2}) أي يزداد تيّار القاعدة (I_{B1}) ، حيث هما تيّاران متماثلان . لكن عندما يزداد (I_{B1}) ،يزداد $I_{C1} = \beta_1 I_{B1}$. هذا بدوره ، يعمل على زيادة (I_{B2}) التي تزيد من (I_{C2}) ، والتي بدورها تزيد من (I_{C1}) ، وهكذا ....And So Forth .

عندما تزداد التيّارات فإنّ قيم (β) تزداد ، والتي بدورها تعمل على زيادة قيم التيّارات من جديد . نتيجة لهذا كله ، فإنه عندما يزداد (V_A) بشكلٍ كافٍ فإنّ قيم (α ، β) للترانزيستورين تزداد بشكل كافٍ لتؤدّي إلى تدفّق تيّار مقبول في الترانزيستورات . عندما يتم الوصول إلى هذه النقطة فإنّ التيّار الكبير المارّ في (Q2) يسوق الترانزيستور (Q1) ليصبح بحالة وصل كامل Fully On ، وبذا يزوّد الترانزيستور (Q1) تيّار قاعدة كبير إلى (Q2) ، الذي يسوق (Q2) ليصبح هو الآخر بحالة وصل كامل ، بكلمات أخرى فإنّ كلا الترانزيستورين يصبحان بحالة إشباع، والتيّار المارّ خلال كل ترانزيستور يُبقي الترانزيستور الآخر بحالة إشباع . يقال عندها أنّ الـ(SCR) تمّ قدحه be Latched . إنّ هذه العملية التي شرحناها آنفاً هي مثال

على التبديل التراكمي Regenerative Switching، حيث حين تبدأ إحدى الوسيلتين Devices بالتوصيل تعمل على توصيل الوسيلة الأخرى والتي بدورها تعمل على وصول الوسيلة الأولى إلى حالة التوصيل . حالما تبدأ عملية التراكم Regeneration ، فإنها تودي بكلا الوسيلتين إلى الإشباع . عملياً فإنه في المقوّمات السيليكونية التحكّمية (SCR) فإن كل هذه العملية لا تستغرق إلاّ بضعة ميكرو ثانية أو أقلّ .

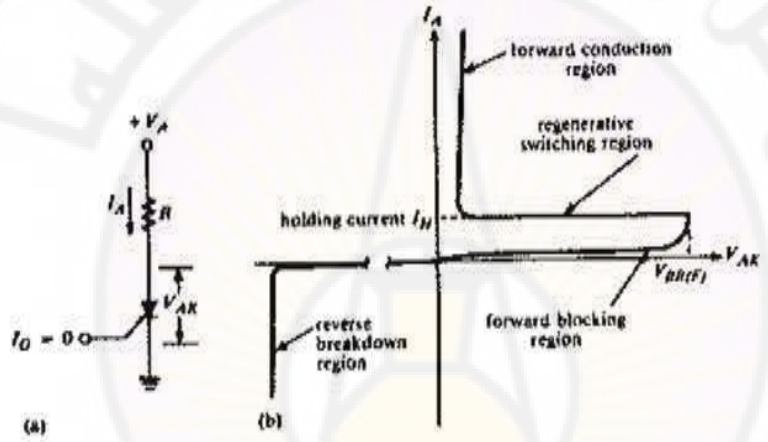


الشكل (4-6)

يبيّن الشكل (4-6) المقوّم السيليكوني (SCR) بعد أن تم زيادة (V_A) بشكل كاف لتحدث عملية التبديل التراكمي . كلا الترانزيستورين يصبحان بحالة إشباع ، ويمكن الآن مرور تيّار كبير من المصعد إلى المهبط . كما في حالة الثنائي المنحاز أمامياً يجب وضع مقاومة خارجية على التسلسل مع الـ(SCR) لتحديد قيمة التيّار المارّ . إنّ الجهد بين المصعد والمهبط اللازم لبدء عملية التبديل التراكمي ليتحوّل الـ(SCR)

إلى حالة توصيل On ، يدعى هذا الجهد بجهد الانهيار الأمامي Forward Break-Over Voltage ($V_{BR(F)}$) .

يبيّن الشكل (6-5a) وجود مقاومة خارجية (R) موصولة على التسلسل مع الـ(SCR) لتحديد تدفّق التيّار عند حدوث الانهيار ، كما يبيّن الشكل (6-5b) منحني خواص الجهد – تيّار للـ(SCR) .



الشكل (6-5)

عندما يكون الجهد (V_{AK}) صغيراً فإن المقوّم السيليكوني (SCR) يكون بحالة قطع Off ، هذه الحالة يكون تيّار التسريب صغيراً ، بذلك لا يوجد إلاّ هبوط جهد Voltage Drop صغير على المقاومة (R) . سيظهر معظم جهد التغذية (V_A) على طرفي الـ(SCR) كجهد (V_{AK}) وبذا يكون الـ(SCR) في منطقة إغلاقه الأمامية.عندما يصل (V_{AK}) إلى الجهد ($V_{BR(F)}$) ، يوصل Turn On المقوّم السيليكوني

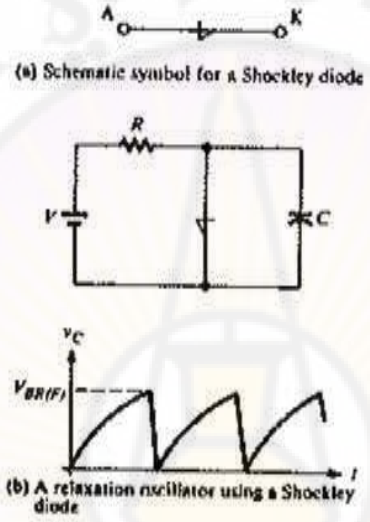
التحكّمي فجأة ، وبذا يبدو هذا المقوّم السيليكوني كقاطع مغلق ، ويصبح هبوط الجهد عبره فجأةً بقيمة صغيرة.للمساعدة على فهم هذا السلوك للـ(SCR) ، نتخيّل أننا نقيس التيّار المارّ خلال قاطع مفتوح والجهد عبره ، وحيث هو على التسلسل مع مقاومة وبطارية،بعدها نغلق القاطع ونراقب القيم المقاسة للجهد والتيّار . وفي الوقت نفسه الذي يوصل فيه الـ(SCR) ، فإنّ منحنيات الخواص تصبح مشابهة كثيراً لثنائي سيليكوني منحاز أمامياً. يبقى هبوط الجهد (V_{AK}) عبر الـ(SCR) بحدود (0.9-1 V) طبقاً للتيّار المارّ . إن المنحني المبيّن بالشكل (6-5b)،يُظهر أنه لو تمّ زيادة الجهد السالب (V_A) بشكلٍ كافٍ ، سوف نصل إلى جهد انهيار عكسي Reverse Breakdown- Voltage ، ويحدث توصيل عكسي طبقاً لآلية انهيار أفالانش Avalanching- Mechanism الذي تكلّمنا عنه في الفصل الثاني .

في حالة أصبح المقوّم السليكوني التحكّمي بحالة وصل (On) ، فإنه سيبقى بهذه الحالة (On) ، بشرط أن يبقى التيّار المارّ خلاله كبيراً بشكل كافٍ . لو تمّ إنقاص التيّار (بواسطة إنقاص V_A على سبيل المثال) إلى النقطة التي عندها تهبط قيمة (I_A) إلى قيمة محددة للتيّار تدعى بتيّار الإمساك Holding Current، عندها تنعكس حالة الـ(SCR) وينقلب إلى حالة القطع Off State . إنّ تيّار الإمساك (I_H) محدّد على منحني الخواص (6-5b) بأنه نهاية الجزء المسطح تقريباً Flat- Portion والموافق لمنطقة التبديل التراكمي Regenerative Switching Region .

نلاحظ أنّ الـ(SCR) لا يمكنه أن يبقى في هذه المنطقة أبداً وبسرعة ينتقل إلى حالة الإغلاق Off ، وليس الخط الأفقي (المسطح) المرسوم إلاّ لرؤية المسار الذي يتبعه الـ(SCR) عندما يوصل ، وهو يرسم أحياناً كخط منقّط لهذا السبب .

6-2-3- ثنائيات شوكلي :

Shokley Diodes :



الشكل (6-6)

في تحليلنا السابق كلّه،افترضنا أنّ لهاية بوّابة الـــ(SCR) مفتوحة Open،وبالتالي لا يمرّ أي تيّار بوّابة ($I_G = 0$).بعض الوسائل رباعية الطبقات Four- Layer Devices تصنع بدون لهاية بوّابة أصلاً، بحيث تسلك تماماً كـــ(SCR) بوّابة مفتوحة.هذه الوسائل تكون ضعيفة الاستطاعةLow Power وتُستخدم في الغالب في عمليات التحكّم ودارات الاهتزاز.تدعى هذه الوسائل ذات النهايتينTow Terminal Devicesبثنائيات

شوكلي Shockley Diodes، أو الثنائيات رباعية الطبقات Four-layer Diodes .

يبيّن الشكل (6-6) الرمز الكهربائي لثنائي شوكلي وأحد تطبيقاته التي هي عبارة عن مهتزّ استرخاء Relaxation Oscillator . تعمل الدارة كما يلي :

تشحن المكثّفة(C) عبر المقاومة (R) إلى جهد الانهيار (Breakover) ، عند هذه اللحظة يبدّل الثنائي إلى حالة التوصيل (On) ، تصبح مقاومته صغيرة وتفرّغ عبره المكثّفة (C) بسرعة . حالما ينخفض التيّار المارّ عبر الثنائي إلى أقلّ من قيمة تيّار الإمساك (I_H) ، يعود للتبديل إلى حالة القطع (Off) . حالما يصبح الثنائي في حال قطع تبدأ المكثّفة بالشحن من جديد عبر المقاومة (R) ، وتُكرّر العملية لتُعطي على طرفي المكثّفة موجة منشارية إلى حدّ ما . يتم التحكّم بتردّد الاهتزاز عن طريق تغيير قيمة الثابت الزمني (RC) .

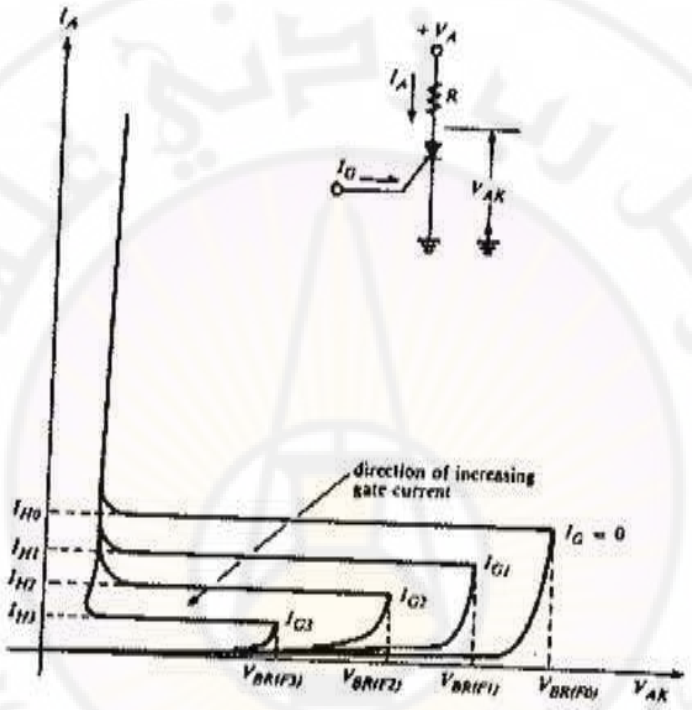
يمكن بالطبع شرح عملية الوصل والقطع لثنائي شوكلي وكأنه عبارة عن ترانزيستورين يغذي أحدهما الآخر (مثل المقوّم السيليكوني التحكّمي) بتغذية خلفية سالبة ، وتنطبق عليه النظرية نفسها التي طبّقناها على الـ(SCR) وهي عملية التبديل التراكمي .

4-2-6- قدح المقوّم السيليكوني التحكّمي :

SCR Triggering :

يعمل عادةً المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) بوجود دارة خارجية موصولة مع البوّابة Gate . الغاية من هذه الدارة هو حقن التيّار إلى قاعدة الترانزيستور (Q2) المبيّن في التمثيل الترانزيستوري شكل (6-4) وبالتالي قدح "Trigger" الـ(SCR) إلى الانهيار التراكمي . إن التيّار الإضافي المزوّد بواسطة البوّابة يسبّب زيادة (I_{C2}) ، الذي يزيد من (I_{C1}) ، وهكذا And So Forth ضمن حلقة مغلقة ، بحيث يؤدّي إلى تبديل حالة الـ(SCR) إلى حالة الوصل (On) ، كما شرحنا ذلك سابقاً . لذلك فإننا

نلاحظ أن البوّابة تخدم كمدخل تحكمي للـ(SCR) يستخدم لتبديل حالته من الـ (Off) إلى الـ(On) عندما نرغب بذلك بدون الحاجة إلى تغيير الجهد المطبق على المصعد (V_A) .



الشكل (7-6)

من المهم أن ننجز ذلك التحكّم بتزويد البوّابة بنبضة قصيرة Short Pulse من التيّار لتؤدّي إلى عملية التبديل ، ولا حاجة لإبقاء هذه النبضة بشكل دائم . حالما تبدأ عملية التراكم ، يحدث القدح بسرعة ، ولن يكون هنالك ضرورة لبقاء تيّار البوّابة . وبالطبع لا يمكن للـ(SCR) أن يقطع (Turned Off) بإنقاص تيّار البوّابة إلى الصفر .

فكما شرحنا سابقاً يمكن أن تتبدل حالة الـ(SCR) من الوصل إلى القطع فقط بواسطة إنقاص التيّار المارّ من المصعد إلى المهبط إلى قيمة أقل من تيّار الإمساك (I_H) .

يبيّن الشكل (6-7) مجموعة منحنيات خواص نموذجية Typical للمقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) ، حيث يظهر (I_A) مع (V_{AK}) بالنسبة لقيم متعدّدة لتيّار البوّابة (I_G) . نلاحظ أنّه كلما كان تيّار البوّابة أكبر ، كلما كان جهد الانهيار الأمامي Breakover أصغر . عندما يكون تيّار البوّابة كبيراً ، فإنّه ليس من الضروري أن يصبح الجهد (V_{AK}) كبيراً لإحداث الانهيار كما كان سابقاً عن طريق زيادة تيّار التسريب . نلاحظ أيضاً أن تيّار الإمساك يكون أقلّ عندما يكون تيّار البوّابة أكبر. بالطبع لو أنّه تمّ إزالة تيّار البوّابة بعد الانهيار، يعود تيّار الإمساك Holding Current ليصبح كما كان عند $I_G=0$.

مسألة (6-1)محلولة :

إنّ هبوط الجهد عبر المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) المبيّن في الشكل (6-8) هو (1V)عندما يكون موصلاً . لهذه الوسيلة تيّار إمساك يساوي (2mA)، عندما يكون ($I_G=0$) . لو تمّ قدح المقوّم السيليكوني بواسطة نبضة مؤقّتة Momentary Pulse كتيّار للبوّابة، إلى أي قيمة يجب إنقاص قيمة (V_A) لكي يتحوّل الـ(SCR) إلى حالة القطع (Off) .

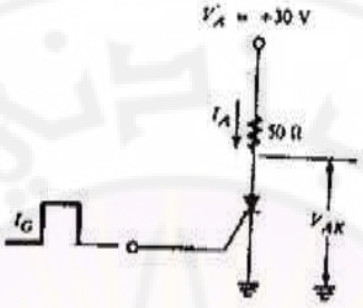
الحـــــــــل :

التيّار المارّ في المقاومة (50Ω) يساوي إلى :

$$I_A = \frac{V_A - V_{AK}}{50}$$

عندما يكون الـ(SCR) بحالة توصيل ، يكون : $V_{AK} = 1V$ ومنه :

$$I_A = \frac{V_A - 1}{50}$$



الشكل (8-6)

بافتراض أن (V_{AK}) يبقى ثابتاً عند (1V) عندما تنقص قيم (V_A) و (I_A) (عملياً تتناقص قيمة V_{AK} قليلاً) فإنّ قيمة (V_A) الضرورية لجعل :

$I_A = I_H = 2mA$ توجد كما يلي :

$$2mA = \frac{V_A - 1}{50}$$

Then:

$$V_A = 50 \times 2mA + 1 = 1.1v$$

يُظهر هذا المثال أن (V_A) يجب أن يُنقص إلى قيمة صغيرة جداً ، وذلك لتحويل الـــ(SCR) إلى حالة القطع . في الواقع العملي ، يمكن أن ينجز قطع Turn-Off المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) ، إمّا بقطع جهد التغذية بشكلٍ كامل ، أو بعمل قصر دارة Short-Circuit على طرفي الـــ(SCR) .

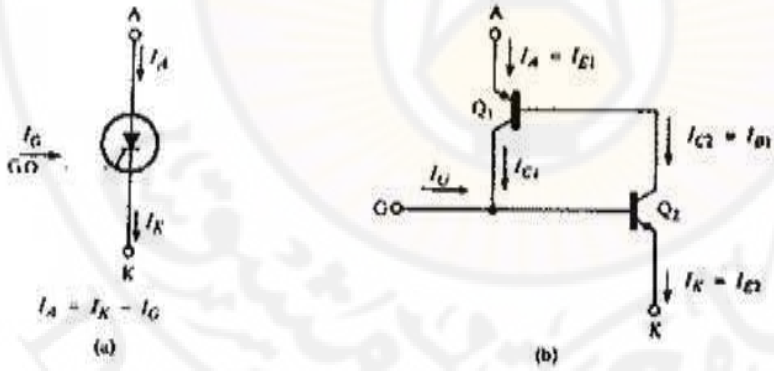
لنحاول الآن أن نشتقّ العلاقة العامة للتيّار (I_A) للـــ(SCR) بدلالة تيّار البوّابة (I_G) وتيّارات التسريب (I_{CBO1} , I_{CBO2}) للترانزيستورين المكافئين للمقوّم السيليكوني التحكّمي . نتيجة العلاقة ستبرهن لنا بشكل حاسم كيف تؤثّر قيم (α_1, α_2) للترانزيستورين على تيّار الـــ(SCR) ما قبل وعند لحظة الانهيار Breakover .

في عملية الاشتقاق ، سوف نستخدم العلاقتين التاليتين اللتين حصلنا عليهما أثناء دراسة الترانزيستور (BJT) في الفصل الرابع .

نكتب هاتين العلاقتين كما يلي:

$$I_C = \alpha I_B + I_{CBO} \rightarrow I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \quad \text{.....(6-1)}$$

$$I_B = \frac{1-\alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CBO}}{\alpha} \quad \text{.....(6-2)}$$



الشكل (6-9)

من الشكل (6-9a) ، وكتابة قانون كيرشون للتيّار بالنسبة للتيّارات الخارجية

نجد :

$$I_A = I_K - I_G \quad \text{..... (6-3)}$$

حيث : $I_K = I_{E2}$ من الشكل (6-9b) . من المعادلة (6-1) نجد :

$$I_K = I_{E2} = \frac{I_{C2} - I_{CBO2}}{\alpha_2} \quad \text{..... (6-4)}$$

نلاحظ أن : $I_{C2} = I_{B1}$ ، فمن المعادلة (6-2) نكتب :

$$I_{C2} = I_{B1} = \frac{1-\alpha_1}{\alpha_1} I_{C1} - \frac{I_{CBO1}}{\alpha_1} \quad \text{..... (6-5)}$$

من المعادلة (6-1) :

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1} + I_{CBO1}$$

$$= \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \quad \text{..... (6-6)}$$

بتعويض المعادلة (6-6) بالمعادلة (6-5) ، وتعويض الناتج في (6-4) نجد :

$$I_K = \frac{(1-\alpha_1) I_A + \frac{1-\alpha_1}{\alpha_1} I_{CBO1} - \frac{I_{CBO1}}{\alpha_1} - I_{CBO2}}{\alpha_2} \quad \text{..... (6-7)}$$

بتعويض المعادلة (6-7) بالمعادلة (6-3) نجد أخيراً :

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1-(\alpha_1 + \alpha_2)} \quad \text{..... (6-8)}$$

تُظهر المعادلة (6-8) أنه لو كانت (α_1, α_2) صغيرة ، لكان التيار (I_A) بشكل أساسي مساوياً لتيارات التسريب الصغيرة . لكن لو أنّ التيار بالإضافة إلى تيار القاعدة تزايد بشكل كاف بحيث تزيد قيم $(\alpha_1 + \alpha_2)$ لتصبح مساوية الواحد $(\alpha_1 + \alpha_2 = 1)$ ، لأصبح المقام Denominator في المعادلة (6-8) مساوياً للصفر . في هذه الحالة يصبح (I_A) لا نهائياً نظرياً ، ولكن محدوداً بواسطة المقاومة الخارجية فقط ، ويصبح المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) بحالة وصل (On) .

مسألة (6-2)محلولة :

في مقوّم سيليكوني تحكّمي (SCR) ، فإنّ منطقة الإغلاق الأمامية فيها :

$I_{CBO2} = I_{CBO1} = 50nA \quad , \quad I_G = 1\mu A \quad , V_A = 30V$

بفرض أنّ :

$$\alpha_2 = 0.3 \qquad \alpha_1 = 0.5$$

تحت هذه الظروف ، أوجد تيّار المصعد (I_A) ، ومقاومة الـ(SCR) المستمرّة .

الحـــــــــلّ :

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1-(\alpha_1 + \alpha_2)} = \frac{0.3 \times (1\mu A) + (100nA)}{1-0.8} = 2\mu A$$

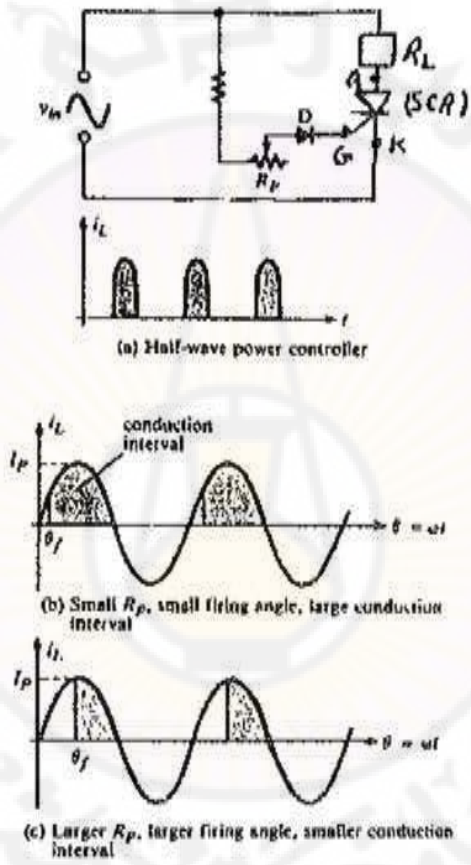
$$R_{DC} = \frac{30V}{2\mu A} = 15M\Omega$$

6-2-5- التحكّم باستطاعة نصف موجة باستخدام الـ(SCR) :

Half-Wave Power Control Using SCRs :

تُستخدم المقوّمات السيليكونية التحكّمية بشكل شائع جداً لضبط ، أو التحكّم بالاستطاعة المتوسطة المقدّمة إلى الحمل من منبع متناوب (A_C) . في هذه التطبيقات ، فإن الـ(SCR) يبدّل وبشكل دوري Periodically من حالة الوصل (On) إلى حالة القطع (Off) ، وبالتالي يتمّ التحكّم بالاستطاعة المتوسّطة Average Power المقدّمة إلى الحمل بواسطة تعديل الفترة الزمنية الكلّية التي خلالها يوصل الـ(SCR) كل دورة Cycle . يبيّن الشكل (6-10) متحكّم بسيط Simple Controller باستطاعة نصف موجة يعمل على هذا المبدأ .

في الشكل (6-10) ، عندما يكون الجهد المتناوب (ac) موجباًوالـ(SCR)في حال توصيل ، يتدفّق التيّار خلال مقاومة الحمل (R_L) .كما نلاحظ في الأشكال (6-10b,c) ، فإنّ الفترة الزمنية الكلّية Total Length Of Time التي يوصـــل خلالها



الشكل (6-10)

الـــ(SCR)تستمد على النقطة في كل دورة Cycle التي يشتعل فيها (Fires) الـــ

(SCR) أو يقدح Triggers أو يصبح في حالة توصيل (On).بعد الاشتعال Firing ، يواصل المقوّم السيليكوني (SCR) توصيله حتى يهبط الجهد المتناوب (ac) إلى قيمة قريبة من الصفر، مؤدياً بذلك إلى هبوط تيّار الـ(SCR) إلى قيمة تحت قيمة تيّار الإمساك (I_H) بعدها يبقى الـ(SCR) بحالة قطع (Off)حتى يشتعل مرّة أخرى عند نفس النقطة في نصف الموجة الموجب التالي .

إنّ زاوية الموجة (ac) التي يبدّل عندها الـ(SCR) إلى حالة التوصيل،تدعى بزاوية الاشتعال Firing Angle(θ_F)،أو زاوية التأخير Delay angle . يتمّ التحكّم بزاوية الاشتعال عن طريق تعديل المقاومة (Rp) .

عندما تكون (Rp)كبيرة ،عندها يجب أن يصل الجهد المتناوب (ac) إلى قيمة كبيرة لكي يولّد تيّار بوّابة كافٍ لاشتعال الـ(SCR).نتيجة لذلك ،تكون زاوية الاشتعال كبيرة ، وذلك كما هو مبيّن بالشكل (6-10c) . بالعكس ، عندما تكون (Rp)صغيرة ،لا تحتاج إلاّ إلى جهد متناوب صغير لقدح الـ(SCR) ، وبالتالي تكون (θ_F)صغيرة .نلاحظ من هذه الدارة التطبيقية ، أنّه بالإمكان تعديل زاوية الاشتعال (θ_F) بين (0-90°c).

يُستخدم الثنائي في الشكل لحماية البوّابة من الجزء السّالب للجهد المتناوب (ac) المطبّق .

عندما يوصل المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) ،فإنّ تيّار الحمل الأعظمي (Ip) يساوي :

$$I_P = \frac{V_P - V_{AK}}{R_L} \quad \text{..... (6-9)}$$

حيث (Vp)جهد القمّة (Ac) ، و(V_{AK})هبوط الجهد عبر الـ(SCR)الذي يساوي تقريباً (1v) ،عندما يكون موصلاً. يمكن البرهان أيضاً على أنّ القيمة المتوسّطة Average والقيمة الفعالة (rms)للتيّار تعطيان بالمعادلتين التاليتين :

$$I_{AV} = \frac{I_p}{2\pi}(1+\cos\theta_F) \quad \text{.....(6-10)}$$

$$I_{rms} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\left(1-\frac{\theta_F}{180^\circ}\right)+\frac{Sin2\theta_F}{2\pi}} \quad \text{.....(6-11)}$$

حيث نقدّر (θ_F)بالدرجات .عندما تكون :$\theta_F = 0^0$،فإن التيّار يكون وكأنّه لدينا مقوّم نصف موجة ، وتؤول نتيجة المعادلتين (6-10،11) إلى النتيجة التالية :

$$I_{AV} = \frac{I_p}{\pi} \quad ; \quad I_{rms} = \frac{I_p}{2}$$

عندما تكون : $\theta_F = 90^o$ فإنّ النتيجة تؤول إلى :

$$I_{AV} = \frac{I_p}{2\pi} \quad ; \quad I_{rms} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

إحدى المشاكل التي نواجهها في التطبيقات العمليّة للمقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) ، وبشكل خاص الوسائل ذات الاستطاعة العالية ، هو ميل هذه الوسائل إلى حالة ما يسمّى بالقدح الخاطئ (False-Trigger)عندما يكون معدّل تغيّر جهد المصعد كبيراً .هذا الميل Tendency أو هذه المشكلة سببها وجود مكثّفة الوصلة الكبيرة الناتجة عن مساحة الوصلة الكبيرة الضرورية لتبديد كمّية كبيرة من الاستطاعة .

لنتذكّر أنّ تيّار المكثّف متناسب مع معدّل تغيّر جهد هذا المكثّف .إنّ تيّار الشحن الكبير الذي ينتج بتغيّر جهد المصعد بمعدّل عالٍ يمكن أن يحرّض ما نسمّيه بالانهيار التراكمي .لحذف القدح الخاطئ هذا ، نوصل عادة مكثّفة تفرّعية بين المصعد والمهبط .

مسألة (6-3)محلولة :

في الشكل (6-10a) الجهد المتناوب الفعّال (rms) المطبّق على الدخل يساوي :

$$V_m = 120V_{rms} \quad \text{و} \quad R_L = 40\Omega$$

بفرض أنّ الهبوط عبر الـ(SCR) هو (1V) عندما يوصل ، المطلوب :

١- حدّد زاوية القدح في حال رغبنا أن يكون تيّار الحمل الوسطي (1A) .

٢- حدّد الاستطاعة المتوسّطة المقدّمة إلى الحمل حسب الطلب (1) .

الحـــــــــلّ :

1) $V_P = \sqrt{2}.V_{in(rms)} = \sqrt{2} \times 120 = 169.7V$

من المعادلة (6-9) نكتب :

$$I_P = \frac{V_P - V_{AK}}{R_L} = \frac{169.7 - 1}{40} = 4.2175A$$

من المعادلة (6-10) نكتب :

$$I_{AV} = \frac{I_P}{2\pi}(1 + \cos\theta_F)$$

$$1A = \frac{4.2175}{2\pi}(1 + \cos\theta_F)$$

ومنه :

$$\cos\theta_F = 0.4898$$

$$\theta_F = 60.67^\circ$$

2) من المعادلة (6-11) نجد :

$$I_{rms} = \frac{I_P}{2}\sqrt{\left(1 - \frac{\theta_F}{180^\circ}\right) + \frac{Sin2\theta_F}{2\pi}}$$

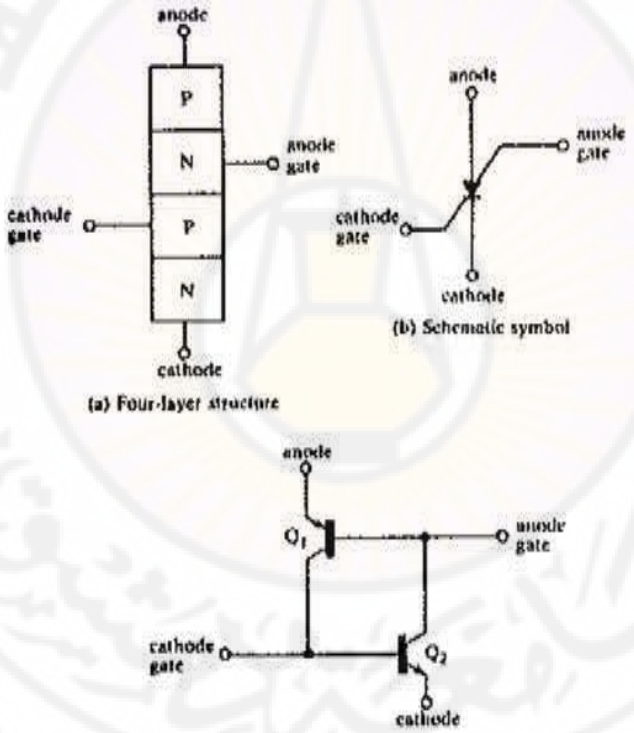
$$= \frac{4.2175}{2}\sqrt{\left(1 - \frac{60.67}{180^\circ}\right) + \frac{Sin2(60.67)}{2\pi}} = 1.885A_{rms}$$

$$P_{AV} = I_{rms}^2.R_L = (1.885)^2 \times 40 = 142.1W$$

6-2-6 القواطع السيليكونية التحكّمية (SCSs) :

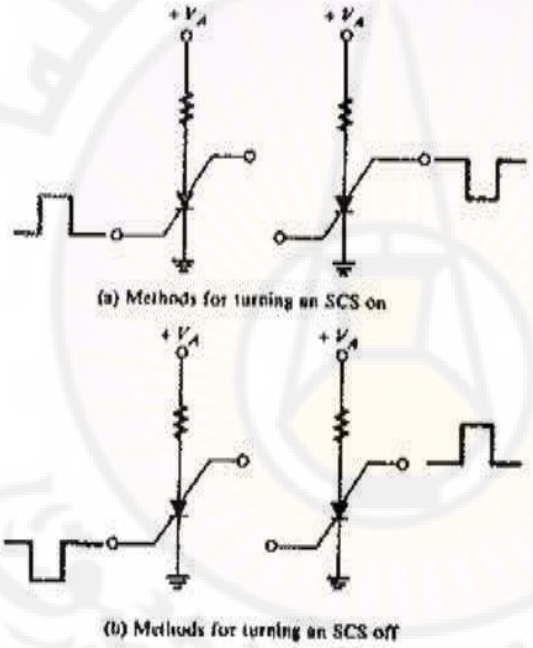
Silicon Controlled Switches (SCSs):

القاطع السيليكوني التحكّمي (SCS) هو بالضرورة (SCR) مجهّز بنهاية بوّابة ثانية، ولكن يعمل باستطاعات منخفضة . كما هو القاطع التقليدي Conventional ، وبخلاف السـ(SCR) ، فإنّ الـ(SCS) يمكن أن يبدّل حالته من الـ(On) إلى الـ (Off) وبالعكس من خلال تطبيق تحكّم خارجي بالبوّابة .



الشكل (11-6)

يبيّن الشكل (6-11) بنية ، ورمز القاطع السيليكوني التحكّمي (SCS) والتكافؤ الترانزيستوري له ، نلاحظ أن نهاية البوّابة الموجودة عند قاعدة (Q2) تدعى الآن : بوّابة المهبط Cathode Gate ، والبوّابة الثانية الموجودة عند قاعدة (Q1) تدعى ببوّابة المصعد Anode Gate .

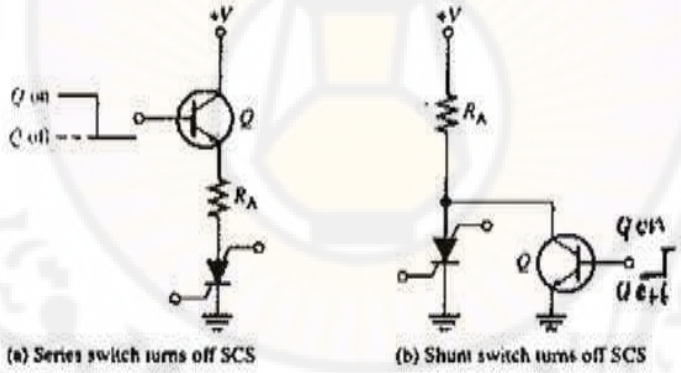


الشكل (6-12)

يمكن للقاطع السيليكوني التحكّمي أن يوصل بالطريقة نفسها تماماً التي يوصل بها المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR)،وذلك بتزويد نبضة تيّار موجبة لبوّابة المهبط ،

التي تعمل على سوق Driving (Q2) والبدء بعملية الانهيار التراكمي . يمكن للـ (SCS) أن يوصل أيضاً بتزويد نبضة تيّار سالبة لبوّابة المصعد . نلاحظ أن التيّار السّالب يوصل الترانزيستور (Q1) الذي هو من النوع (PNP) ، وبذلك يبدأ (Q1) حالة التراكم في هذه الحالة . يمكن للـ(SCS) أن يقطع Turned Off إمّا بتزويد بوّابة المهبط بتيّار سالب ، مما يودّي إلى قطع (Q2) ، أو بتزويد بوّابة المصعد بتيّار موجب ، مما يودّي إلى قطع (Q1).

يبيّن الشكل (12-6) ملخّصاً للطرق التي يمكن من خلالها للـ(SCS) أن يوصل أو يقطع . يمكن للقواطع السيليكونية التحكّمية أن توصل وتقطع أسرع من المقوّمات السيليكونية (SCRs) ، لكنّها غير متوفّرة بمعدّلات استطاعة عالية وتيّار عالٍ ، مثل ما هو متوفّر في حالة الـ(SCR) .



(a) Series switch turns off SCS (b) Shunt switch turns off SCS

الشكل (13-6)

بالإضافة لتطبيق نبضة موجبة على بوّابة المصعد أو نبضة سالبة على بوّابة المهبط ، هنالك طرق أخرى لقطع Turning-Off الـ(SCS).

يبيّن الشكل (6-13a,b) طريقتين لإنقاص تيّار المصعد تحت قيمة تيّار الإمساك (I_H) . في كل طريقة يعتبر الترانزيستور (Q) المستخدم كقاطع Switch .

إنّ تطبيقات الـ(SCS) تُشبه تطبيقات الـ(SCR) باستثناء مسألة الاستطاعة المنخفضة التي يعمل عليها الـ(SCS) . بالإضافة إلى ذلك فإن القواطع السيليكونية التحكّمية (SCS) تُستخدم أحياناً في تطبيقات الدارات الرقمية Digital مثل : العدّادات Counters ، المسجّلات Registers ، ودارات التوقيت Timing Circuit .

6-2-7- الدياك والترياك :

The Diac And Triac:

الدياك والترياك كلاهما عبارة عن أنواع من العائلة الثايريستورية Thyristors التي تستطيع أن تنقل التيّار بكلا الاتجاهين ، فهي ثنائية الجانب Bilateral . الفرق الأساسي بين كلا الوسيلتين هو أنّ الدياك Diac ذا نهايتين فقط ، بينما الترياك ذو نهاية ثالثة إضافيّة هي البوّابة . يسلك الدياك بشكل أساسي وكأنّه مؤلّف من ثنائيّ شوكلي على التوازي توصلان باتجاهين متعاكسين بينما يسلك الترياك وكأنّه مؤلّف من مقوّمين سيليكونيين تحكّميين (SCRs) موصولين على التوازي يوصلان باتجاهات متعاكسة وبوّابة تحكّم مشتركة .

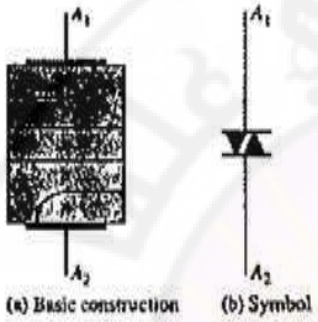
6-2-7-1- الدياك :

The Diac :

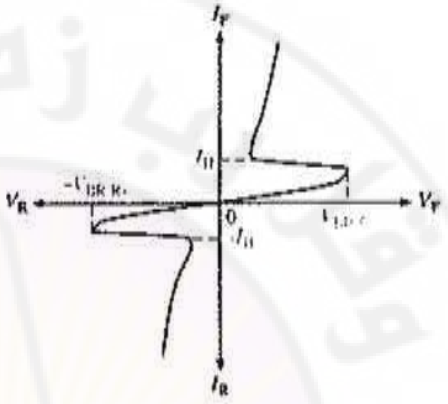
يبيّن الشكل (6-14) البنية الأساسية والرّمز الكهربائي للدياك . نلاحظ أنّه يوجد نهايتان للدياك يرمز لهما بـ(A_1,A_2) . يحدث التوصيل في الدياك عندما يصبح الجهد المطبّق على طرفيه إلى جهد الانهيار Breakover بكلا القطبيّتين الموجبة أو السّالبة ، وذلك عبر كلا النهايتين . يبيّن الشكل (6-15) منحني الخواص الخاص به .

حالما يحدث الانهيار ، يمرّ التيّار خلاله باتجاه معيّن يعتمد على قطبيّة الجهد

المعلّق على نهايتيه . بالطريقة السّابقة نفسها ، فإن الدياك يقطع Turns Off عندما يهبط التيّار المارّ فيه إلى أسفل قيمة تيّار الإمساك .



الشكل (6-14)

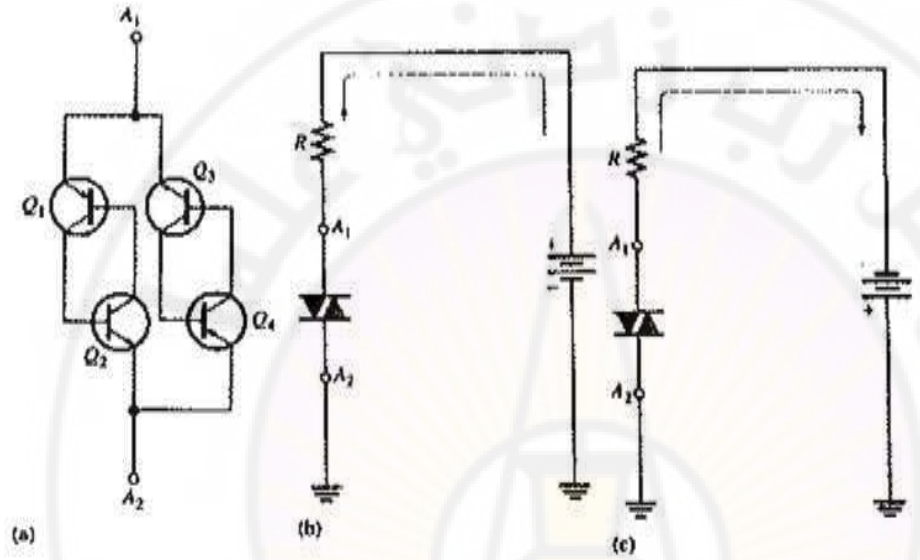


الشكل (6-15)

تحتوي الدارة المكافئة للدياك على أربعة ترانزيستورات مرتّبة كما هو مبيّن بالشكل (6-16a) . عندما ينحاز الدياك كما في الشكل (6-16b) ، فإنّ بنية (pnpn) من (A_1 to A_2) هي التي تُشكّل عمل الوسيلة رباعية الطبقات وذلك كما تمّ شرحه بالنسبة لثنائي شوكلي . في الدارة المكافئة يكون(Q1,Q2) في حالة انحياز أمامي بينما (Q3,Q4) في حالة انحياز عكسي .

تعمل نتيجة لذلك هذه الوسيلة ضمن الجزء اليميني الأعلى (الربع الأوّل) من منحني الخواص المبيّن بالشكل (6-15) ، ضمن شروط الانحياز المذكور . عندما ينحاز الدياك كما في الشكل(6-16c)، فإنّ بنية (pnpn) من (A_2 to A_1) هي المستخدمة . في الدارة المكافئة يكون الترانزيستوران (Q3,Q4) منحازان أمامياً ، بينما

(Q1,Q2) منحازان عكسياً. تحت هذا الظرف من الانحياز ، تعمل الوسيلة ضمن الجزء اليساري الأسفل (الربع الثالث) من منحني الخواص كما هو مبيّن في الشكل(15-6) .



الشكل (16-6)

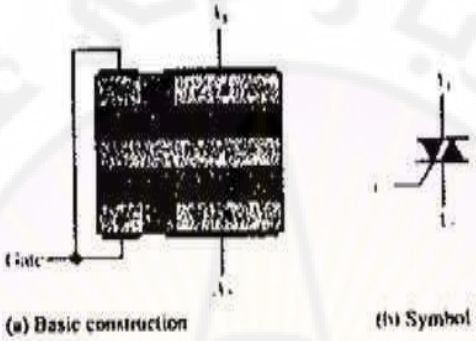
6-2-7-2- التريك :

The Triac :

يُشبه التريك العنصر السابق الديك مع وجود نهاية بوّابة Gate . يمكن للتريك Triac أن يوصل بواسطة تطبيق نبضة تيّار على البوّابة ، ولا حاجة لزيادة الجهد على طرفيه لحدوث الانهيار Breakover وبالتالي لابتداء التوصيل ، كما يجب أن يتمّ في الديك Diac لتوصيله . يمكن تخيّل التريك بشكل أساسي على أنه عبارة عن مقوّمين سيليكونيين تحكّميين (Tow- SCRs) موصولين على التوازي يعملان باتجاه معاكس وبنهاية بوّابة مشتركة . بخلاف الـ(SCR) فإنّ التريك يمكن له أن ينقل تيّار بكلا

الاتجاهين عند قدحه ، وذلك حسب قطبيّة الجهد المطبّق عبر النهايتين (A_1,A_2) .

يبيّن الشكل (6-17a,b) البنية الأساسية والرّمز الكهربائي للترياك .

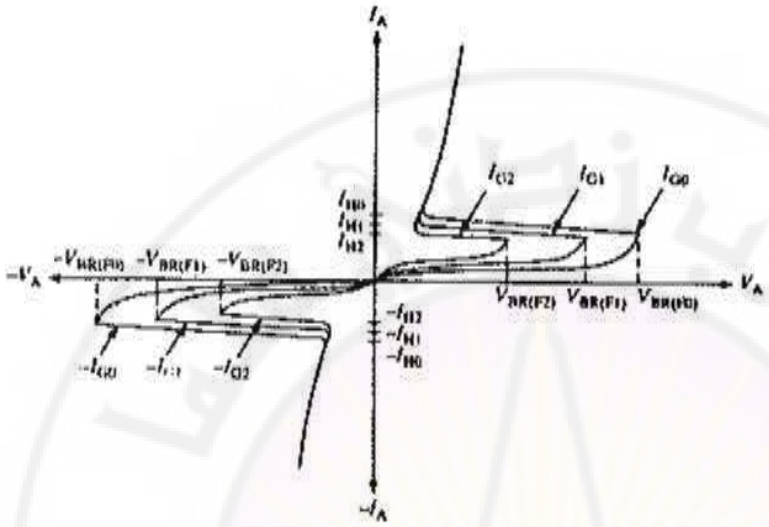


(a) Basic construction (b) Symbol

الشكل (6-17)

يبيّن الشكل (6-18) منحني الخواص للترياك ، حيث نلاحظ فيه أنّ كمون الانهيار يتناقص عندما يتزايد تيّار البوّابة ، كما يحصل تماماً في المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) .

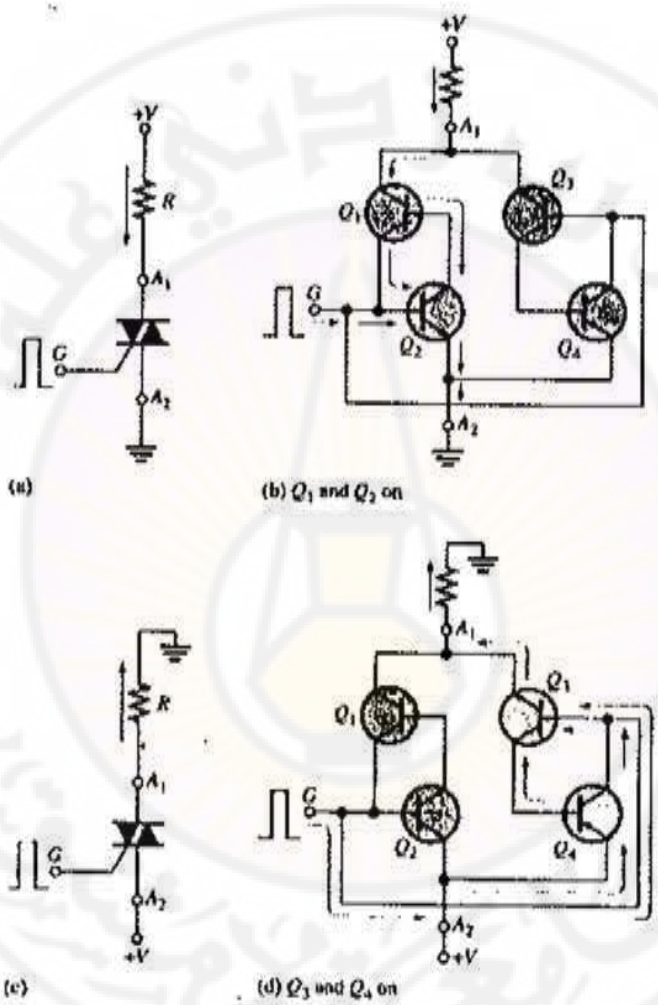
كما هي طبيعة الوسائل رباعية الطبقات التي ذكرت سابقاً ، فإنّ الترياك يتوقّف عن عملية التوصيل عندما يهبط تيّار المصعد تحت قيمة محدّدة والمعروفة بتيّار الإمساك (I_H) . الطريقة الوحيدة الممكنة لقطع الترياك هي إنقاص التيّار المارّ فيه إلى قيمة منخفضة بشكل كافٍ .



الشكل (6-18)

يبيّن الشكل (6-19) عملية قدح الترياك ليوصل بكلا الاتجاهين .

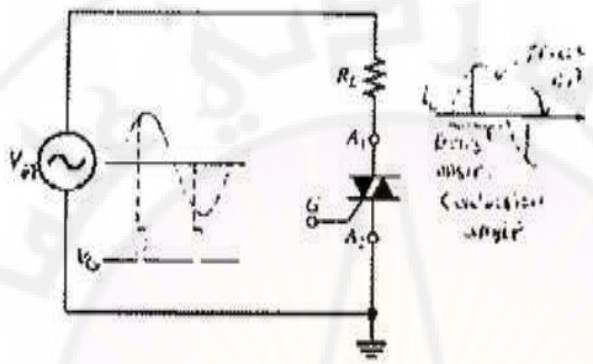
نلاحظ من الشكل (6-19a) أنّ النهاية (A_1) منحازة بشكلٍ موجب بالنسبة للنهاية (A_2) ، بحيث يوصل الترياك كما هو مبيّن عندما تُقدح بنبضة موجبة مطبّقة على نهاية البوّابة . في الشكل (6-19b) تبيّن الدارة المكافئة الترانزيستورية أنّ (Q1,Q2) توصلان عند تطبيق نبضة القدح الموجبة . في الشكل (6-19c) فإنّ النهاية (A_2) تكون هي الآن موجبة بالنسبة لـ(A_1) ، بحيث يوصل الترياك كما هو مبيّن . في هذه الحالة فإن (Q3,Q4) يوصلان حسب ما تبيّن من الشكل (6-19d) وذلك عند تطبيق نبضة قدح موجبة .



الشكل (6-19)

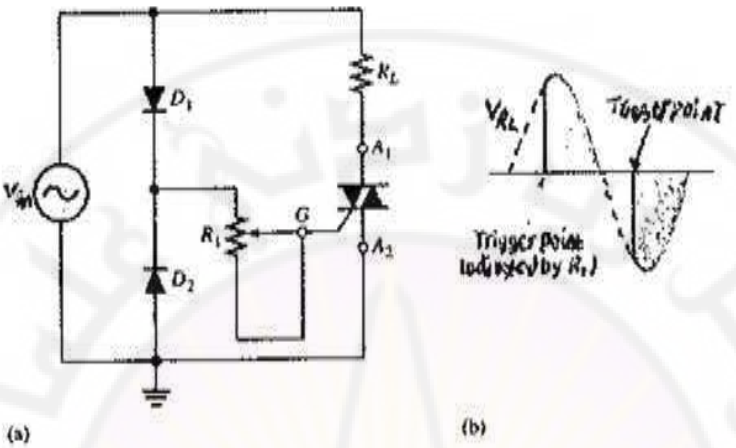
6-2-7-3 تطبيقات التريك :

The Triac Applications :



الشكل (6-20)

إنّ التراياكات Triacs تُستخدم مثل المقوّمات السيليكونية التحكّمية (SCRs) ، حيث تُستخدم في التحكّم بالاستطاعة المتوسّطة المزوّدة إلى حمل ما بطريقة التحكّم بالطور Phase Control . يمكن للتريك أن يقدح في حالة التغذية باستطاعة متناوبة ac Power إلى الحمل بحيث يمكن التحكّم بكل نصف دورة من الإشارة . خلال نصف دورة موجبة للإشارة المتناوبة (ac) ، يكون التريك قاطعاً Off خلال فترة زمنية معيّنة ، تدعى بزاوية التأخير Delay Angle (مقاسة بالدرجات) ، بالتالي يقدح ويوصل التيّار خلال الحمل بالنسبة للجزء الآخر من نصف دور الموجة والذي يدعى بزاوية التوصيل Conduction Angle . يحدث عمل مماثل بالنسبة لنصف الدور السّالب باستثناء أن التيّار يوصل في هذه الحالة في الاتجاه المعاكس خلال الحمل . يبيّن الشكل (6-20) هذه العملية .



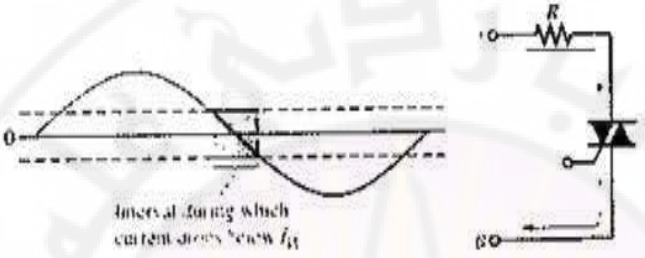
الشكل (6-21)

من الأمثلة على استخدام الترياك للتحكّم بالطور هو ما يبيّنه الشكل (6-21a) . تُستخدم الثنائيات لتقديم نبضات قدح لبوّابة الترياك . يُوصل الثنائي (D_1) خلال نصف الموجة الموجب . قيمة (R_1) تضع النقطة على نصف الموجة الموجب الذي يوصل عندها الترياك . نلاحظ أنّه خلال هذا الجزء من دورة الإشارة المتناوبة (ac) ، تكون (A_1,G) موجبة بالنسبة لـــ(A_2) .

يوصل الثنائي (D_2) خلال نصف الموجة السّالب ، و (R_1) تحدّد نقطة القدح The Trigger Point . نلاحظ أنّه خلال هذا الجزء من الدورة المتناوبة (ac) ، تكون (A_2,G) موجبة بالنسبة لـــ(A_1) .نتيجة الجهد الهابط على مقاومة الحمل (R_L) ، مبيّنة في الشكل (6-21b) .

في دارة التحكّم بالطّور ، فإنه من الضروري قطع الترياك في نهاية كل دورة موجبة وسالبة من الإشارة المتناوبة (ac) . يوضّح الشكل (6-22i) أنّه يوجد فترة قرب

كل تقاطع قريب من الصفر Zero Crossing حيث يهبط تيّار الترياك خلالها إلى الأسفل من قيمة تيّار الإمساك ، لذلك تقطع هذه الوسيلة خلال هذه الفترة .



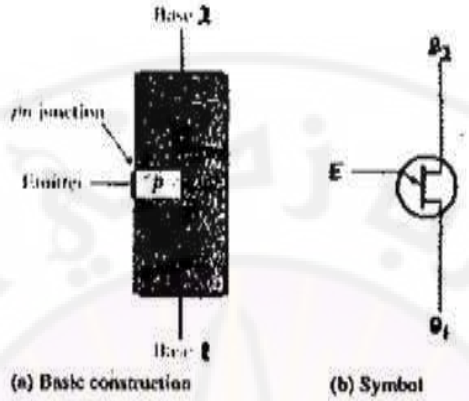
الشكل (22-6)

6-3- ترانزيستور وحيد الوصلة (UJT) :

The Unijuction Transistor (UJT):

إنّ التسمية لهذا الترانزيستور ترجع إلى حقيقة أن الترانزيستور وحيد الوصلة (UJT) يملك وصلة (p-n) وحيدة .

الترانزيستور وحيد الوصلة (UJT) هو وسيلة إلكترونية ذات ثلاث نهايات حيث نرى بنيته الأساسية في الشكل (6-23a) ، ورمزه الكهربائي في الشكل (6-23b) . تدعى نهاياته الثلاث بالـ :الباعث (E) ، القاعدة الأولى (B_1) ، القاعدة الثانية (B_2)، طرف سهم الباعث معكوف والذي يميّزه عن رمز الترانزيستور JFET . لهذا الترانزيستور وصلة (Pn) وحيدة ، لذلك فإن منحنيات خواصه تختلف كثيراً عن خواص الترانزيستور (BJT) أ، الترانزيستور (FET) .



الشكل (6-23)

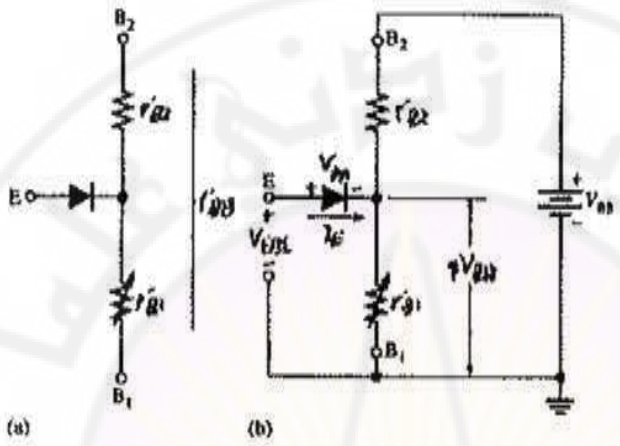
6-3-1- الدارة المكافئة :

Equivalent Circuit:

يبيّن الشكل (6-24a) ، الدارة المكافئة للترانزيستور (UJT) التي ستساعدنا على فهم العمل الأساسي لهذا الترانزيستور .

يمثّل الثنائي المبيّن بالشكل الوصلة (Pn) ، وتمثّل (r'_{B1}) المقاومة الديناميكية الداخلية لقضيب السيليكون والموجودة بين الباعث والقاعدة (B_1) ، وتمثّل المقاومة (r'_{B2}) المقاومة الديناميكية الموجودة بين الباعث والقاعدة (B_2) .تدعى مجموع المقاومتين ($r'_{B1} + r'_{B2}$) والموجودتين بين نهايتي القاعدتين (B_1,B_2) بمقاومة ما بين القاعدتين (r'_{BB}) Interbase Resistance :

$$r'_{BB} = r'_{B1} + r'_{B2} \quad \text{..... (6-12)}$$



الشكل (6-24)

تتغيّر المقاومة (r'_{B1}) عكساً مع تيّار الباعث (I_E) ، لذلك هي مبيّنة في الشكل كمقاومة متغيّرة . إن قيمة (r'_{B1}) يمكن أن تتغيّر حسب قيمة (I_E) من بضعة آلاف من الأوم إلى عشرات الأوم فقط . تشكّل المقاومتين الداخليتين (r'_{B1} , r'_{B2}) مجزّئ جهد Voltage Divider عندما يطبّق عليهما الانحياز المستمر كما هو مبيّن بالشكل (6-24b) . لذا فالجهد الهابط عبر المقاومة يمكن أن يعبّر عنه كما يلي :

$$V_{r'_{B1}} = \left(\frac{r'_{B1}}{r'_{BB}}\right) V_{BB} \quad \text{..... (6-13)}$$

6-3-2- النسبة النقية (η) :

Intrinsic Ratio :

تدعى النسبة r'_{B1} / r'_{BB} في الـ(UJT) بالنسبة النقية : Intrinsic Standoff

Ratio (η) وتكتب :

$$\eta = \frac{r'_{B1}}{r'_{BB}} \quad \text{.....(6-14)}$$

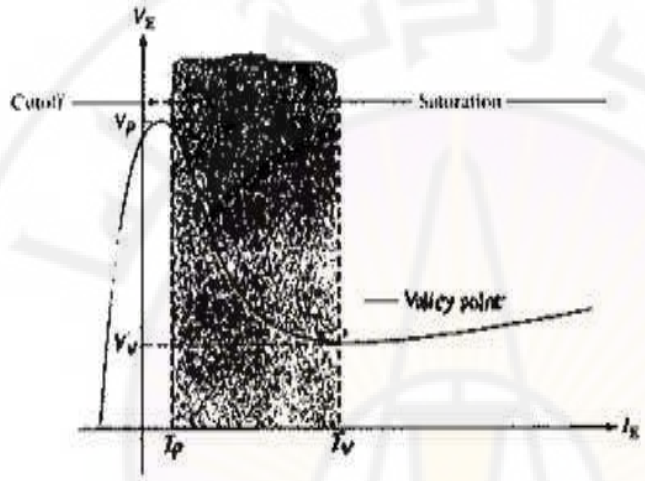
طالما أنّ الجهد المطبّق على الباعث (V_{EB1}) هو أقلّ من مجموع الجهدين ($Vr'_{B1} + V_{Pn}$) ، فإنّه لا يوجد أي تيّار باعث يذكر بسبب أنّ الوصلة (Pn) ليست بعد بحالة انحياز أمامي (V_{Pn} هو كمون الحاجز للوصلة Pn) . قيمة جهد الباعث التي يمكن أن تؤدّي إلى انحياز أمامي للوصلة (Pn) تدعى بجهد القمّة(V_P) Peak-Point Voltage ، ويعبّر عن هذا الجهد بالعلاقة التالية :

$$Vp = Vr'_{B1} + Vpn$$
$$= \eta V_{BB} + Vpn \quad \text{.....(6-15)}$$

إنّ قيمة النسبة (η) تعتمد بشكل واضح على مدى اقتراب نهاية الباعث من القاعدة (B_2) ، حيث أنّ (r'_{B1}) تصبح أكبر و (r'_{B2}) تصبح أصغر كلّما اقترب الباعث من (B_2) ، نموذجياً فإنّ (η) تقع في المجال من (0.5-0.85) ، حيث المقاومة (r'_{BB}) يمكن أن تكون ضمن المجال ($4k \rightarrow 12k\Omega$) .

الآن لو أنّ جهد الباعث (V_E) تزايد إلى قيمة أعلى من (V_P) تصبح الوصلة (p-n) منحازة أمامياً ، وتبدأ كمية صغيرة من تيّار الباعث الأمامي (I_E) بالتدفّق خلال الباعث إلى منطقة القاعدة (B_1) ، مسبّباً تناقصاً في مقاومة المنطقة . إنّ تناقص (r'_{B1}) يساهم بوجود حوامل شحنات إضافية ناتجة عن تدفّق التيّار الأمامي . لو أنّ الانحياز الأمامي تزايد أكثر وبشكلٍ بطيء ، فسيحدث انخفاض مفاجئ لقيمة (r'_{B1}) . تحدث هذه الظاهرة بسبب أن التزايد في التيّار يُنقص المقاومة (r'_{B1}) ، والتي بدورها تزيد في قيمة التيّار ، والذي بدوره أيضاً يُنقص من (r'_{B1}) ، وهكذا . بكلمات أخرى ،

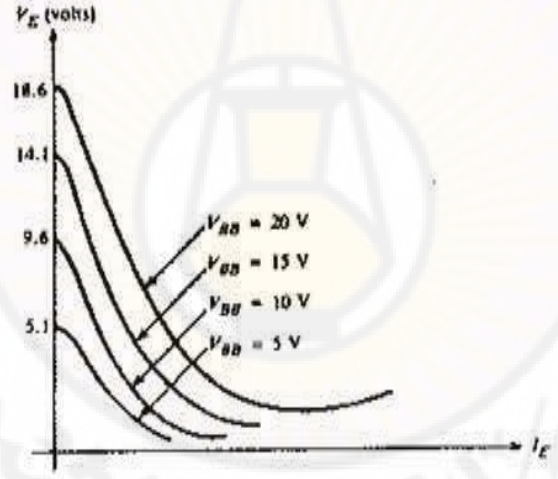
يحدث ما يسمّى بالعملية التراكمية Regenerative Action . يُدعى جهد الباعث الذي عنده تبدأ عملية التراكم Regeneration بجهد القمّة (V_P) .



الشكل (25-6)

يبيّن الشكل (25-6) منحني الخواص في الترانزيستور وحيد الوصلة . نلاحظ من المنحني ، أنّه حالما يصل جهد الباعث إلى جهد القمّة (V_P) ، يتزايد تيّار الباعث مع تناقص في جهده . هذه الحقيقة توصف بالميل السّالب Negative Slope لمنحني الخواص في المنطقة التي على يمين نقطة القمّة . لذلك تدعى هذه المنطقة بمنطقة المقاومة السّالبة Negative Resistance لمنحني الخواص . هذه المنطقة هي غير مستقرّة Unstable لأن الـ(UJT) لا يمكنه فعلياً أن يعمل في هذه المنطقة . يوضّح المنحني بشكل بسيط علاقة (V_E) و (I_E) عندما يتحرّك الـ(UJT) خلال العبور التراكمي Regenerative Transits . فيما وراء نقطة الوادي Valley Point والمبيّنة على

الشكل ، تصل المقاومة (r'_{B1}) إلى قيمتها الدنيا الممكنة ، وتدعى عندئذ بمقاومة الإشباع Saturation Resistance . في منطقة الإشباع هذه فقط يمكن لتيّار الباعث أن يتزايد أكثر مع تزايد (V_E) من جديد . إنّ الخواص في هذه المنطقة تكون مماثلة لتلك المعروفة للثنائي التقليدي المنحاز أمامياً . نلاحظ أن المنطقة التي على يسار نقطة القمّة تدعى بمنطقة القطع Cutoff . في التطبيقات العملية فإنّ الـ(UJT) يُستخدم كمفاطع محكوم بواسطة الجهد Voltage-Controlled Switch . عندما يرتفع جهد الدخل (الذي هو جهد الباعث) إلى القيمة (V_P) ، يشتعل Fires الـ(UJT) ، أو يوصل Turn On سامحاً بمرور تيّار لا بأس به من منبع التغذية (V_{BB}) إلى الأرض .



الشكل (6-26)

لقطع هذه الوسيلة Turnoff أي لإعادتها إلى منطقة القطع ، يجب إنقاص تيّار الباعث إلى قيمة أقل من تيّار الوادي (I_V) . بما أنّ (V_P) هو تابع لجهد التغذية (V_{BB}) كما رأينا في المعادلة (6-15) ، لذلك حينما يزداد (V_{BB}) ، يجب أن ترتفع قيمة (V_P) إلى

قيمة أعلى حتى يتمكّن الـ(UJT) من التوصيل On .

يبيّن الشكل (6-26) مجموعة نموذجية من منحنيات الخواص ، وذلك حسب قيم مختلفة للجهد (V_{BB}) ، (منطقة القطع غير موجودة في الشكل) . يمثّل تقاطع كل منحني خواص مع محور (V_E) (بشكل تقريبي) قيمة (V_P) الموافقة لقيمة معيّنة للجهد (V_{BB}) ، ويمكن أن نرى من الشكل أن (V_P) تتزايد مع تزايد (V_{BB}) .

6-3-3- تطبيقات الـ(UJT) :

A UJT Applications:

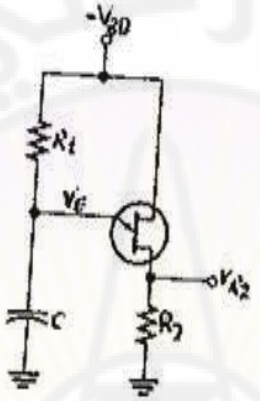
يُمكن أن يُستخدم الترانزيستور وحيد الوصلة (UJT) كوسيلة قدح لوسائل الـ(SCR_S) و الـ(Triacs) . يمكن أن يُستخدم الـ(UJT) أيضاً في تطبيقات أخرى تشمل مولدات الإشارة غير الجيبية Nonsinosoidal OSC ، مولّدات سن المنشار Sawtouth OSC ، التحكّم بالطور Phase Control ، ودارات التوقيت Timing Circuits . يبيّن الشكل (6-27) مهتزّ استرخاء Relaxation Oscillator باستخدام الـ(UJT) كأحد هذه التطبيقات .

إنّ عمل هذا المهتزّ هو كما يلي : عندما تُطبّق التغذية المستمرّة ($+V_{BB}$)، تُشحن المكثّفة (C) أسّياً خلال (R_1) باتجاه هذه التغذية ، حتى يصل الجهد بين طرفيها إلى جهد نقطة القمّة (V_P) . عند هذه النقطة تصبح الوصلة (Pn) منحازة أمامياً وتدخل خواص الباعث في منطقة المقاومة السّالبة (تتناقص V_E مع تزايد I_E) . تفرّغ المكثّفة عندها بسرعة خلال الممرّ ، الوصلة المنحازة أمامياً ، B'_{B1} و R_2 .عندما يتناقص جهد المكثّفة عن قيمة جهد نقطة الوادي (V_V) Valley Point يقطع الـ(UJT) ، وتبدأ المكثّفة بالشحن من جديد ، وتتكرّر الدورة بالأسلوب نفسه . هذه العملية مبيّنة بالشكل (6-28a) .

خلال فترة تفريغ المكثّفة ، فإنّ الـ(UJT) يكون بحالة توصيل . لذلك فإنّه

يظهر جهد عبر المقاومة (R_2) له شكل الموجة المبيّنة بالشكل (6-28b) .

في دارة مهتزّ الاسترخاء المبيّنة بالشكل (6-27) هنالك شروط معيّنة يجب توافرها في الـ(UJT) لتأكيد عملية الوصل والقطع المستمرّين .



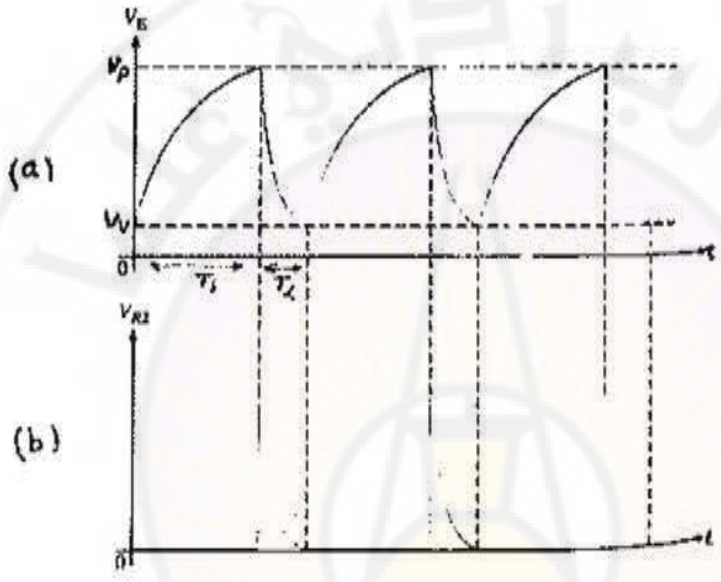
الشكل (6-27)

الأوّل ، لتأكيد عملية التوصيل Turn-on ، يجب على المقاومة(R_1) أن تكون ذات قيمة بحيث تجعل تيّار الباعث (I_E) أعلى من قيمة تيّار القمّة (I_P). لتحقيق ذلك ، يجب على هبوط الجهد عبر المقاومة(R_1) عند نقطة القمّة أن يكون أكبر من(I_P، R_1) . طبقاً لذلك فإن شرط التوصيل يجب أن يكون :

$$V_{BB} - Vp > IpR_1$$

Or :

$$R_1 < \frac{V_{BB} - Vp}{I_P} \quad \text{.....} \quad (6\text{-}14)$$



الشكل (6-28)

الثّاني ، لتأكيد عملية القطع Turn-off ، يجب على المقاومة (R_1) أن تكون ذات قيمة بحيث تجعل تيّار الباعث (I_E) أقل من قيمة تيّار الوادي (I_V) . لتحقيق ذلك يجب على هبوط الجهد عبر المقاومة (R_1) عند نقطة الوادي أن يكون أصغر من ($I_V . R_1$) . طبقاً لذلك فإن شرط القطع يجب أن يكون :

$$V_{BB} - V_V < I_V R_1$$

Or :

$$R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} \quad \text{..... (6-15)}$$

لذلك لتحقيق وصل وقطع سليمين في دارة مهتزّ الاسترخاء باستخدام الـ (UJT) يجب أن تكون قيمة المقاومة (R_1) ضمن المجال التالي :

$$\frac{V_{BB} - V_P}{I_P} > R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} \quad \text{..... (6-16)}$$

مسألة (6-4)محلولة :

حدّد قيمة المقاومة (R_1) المبيّنة في الشكل (6-27) التي تؤكّد على عملية الوصل والقطع للـ(UJT) . المعلومات التالية مأخوذة من مواصفات الترانزيستور (UJT) المستخدم :

$$\eta = 0.5 \ , \ V_V = 1v \ , \ I_V = 10mA \ , \ I_P = 20\mu A \ , \ V_P = 14v$$

افترض أنّ : $V_{BB} = +30v$

الحـــــــــلّ :

$$\frac{V_{BB} - V_P}{I_P} > R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

$$\frac{30 - 14}{20\mu A} > R_1 > \frac{30 - 1}{10mA}$$

$$800k\Omega > R_1 > 2.9k\Omega$$

نلاحظ أنّ للمقاومة (R_1) مجال عريض يمكن اختيار قيمتها خلاله .

نلاحظ من دارة مهتزّ الاسترخاء شكل (6-27) أنّ المقاومة (R_2) هي على التسلسل مع (r'_{B2} , r'_{B1}) للترانزيستور (UJT) . يجب على قيمة هذه المقاومة (R_2) أن تكون صغيرة بالمقارنة مع (r'_{BB}) ، وذلك لمنع تخريب قيمة (V_P) والإقلال من شأن المقاومة الديناميكية السّالبة (r'_{B1}) أثناء عملية التوصيل .

تردّد الاهتزاز (Fo) :

Oscillation Frequency:

أثناء اشتقاق تردّد الاهتزاز سوف نعتبر (بشكل عملي) أن زمن تفريغ المكثّفة في الشكل (6-27) و (6-28) صغيراً بالمقارنة مع زمن شحنها أي أنّ :

$$T = T_1 + T_2 = T_1 \quad \text{..... (6-15)}$$

أيضاً سنفترض (بشكل عملي أيضاً) أنّ هبوط الجهد عبر المقاومة (R_2) مهمل بالمقارنة مع هبوط الجهد عبر المقاومة (r'_{BB}) ، وبإهمال هبوط الجهد عبر ثنائي الوصلة (Pn) (V_{Pn}) ، نكتب ما يلي :

إن معادلة شحن المكثّفة (C) تعطى بالمعادلة الأسّية المعروفة التالية :

$$V_C = V_{BB}\left(1 - e^{-\frac{t}{R_1.C}}\right) \quad \text{..... (6-16)}$$

حيث : (V_{BB}) : هو الجهد الذي ترغب المكثّفة في الوصول إليه .

$R_1.C$: ثابت شحن المكثّفة (C) .

أثناء شحن المكثّفة وعند وصول الجهد على طرفيها إلى جهد القمّة :

$$V_P = \eta V_{BB} + V_{Pn} \cong \eta V_{BB}$$

يكون الزمن : $t = T$ دور الاهتزاز أي :

$$V_P = \eta V_{BB} = V_{BB}\left(1 - e^{-\frac{T}{R_1.C}}\right)$$

بالاختصار وأخذ لوغاريتم الطرفين نجد :

$$T = R_1 C Ln \frac{1}{1-\eta}$$

بفرض : $Ln\frac{1}{1-\eta}=K$ ثابت نجد :

$$T = R_1.C.K$$

ومنه :

$$Fo=\frac{1}{T}=\frac{1}{R_1CK} \quad \text{.....(6-17)}$$

ملاحظة :

إذا لم نهمل زمن التفريغ T_2 عندها يمكن البرهان أنّ :

$$T = R_1.CLn\left(\frac{V_{BB}-V_V}{V_{BB}-V_P}\right)\text{Seconds} \quad \text{.....(6-18)}$$

مسألة (6-5)محلولة :

صُمِّم مهتزّ استرخاء بتردّد (1 KHz) باستخدام ترانزيستور (MU4892) وحيد الوصلة بجهد تغذية مستمرّ (20 V) . استخدم المواصفات المعطاة في النشرات الفنية لهذا الترانزيستور .

الحـــــــــلّ :

من النشرات الفنية للترانزيستور وحيد الوصلة المهتزّ نجد :

$$V_{Pn}=0.56v \quad , \quad V_V=2v \quad , \quad \eta=0.6$$

$$V_P=\eta V_{BB}+V_{Pn}=0.6\times(20)+0.56=12.56v$$

$$I_{P(max)}=2\mu A \quad , \quad I_{V(min)}=2mA$$

من المعادلات (6-14,15) نجد :

$$R_1<\frac{V_{BB}-V_P}{I_P}<\frac{20-12.56}{2\mu A}<3.72M\Omega$$

$$R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} > \frac{20-2}{2mA} > 9k\Omega$$

يمكننا أن نختار R = 10 K لتحقّق المطلوب .

من معادلة الاهتزاز (6-18) نجد :

$$T = R_1.C.Ln\left(\frac{V_{BB} - V_V}{V_{BB} - V_P}\right)$$

$$= 10k \times C.Ln\left(\frac{20-2}{20-12.56}\right)$$

ومنه :

$$C = 0.113\mu f$$

يمكن أن نختار قيمة نموذجية لـ(R_2) المبينة في الشكل (6-27) بحيث :

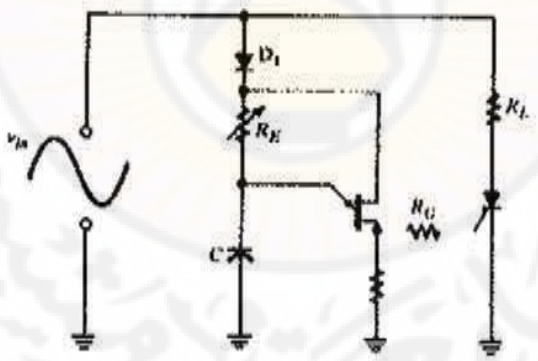
$$R_2 = 47\Omega$$

إذا حاولنا أن نفحص الدقّة للمعادلة التقريبية (6-17) لتردّد الاهتزاز نجد :

$$f = \frac{1}{R_1.C.Ln\frac{1}{1-\eta}}$$

$$= \frac{1}{10k \times 0.113\mu f \times Ln\frac{1}{1-0.6}} = \frac{1}{1.04ms} = 961.53Hz$$

نلاحظ أنّ هذه القيمة ذات تقريب جيد بالمقارنة مع التردّد المفروض (1KHz). للحصول على تردّد دقيق مطابق تماماً للمطلوب ، نجعل عادة المقاومة (R_1) متغيّرة .



(a) Power-control circuit

الشكل (6-29)

استخدام الـUJT لقدح دارات الـSCRs

SCR Trigger Circuit :

غالباً ما تُستخدم الترانزيستورات وحيدة الوصلة (UJT) في دارات قدح المقوّمات السيليكونية التحكّمية (SCRs) أو الترياكات . يبيّن الشكل (6-29) مثالاً نموذجياً على ذلك .

عندما يوصل الترانزيستور (UJT) ، تطبّق نبضة تيّار بوّابة على الـ(SCR) لتحوّله إلى حالة التوصيل. في دارة التحكّم بالاستطاعة المتناوبة هذه ، فإنّ الـ(SCR) يقطع خلال كل فترة نصف دورة سالبة ، بحيث يجب على الـ(UJT) أن يقدح من جديد خلال كل نصف دورة موجب . بتغيير قيمة المقاومة (R_E) يمكننا أن نتحكّم بالمعدّل الذي تشحن به المكثّفة وبالتالي التحكّم باللحظة التي يصل فيها جهد باعث الـ(UJT) إلى جهد نقطة القمّة (V_P) . إنّ القيم الصغيرة (R_E) تسمح للمكثّفة بالشحن بشكل سريع ، والذي يجعل الـ(UJT) وبالتالي الـ(SCR) يوصلان بشكل مبكّر خلال نصف الدورة والسماح بالتالي لتيّار الحمل أن يتدفّق خلال جزء أكبر من نصف الدورة . بالعكس فإنّ القيم الكبيرة لـ(R_E) تؤدّي إلى تأخير أكبر في عملية التبديل إلى حالة الـOn ، وبالتالي تسمح بتدفّق تيّار حمل خلال فترة زمنية أصغر . يقوم الثنائي (D_1) بعزل الـ(UJT) عن أنصاف الدورات السالبة .

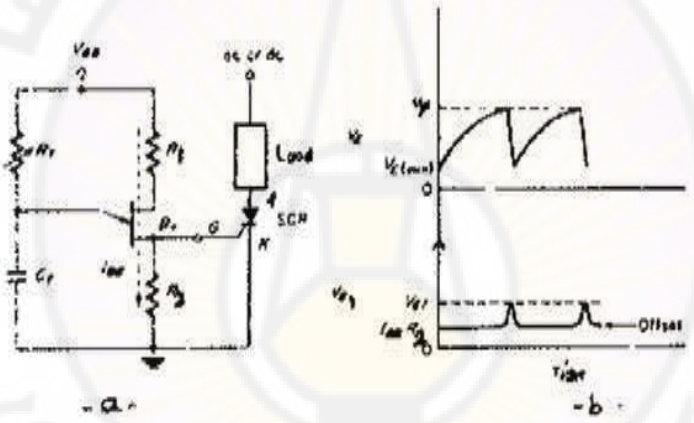
•ملاحظة تصميمية :

يبيّن الشكل (6-30) نوع آخر من دارات قدح الـ(SCR) باستخدام الترانزيستور (UJT) .

نلاحظ من الشكل (6-30a) ، أنّ القاعدة (B_1) للترانزيستور (UJT) تؤمّن النبضات اللازمة لقدح بوّابة الـ(SCR) .إنّ هذا يستدعي اختياراً ملائماً لجهد التغذية المستمرّة (V_{HB}) للـ(UJT) بحيث تكون استطاعة النبضة كافية عند (V_{OB1}) .

تؤمّن المقاومة (R_2) ممرّاً للتيّار الساكن المارّ بين القاعدتين وليكن (I_{BB})، والذي يمرّ قبل قدح الترانزيستور (UJT) . لو سمح لهذا التيّار بالمرور عبر بوّابة الـ(SCR) بشكل زائد عن حدّ معيّن لأصبح الـ(SCR) بحالة توصيل دائم غير مرغوب .

نختار عادة قيمة (R_2) بحيث تكون قيمة (V_{GK}) المطبّقة على بوّابة الـ (SCR) أصغر من قيمة الجهد الأدنى اللازم لقدح الـ(SCR) أي ($V_{GK\ min}$) التي تكون عادة جزأً من الفولت .



الشكل (6-30)

من الشكل (6-30b) نجد :

$$I_{BB}.R_{2\max} \le V_{GK\min}$$

ومنه :

$$R_{2\max} \le \frac{V_{GK\min}}{I_{BB}}$$

بما أنّ $R_2 \ll r'_{BB}$ لذلك يمكن أن نعتبر أنّ :

$$I_{BB} \cong \frac{V_{BB}}{r'_{BB}}$$

بالتعويض نجد :

$$R_{2\max} \le \frac{V_{GK\min}}{V_{BB}} r'_{BB} \quad \text{..... (6-19)}$$

مسألة (6-6)محلولة :

بفرض أنه كانت :

$$V_{BB} = 25v \quad , \quad V_{GK\min} = 0.2v \quad , \quad r'_{BB} = 4k$$

أوجد قيمة المقاومة (R_2) التي لا تسمح بتوصيل دائم للـ(SCR) في الشكل (6-30) .

الحـــــــــلّ :

$$R_{2\min} = \frac{V_{GK\min}}{V_{BB}} r'_{BB} = \frac{0.2v}{25v} \times 4k = 32\Omega$$

إذاً نختار :

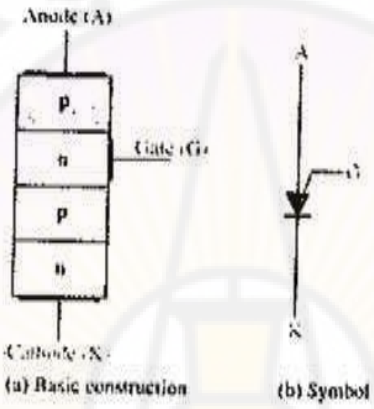
$$R_2 < 32\Omega$$

6-4- الترانزيستور وحيد الوصلة المبرمج (PUT) :

The Programmable Unijunction Transistor (PUT):

إنّ بنية الترانزيستور وحيد الوصلة المبرمج (PUT) مماثلة لتلك المعروفة للمقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) (من حيث أنه وسيلة رباعية الطبقات) باستثناء أنّ البوّابة قد تغيّر مكانها وذلك كما هو مبيّن بالشكل (6-31) . نلاحظ أن البوّابة قد أصبحت موصولة إلى المنطقة (n) المجاورة للمصعد . الوصلة (Pn) هذه هي التي أصبحت تتحكّم بحالات القطع Off والوصل On لهذه الوسيلة الإلكترونية . تبقى

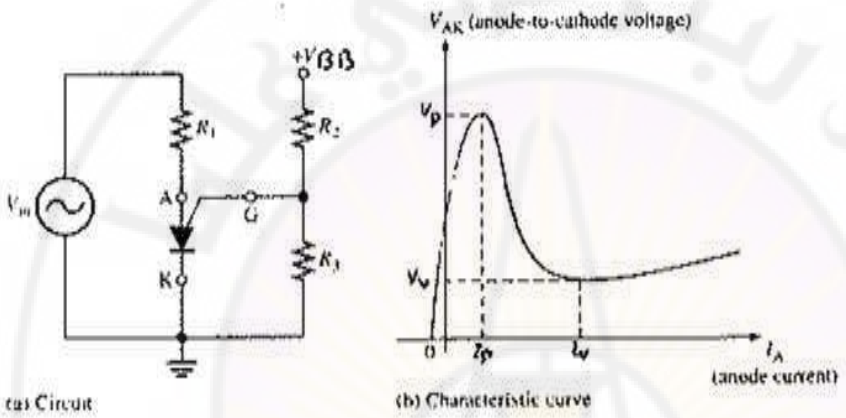
البوّابة في هذه الوسيلة موجبة دوماً بالنسبة للمهبط . عندما يتجاوز جهد المصعد جهد البوّابة بحوالي (0.7 V) فإنّ الوصلة (Pn) هذه تنحاز أمامياً ويتمّ توصيل الـــ(PUT) . يبقى الـــ(PUT) بحالة توصيل On حيث يهبط جهد المصعد إلى أقل من الجهد الذي بدأ عنده التوصيل ، عندما يقطع الـــ(PUT) .



الشكل (6-31)

يبيّن الشكل (6-32a) دارة انحياز الترانزيستور (PUT) . نلاحظ أن البوّابة يمكن أن تُحمل منحازة بالجهد المرغوب بواسطة مجزّئ جهد خارجي ، عن طريق المقاومتين (R_2,R_3) ، بحيث عندما يتجاوز جهد المصعد هذا المستوى من الجهد المبرمج Programmed ،يتحول الـــ(PUT) إلى حالة التوصيل On State. نلاحظ أن (V_{AK}) و (V_{BB}) يجب أن يكونان عبارة عن منبعين مستقلّين ، حيث أن (V_G) – المشتقّة من (V_{BB}) – يجب أن تبقى ثابتة ، بينما تتغيّر (V_{AK}) . يبيّن الشكل (6-32b) منحني الخواص لهذا الترانزيستور ، حيث نلاحظ التشابه بين هذه الخواص وخواص

الترانزيستور (UJT) . إنّ نقاط القمّة Peak والوادي Valley لها نفس المعنى المعروف في الترانزيستور (UJT) . الميزة للترانزيستور (PUT) هو أنّه لديه مقاومة توصيل On-Resistance أصغر من الـ(UJT) ويستطيع تمرير تيّارات أكبر .



الشكل (6-32)

يمكن الآن كتابة الاصطلاحات لهذا الترانزيستور والمنسجمة مع الـ(UJT) كما يلي :

$$\eta = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad \text{.....(6-20)}$$

حيث (R_2,R_3) هي مقاومات مجزّئ الجهد المبرمج المبيّن بالشكل (6-32a) . إذاً من الواضح أنّ :

$$V_G = \eta V_{BB} \quad \text{.....(6-21)}$$

قيمة نقطة القمّة Peak-Point Value للجهد (V_{AK}) ، (V_P) ، هي القيمة التي عندها يوصل الـ(PUT) ، والتي يمكن أن تُكتب كما يلي :

$$V_P = V_G + V_{Pn} = \eta V_{BB} + V_{Pn} \quad \text{..... (6-22)}$$

حيث : $V_{\gamma_n} \approx 0.7v$

نلاحظ أن المعادلة (6-22) تنسجم بشكل كامل مع المعادلة (6-15) للترانزيستور (UJT) .

6-4-1 تطبيق :

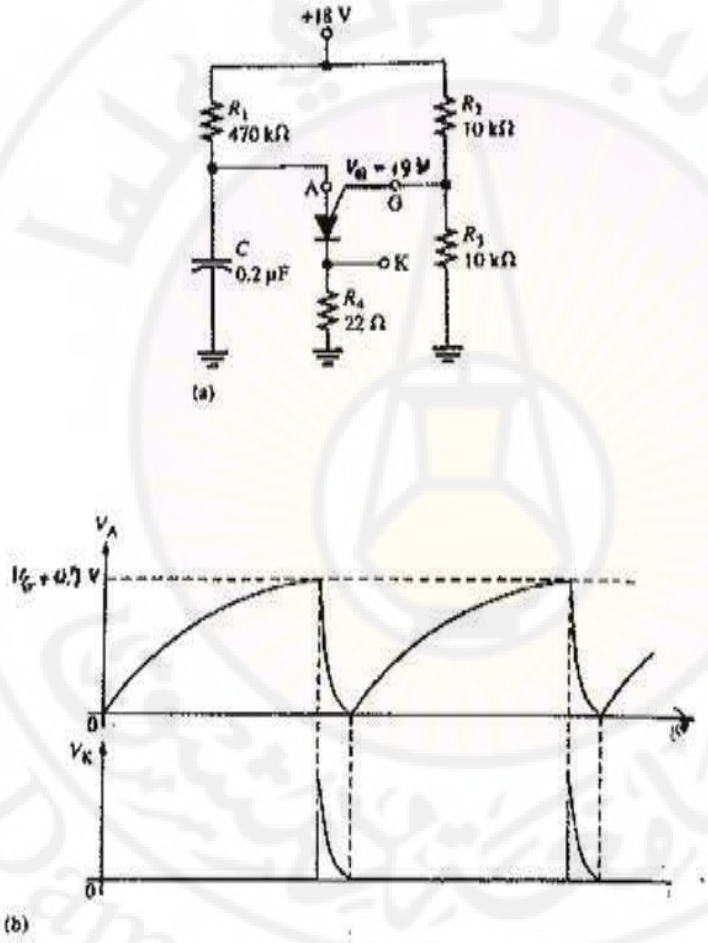
An Application :

كما رأينا من منحني الخواص (6-32b) المماثل لمنحني الخواص للـــ(UJT) ، فإنّ الترانزيستور (PUT) يحلّ محلّ الـــ (UJT) في كثير من التطبيقات . أحد هذه التطبيقات الكثيرة هو استخدامه في دارة مهتزّ استرخاء كما هو مبيّن بالشكل (6-33a) . يمكن شرح عمل هذه الدارة كما يلي :

إنّ البوّابة منحازة عند الجهد (9V+) بواسطة مقسّم الجهد المؤلّف من المقاومات (R_2,R_3) . عندما تطبّق وحدة التغذية (18V+) ، يكون في البداية الـــ (PUT) بحالة قطع Off، وتبدأ المكثّفة (C) بالشحن باتّجاه جهد التغذية (18V+) من خلال المقاومة (R_1) . عندما يصل الجهد على طرفي المكثّفة إلى القيمة (V_G +0.7V) ، يوصل الـــ(PUT) وتفرّغ عندها المكثّفة بسرعة خلال مقاومة التوصيل On الصغيرة للـــ(PUT) و (R_4) .

يظهر جهد نبضي Spike عبر المقاومة (R_4) خلال عملية التفريغ للمكثّفة . حالما تفرّغ المكثّفة فإن جهد المصعد (V_A) يصبح صغيراً فتنحاز وصلة (Pn) قرب المصعد عكسياً ويتحوّل الـــ(PUT) بسرعة إلى حالة القطع Off ، وتبدأ دورة شحن المكثّفة من جديد .... وهكذا . هذه العملية وأشكال الموجات مبيّنة في الشكل (6-33b) .

إنّ شروط عمل الـــ(UJT) في دارة مهتزّ الاسترخاء المدروسة سابقاً ، تطبّق هنا أيضاً على دارة مهتزّ الاسترخاء باستخدام الترانزيستور (PUT). أي أنّ مجال قيم



الشكل (6-33)

المقاومة (R_1) التي تؤكّد عملية الاهتزاز توجد بنفس الطريقة التي أجريت للـ(UJT)، أي :

$$R_1 < R_{1(max)} < \frac{V_{BB} - V_P}{I_P} \quad \text{..... (6-23)}$$

$$R_1 > R_{1(min)} > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} \quad \text{..... (6-24)}$$

أيضاً يمكن البرهان هنا بسهولة بنفس الطريقة المتّبعة في الـ(UJT) ، بأنّ دور الاهتزاز يمكن أن يحدّد كما يلي :

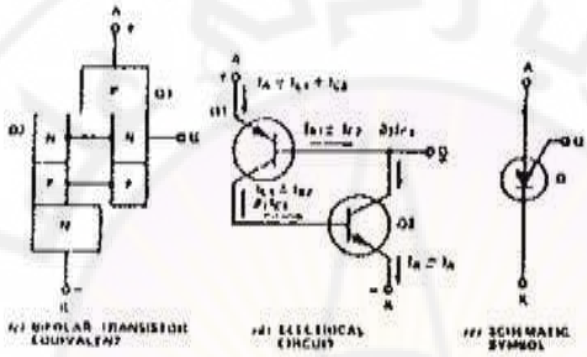
$$T \approx R_1.C.Ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \quad \text{..... (6-25)}$$

مع العلم أن (η) هي نسبة مقاومات قابلة للتعديل خارجياً ، بدلاً من أن تكون معاملاً خاصاً بالوسيلة نفسها كما بالـ(UJT) ، وذلك كما يتبيّن من المعادلة (6-20) .

ملاحظة :

يمكن تفسير عمل الترانزيستور (PUT) بنفس أسلوب تفسير عمل المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) ولكن ببوّابة مصعد بدلاً من بوّابة مهبط . يمكن رسم دارة مكافئة ترانزيستورية مماثلة تحدث فيها العملية التراكمية Regeneration للشحنات عند بداية التوصيل (نقطة القمّة Peak-Point) وحدوث التغذية الخلفية الموجبة بين الترانزيستورين المشكّلين للـ(PUT) . هنا فإنّ تيّار الوادي (I_V) يوافق تيّار الإمساك (I_H) في الـ(SCR) . أي أنه لو نقص التيّار (I_A) إلى قيمة أقلّ من (I_V) (والمقابل لـI_H في الـSCR) سيتحوّل الـ(PUT) إلى حالة القطع Off .

يبيّن الشكل (6-34) التكافؤ الترانزيستوري ، أو الدارة المكافئة الترانزيستورية للترانزيستور وحيد الوصلة المبرمج (PUT) .



الشكل (6-34)

الفصل السابع
الإلكترونيات الضوئية
Optoelectronics

7-1) مقدمة :

لقد أدّى الاندماج بين حقلي الضوئيّات والإلكترونيات إلى إيجاد تقنية حديثة وعلم هندسة حديث يدعى بالإلكترونيات الضوئية . وأصبحت هذه التقنية من أسرع أنواع الصناعة المتقدّمة تسارعاً وتطوراً .

من التطبيقات العديدة لهذا الحقل الهندسي :

1- آلات النسخ الضوئية Photocopy .

2- العوازل الضوئية Opto Isolator .

3- الصواريخ المتتبّعة للأشعّة تحت الحمراء وأجهزة الرؤيا الليليّة .

4- الطائرات والأقمار الصناعية التي تتحسّس عن بعد Remote Sensing .

5- الإظهار العددي ، كما في أجهزة القياس والحواسيب الرقمية .

6- تطبيقات الليزر في الجراحة .

7- الإشارة الآلية في الطرقات وقياس شدّة الضوء .

8- مجال تحويل الطاقة الشمسية .

9- الاتصالات الضوئية ونقل المعلومات .

10- مجالات التحكّم الصناعية الضوئية المختلفة .

سنهتمّ في هذا الفصل بشكلٍ أساسي بما يسمّى بالعناصر نصف الناقلة المستخدمة في مجال الإلكترونيات الضوئية ، خصائصها وبعض تطبيقاتها البسيطة .

7-2) التحويل الضوئي الكهربائي :

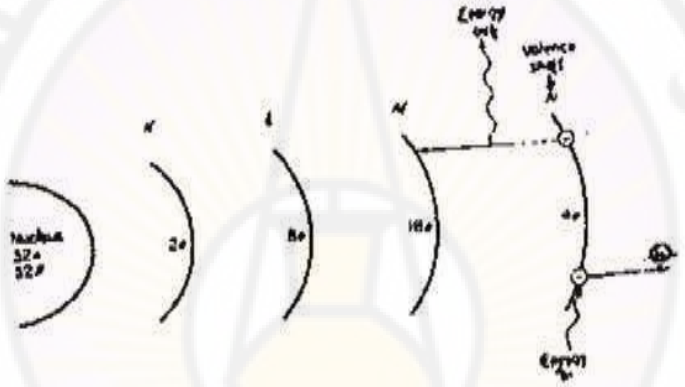
نحن نعلم فيزيائياً أنّ الموادّ في الطبيعة تتركّب من ذرّات Atoms ، تتألف كل ذرّة من نواة تحتوي على البروتونات (ذات شحنة موجبة) ونيترونات . تدور حول النواة عدد من الإلكترونات (ذات شحنة سالبة) ضمن عدد من المدارات ، حيث يوجد عدد معيّن من الإلكترونات ضمن مدار معيّن . عدد الإلكترونات السالبة يساوي عدد البروتونات الموجبة ، لتلك الذرّة ، وبالتالي المادّة تكون بشكلٍ طبيعي محايدة كهربائياً .

إنّ المدار الخارجي للإلكترونات يدعى بمدار التكافؤ ، وتدعى الإلكترونات الموجودة ضمن هذا المدار بإلكترونات التكافؤ Valence Electrons . يحدّد هذا المدار الخارجي الكثير من خصائص الذرّة وبالتالي المادّة . بسبب أنّ إلكترونات التكافؤ هي الأبعد عن النواة لذلك فهي الأقلّ ارتباطاً بالذرّة .

يبيّن الشكل (7-1) مخططاً بسيطاً لتركيب ذرّة السيليكون ، الذي يوضّح وجود النواة التي تحتوي على (32) من البروتونات ، و(32) من النترونات ، وتدور حول النواة (32) من الإلكترونات ضمن أربعة مدارات .

يتبيّن من الشكل (7-1) الظاهرتين الممكنتين للحالة العابرة لإلكترون التكافؤ لذرّة سيليكون . في كلا الحالتين يعني السهم المتعرّج طاقة مشعّة . فإذا كان هنالك طاقة أشعّة ضوئية كافية يمكن بطريقة أن تضاف للمجموعة حيث يمكن لإلكترون التكافؤ أن يرتفع مستوى طاقته من مستوى حزمة التكافؤ إلى مستوى حزمة النقل Conduction Band ، وبالتالي يمكن أن يخرج هذا الإلكترون من مداره ويصبح حامل شحنة حرّ Free Electrons . بذلك تتمّ عملية تحويل فوتونات Photons إلى إلكترونات Electrons ، بمعنى آخر تحويل الطاقة الضوئية إلى طاقة كهربائية . تدعى الطاقة اللازمة لتهييج إلكترون التكافؤ لكي ينتقل إلى حزمة النقل (حامل شحنة حرّ)

بالثغرة الطاقيّة Energy Gap (وذلك كما نعلم من الفصل الأوّل) . فمثلاً إذا كانت الطاقة الضوئية المضافة مساوية أو أكبر من (1.1ev) والساقطة على لاقط ضوئي من السيليكون،فإنّ إلكترون التكافؤ سيتحرّر عندها ويخلق بموضعه ثقب حرّ.إذا كانت حوامل الشحنة الحرّة هذه خاضعة لحقل كهربائي ساكن فإنها ستكون قياساً لمقدار استطاعة الإشعاع الذي يسقط على اللاقط الضوئي . هذه هي أساس اللواقط الضوئية.



الشكل (1-7)

الاحتمال الآخر للتحويل الضوئي الكهربائي ، هو أنه إذا انتقل إلكترون تكافؤ إلى مدار أقرب من النواة فإنه سيُصدر إشعاعاً ضوئياً إلى الخارج يتناسب مع الفرق بالطاقة بين طاقة المدار الأبعد والمدار الأقرب إلى النواة . أو إذا انتقل إلكترون حرّ إلى مدار التكافؤ الخارجي ، أيّ انتقل من حزمة النقل (ذات الطاقة الأعلى) إلى حزمة التكافؤ (ذات الطاقة الأدنى) فسيتمّ إشعاع طاقة ضوئية (فوتونات) تساوي الفرق

بين مستويي الطاقتين الأعلى والأدنى . هذه هي أساس المشعّات الضوئية التي تعتمد على تحويل الطاقة الكهربائية (حركة الإلكترونات) إلى طاقة ضوئية (إصدار الفوتونات) .

7-3) عناصر الإلكترونات الضوئية :

Optoelectronic Devices:

إنّ الوسائل الإلكتروضوئية ، هي تلك التي تتغيّر خواصها أو يمكن التحكّم بها بواسطة الضوء ، أو تخلق أو تعدّل الضوء . في السنوات الأخيرة كان التقدّم التكنولوجي الهامّ في تصميم وصناعة العناصر الإلكتروضوئية الصلبة Solid-State هو المسؤول عن التطبيقات الواسعة في حقول مثل الإظهار الضوئي Visual- Displays أنظمة الإنذار Alarm Systems ، الاتصالات بواسطة الألياف الضوئية Fiber-Optic Communications ، القارئات Optical Readers ، أجهزة الليزر Lasers ، ومحوّلات الطاقة الشمسية Solar Energy Converters .

من المعلوم أنّ الضوء هو شكل من أشكال الإشعاع الكهرمغناطيسي ، الذي يتميّز بتردّده أو بطول موجته . العلاقة الأساسيّة بين التردّد وطول الموجة :

$$F = \frac{C}{\lambda} \quad \ldots\ldots\ldots\

($4.3\times10^{14}\,Hz(7000A^{\circ})$ إلى $7.5\times10^{14}\,Hz(4000A^{\circ})$) . يظهر التردّد الأدنى من هذا المجال أحمر Red والتردّد الأعلى بنفسجياً Violet . إن التردّدات التي هي أقلّ من الحمراء وتصل إلى حوالي ($10^{12}\,Hz$) ، تدعى بالأشعّة تحت الحمراء Infra-Red والتردّدات التي هي أعلى من البنفسجية والتي تصل إلى حوالي ($5\times10^{17}\,Hz$) ، تدعى بالأشعّة فوق البنفسجية Ultraviolet . إنّ الضوء الأبيض White Light هو مزيج أو مركّب من كل التردّدات ضمن المجال المرئي . الطيف الضوئي Light Spectrum هو مخطّط لعلاقة الطاقة الضوئية مع التردّد أو طول الموجة . طيف الإصدار Emission-Spectrum هو عبارة عن طيف من الضوء مولّد أو صادر من قبل منبع ضوئي، وذلك مثل المصباح المتوهّج Incandescent Bulb أو الثنائي المصدّر للضوء (LED) . الاستجابة الطيفية Spectral Response تبيّن كيف تتغيّر خواص وسيلة حساسة للضوء مع التردّد أو طول موجة الضوء الساقط عليها . إنّ الاستجابة الطيفية تكون مماثلة لفكرة الاستجابة الترددية في نظام إلكتروني . على سبيل المثال ، تبيّن الاستجابة الطيفية للعين البشرية أنها أكثر حساسية للضوء الأصفر عند أطوال موجات بحدود ($5700A^{\circ}$) ، وأقلّ حساسية للتردّدات في النهاية المعاكسة للحزمة الضوئية ، أي الأحمر والبنفسجي .

التدفّق الضوئي Luminous Flux هو عبارة عن المعدّل الذي عنده تتولّد الطاقة الضوئية المرئية بواسطة منبع ضوئي ، أو الذي عنده يستقبل سطح ما هذه الطاقة الضوئية المرئية،ويقاس التدفّق الضوئي باللومينا Lumens (دفيقات ضوئية) (Lm). حيث :

$$1lm = 1.496mw \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (7\text{-}3)$$

لذلك ، فإنّ سطحاً ما يستقبل طاقة ضوئية مرئية بمعدّل ($1.496\times10^{-3}\,J/S$) يقال عنه أنه يملك تدفّقاً ضوئياً مساوياً لومينا واحدة . الشدّة الضوئية Luminous-Intensity هي عبارة عن التدفّق الضوئي لكل واحدة سطح . كمثال على ذلك ، لو

كان تدفّقاً ضوئياً ساقطاً على سطح مساحته ($0.2m^2$) بمقدار ($1.5\times10^3 lm$) ، فإنّ الشدّة الضوئية عندها تساوي :

$$\frac{1.5\times10^3 lm}{0.2m^2}=7.5\times10^3 lm/m^2$$

كانت تُستخدم واحدة قديمة هي الـــFoot Candle ، وهي عبارة عن اللومينا لكل قدم مربّع . يَستخدم صانعوا الوسائل الإلكترونية الحساسة للضوء أيضاً واحدة الميلّي واط لكل سم^2 ، وذلك لتحديد شدّة الضوء في منتجاتهم .

مسألة (1-7)محلولة :

أوجد القدرة الحصانية Horsepower المكافئة لـــ : $1\times10^6 lm/m^2$ {وهي الشدّة الضوئية لأشعّة الشمس المرئية عند الظهر على سطح مساحته ($10m^2$) }.

الحـــــــــلّ :

$$P=10^6 lm/m^2(10m^2)=10^7 lm$$
$$(10^7 lm)(1.496\times10^{-3}W/lm)=1.496\times10^4 W$$
$$(1.496\times10^4 W)\left(\frac{1hp}{746W}\right)=20hp$$

وهي القدرة الحصانية (hp) المطلوبة .

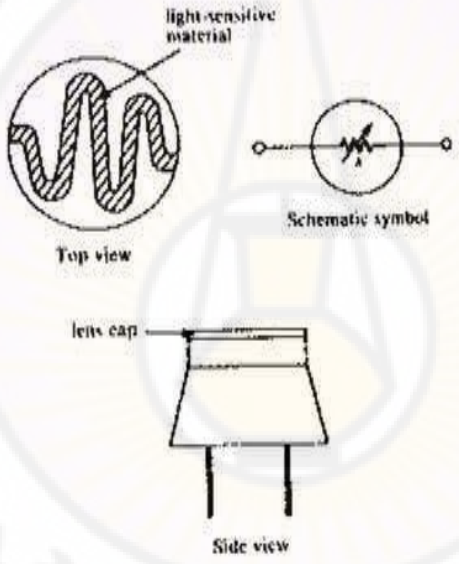
سنحاول في الفقرات التالية القيام بدراسة أساسيّة لأهم العناصر الكهرضوئية المستخدمة في الحياة العملية .

1-7-3) خلايا التوصيل الضوئية :

Photoconductive Cells:

خليّة التوصيل الضوئية هي عبارة عن وسيلة غير فعّالة Passive Device مركّبة من مادة نصف ناقلة يتعرّض سطحها للضوء وتتناقص مقاومتها الكهربائية مع تزايد

شدّة الضوء الساقط عليها . لنتذكّر (من الفصل الأوّل) أنّ الإلكترونات في نصف ناقل تصبح إلكترونات حرّة Free إذا اكتسبت طاقة كافية لكسر الرباطات الذرّية Bonds التي تمسكها في بنيتها التكافئية Covalent Structure . في الثنائيات والترانزيستورات التقليدية ، تتحرّر الإلكترونات بواسطة الطاقة الحرّارية . في خلايا التوصيل الضوئية ، تتولّد الإلكترونات الحرّة بشكل مماثل ولكن بواسطة الطاقة الضوئية، كلّما كانت شدّة الضوء أكبر ، كلّما كان عدد الإلكترونات الحرّة أكبر .



الشكل (2-7)

بما أنّ ناقليّة المادّة تتزايد مع تزايد عدد الإلكترونات الحرّة ، فإنّ مقاومة المادّة سوف تتناقص بتزايد شدّة الضوء . تدعى خلايا التوصيل الضوئية أيضاً بالمقاومات الضوئية Photoresistors أو الخلايا المقاومية الضوئية Photoresistive Cells . تعتبر

هذه العناصر من المركّبات الأبسط في التركيب والأرخص بالمقارنة مع العناصر الأخرى التي تتغيّر ناقليتها مع شدّة الضوء .

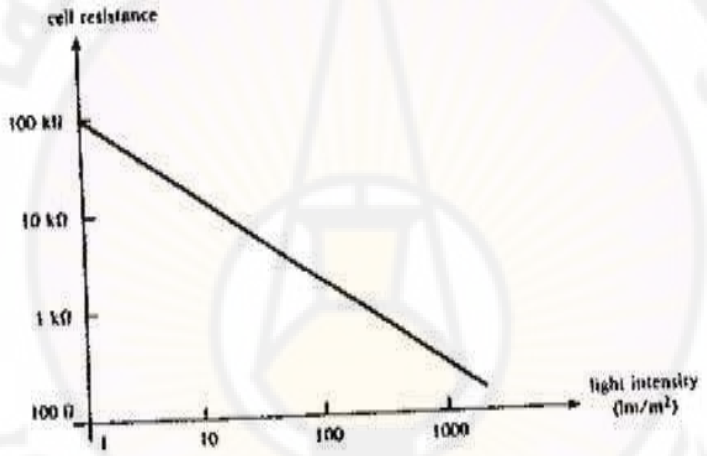
يبيّن الشكل (2-7) شكلاً نموذجياً هندسياً لخليّة توصيل ضوئية ، مع رمزها الكهربائي .

نلاحظ من الشكل أنّ المادّة نصف الناقلة الحساسة للضوء قد نظّمت بشكل طبقة متعرّجة Zigzag Strip وصلت نهايتها إلى الأطراف الخارجية External Pins للوسيلة . يتمّ تركيب غطاء زجاجي أو بلاستيكي شفّاف للحماية . المواد نصف الناقلة الحساسة للضوء المستخدمة في خلايا التوصيل الضوئية وهي إمّا كبريت الكادميوم Cadmium Sulfide (CdS) أو سيلينيوم الكادميوم Cadmium Selenide (CdSe). إنّ مقاومة كل من هاتين المادّتين تتغيّر بشكلٍ بطيء مع شدّة الضوء . تمتلك الـــ(Cdse) زمن استجابة Response Time بحدود (10ms) ، بينما تكون للـــ (CdS) عادةً بحدود (100ns) . على أيّة حال نلاحظ أن خلايا الـــ(CdS) الأبطأ هي أقلّ حساسية بكثير بالنسبة لتغيّرات درجة الحرارة بالمقارنة مع خلايا الـــ(CdSe) . الاستجابة الطيفية للـــ(CdS)، أيّ حساسيتها كتابع لطول موجة الضوء الساقط ، هي مماثلة لتلك المعروفة للعين البشرية ، بحيث تستجيب بشكلٍ جيّد للضوء المرئي . تكون عادةً استجابة خلايا الـــ(CdSe) أكبر بالنسبة لتردّدات الأشعّة الحمراء والأشعّة ما تحت الحمراء .

يبيّن الشكل (3-7) رسماً للمقاومة مع شدّة الضوء لخليّة توصيل ضوئية نموذجية.

نلاحظ أنّ المنحني هو خطّي على محاور لوغاريتمية . يبرهن المنحني أنّ مقاومة خليّة نموذجية يمكن أن تتغيّر على مجال عريض جداً ، من حوالي ($100k\Omega$) وإلى حوالي بضعة مئات من الأوم . تدعى المقاومة الكبيرة للخليّة عندما لا تعرّض للضوء ، تدعى بمقاومة الظلام Dark Resistance .

تستخدم خلايا التوصيل الضوئية في أجهزة قياس الضوء Light Meters ، فتح الأبواب أوتوماتيكياً Automatic Door Openers ، وكواشف الاقتحام Intrusion-Detectors . في التطبيقات الأخيرة ، يحدث التغيّر في المقاومة عندما يُقطع ضوء ساقط مسبّباً لدارة إلكترونية معيّنة تحتوي على الخليّة الضوئية لتوصل بحيث تشغّل قاطع أو ريليه Relay والذي بدوره يولّد إشارة صوتية Audible أو ضوئية Visual .



الشكل (7-3)

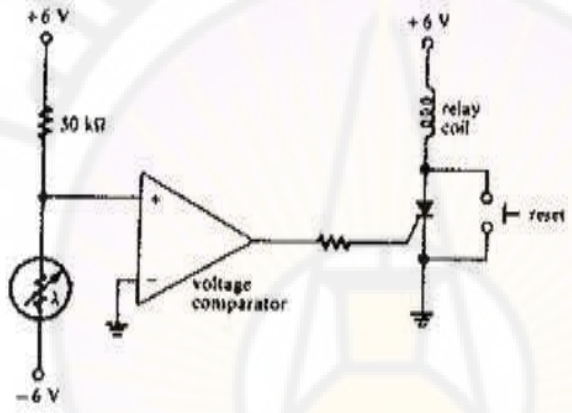
مسألة (7-2)محلولة :

في الشكل (7-4) ، عندما تُضاء خليّة توصيل ضوئية بحزمة ضوئية ، تكون مقاومتها مساوية إلى ($20k\Omega$) . مقاومة الظلام لهذه الخليّة ($100k\Omega$) . برهن أنّ الريليه تنفصل عند التغذية Denergized عندما تُضاء الخليّة الضوئية ، وتوصل إلى التغذية Energized عندما تُقطع الحزمة الضوئية عن هذه الخليّة .

الحـــــــــلّ :

1- عندما تُضاء الخليّة وتملك مقاومة مقدارها (20k) ، فإنّنا نجد قيمة الجهد (V^+) بواسطة استخدام نظرية التراكم كما يلي :

$$V^+ = \left[\frac{50k\Omega}{(20k\Omega)+(50k\Omega)}\right](-6v) + \left[\frac{20k\Omega}{(20k)+(50k)}\right](+6v) = -2.57v$$



الشكل (4-7)

بما أنّ (V^+) سالباً ، معنى ذلك أنّ خرج المقارن سالب ، وبذا فإنّ الـ(SCR) بحالة قطع Off . لن يتدفّق أيّ تيّار في ملف الريليه ، وبالتالي فإنّ الريليه بحالة عدم عمل De-Energized .

2- عندما تُقطع الحزمة الضوئية ، تصبح الخليّة ذات مقاومة ظلام ($100k\Omega$) وبالتالي نجد بالطريقة السابقة نفسها أنّ :

$$V^+ = \left[\frac{50k\Omega}{(100k\Omega)+(50k\Omega)}\right](-6v) + \left[\frac{100k\Omega}{(100k\Omega)+(50k\Omega)}\right](+6v) = +2v$$

هنا يصبح خرج المقارن موجباً ، ويوصل المقوّم السيليكوني التحكّمي

(SCR) ، ويمر تيّار في ملف الريليه وتصبح بحالة عمل Energized . لتوقيف عمل الريليه ، يتمّ ضغط مفتاح دفع إعادةً الوضع Reset Push button ، وبذلك يحدث قصر دارة على الـ(SCR) مما يؤدّي إلى خفض تيّاره إلى أقل من قيمة تيّار الإمساك (I_H) مما يقطع الـ(SCR) ولن يمرّ بعدها أي تيّار في ملف الريليه .

نلاحظ أنّ وسيلة بدء العمل Latching Device مثل الـ(SCR) ضرورية في هذا التطبيق في حال أنّ الدّارة مخصّصة لتستجيب إلى القطاعات مؤقّتة للحزمة الضوئية. إنّ زمن الاستجابة للخليّة يمكن أيضاً أن يكون حرجاً Critical وذا أهمية في حالة كشف الانقطاعات Interruptions ذات الفترات القصيرة . يمكن لهذه الدّارة أن تُجعل أكثر حساسية بواسطة زيادة قيم الجهود الموجبة والسالبة المطبّقة على المقارن، لكن سوف نرى ، في الفقرة التالية ، أنّ الثنائيات الضوئية Photo Device تملك أزمان استجابة أسرع بكثير ، لذلك فهي تعتبر أكثر ملاءمة لكشف انقطاعات الضوء ذي الفترات القصيرة جداً .

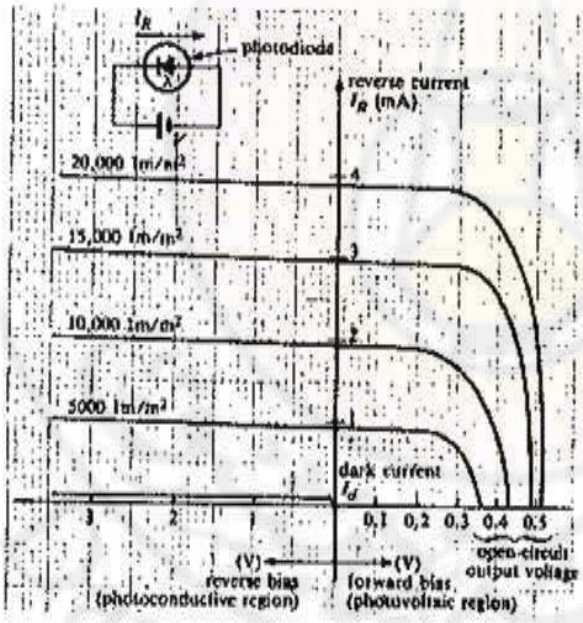
7-3-2) الثنائيات الضوئية :

Photo Diodes:

الثنائي الضوئي هو عبارة عن وصلة (PN) مصنوعة بحيث يمكن تعريضها للضوء. عندما يتمّ انحيازه عكسياً ، فإنّها تسلك كخلية توصيل ضوئية Photo Conductive Device ، بسبب أنّ مقاومتها تتغيّر مع شدّة الضوء الساقط عليها . في هذه الحالة ، يظهر التغيّر في المقاومة كتغيّر في تيّار التسريب العكسي . لنتذكّر من الفصل الثاني أن تيّار التسريب العكسي في الثنائي التقليدي ناتج عن الحوامل الأقلّية المتولّدة حرّارياً التي تندفع خلال منطقة الشحنة الفراغية بواسطة جهد الحاجز الكموني. في الثنائيات الضوئية ، حيث تتولّد حوامل أقلّية إضافية بوساطة الطاقة الضوئية ، ونتيجة لذلك ، كلّما كانت شدّة الضوء أكبر كلّما كان التيّار العكسي

أكبر وبالتالي كانت المقاومة الفعّالة للثنائي الضوئي أقلّ .

يبيّن الشكل (5-7) مجموعة من منحنيات الخواص لثنائي ضوئي نموذجي . لأجل قيمة ثابتة للانحياز العكسي (على طول الخط العمودي) ، فمن الواضح أن قيمة التيّار العكسي تتزايد مع تزايد شدّة الضوء . على طول الخط الذي تبقى خلاله شدّة الضوء ثابتة،حيث نرى أن هنالك تغيّر بسيط في قيمة التيّار العكسي مع تزايد الجهد العكسي.



الشكل (5-7)

مسألة (7-3)محلولة :

بالنسبة لثنائي ضوئي منحنيات خواصه مبيّنة بالشكل (5-7) ، فإنّ هذا الثنائي الضوئي طُبّق عليه جهد انحياز عكسي مقداره (2v) . أوجد مقاومته عندما تكون شدّة الضوء الساقطة عليه مقدارها ($5000\ lm/m^2$) ، وحين تكون شدّة الضوء ($20.000\ lm/m^2$) .

الحـــــــــلّ :

بإنشاء خط شاقولي منطلقاً من الجهد (2v) في الشكل ، نجد أنّ هذا الخط يتقاطع مع منحني الخواص ($5000\ lm/m^2$) عند قيمة للتيّار العكسي تقريباً يساوي ($I_R=1mA$) ، بينما يتقاطع هذا الخط مع منحني الخواص ($20.000\ lm/m^2$) عند قيمة: $I_R=3.9\ ma$. لذلك نجد :

$$R(at5000lm/m^2)=\frac{V_R}{I_R}=\frac{2v}{1mA}=2k\Omega$$

$$R(at20.000lm/m^2)=\frac{V_R}{I_R}=\frac{2v}{3.9mA}=512\Omega$$

تؤكّد هذه النتائج أنّ مقاومة الثنائي الضوئي تتناقص مع زيادة شدّة الضوء .

من الجدير بالملاحظة في المثال السابق ، أنّ زيادة أربعة أضعاف لشدّة الضوء سبّب نقصاناً قريباً جدّاً من أربعة أضعاف في المقاومة ، مشيراً بذلك أنّ الثنائي الضوئي لديه خطّية جيّدة . لكن في تطبيق معيّن ، قد تكون الخاصية الأكثر رغبة في الثنائي الضوئي هي زمن الاستجابة السريع جدّاً له ، والذي هو من درجة النانو ثانية Nano Second .

إنّ مقدرة الثنائي الضوئي على تغيير مقاومته بشكل سريع عندما يحدث تغيّر مفاجئ في مستوى الضوء يجعله مفيداً جدّاً في التطبيقات الرقمية ذات السرعة العالية

مثل القارئات البصرية Optical Readers .

إنّ تيّار الظلام Dark Current في الثنائي الضوئي هو التيّار العكسي الصغير الذي يتدفّق والناتج عن الحوامل المتولّدة حرّارياً فقط . باستخدام الاصطلاح (I_d) لتيّار الظلام ، فإنّ معادلته هي نفسها التي أُخذت في الفصل الثاني بالنسبة لثنائي مثالي منحاز عكسياً والتي نكتبها كما يلي :

$$I_d = I_s\left(1 - e^{-qV/\eta kT}\right) \quad \ldots\ldots (7\text{-}4)$$

بفرض أنّ (I_p) يمثّل التيّار العكسي الناتج عن الحوامل المتولّدة بواسطة الطاقة الضوئية، فإنّ التيار العكسي الكلّي هو مجموع المركّبين للتيّار المتولّد حرّارياً وضوئياً أي :

$$I_R = I_d + I_p \quad \ldots\ldots (7\text{-}5)$$

عندما يطبّق جهد انحياز أمامي صغير عبر الثنائي الضوئي ، فقد وُجد أنّ التيّار العكسي يستمرّ بالتدفّق . يمكن أن تتبيّن هذه الظاهرة من منحني الخواص الأمامية في الشكل (5-7) . لو أن الانحياز الأمامي تمّت زيادته بشكل كافٍ ، فإنّ التيّار العكسي يجب أن يصبح مساوياً للصفر . كما نلاحظ من منحني الخواص الأمامية ، كلّما زادت شدّة الضوء ، كلّما زادت قيمة جهد الانحياز العكسي اللازم لإنقاص التيّار إلى الصفر . السبب في هذه النتيجة ، هو أنّ الطاقة الضوئية تخلق جهداً داخلياً Internal-Voltage عبر نهايات الثنائي الضوئي ، موجباً على جانب المصعد وسالباً على جانب المهبط ، فإنّه من الضروري أن يكون الجهد الخارجي مساوياً بالقيمة ومعاكساً بالقطبية لإيقاف تدفّق التيّار . عندما تُترك نهايات الثنائي مفتوحة Open ، ويعرّض هذا الثنائي الضوئي للضوء ، يظهر الجهد الداخلي عبر النهايات والذي يمكن قياسه بمقياس كهربائي . قيمة هذا الجهد تتزايد مع تزايد شدّة الضوء ويدعى عندئذ بجهد خرج الدّارة المفتوحة Open- Circuit Output Voltage والمبيّن في الشكل (5-7) .

عندما يعمل هذا الثنائي الضوئي بهذه الطريقة ، أي كمولد للجهد ، عند ذلك يدعى بالوسيلة ذات الجهد الضوئي Photovoltaic Device ، بدلاً من وسيلة التوصيل الضوئية Photoconductive Device .

عندما تكون نهايات الثنائي الضوئي دارة مفتوحة ، فإنّ $I_R=0$ في المعادلة (7-5) . لنرمز هنا لجهد خرج الدّارة المفتوحة (V_{OC}) ، ونبدّل الرّمز ($-V_R$) بـــ(V_{OC}) في المعادلة (7-4) ، عند ذلك نحصل على :

$$O = I_P + I_d$$

$$O = I_P + I_S\left(1 - e^{V_{OC}/\eta V_T}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (7\text{-}6)$$

بحل المعادلة بالنسبة لـــ(V_{OC}) نجد :

$$V_{OC} = \eta V_T \ln\left(1 + \frac{I_P}{I_S}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (7\text{-}7)$$

باستثناء الحالات التي يعمل بها الثنائي بمستويات ضوئية ضعيفة جداً ، يكون تيّار الإشباع (I_S) أصغر بكثير عادةً من (I_P) . لذلك عند مستويات ضوئية متوسّطة فإنّ : $\left(1 + \frac{I_P}{I_S}\right) \approx \frac{I_P}{I_S}$ ، لذا تصبح المعادلة (7-7) كما يلي :

$$V_{OC} = \eta V_T Ln(I_P / I_S) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (7\text{-}8)$$

تبيّن المعادلة الأخيرة (7-8) أن جهد خرج الدّارة المفتوحة هو تابع لوغاريتمي لشدّة الضوء .

مسألة (7-4)محلولة :

بفرض لدينا ثنائي ضوئي يعمل بنمط الجهد الضوئي Photovoltaic Mode ، تحت تأثير شدّة ضوء متوسّطة لديه جهد خرج دارة مفتوحة (0.4v) . بافتراض أنّ

مركّبة التيّار العكسي المتولّدة بوساطة الطاقة الضوئية متناسبة طردياً مع شدّة الضوء ، أوجد جهد الخرج عندما تتضاعف شدّة الضوء .

افترض أنّ : $\eta = 1$ و $V_T = 26mv$

الحـــــــــــلّ :

من المعادلة (7-8) نجد :

$$V_{OC} = 0.4 = (1)(0.026)Ln(I_P / I_S)$$

من الفرضيّة الخطيّة للمسألة ، فإنّ مضاعفة شدّة الضوء سوف يضاعف (I_P) لذلك يجب أن نوجد (V_{OC}) كما يلي :

$$V_{OC} = 0.026Ln(2I_P / I_S) = 0.026Ln2 + 0.026Ln(I_P / I_S)$$
$$= 0.018 + 0.4 = 0.418v$$

7-3-3) الترانزيستورات الضوئية :

Photo Transistors:

يمتلك الترانزيستور الضوئي ، مثل الثنائي الضوئي ، وصلة (PN) منحازة عكسياً يتمّ تعريضها للضوء . في هذه الحالة تكون الوصلة عبارة عن وصلة المجمّع-قاعدة في الترانزيستور ذي الوصلة (BJT) .

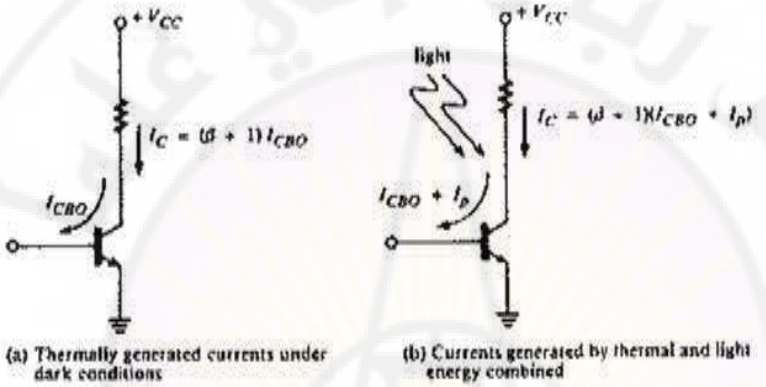
يبيّن الشكل (7-6a) التيّارات التي تتدفّق في ترانزيستور (NPN) عندما تكون القاعدة مفتوحة . لتذكّر من الفصل الرابع أن تيّار التسريب العكسي (I_{CBO}) يتدفّق عبر وصلة المجمّع-قاعدة المنحازة عكسياً والناتج عن الحوامل الأقلّية المتولّدة حرارياً . لنتذكّر أيضاً أن تيّار المجمّع في هذه الحالة يساوي :

$$I_C = I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1-\alpha} = (\beta + 1)I_{CBO} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (7\text{-}9)$$

عند تعرّض الوصلة للضوء ، يتولد تيّار عكسي إضافي (I_P) ، ناتج عن الحوامل الأقلّية المتولّدة نتيجة للطاقة الضوئية ، كما في الثنائي الضوئي . لذلك فإنّ تيّار المجمّع

الكلّي سيساوي :

$$I_C = (\beta+1)(I_{CBO}+I_P) \quad \text{..... (7-10)}$$



الشكل (7-6)

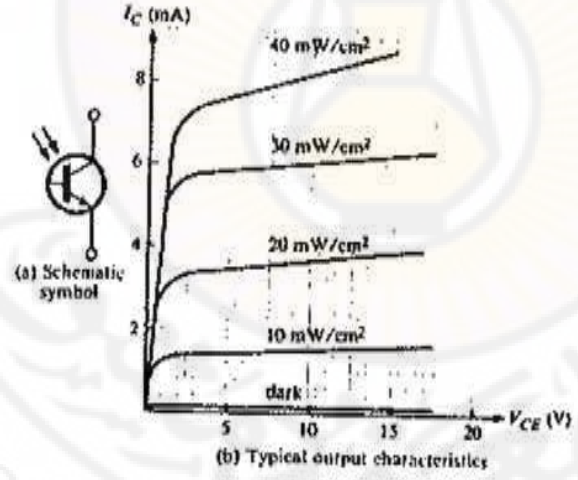
إن تيّار المجمّع المتولّد حرارياً، $I_{CBO}(\beta+1)$ ، هو عبارة عن تيّار الظلام Dark-Current . في معظم التطبيقات ، يكون هذا التيّار أصغر بكثير من تيّار المجمّع المتولّد نتيجة لتطبيق الطاقة الضوئية. وبذلك يمكن أن نكتب بشكل تقريبي :

$$I_C \cong (\beta+1)I_P \approx \beta I_P \quad \text{..... (7-11)}$$

يبيّن الشكل (7-6b) أنّ تيّار المجمّع في الترانزيستور الضوئي متناسب طرداً مع (I_P) ، والذي يكون ، كما في الثنائي الضوئي ، متناسباً مع شدّة الضوء . تكمن ميّزة الترانزيستور الضوئي بأنه يقدّم ربحاً بالتيّار ولذلك فهو أكثر حساسية للضوء من الثنائي الضوئي . يُستخدم الترانزيستور الضوئي في كثير من أنواع التطبيقات التي

ستخدم فيها الثنائي الضوئي نفسها ، لكن زمن استجابته أبطأ ، وهو من رتبة المايكرو ثانية ، مقارنة مع النانو ثانية التي هي رتبة زمن استجابة الثنائي الضوئي .يُصنع لترانزيستور الضوئي مع عدسة Lens تركّز الضوء الساقط على وصلة المجمّع-قاعدة . بعض أنواع الترانزيستورات الضوئية تُصنع بدون وجود نهاية قاعدة خارجية ، وبعضها الآخر يملك مثل هذه النهاية التي يمكن أن تُستخدم لأغراض الانحياز الخارجي .

يبيّن الشكل(7-7)الرّمز الكهربائي الترانزيستور الضوئي ومجموعة نموذجية من منحنيات خواص الخرج (خواص المجمّع) . نلاحظ التشابه بين هذه الخصائص وتلك المعروفة للترانزيستور التقليدي.إن شدّة الضوء بالميلي واط لكل سنتيمتر مكعب تفيدنا كمعامل تحكّم Control Parameter بدلاً من تيّار القاعدة(كما في الترانزيستور التقليدي) .



الشكل (7-7)

مسألة (7-5)محلولة :

تُستخدم منحنيات الخواص المبيّنة بالشكل (7-7b) للترانزيستور الضوئي المستخدم في دارة الكاشف المبيّنة في الشكل (7-8a) . عندما تهبط شدّة الضوء تحت مستوى محدّد ، فإنّ جهد المجمّع يرتفع بشكلٍ كافٍ لتزويد تيّاراً مقداره (100 μA) لبوابة الـــ(SCR) بحيث يكون هذا التيّار قادراً على توصيله . أوجد قيمة المقاومة (R_C) التي يجب أن تُستخدم لو أردنا إشعال الـــ(SCR) عندما تهبط شدّة الضوء إلى ($10mw/cm^2$) .

الحـــــــــلّ :

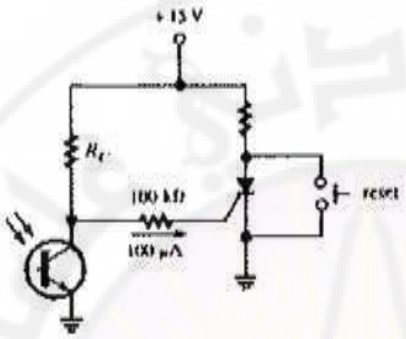
لإشعال الـــ(SCR) ، يجب على جهد المجمّع أن يرتفع إلى :

$$V_{CE} = (100\mu A)(10k\Omega) = 10v$$

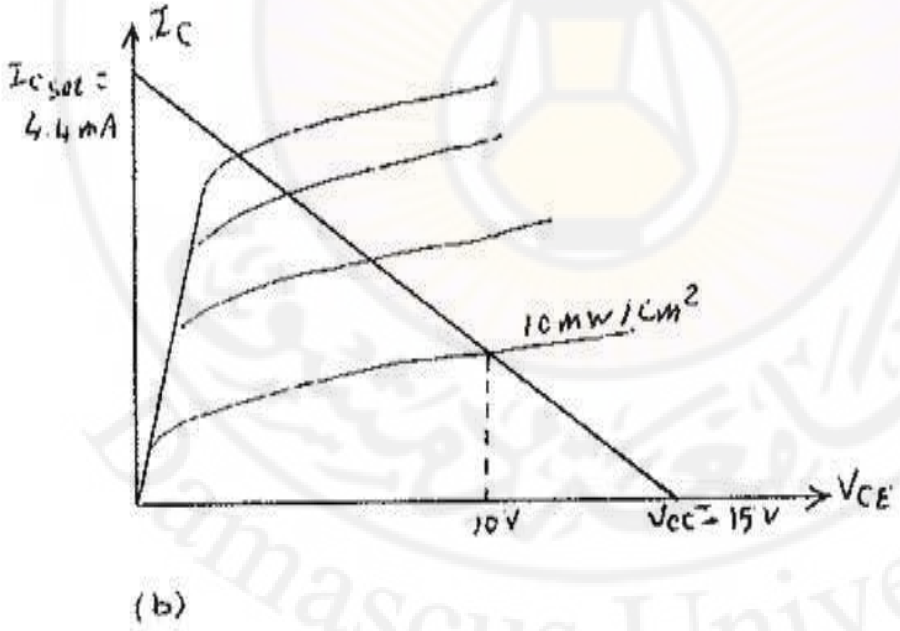
لذلك يجب على خط الحمل المستمرّ للترانزيستور الضوئي أن يتقاطع مع المنحني ($10mw/cm^2$) عند النقطة V_{CE}=10v . كما هو مبيّن بالشكل (7-8b) تمّ رسم خط الحمل بين هذه النقطة وبين نقطة تقاطع خط الحمل مع الجهد ($V_{CC} = V_{CE} = 15v$) لذلك فإنّ خط الحمل سيمتدّ إلى الأعلى ليتقاطع مع محور (I_C) عند النقطة حيث فيها($I_{CSat} \approx 4.4mA$) ، لذلك نجد :

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_{CSAT}} = \frac{15}{4.4mA} = 3410\Omega$$

يوجد أيضاً في السوق التجارية ما يسمّى بعنصر دارلينغتون الضوئي Photo-Darlington ، الذي بسبب ربح التيّار العالي جدّاً له ، فهو يُعتبر أكثر حساسية للضوء من الأنواع السابقة ولو أنّه أقلّ زمن استجابة .



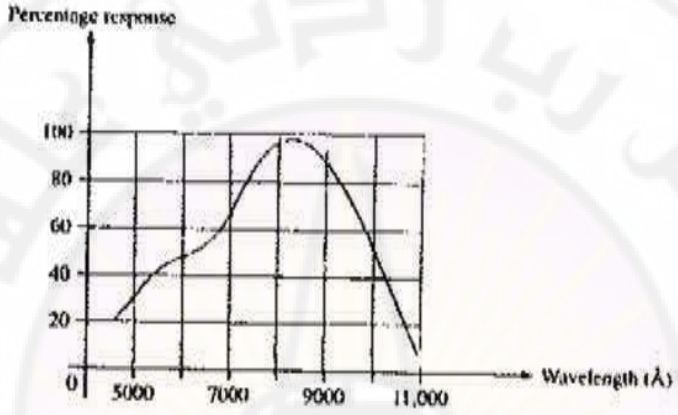
(a) When the light intensity falls, the collector voltage of the phototransistor rises and supplies the 100-μA gate current necessary to fire the SCR.



(b)

الشكل (8-7)

إنّ الترانزيستورات الضوئية ليست حساسة لكل أطوال موجات الضوء ولكن فقط لضوء ضمن مجال محدّد من أطوال الموجات . هذه العناصر هي أكثر حساسية لأطوال موجات خاصّة ، وذلك كما يبيّنه منحني الاستجابة الطيفي المبيّن بالشكل (7-9) .



الشكل (7-9)

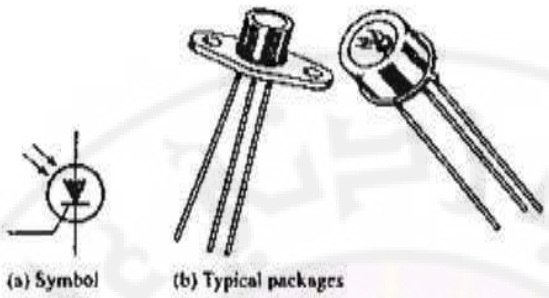
7-3-4) المقوّم السيليكوني الفعّال ضوئياً (LASCR) :

The Light-Activated SCR (LASCR):

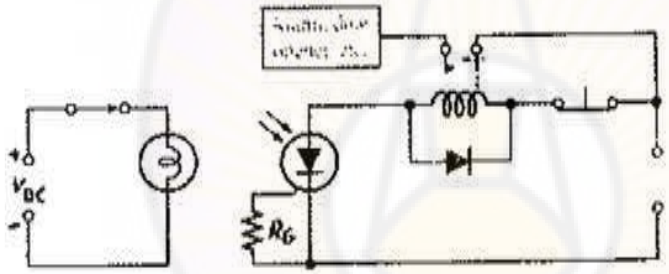
يعمل المقوّم السيليكوني التحكّمي الفعّال ضوئياً (LASCR) بشكلٍ أساسي مثل المقوّم السيليكوني التحكّمي (SCR) التقليدي باستثناء أنّه يمكن أن يُقدح ضوئياً . معظم الـ(LASCRs) لها نهاية بوابة متوفّرة بحيث يمكن لهذه الوسيلة أن تُقدح بنبضة كهربائية تماماً مثل الـ(SCR) التقليدي .

يبيّن الشكل (7-10) الرّمز الكهربائي للمقوّم السيليكوني التحكّمي الفعّال ضوئياً (LASCR) والذي يعتبر أكثر حساسية للضوء عندما تكون نهاية البوابة

مفتوحة. عند الضرورة ، يمكن استخدام مقاومة بين نهايتي البوابة والمهبط لتقليل الحساسية .



الشكل (7-10)



الشكل (7-11)

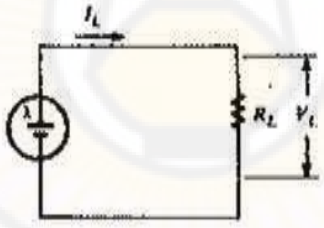
يبيّن الشكل (7-11) عنصر (LASCR) يستخدم لتمرير تيّار Energize في ريليه . منبع الدخل يوصل المصباح الكهربائي Lamp ، وبالتالي فإنّ الضوء الساقط منها على الـ(LASCR) يعمل على قدحه . يمرّ التيّار في الـ(LASCR) مما يسبّب تشغيل Energize الريليه ويغلق التماس Contact للريليه مما يعمل على توصيل المنبع (DC) اليميني إلى دارة ما (إنذار ، فتح باب ، ...الخ) . نلاحظ أن منبع الدخل معزول كهربائياً عن باقي الدّارة .

7-3-5) الخلايا الشمسية :

Solar Cells:

ببساطة تُعتبر الخليّة الشمسية Solar Cell عبارة عن ثنائي ضوئي كبير يعمل بنمط الجهد الضوئي Photovoltaic Mode كما رأينا في فقرة سابقة . في معظم تطبيقاتها الشائعة ، فإنّها تحوّل الطاقة الضوئية إلى طاقة كهربائية ، ولذلك فهي تخدم كمنبع للاستطاعة المستمرّة Dc Power . بخلاف الثنائي الضوئي ، يبنى محوّل الطاقة الشمسية Solar Energy Converter عادةً بشكل رقاقة دائرية Circular Wafer مع طبقة رقيقة جدّاً من المادّة (P) على سطحها . يتخلّل الضوء الطبقة الرقيقة (P) إلى الوصلة (PN) حيث تتولّد الحوامل الأقلّية الزائدة ، تماماً كما في الثنائي الضوئي .

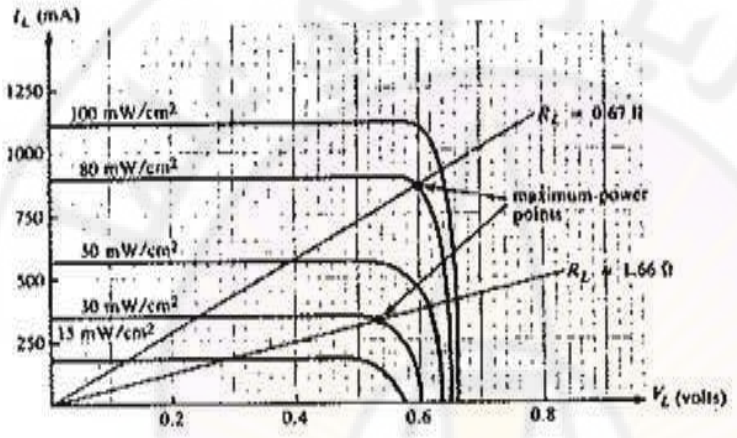
المادّة نصف الناقلة الأكثر شيوعاً في صناعة الخليّة الشمسية هي مادة السيليكون.



الشكل (12-7)

يبيّن الشكل (12-7) الرّمز الكهربائي للخليّة الشمسية وتوصيلها إلى مقاومة حمل ثابتة (R_L) . لنتذكّر أنّ تيّار الحمل الموجب (I_L) المبيّن في الشكل هو فعلياً التيّار العكسي المارّ خلال الوصلة (PN) .

يبيّن الشكل (7-13) منحنيات الخواص لخليّة شمسية ، ونلاحظ أنّ لها شكل منحنيات خواص الثنائي الضوئي الذي يعمل في منطقة الجهد الضوئي نفسه باستثناء التسميات (I_L , V_L) .



الشكل (7-13)

بالرجوع إلى (I_L , V_L) في الشكل (7-12) ، نجد هذه المنحنيات بشكلٍ بسيط رسماً لمعادلة الثنائي الضوئي :

$$I_L = I_P + I_S\left(1 - e^{VLI\eta VT}\right) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (7\text{-}12)$$

وذلك بالنسبة لقيم مختلفة (I_P) وبالتالي لقيم مختلفة لشدّة الضوء . تمّ رسم منحنيات الخواص (7-13) لخليّة نموذجية ذات قطر (3in) ، بمحاور (I_L , V_L) . إنّ القيمة الاسمية لشدّة ضوء الشمس Solar Intensity عند الظهر على سطح الأرض في يوم ساطع هي $(10mw/cm^2)$ ، والتي تدعى عادةً بوحدة شمس One Sun وذلك في تكنولوجيا الطاقة الشمسية . إنّ تقاطع كل منحنٍ مع محور (I_L) في الشكل (7-13)

هو عبارة عن تيّار الدّارة القصيرة (I_{sc}) الموافق لشدّة ضوء معينة . بالطبع تعطى الاستطاعة الصفريّة Zero Power إلى الحمل عندما يكون مقصوراً . تقاطع كل منحنٍ مع محور (V_L) في الشكل (7-13) هو عبارة عن جهد الدّارة المفتوحة (V_{oc}) ، والموافق لشدّة ضوء معينة. أيضاً هنا تعطى الاستطاعة الصفرية إلى الحمل عندما يكون مفتوحاً Open . على كل منحنٍ ذي شدّة ضوء ثابتة ، يوجد نقطة حيث تكون عندها الاستطاعة $P_L = V_L \cdot I_L$ أعظمية . هذه النقطة هي زاوية المنحني المبيّنة على الشكل ، واستطاعة الحمل العظمى المقدّمة إلى الحمل هي بحيث يكون الخط الممثّل بالمعادلة :

$$V_L = I_L R_L \quad \text{..... (7-13)}$$

يتقاطع مع هذه النقطة ذات الاستطاعة العظمى . يمكن أن يتبيّن من الشكل (7-13) أن مقاومة الحمل (0.67Ω) تنتج عند استطاعة عظمى عندما تكون شدّة الضوء ($80mw/cm^2$) . من جهة أخرى ، فإنّ مقاومة الحمل ذات القيمة (1.66Ω) ضرورية للحصول على استطاعة عظمى عند ثابت شمسي (شدّة ضوء) مساوٍ إلى ($15mw/cm^2$) .

في تطبيقات الطاقة الشمسية ، توصل الخلايا الشمسية عادةً بشكل تكون فيه مصفوفة على التسلسل والتوازي . توصيلات التوازي تزيد من التيّار الكلّي المزوّد من قبل المصفوفة ، وتوصيلات التوالي تزيد من الجهد في خرجها .

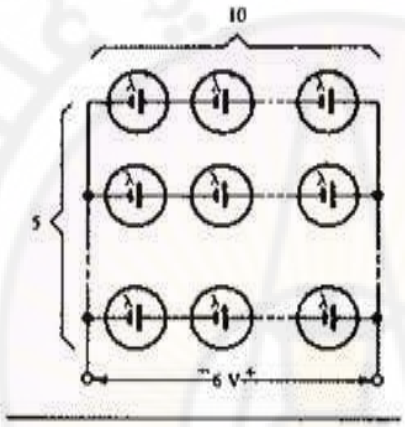
مسألة (7-6)محلولة :

يتمّ تشكيل مصفوفة من الخلايا الشمسية بحيث تقدّم تيّاراً مقداره (4A) بجهد خرج (6v) عند شدّة ضوء معينة . بفرض أن كل خليّة تقدّم تيّاراً (0.8A) وجهداً (0.6v) عند شدّة الضوء هذه ، كم عدد الخلايا اللازمة وكيف يتمّ وصلها ؟ .

الحـــــــــلّ :

للحصول على جهد خرج (6v) من الخلايا التي تولّد كل واحدة منها (0.6v) يلزم عدد من الخلايا على التسلسل مقداره :

$$\frac{6}{0.6} = 10 cells$$



الشكل (14-7)

إنّ التيّار في الصف التسلسلي للخلايا يكون نفسه في أيّ واحدة منها وهو (0.8A) . للحصول على تيّار كلّي (4A) ، يلزم عدد من الصفوف على التوازي مقداره :

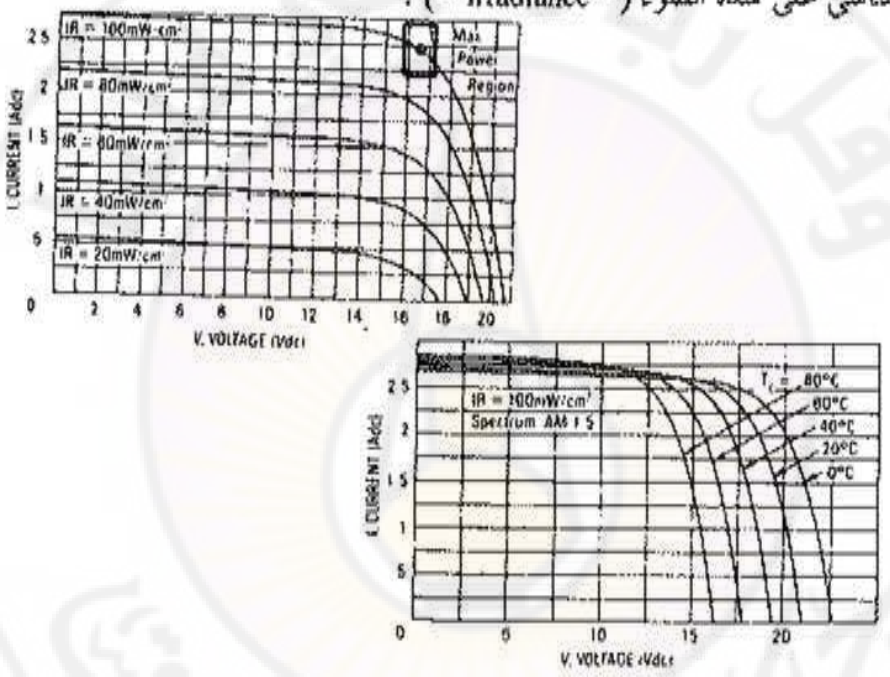
$$\frac{4}{0.8} = 5 \text{ Strings}$$

لذلك فإنّ العدد الكلّي للخلايا اللازمة يساوي عدد الصفوف المتوازية مضروب بعدد الخلايا في كل صف ، أيّ :

$$5 \text{Strings} \times 10 cells = 50 cells$$

هذه الخلايا مبيّنة بالشكل (7-14) ، حيث يتبيّن أنّها منظّمة في خمسة فروع متوازية وكل فرع يحتوي على عشرة خلايا تسلسلية .

يبيّن الشكل (7-15) المواصفات الفنية ومنحنيات الخواص لمصفوفة تجارية متوفّرة بـــ (36) خليّة شمسية موصولة تسلسلياً،والتي تسمّى Solavolt MSVM4010 . نلاحظ من الشكل اعتماد منحنيات الخواص على درجة الحرارة ، بالإضافة إلى اعتمادها الأساسي على شدّة الضوء (" Irradiance ") .



الشكل (7-15)

7-3-6) الثنائيات المصدّرة للضوء :

Light-Emitting Diodes (LEDS):

عندما يتدفّق تيّار خلال وصلة (PN) منحازة أمامياً ، تعبر إلكترونات حرّة من الجانب (N) وتندمج مع الثّقوب الموجودة على الجانب (P) . لنتذكّر من الفصل الثاني أنّ الإلكترونات الحرّة تقع في حزمة النقل لذلك تمتلك طاقة أكبر من الثّقوب ، التي

تقع في حزمة التكافؤ . عندما يندمج إلكترون في حزمة النقل مع ثقب في حزمة التكافؤ ، تتحرّر طاقة حيث يتمّ الانتقال إلى مستوى طاقة أخفض . الطاقة سوف تتحرّر بشكل حرارة أو ضوء . في بعض المواد ، مثل السيليكون ، تتحوّل معظم الطاقة إلى حرارة ، بينما تكون الطاقة المتحرّرة في مواد أخرى على شكل ضوء . بفرض أن المادّة كانت شفّافة Translucent وبفرض أن الطاقة الضوئية المتحرّرة كانت مرئية Visible ، يكون عندها للوصلة (PN) خواص ضوئية تدعى على أثرها بالثنائي المصدّر للضوء Light emitting Diodes (LED) . هذا التحويل للطاقة الكهربائية إلى طاقة ضوئية هو مثال على ظاهرة تدعى بالتألّق الكهربائي Electro Luminescence .

يدعى الفرق في الطاقة بين حزمة النقل وحزمة التكافؤ بالثغرة الطاقيّة Energy-Gap (كما رأينا في الفصل الأوّل) ، وقيمة هذه الثغرة الطاقيّة ، التي تعتمد على نوع المادّة ، هي التي تحكم طول موجة الضوء المنبعث :

$$\lambda = \frac{1.24 \times 10^{-6}}{E_G} \quad \text{..... (7-14)}$$

حيث : E_G هي الثغرة الطاقيّة بالإلكتروفولت (ev) . في السيليكون رأينا سابقاً أنّ : $E_G \approx 1.1ev$ ، وبالتالي :

$$\lambda = \frac{1.24 \times 10^{-6}}{1.1} = 1.13 \times 10^{-6} m$$

يقع طول الموجة هذه في المنطقة تحت الحمراء من الطيف الضوئي . بما أنّ الأشعّة تحت الحمراء هي غير مرئية ، وبما أنّ معظم الطاقة تتحرّر كحرارة ، فلا يُستخدم السيليكون في صناعة الثنائيات المصدّرة للضوء . للسبب نفسه أيضاً لا يُستخدم الجرمانيوم . بدلاً من ذلك يُستخدم بشكل شائع موادّ أخرى مثل زرنيخ الجاليوم Gallium Arsenide (GaAs) ، فوسفور الجاليوم Gallium Phosphide (GaP) . وفوسفور زرنيخ الجاليوم Gallium Arsenide Phosphide (GaAsP) . يمكن التحكّم

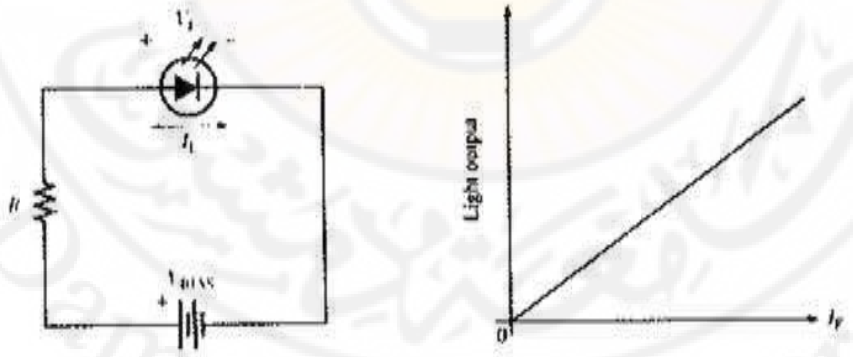
بلون الضوء المنبعث من هذه المواد بوساطة نوع الإشابة Doping . من الألوان الشائعة لهذه الثنائيات (LED) : الأحمر ، الأخضر ، والأصفر .

إنّ هبوط الجهد الأمامي عبر الـــ(LED) يكون بوضوح أكبر من ذلك الجهد الذي يهبط عبر ثنائيات السيليكون أو الجرمانيوم . يكون هبوط هذا الجهد نموذجياً بين (2-3v) ، تبعاً لقيمة التيّار الأمامي المارّ بالثنائي . إنّ الجهد العكسي الأعظمي المسموح به لثنائيات الـــ(LED) يكون أيضاً نسبيّاً صغيراً (مثال : 5V) .



Symbol for an LED.

الشكل (7-16)



(a) Forward-biased operation

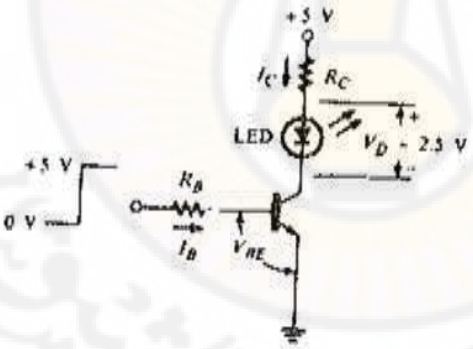
(b) General light output versus forward current

الشكل (7-17)

يبيّن الشكل (7-16) رمز الثنائي المصدّر للضوء (LED) ، بينما يبيّن الشكل (7-17a) وجود الثنائي (LED) بدارة انحياز أمامي بسيطة ، والشكل (7-17b) علاقة الخرج الضوئي مع التيّار الأمامي لثنائي (LED) معيّن .

مسألة (7-7)محلولة :

يبيّن الشكل(7-18) دارة تشغيل لثنائي (LED) ، مصمّمة لإضاءة الـ(LED) عندما يوصل الترانزيستور (أي يصبح بحالة إشباع) وذلك بواسطة دخل موجب (5V) مطبّق على قاعدته . أوجد قيم المقاومات (R_B , R_C) التي يجب أن تُستخدم إذا احتاج الـ(LED) إلى تيّار أمامي مقداره (20mA) لإضاءته . افترض أنّ هبوط الجهد الأمامي عبر الـ(LED) هو (2.5v) ومعامل ربح التيّار للترانزيستور السيليكوني هو ($\beta = 50$) .



الشكل (7-18)

الحـــــــــــل :

عندما يكون الترانزيستور بحالة إشباع نكتب :

$$I_C = 20mA = \frac{V_{CC} - V_o}{R_C} = \frac{5v - 2.5v}{R_C} = \frac{2.5v}{R_C}$$

ومنه :

$$R_C = \frac{2.5v}{20mA} = 125\Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{20mA}{50} = 0.4mA$$

$$R_B = \frac{5 - V_{BE}}{I_B} = \frac{5 - 0.7v}{0.4mA} = 10.75k\Omega$$

تُستخدم الثنائيات المصدّرة للضوء (LEDs) في أنظمة الإظهار من الأنواع كلّها. إنّ السيّئة الرئيسية للثنائيات (LED) هو سحب التيّار العالي نسبيّاً ، وذلك بالمقارنة مع أنواع أخرى من أنظمة الإظهار . لهذا السبب ، لم تعد الثنائيات (LED) تُستخدم بشكلٍ واسع في الأنظمة ذات الاستطاعة المنخفضة Low-Power ، مثل الحاسبات اليدوية Calculators والساعات الرقمية Watches . في بعض التطبيقات ، يتمّ توفير الطاقة بواسطة تطبيق نبضات Pulses بمعدّل سريع على الثنائيات (On) و (Off) ، وذلك بدلاً من تغذيتها بتيّار دائم . في هذه الحالة تبدو الثنائيات وكأنّها مضاءة بشكلٍ مستمرّ بدون انقطاع وذلك بسبب الاستجابة البطيئة للعين Eye's-Persistance بالنسبة للإشارات المتقطّعة ، بمعنى أنّ العين تُبقي الانطباع بأنّ الضوء موجود خلال الفترات القصيرة التي يكون الـ(LED) فيها بحالة Off .

الاستخدام الشائع جدّاً للثنائيات (LED) هو في صنع نظام الإظهار ذي السبع قطع Seven-Segment Displays ، كما يبيّنه الشكل (19-7) .

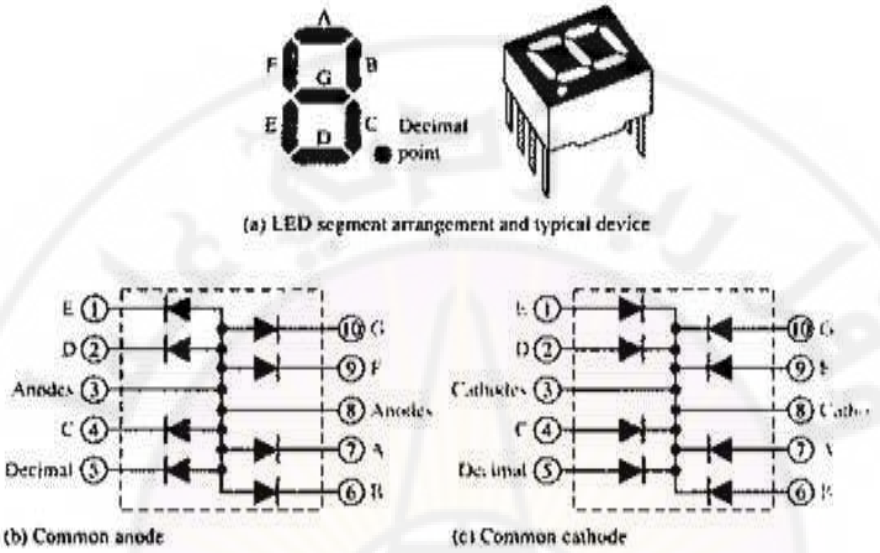
نلاحظ أن كل قطعة من القطع السبعة عبارة عن (LED) مميّز بحرف من (A) وحتى (G) . بإضاءة قطع مختارة من هذه القطع السبع يمكننا أن نظهر أي رقم من الـ (0) وحتى الرقم (9) . مثلاً إذا أردنا إظهار الرقم (3) ، يجب إضاءة الثنائيات (LED)

الموافقة للقطع (A,B,C,D,G) فقط ، بينما يجب أن تبقى القطع الباقية في حالة إطفاء Dark . يجب أن يُقاد نظام الإظهار ذي السبعة قطع من قبل دارة رقمية تدعى بكاشف الترميز Decoder الذي يقدّم التيّار إلى التركيبة المناسبة للقطع ، وذلك اعتماداً على الرقم المطلوب إظهاره . في بعض أنظمة الإظهار ، تكون دارة كاشف الترميز موجودة Built-In داخل دارة السبع قطع .

نلاحظ من الشكل (7-19) ، أنّه يوجد نوعان أساسيان من نظام الإظهار ذي السبع قطع في السوق التجارية ، أحدها التشكيلة ذات المصعد المشترك Common-Anode (مثل الدّارة : TIL 312) ، أو التشكيلة ذات المهبط المشترك Common-Cathode (مثل الدّارة : TIL 313) . في الدّارة (TIL 312) مثلاً (شكل 7-19b) يوصل جهد موجب إلى المصعد المشترك ، ومن ثمّ يتمّ اختيار الثنائيات التي يجب إضاءتها (بواسطة كاشف الترميز) وذلك بجعل مهابطها على جهد منخفض (0v) .

من جهة أخرى وفي الدّارة (TIL 313) مثلاً (شكل 7-19c) ، توصل نقطة الأرض (0v) إلى المهبط المشترك ، ومن ثمّ يتمّ اختيار الثنائيات التي يجب إضاءتها وذلك بجعل مصاعدها على جهد موجب عالٍ . نلاحظ وجود ثنائي (LED) إضافي أو ثنائيّين (LED) (على يمين ويسار دارة السبع قطع) ، تغذّى بشكلٍ منفصل وذلك لإظهار النقطة العشرية Decimal Point .

يبيّن الشكل (7-19a) ، نظام إظهار بسبع قطع مع نقطة عشرية واحدة على اليمين . هنالك تشكيلات نظام إظهار (LED) أخرى متوفّرة بتغذية نظام رقمي سداسي عشري Hexadecimal Displays ، وذلك لإظهار الأرقام (0 to 9) والأحرف (A to F) . يوجد أيضاً نظام يدعى بمصفوفة نقاط 5x7 (The 5-by-7 Dot Matrix Array) ، ويدعى بنظام الإظهار الرقمي المحرفي Alphanumeric Displays ، وذلك لإظهار كلّ الأرقام (0 to 9) والمحارف الأبجدية (A to Z) كلّها Alphabetic Characters .



الشكل (7-19)

يبيّن الشكل(7-20) نظاماً أساسياً بسيطاً لسبع قطع لخانة وحيدة One Digit حيث يتبيّن دارة السبع قطع مع دارة كاشف الترميز ، وأخيراً جدول الحقيقة Truth-Table الذي يبيّن مداخل ومخارج نظام الإظهار العشري ، وذلك في حالة تشكيلة المصعد المشترك .

لنتذكّر مزايا ومساوئ الإظهار بواسطة الثنائيات (LEDs) :

1- يستهلك الإظهار بالثنائيات (LED) استطاعة عالية نسبيّاً .

2- سريع التجاوب لتغيّرات المحارف .

3- زمن حياة العناصر كبير نسبيّاً .

4- درجة الحرارة المقبولة للعمل لا بأس بها .

5- تبثّ الضوء من ذاتها (منبع ضوئي) .

6- إظهار أفضل في حالة الضوء الخارجي الضعيف .

7- نسبة التباين في الثنائيات (LED) ضعيفة .

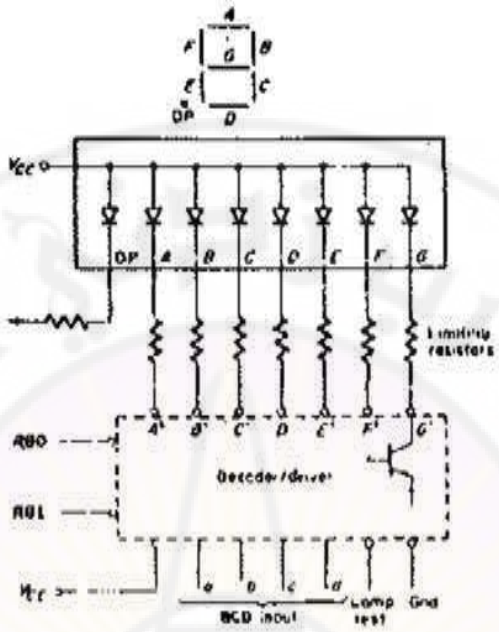
8- يمكن الحصول على حجوم كبيرة لقطع الإظهار بالثنائيات (LED) ولكن بتكلفة عالية نسبياً .

7-3-7) الثنائي الليزري :

The Laser Diode:

إنّ الكلمة Laser ترمز إلى الجملة التالية : تكبير الضوء بوساطة الإصدار المحرّض للإشعاع Light Amplification By Stimulated Emission Of- Radiation . إنّ ضوء الليزر هو ضوء وحيد اللون Monochromatic ، ويعني أنّه يتألّف من لون وحيد وليس خليطاً من الألوان كالضوء العادي . يدعى ضوء الليزر أيضاً بالضوء المتماسك Coherent Light، ذي طول موجة واحدة ، مع الضوء غير المتماسك Incoherent ، الذي يتألّف من حزمة عريضة من أطوال الموجات . إنّ الثنائي الليزري يرسل بشكلٍ طبيعي ضوءاً متماسكاً ، بينما ترسل الثنائيات (LED) ضوءاً غير متماسك. يبين الشكل (7-21a) رمز الثنائي الليزري ، كما يبيّن الشكل (7-21b) البنية الأساسية له . تتشكّل الوصلة (PN) من طبقتين من زرنيخ الجاليوم المطعمة بالشوائب .

يؤدّي طول الوصلة (PN) إلى علاقة دقيقة لطول موجة الضوء المنبعثة منها . يوجد سطح عالي الانعكاس في أحد أطراف الوصلة وسطح عاكس جزئياً في الطرف الآخر ، حيث تصنع هذه السطوح عادةً بواسطة تنعيم Polishing هذه الأطراف . تزوّد النهايات الخارجية External Leads بالتوصيلات الملائمة للمصعد والمهبط .



- a -

BCD word				Output state							Display
d	c	b	a	A'	B'	C'	D'	E'	F'	G'	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	2
0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	3
0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	4
0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	5
0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	6
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	7
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	8
1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	9

- b -

الشكل (20-7)

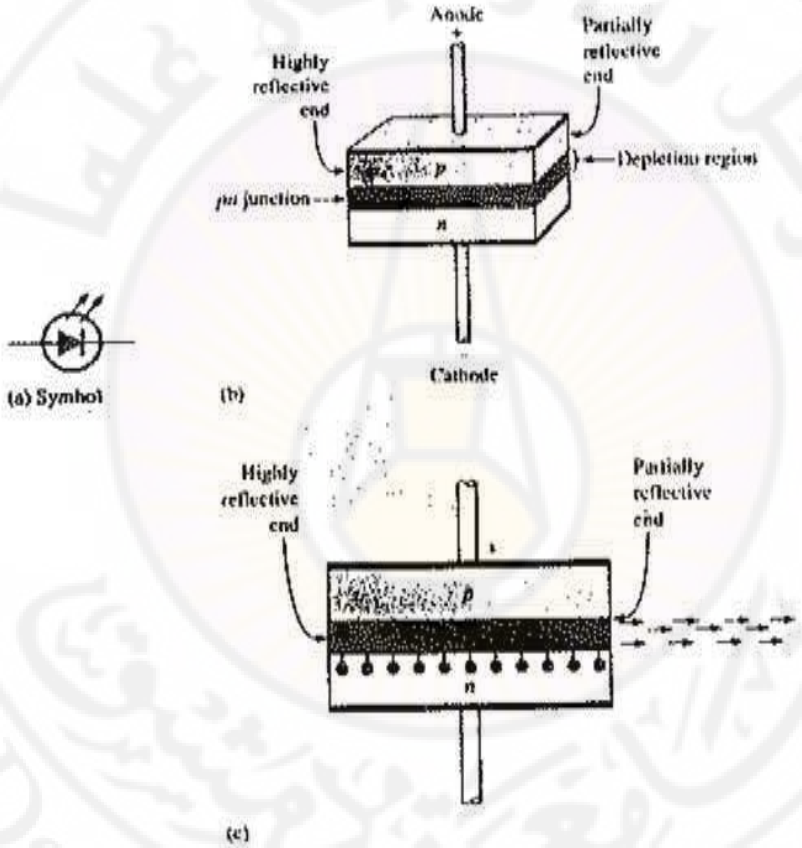
يمكن شرح العمل الأساسي للثنائي الليزري كما يلي : يتم انحياز الوصلة (PN) بشكل أمامي من منبع جهد خارجي . عندما تتحرك الإلكترونات خلال الوصلة

يحدث اندماج مع الثقوب تماماً كما يحصل عادةً في الثنائي العادي . عندما ينـــزل مستوى الطاقة للإلكترونات إلى مستوى طاقة الثقوب ، تتحرّر الفوتونات (طاقة ضوئية) . يمكن للفوتون المتحرّر أن يصدم ذرّة ، مسبّباً بذلك تحرير فوتون آخر . عندما يتمّ زيادة التيّار الأمامي ، تدخل إلكترونات منطقة الشحنة الفراغية وتؤدّي إلى انبعاث فوتونات بشكلٍ أكبر . بشكلٍ عفوي Eventually فإنّ بعض الفوتونات التي انجرفت عشوائياً Randomly خلال المنطقة المحرّمة تصطدم بالسطوح العاكسة بشكلٍ عمودي . هذه الفوتونات المنعكسة تتحرّك على طول المنطقة المحرّمة ، ضاربةً الذرّات ومحرّرة فوتونات إضافية ناتجة عن تأثير أفالانش Avalanche . حركة الفوتونات هذه إلى الأمام وإلى الخلف Back-And-Forth Movement تزيد من توليد الفوتونات (وتدعى بكرات الثلج Snow Balls) وذلك حتى تتشكّل حزمة كثيفة من الضوء الليزري بوساطة الفوتونات التي مرّت خلال الطرف العاكس جزئياً للوصلة (P-N) .

كل فوتون متولّد في هذه العملية مماثل للفوتونات الأخرى وذلك ، في مستوى الطاقة ، الطور Phase ، والتردّد . وهكذا ينبثق ضوء كثيف ذو طول موجة وحيد وذلك من الثنائي الليزري ، كما يبيّنه الشكل (7-21c) . للثنائيات الليزرية مستوى عتبة Threshold للتيّار ، الذي تحدث العملية الليزرية بعده ، بينما يسلك الثنائي الليزري قبل هذا المستوى من التيّار بشكلٍ أساسي وكأنه ثنائي مصدّر للضوء العادي (LED) ، مطلقاً ضوءاً غير متماسك .

تُستخدم الثنائيات الليزرية والثنائيات الضوئية في أنظمة تسجيل Pick-Up-System سواقات الـــ(CD) الأقراص المضغوطة . تسجّل المعلومات الصوتية (Sound) رقمياً بشكل ستيريو (مجسّم Stereo) على سطح القرص بشكل ميكرو سكوبي دقيق مؤلّف من حفرات دقيقة Pits ومسطحة Flats . يستخدم تنظيماً معيناً لعدسة تعمل على تركيز الشعاع الليزري الصادر عن الثنائي إلى سطح القرص المضغوط (CD) . عندما يدور الـــ(CD) ، تتبع العدسة وبالتالي الشعاع الليزري المسار Track بتحكّم

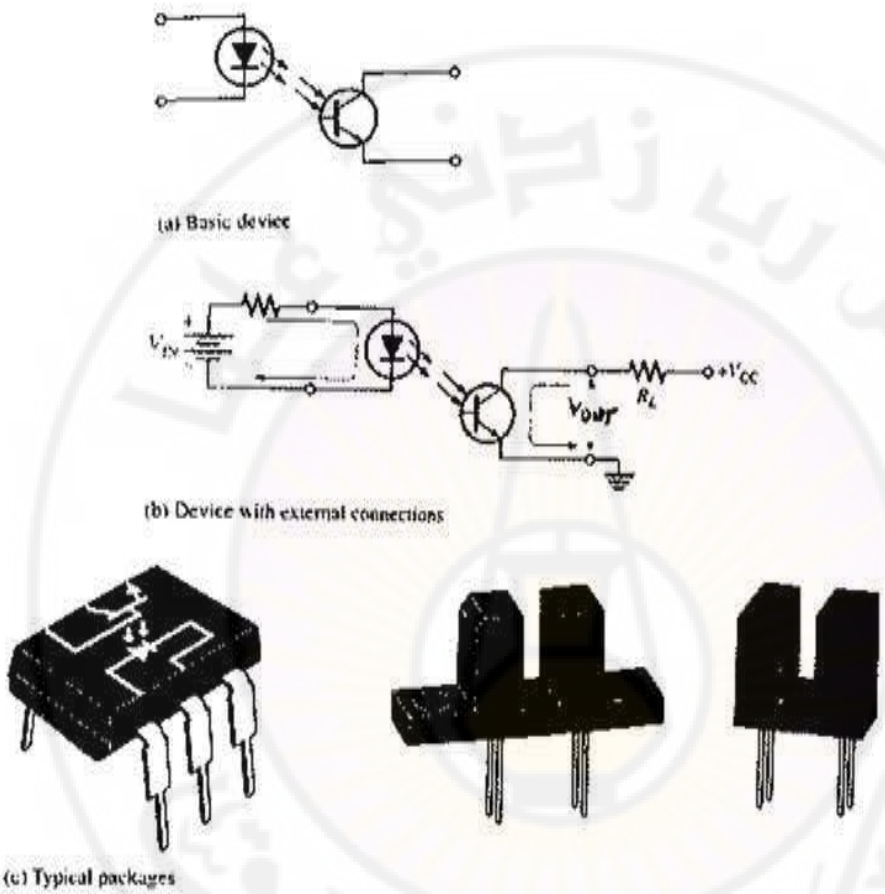
من قبل محرّك إلكتروني Servomotor . ينعكس الشعاع الليزري الذي تخرّب بواسطة الـــPits و الـــFlats على طول المسار المسجّل ، خلفاً من المسار خلال عدسة ونظام بصري Optical System إلى ثنائيات ما تحت الحمراء . تُستخدم الإشارة الصّادرة من هذه الثنائيات لتوليد الصوت المسجّل رقمياً .



الشكل (21-7)

7-3-8) أدوات الربط البصرية :

Optical Couplers:



الشكل (7-22)

تُصمّم أدوات الربط البصرية لتقديم عزل كهربائي كامل بين دارة دخل ودارة خرج . إن الغرض الشائع من هذا العزل هو تقديم حماية ضدّ الحالات العابرة للجهد العالي ، الجهد الفجائي Surge Voltage ، وضدّ الضجيج ذي المستوى المنخفض Low-Level Noise الذي يمكن أن ينتج في خرج خاطئ أو أذى معيّن للوسيلة الإلكترونية . تسمح أدوات الربط البصرية أيضاً بعمل توافق بين الدارات Interfacing

ذات مستويات جهد مختلفة ، وذات نقاط أرض مختلفة .... وهكذا .

تكون دارة الدخل لعازل بصري عادةً عبارة عن (LED) ، لكن يمكن أن تكون دارة الخرج ذات أشكال مختلفة ، مثل الترانزيستور الضوئي المبيّن في الشكل (7-22a) . عندما يقوم جهد الدخل بانحياز الثنائي (LED) أمامياً ، فإنّ الأخير يُصدر ضوءً إلى الترانزيستور الضوئي ويعمل على توصيله Turns On ، منتجاً بذلك تيّاراً يمرّ في الحمل الخارجي ، كما هو مبيّن في الشكل (7-22b) . يبيّن الشكل (7-22c) بعض الوسائل النموذجية المعلّبة .

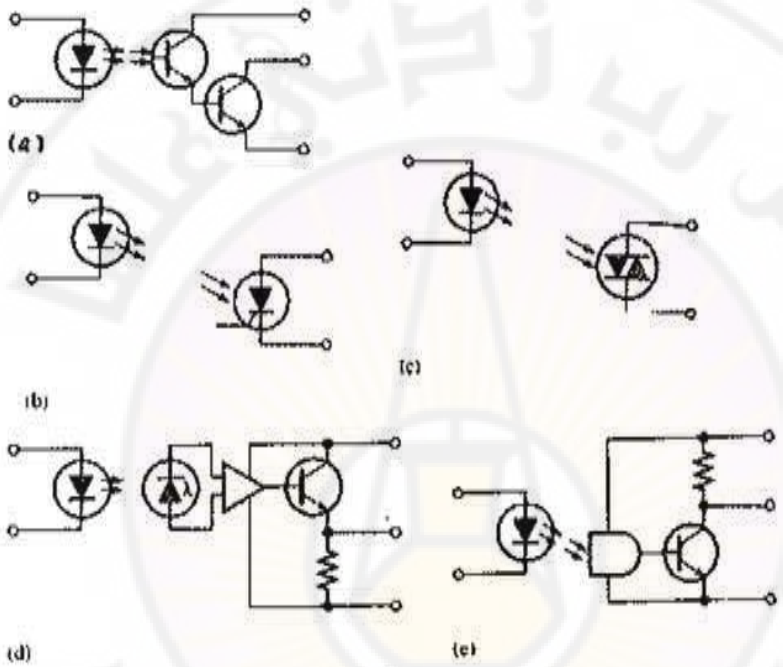
يبيّن الشكل (7-23) عدّة أنواع أخرى من العوازل الضوئية . يمكن للرابط الضوئي ذي تشكيلة دارلينغتون والمبيّنة بالشكل (7-23a) أن يُستخدم عندما يكون هنالك حاجة لزيادة إمكانية تيار الخرج بشكلٍ أعلى من ذلك المتاح من قبل خرج الترانزيستور الضوئي . السيّئة لهذه التشكيلة هي أنّ سرعة التبديل لترانزيستور دارلينغتون الضوئي هي أقلّ من تلك المعروفة للترانزيستور الضوئي .

يبيّن الشكل (7-23b) عازل ضوئي بخرج (LASCR) . يمكن لهذه الوسيلة أن تُستخدم في التطبيقات التي يكون ـعلى سبيل المثال ـ فيها جهد الدخل ذو مستوى منخفض ويلزم قدح (تشغيل) ريليه ذات جهد عالٍ بغرض تفعيل Activating (تشغيل) بعض أنواع الوسائل الكهرميكانيكية .

يبيّن الشكل (7-23c) أيضاً عازلاً ضوئياً بخرج ترياك ضوئي Photo Triac . هذه الوسيلة مصمّمة للتطبيقات التي تحتاج إلى عزل دارة القدح ، وذلك مثل تبديل جهد متناوب (220 Vac) جهد الخط العام انطلاقاً من جهد دخل ذي مستوى منخفض .

نرى من الشكل (7-23d) أداة ربط خطّية (ac) معزولة ضوئياً . تحوّل هذه الوسيلة تغيّرات تيّار الدخل إلى تغيّر في جهد الخرج . تحتوي دارة الخرج على مكبّر مربوط مع ثنائي ضوئي عبر نهايات دخله . التغيّرات الضوئية الصّادرة عن الـ(LED) تلتقط Picked Up بواسطة الثنائي الضوئي ، الذي يزوّد إشارة الدخل الكهربائية

للمكبّر . تمّ عزل خرج المكبر بواسطة تابع باعثي ذات مقاومة دخل عالية ومقاومة خرج منخفضة . إن الربط الخطّي (ac) المعزول ضوئياً يمكن أن يُستخدم لربط خط هاتفي Telephone Line ، عزل تجهيزات محيطية، وبعض التطبيقات السمعية Audio.



الشكل (23-7)

يبيّن أيضاً الشكل (7-23e) رابط خرج رقمي Digital Output Coupler . تشتمل هذه الوسيلة على دارة كاشف ذي سرعة عالية متبوعاً بمرحلة عازل ترانزيستوري . عندما يوجد تيّار في دخل الـ(LED) ، فإنّ الكاشف يُفعّل ضوئياً ويُوصل ترانزيستور الخرج ، بحيث يُبدّل مجمّع الترانزيستور إلى مستوى جهد منخفض. عندما لا يكون هنالك تيّار في الـ(LED) ، فإنّ خرج الرابط الرقمي يكون عند مستوى جهد عالٍ . يمكن أن يُستخدم هذا الرابط الرقمي في التطبيقات التي تتطلّب التوافق مع الدارات الرقمية ، مثل ربط نهايات الحاسوب مع الأجهزة المحيطية .

فيما يلي بعض معاملات أدوات الربط الضوئية التي تسمّى أحياناً العوازل الضوئية Opto Coupler Isolator (OCI) .

1- جهد العزل Isolation Voltage : جهد العزل لرابط ضوئي هو الجهد الأعظمي الـذي يمكن أن يوجد بين نهايات الدخل والخرج له بدون حدوث انهيار لهذا العازل . القيم النموذجية لهذا المعامل هي بحدود (7500Vac) جهد قمة Peak .

2- نسـبة تحويل التيّار المستمر DC Current Transfer Ratio : يعبّر هذا المعامل عن نسبة تيّار الخرج إلى تيّار الدخل المارّ في الـ(LED). يعبّر عنه عادةً كنسبة مئوية . فمثلاً بالنسبة لخرج ترانزيستور ضوئي، فإنّ القيم النموذجية تقع بين (2 to 100%) . بالنسبة لخرج دارلينغتون الضوئي ، فإن القيم النموذجية تقع بين (50 to 500%) .

3- تيّـار القـدح للـ(LED) LED Trigger Curret : يُطبّق هذا المعامل على الرابط ذي الخرج (LASCR) وعلى الرابط ذي الخرج Photo Triac . تيّار القدح هو قيمة التيّار اللازم لقدح وسيلة خرج التايريستور. نموذجياً ، يكون تيّار القدح من رتبة الـ(mA) .

4- كسـب الـتحويل Transfer Gain :يُطبّق هذا المعامل على الرابط الخطّي (ac) المعزول ضوئياً . يُعرّف كسب التحويل بأنه نسبة جهد الخرج إلى تيّار الدخل . قيمة نموذجية لهذا المعامل هو (200 mV/mA) .

مسألة (7-8)محلولة :

أوجد نسبة تحويل التيّار (تدعى أحياناً CTR) للعازل الضوئي (TIL 117) من شركة Texas Instruments ، عندما يكون تيّار الثنائي (LED) مساوياً (20 mA) وجهد المجمّع ـباعث للترانزيستور الضوئي الموجود بالخرج هو (10V) . افترض أنّ :

. $I_B = 0$

الحـــــــــــل :

بالعودة إلى الخواص النموذجية للدارة (TIL 117) نجد أنّ تمرير تيّار (LED) : $I_F = 20\ mA$ يؤدّي إلى مرور تيّار مجمّع في الترانزيستور الضوئي $I_C = 20\ mA$ ، وذلك عند : $V_{CE} = 10$ و $I_B = 0$. لذلك نجد أنّ :

$$CTR(\%) = \frac{I_C}{I_F} \times 100 = \frac{20mA}{20mA} \times 100 = 100\%$$

7-4) الإظهار بواسطة البلّورات المائعة (LCD) :

Liquid-Crystal Displays (LCDs):

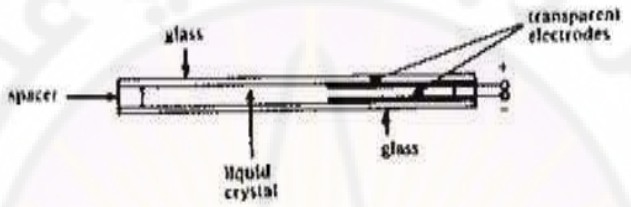
كانت تدعى البلّورات المائعة بالـ (الحالة الرابعة للمادّة The Fourth State-Of Matter) وذلك بعد الحالات الثلاثة (الصلبة ، المائعة ، الغازية) ، بسبب أنها تملك خواصاً بلّورية معيّنة موجودة عادةً في الأجسام الصلبة Solids ولكنّها تسيل كالمائع . في السنوات الأخيرة ، تمّ اكتشاف تطبيقات واسعة في بناء وحدات الإظهار ذات الاستطاعة المنخفضة ، كالتي توجد في الساعات الرقمية Watches والآلات الحاسبة الصغيرة Calculator. بخلاف الثنائيات(LED) والوسائل المضيئة الأخرى، فإنّ الـ(LCDs) لا تولّد طاقة ضوئية ، لكنّها بكلّ بساطة تغيّر أو تتحكّم بالضوء الموجود لمظهر سطحها مضيئاً Bright أو مظلماً Dark . يوجد طريقتان أساسيتان تستخدمها البلّورات المائعة للتحكّم بخواص الضوء وبالتالي تغيّر مظهرها .

الطريقة الأولى :

تدعى بالتبعثر الديناميكي Dynamic-Scattering ، التي تكتسب جزيئات البلّورة المائعة فيها توجيهاً عشوائياً عن طريق تطبيق كمون كهربائي خارجي . نتيجة لذلك ، ينعكس الضوء المارّ خلال المادّة في عدة اتجاهات مختلفة فيمتلك إضاءة تظهر كأنّها لوح جليد مضيء .

الطريقة الثانية :

وتدعى بالامتصاص Absorption ، فإنّ الجزيئات توجّه بحيث تغيّر استقطاب Polarization الضوء المارّ خلال المادّة . تُستخدم مرشحات استقطاب عادةً لامتصاص أو تمرير الضوء ، تبعاً للاستقطاب المرغوب ، بحيث يكون الضوء مرئياً فقط في تلك المناطق التي تظهر من المرشح .



الشكل (24-7)

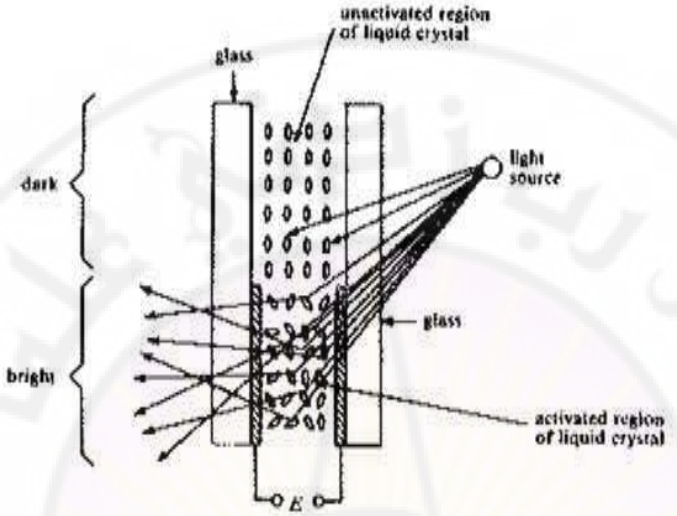
يبيّن الشكل (24-7) البنية الأساسية للإظهار بواسطة البلّورات المائعة . توضع طبقة رقيقة من البلّورات المائعة ، بسماكة (10-20 μm) ، بين صفيحتين زجاجيتين . لتسهيل تطبيق حقل كهربائي عبر البلّورة ، تتوضّع مادّة ناقلة شفّافة على السطح الداخلي لكل صفيحة زجاجية . تشكّل المادّة الناقلة ما يسمّى بالأقطاب Electrodes حيث يوصل إليها جهد خارجي عند الطلب لتغيير البنية الجزيئية Molecular Structure للبلّورة المائعة . تحفر الأقطاب بنموذج معيّن أو بشكل قطع Segments مستقلّة يمكن استقطابها Energized لخلق الإظهار المطلوب ، وذلك بشكل مماثل لما يحصل في نظام الإظهار (LED) ذي السبعة قطع . تُستخدم عادةً بعض المواد لتشكيل الأقطاب مثل أوكسيد القصدير Stannic Oxide (SnO_2) ، وأوكسيد الأنديوم Inddium Oxide (In_2O_3) .

تُصمّم بعض أنواع الإظهار بواسطة البلّورة المائعة بحيث يمرّ الضوء بشكلٍ كامل

خلالها ، بينما تملك أنواع أخرى سطح مرآة لعكس الضوء خلفاً إلى الناظر . الحالة الأولى ، التي تدعى بنمط النقل Transmission Mode ، يبدأ الضوء من منبع ضوئي على أحد جوانب البلّورة ويتغيّر في النموذج Pattern المرغوب عندما يمرّ خلاله ليظهر على الجانب الآخر . في الحالة الثانية ، التي تدعى بنمط الانعكاس Reflective Mode فإنّ الضوء يدخل من جانب ، يتغيّر خلال المادّة ، وينعكس بواسطة مرآة ليظهر من الجانب نفسه الذي دخل فيه . هذا النمط من العمل يُستخدم بشكلٍ خاص في وحدات الإظهار الصغيرة مثل الساعات الرقمية ، حيث يوجد الضوء على جانب واحد فقط .

يبيّن الشكل (25-7) نظام (LCD) ذا التبعثر الديناميكي الذي يعمل بنمط النقل. في المنطقة التي لا يكون فيها مطبّق الحقل الكهربائي ، تكون الجزيئات ذات شكل العصيّات Rod-Shaped ، مصفوفة بشكلٍ طبيعي كما هو مبيّن بالشكل ، بينما في المنطقة التي تمّ تفعيلها بواسطة حقل مطبّق خارجي ، يتغيّر اتجاه الجزيئات وتتوهّج باتجاهات مختلفة عشوائياً . يجب أن يوضع المنبع الضوئي بحيث تبدو المنطقة غير المفعّلة (غير المطبّق عليها حقل كهربائي خارجي) بحالة ظلام . في المنطقة المفعّلة ، تؤدّي الجزيئات بالضوء الساقط إلى أن ينعكس باتجاهات مختلفة ، أيّ يتبعثر Scattered ويبدو المنظر مضيئاً . لذلك يبدو النموذج المطلوب مضيئاً على خلفية مظلمة . يمكن وضع رقاقة تحكّم ضوئية خاصّة على الزجاج المضاء ، وذلك للسماح باستخدام منبع ضوئي منتشر .

إنّ نظام الإظهار (LCD) ذي التبعثر الديناميكي العامل بنمط الانعكاس له البنية المبيّنة بالشكل (25-7) نفسها ، باستثناء وضع سطح مرآة خلف إحدى الصفائح الزجاجية أو كبديل عنها . من ناحية أخرى ، تحدّ الانعكاسات غير المرغوبة من قدرة القراءة لهذا النوع من الإظهار ، لذلك يجب أن يزوّد هذا النظام بعاكسات ارتجاعية Retroreflectors ، وذلك في بعض التطبيقات الخاصة .

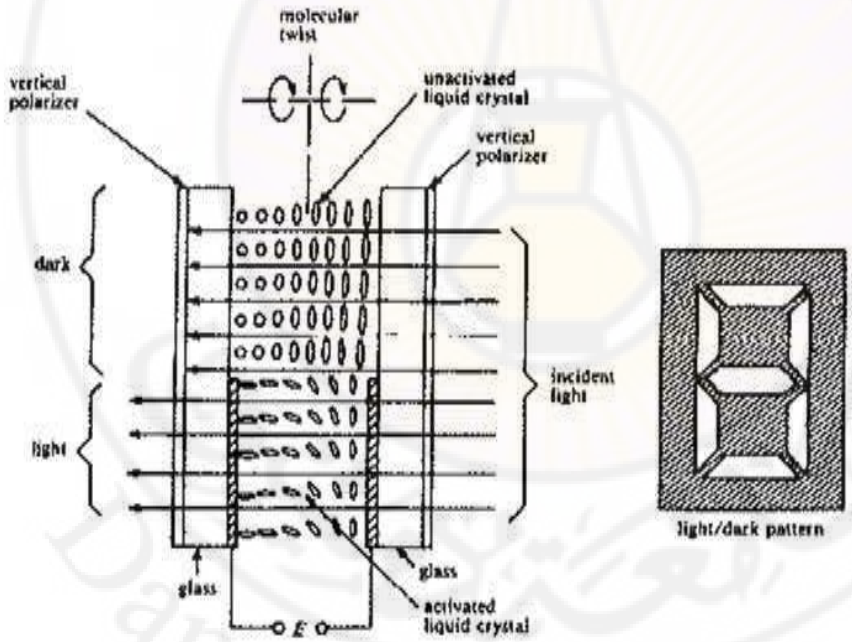


الشكل (25-7)

يُبين نظام الإظهار (LCD) الذي يعتمد على امتصاص الضوء بدلاً من بعثرته،وذلك باستخدام ما يسمّى بالبلّورات الخيطية الملتوية Twisted Nematic-Crystals .

تغطّى الأقطاب Electrodes في هذا النوع من الإظهار بحيث تدور جزيئات البلّورة المائعة بزاوية (90^{o}) من جانب إلى الآخر . كنتيجة لذلك ، فإن الضوء المارّ خلال المادّة يتغيّر استقطابها بمقدار (90^{o}) . من ناحية أخرى ، لو أن البلّورة تمّ تفعيلها بتطبيق حقل كهربائي خارجي ، لأعيد توجيه الجزيئات Reoriented بطريقة لا يحدث فيها تغيّر في الاستقطاب .إنّ نظام (LCD) نوع الامتصاص الذي يعمل على مبدأ أنّ الضوء المستقطب أفقياً ليس مرئياً خلال مرشح مستقطب عمودياً ، هذا يعني ، أنه يتمّ امتصاصه . نرى من الشكل (26-7) ، أنّ الضوء يدخل الـ Transmissive (LCD)

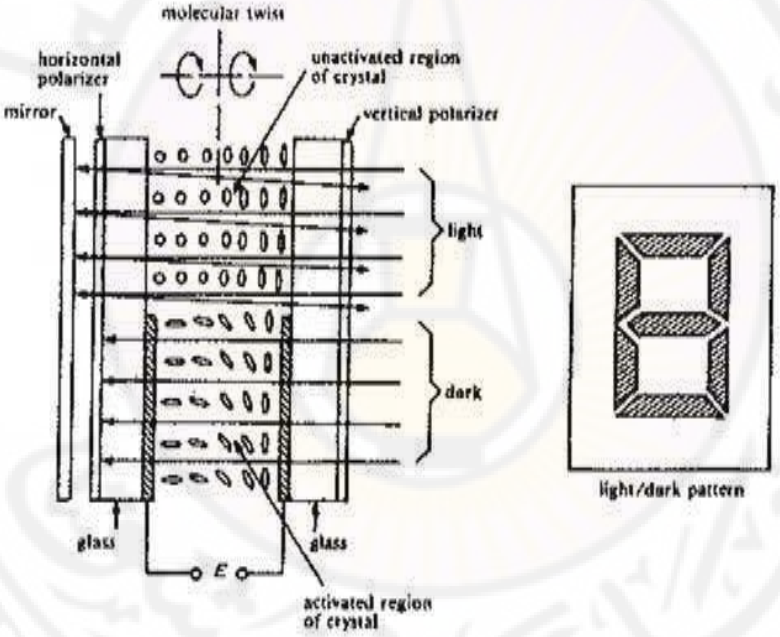
خلال مستقطب عمودي Vertical Polarizer ويمكنه أن يخرج من خلال مستقطب عمودي آخر بشرط أن تكون البلّورة المائعة مفعّلة (مطبّق عليها حقل كهربائي) . في المنطقة التي هي غير مفعّلة كهربائياً ، فإنّ الضوء المستقطب عمودياً يصبح مستقطب أفقياً Horizontally ، وبالتالي يتمّ امتصاصه في المرشح العمودي Vertical Filter . لذلك تبدو المنطقة غير المفعّلة كهربائياً مظلمة ، بينما تظهر المنطقة المفعّلة مضيئة . بما أن الحقل الكهربائي الناتج من تطبيق جهد خارجي هو الذي يعيد توجيه الجزيئات ، فإنّ نظام الإظهار ذو البلّورات الخيطية الملتوية Twisted-Nematic غالباً



الشكل (26-7)

ما يدعى بالنوع ذي التأثير الحقلي Field-Effect Type .

يبيّن الشكل (27-7) نظام (LCD) ذي التأثير الحقلي الماصّ للضوء ، العامل حسب النمط الانعكاسي . كما في نظام (LCD) ذي نمط النقل ، يكون الضوء الساقط مستقطب عمودياً ، لكن في هذه الحالة يوضع مستقطب أفقي بين إحدى صفائح الزجاج Glass والعاكس Reflector .



الشكل (27-7)

يصبح عندئذ الضوء المستقطب عمودياً مستقطباً أفقياً عندما يمرّ من خلال منطقة البلّورة غير المفعّلة كهربائياً . هذا الضوء يمكنه أن يمرّ خلال المستقطب الأفقي وينعكس خلفاً إلى البلّورة ، بحيث يظهر الضوء للعيان Emerges خلال المستقطب

العمودي من المكان الذي دخله . المنطقة المفعّلة كهربائياً من البلّورة سوف لن تغيّر من الاستقطاب العمودي ، بحيث أنّ الضوء المارّ خلالها لا يستطيع أن يمرّ من خلال المستقطب الأفقي وسوف لن ينعكس . نتيجة لكلّ لذلك ، فإنّ النموذج المصنوع في المنطقة المفعّلة كهربائياً يبدو مظلماً على خلفية مضيئة .

تُفعّل بعض أنواع الإظهار (LCD) الخاصّة كهربائياً بواسطة موجة متناوبة AC-Waveforms ، بسبب أنّ التفعيل المستمر DC Activation يُسبّب تأثيراً تصفيحياً Plating Effect يؤدّي إلى إنقاص عمر البلّورات المائعة . يتطلّب نوع التبعثر الديناميكي جهداً عالياً نسبيّاً (25-30v) عند (50-60Hz) . لكن من جهة أخرى ، لا تمتصّ الـ(LCD) إلاّ استطاعة بسيطة جدّاً بالمقارنة مع وحدات الإظهار (LED) . من الطرق المستعملة لتفعيل البلّورة المائعة تغذية Drive كلّ من الإلكترودات المتقابلة بموجة مربّعة . إذا كانت الموجات المربّعة المطبّقة لها الطور In Phase نفسه ، فإنّ الجهد الصافي عبر البلّورة يساوي الصفر وتبقى غير مفعّلة . عندما تولّد دارة التغذية موجات مربّعة بينهما فرق بالطور (180^{o}) ، فإنّ الجهد الصافي عبر الإلكترودات يكون ضعف قيمة جهد القمّة لكل موجة على حدة ، وبالتالي تصبح البلّورة بحالة نشاط كهربائي .

من مساوئ نظام الإظهار بالبلّورات المائعة (LCDs) أنّ زمن الاستجابة Response Time لها طويل نسبيّاً ، معنى ذلك ، الوقت اللازم لإظهار أو اختفاء عنصر الإظهار . تُعتبر عناصر الإظهار (LCD) أكثر بطأً بالمقارنة مع عناصر الإظهار (LED).لكن من جهة أخرى،وفي بعض التطبيقات الخاصّة مثل الساعات الرقمية، فإنّ زمن الاستجابة الطويل لا يشكّل عائقاً أو تحديداً في فائدة هذا النظام . يبيّن الجدول (7-1) مقارنة في الخواص الأساسية لنوعي الإظهار (LCD) ذي التبعثر الديناميكي وذي التأثير الالتوائي Twisted-Nematic . نلاحظ أن النوع ذي التأثير الالتوائي Twisted-Nematic يتطلّب جهداً وتيّاراً أقلّ بحوالي عشر مرّات من النوع ذي التبعثر

الديناميكي ، وله تباين Contrast أفضل ، لكنه أبطأ بحوالي أربع مرّات .

Typical characteristics of liquid-crystal displays

Characteristic	Dynamic-scattering Display (4 digits)	Twisted-nematic Display (4½ digits)
Voltage	15–30 V	3 V
Frequency	50–60 Hz	30–1500 Hz
Operating temperature	−5°C to +65°C	−15°C to +60°C
Total current	60 μA	6 μA
Total capacitance	750 pF	2 nF
Rise time	25 ms	100 ms
Contrast ratio	20 : 1	50 : 1

الجدول (1-7)

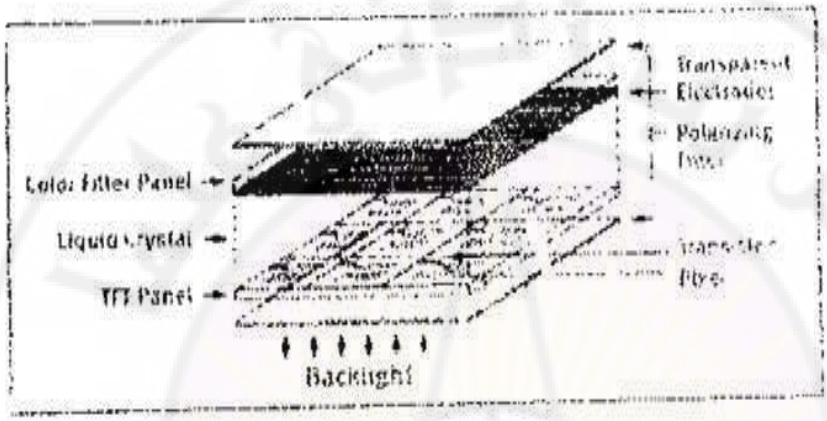
7-5) عناصر الإظهار LCD المعتمدة على تركيبة الترانزيستورات الرقيقة :

TFT LCD:

سنحاول أن نذكر موجزاً حول هذا الموضوع وبإمكان الطّالب أن يعود إلى المراجع العلمية المختصّة للتوسّع فيه .

تمّ اكتشاف البلّورات المائعة من قبل المهندس النمساوي بوتانيست Botanist عام /١٨٨٨/ حيث تتّصف مادته بأنّها ليست مائعة Liquid وليست صلبة Solid وهي تشبه الماء الصابوني . في عام /١٩٦٠/ ، بيّن العلماء المهتمّين بهذا الموضوع بأنّ هذه البلّورات المائعة يمكن أن تغيّر خصائص الضوء المارّ من خلال بلّوراتها فيما لو تعرّضت لحقل كهربائي خارجي . في هذا الوقت تمّ تقديم النموذج الأوّل المبكّر بشكلٍ واسع الإنتاج ولو أنّه كان قليل الاستقرار إلى حدّ ما ، والذي قام فيما بعد

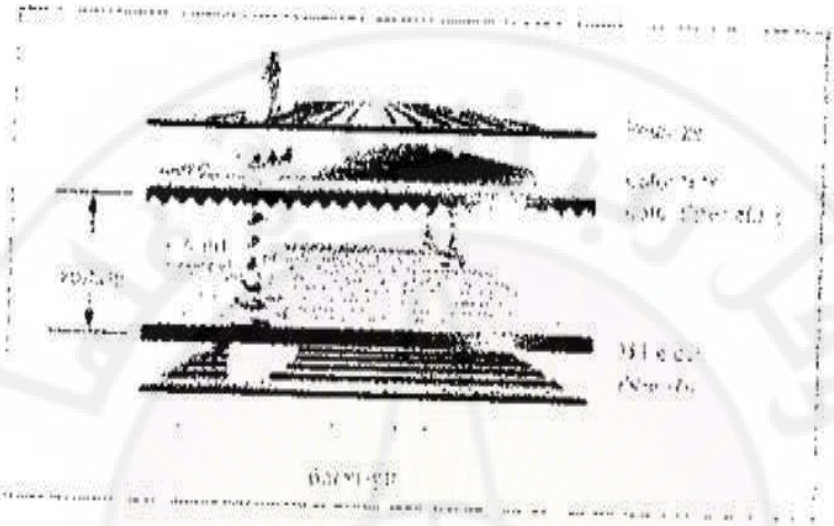
بتحسين استقراره باحث بريطاني وقدّم مادّة جيّدة للاستخدام هي مادّة البيفينيل Biphenyl كمادّة بلّورات مائعة مستقرّة بشكلٍ جيّد .



الشكل (28-7)

حالياً فإنّ وحدات الإظهار الحديثة الملوّنة باستخدام البلّورات المائعة Color LCDs ، تملك بنية متداخلة مثل السندويش والمبيّنة بالشكل (28-7) ، حيث نلاحظ فيه أنّ وحدة الإظهار Display Unit مؤلّفة من عدة طبقات : لوحة الترانزيستورات (TFT) لتقديم الشحنات الكهربائية لكل نقطة Pixel ، ولوحة المرشح الملوّن Color-Filter ، بينهما طبقة البلّورات المائعة ، التي سوف تغيّر استقطابها للضوء المسلّط عند تشغيل أحد الترانزيستورات أو أكثر في اللوحة (TFT) .

أتت تسمية البلّورات المائعة TFT LCD من التسمية الإنكليزية : Thin Film Transistor Liquid Crystal Display ، حيث يوضّح الشكل (29-7) بشكلٍ أفضل طبقات وحدة الإظهار .



الشكل (29-7)

تملك الطبقة الزجاجية TFT عدداً كبيراً جداً من الترانزيستورات المصنّعة بطريقة الـ (TFT) ، وذلك على عدد نقاط الإظهار Pixels Displayed ، بينما تملك طبقة المرشح الملوّنة ما يلزم لتوليد اللّون المطلوب . تتحرك عادةً البلّورات المائعة طبقاً للجهد المطبّق بين طبقة المرشح وطبقة الـ(TFT) . تتحدّد كمية الضوء المارّ والمغذّى من قبل الخلفية الضوئية Back Light بواسطة مقدار حركة البلّورات المائعة التي تؤدّي إلى توليد لون معيّن .

وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

معجم المصطلحات الهندسية الإلكترونية

إنكليزي	عربي
A	
Abrupt	حادّ
Abruptly	بشكل حادّ ، فجائي
Absorption	امتصاص
Acceptor	مستقبل
Accumulate	يتراكم
Action	تأثير ، حدث
Activating	تفعيل
Active	فعّال
Actual	حقيقي ، فعلي
AGC	التحكم الآلي بالربح
Agitation	تحريض ، تهييج
Air Conditioner	مكيف هواء
Alarm	إنذار
Algebraic	جبري
Allowable	المسموح
Alloy	سبيكة ، مزيج
Alphabetic	ابجدي
Alphanumeric	رقمي محرفي

إنكليزي	عربي
Ambient	المحيط الخارجي
Amplifier	مكبّر
Amplitude	مطال
Analog	تمثيلي
Analysis	تحليل
Angle	زاوية
Anode	مصعد
Application	تطبيق
Approximation	تقريب
Arrangement	ترتيب ، تنظيم
Assume	يفترض
Atom	ذرّة
Atom	ذرة
Attenuator	مخمّد
Audible	صوتي
Audio	سمعي
Avalanche	أفالانش
Average	متوسط
B	
Back-To-Back	بشكل متعاكس
Bandwidth	عرض المجال

إنكليزي	عربي
Bar	قضيب
Barrier	حاجز
Base	قاعدة
Basic	أساسي
Bias	انحياز
Bilateral	ثنائي الجانب
Binding Force	قوّة الترابط
Bipolar	ثنائي القطبية
Blocking	إغلاق
Bond	حزمة
Break Point	نقطة الكسر
Breakdown	انهيار
Breakover	انهيار
Bridge	جسر
Bruken Bond	رباط مكسور
Broken Line	خط منقطع
Buffer	عازل
Bulb	مصباح
Bulk	جسم
By Passed	يمرّر من الجانب

إنكليزي	عربي
Bypass	تمرير
C	
Calculator	آلة حاسبة
Canceling	حذف ، إلغاء
Capability	إمكانية ، مقدرة
Capacitance	مكثفة
Capacitive	سعوي
Cathode	مهبط
Cell	خلية
Center	مركز
Center Tap	نقطة وسط
Challenge	تحدّي
Channel	قنال
Character	محرف
Characteristics	خصائص
Charge	شحنة
Charge Carrier	حامل شحنة
Chassis	شاسية ، هيكل
Choice	اختيار
Circuit	دارة
Circuitry	دارة

إنكليزي	عربي
Clamper	مزيح للإشارة
Clipper	محدّد ، عنصر تحديد
Clipping	تحديد
Closed	مغلق
Coefficient	عامل
Coherent	متماسك
Collector	مجمّع
Collision	اصطدام
Common	مشترك
Communication	اتصالات
Comparison	مقارنة
Compensation	تعويض
Complementary	متمّم
Components	مركبات
Compound	مركب
Concentration	التركيز
Concept	فكرة ، نظرية
Condition	شرط ، ظرف
Conduction Band	حزمة النقل
Conductivity	الناقلية

إنكليزي	عربي
Configuration	تشكيلة
Conservation	حفظ ، بقاء
Conservative	محافظ
Consideration	اعتبارات
Constraint	تحديد ، شرط عمل
Contact	تماس
Continuity	استمرار
Contrast	تباين
Contribute	يساهم
Conventional	تقليدي ، كلاسيكي
Conversion	تحويل ، قلب
Converter	قالب ، محوّل
Coolers	مبرّدات
Cooling	تبريد
Correspond	يوافق
Coulomb	الكولون
Counter	عدّاد
Counterbalance	يوازن
Coupler	أداة ربط
Coupling	ربط

إنكليزي	عربي
Covalent Bond	الرابط الذري
Critical	حرج
Cross Section	مقطع جانبي
Crystal	البلّورة
Cubic	مكعّب
Curve	منحني
Cut In Voltage	جهد التوصيل (جهد البدء)
Cutoff	قطع
D	
Dashed	منقط
Data Sheet	نشرات فنية
Decay	تناقص
Decimal Point	نقطة عشرية
Decrease	يتناقص
Define	تعريف
Degrees Celgius	درجات مئوية
Delay	تأخير
Denergized	يمنع مرور التيّار بها
Denominator	مقام
Density	كثافة
Density States	كثافة الحالات

إنكليزي	عربي
Dependence	اعتماد
Depletion	ناضب ، فقير
Depletion Mode	نمط إفقار
Depletion Region	المنطقة الناضبة
Derivation	اشتقاق
Design	تصميم
Designer	مصمّم
Destructive	تخريبي
Detector	كاشف
Deviation	انزياح
Devices	وسائل
Diagram	مخطط
Dielectric	عازل
Diffusion	انتشار
Digital	رقمي
Dimensionless	بدون أبعاد
Dimensions	أبعاد
Diode	ثنائي
Direct	مباشر
Direction	اتجاه

إنكليزي	عربي
Discharge	تفريغ
Discrete	مفرد
Displace	توضع مكان
Display	إظهار
Dissipation	مصروف ، مبدّد
Distance	مسافة
Distortion	تشويه
Distribution	توزيع
Donor	معطي
Doping	تطعيم (إضافة شوائب)
Double	مضاعف
Drain	مصرف
Drift	جرف
Driving	تغذية ، سوق
Drop	هبوط
Drown	مرسوم
Dual	مزدوج
Duration	فترة
E	
Early	العالم إيرلي
Effect	تأثير

إنكليزي	عربي
Effective	فعّال
Efficiency	مردود
Electric Charge	شحنة كهربائية
Electrical	كهربائي
Electro Luminescence	تألّق كهربائي
Electrode	قطب
Electron	إلكترون
Electrostatic	كهرساكن
Emerge	يبدو ، يظهر للعيان
Emission	إصدار
Emitter	باعث
Emitter Follower	تابع باعثي
Energized	يمرّر بها تيّار
Energy Gap	الثغرة الطاقية
Energy Level	مستوى الطاقة
Energy-Band	حزمة الطاقة
Enhancement Mode	نمط إغناء
Equation	معادلة
Environment	المحيط
Equilibrium	توازن

الانكليزي	العربي
Equivalent	مكافئ
Example	مثال ، مسألة
Excess	زائد
Expensive	مكلف ، غالٍ
Exponentially	بشكل أسّي ، أسّياً
Extra	زيادة
Extrinsic	مشوّب
F	
Factor	عامل
False	خاطئ
Family	مجموعة ، عائلة
Fan	مروحة
Fanout	إمكانية الوصل المتعدّد
Fast	سريع
Feature	خاصيّة
Feedback	تغذية خلفية
Fermi	العالم فيرمي
Fermi Function	تابع فيرمي
Fermi Level	مستوى فيرمي
Fiber-Optics	ألياف بصرية
Fiber-Optics	ألياف بصرية

إنكليزي	عربي
Field	حقل
Field Effect	أثر حقلي
Fifth	الخامس
Figure Of Merit	عامل الجودة
Filtering	ترشيح
Fins	زعانف ، أجنحة
Firing	اشتعال ، قدح
Flux	تدفّق
Forbidden Region	المنطقة الممنوعة
Force	قوّة
Form	شكل ، صيغة
Forward	أمامي
Forward-Active	فعّال أمامي
Fourth	الرابع
Fourth State	الحالة الرابعة (الصلبة المائعة)
Free	حرّ
Frequency	تردّد
Full	كامل
Function	تابع ، دالة
Fusion	انصهار

إنكليزي	عربي
G	
Gain	كسب ، ربح
Gas	غاز
Gate	بوّابة
Generation	توليد
Glass	زجاج
Gold	ذهب
Graded	متدرّج
Gradient	تدرّج
Graph	مخطط بياني
Graphical	بياني
Groove	تجويف
Ground	أرض
Ground Loop	حلقة مؤرّضة
Grown	نامي
H	
Hall	العالم هول
Heat Sink	مشعّ أو مغطس حراري
Heaters	مسخّنات
Heavy Doping	تطعيم شديد
Hexadecimal	سداسي عشري

إنكليزي	عربي
Holding	إمساك
Hole	ثقب
Horizontal	أفقي
Horse Power	قدرة حصانية
I	
Ideal	مثالي
Illustration	شرح ، توضيح
Immobile	غير متحرك ، ثابت
Impurities	شوائب
Incandescent	متوهج
Include	يشتمَل
Increase	يتزايد
Independent	مستقل
Indium	مادة الأنديوم
Induced Channel	قناة محرّضة
Inductor	حثّية
Inert	خامل
Infra-red	ما تحت الحمراء
Initial	ابتدائي
Injection	حقن
Input	دخل

إنكليزي	عربي
Instantaneous	آني
Insulators	العوازل
Intensity	شدّة
Interbase	ما بين القاعدتين
Intercept	يتقاطع
Interfacing	توافق ، ربط
Internal	داخلي
Interruption	انقطاع
Intersection	تقاطع
Intrinsic	نقي
Intrusion	اقتحام
Inverse	عكسي
Inverting	عاكس
Ion	شاردة
Ionized	متأين
Iteration	عمل متكرّر
J	
Joint	وصلة
Junction	وصلة
K	
Kinetic Energy	قدرة حركية

إنكليزي	عربي
L	
Laser	ضوء متماسك ، ليزر
Latching	بدء
Lateral	جانبي
Layer	طبقة
Lead Line	خط حمل
Leads	وصلات
Leakage	تسريب
Length	طول
Lifetime	عمر ، زمن بقاء
Light Doping	تطعيم خفيف
Light Meter	مقياس ضوء
Light-Activated	فعّال ضوئياً
Limitter	محدّد ، عنصر تحديد
Linearity	خطية
Liquid-Crystal	البلّورة المائعة
Logical	منطقي
Low	قانون
Lumen	لومينا ، وحدة ضوئية
M	
Magnetic	مغناطيسي

إنكليزي	عربي
Majority	الأعظمي
Manufacturing	تصنيع
Margin	هامش
Mass	كتلة
Mass-action	تأثير الكتلة
Mean	وسطي
Mechanism	آلية ، ميكانيزم
Metalized	معدني
Metallization	تعدين ، خطوات تصنيع معدنية
Meter	متر (واحدة قياس الطول)
Microelectronic	إلكترونيات دقيقة
Micron	واحدة الطول ، ميكرون
Microsecond	المايكرو ثانية (وحدة زمن)
Microwave	ميكروي
Minority	الأقلّي ، الأصغري
Minus	إشارة السالب
Mixer	مازج
Mobility	الحركيّة
Mode	نمط
Model	نموذج ، دارة مكافئة

إنكليزي	عربي
Moderately	بشكل متوسط
Modulating	تعديل
Molecule	جزيء
Momentary	مؤقت
Monochromatic	وحيد اللون
Motion	حركة
Mounted	يركّب
Movement	حركة
N	
Nanosecond	النانو ثانية (وحدة زمن)
Negligible	مهمل
Neighborhood	مجاور
Net Voltage	جهد صافي
Neutralization	تحييد
Neutron	نترون
Newton	العالم نيوتن
Node	عقدة
Noise	ضجيج
Nominal	اسمي
Nominator	بسط
Nonconducting	غير موصل

إنكليزي	عربي
Nonlinear	غير خطي
Nonsinusioidal	غير جيبي
Nonuniform	غير متجانس
Notation	اصطلاح
Noticeable	ملحوظ ، محسوس
Nucleus	نواة
Number	عدد
O	
Occupancy	الشغال
Occupied	مشغول
Off-Set Voltage	جهد الانزياح
Ohmic	أومي (خاضع لقانون أوم)
One Sun	وحدة شمسية
Open-circuited	دارة مفتوحة
Operating	تشغيل ، عمل
Optical	بصري
Optoelectronics	إلكترونيات ضوئية
Optoisolator	عازل ضوئي
Original	أصلي
Oscillator	مهتز ، مولّد إشارة
Output	خرج

إنكليزي	عربي
Overlap	متشابك ، متراكب
P	
Packaging	تعليب
Parallel	توازي
Parametre	معامل
Particles	جزيئات
Particular	خاص
Path	مسار
Pattern	نموذج ، تشكيلة
Peak	قمّة
Pentavalent	خماسي التكافؤ
Percent	مئوي
Period	دور
Periodic	دوري
Permittivity	ثابت النفاذية الكهربائية
Perpendicular	متعامد
Persistence	إلحاح ، استمرار
Pertaining To	ما يتعلق بـ
Phase	طور
Phase Shift	انزياح طور
Phasor	طوري

إنكليزي	عربي
Phenomenon	ظاهرة
Photo Conductive	توصيل ضوئي
Photo Detector	كاشف ضوئي
Photo Resistor	مقاومة ضوئية
Photo Voltage Cell	خلية جهد ضوئي
Photocopy	آلة نسخ ضوئية
Photodiode	ثنائي ضوئي
Photon	فوتون ، جزيء ضوئي
Phototransistor	ترنزيستور ضوئي
Phototriac	الترياك الضوئي
Physical	فيزيائي
Picked Up	تلتقط
Piecewise Method	طريقة الخط المستقيم
Pin	طرف دارة إلكترونية
Pinch-Off	اختناق
Plating Effect	أثر تصفيحي
Platinum	مادة البلاتينيوم
Plot	منحني ، رسم
Point	نقطة
Poisson	العالم بواسّون

إنكليزي	عربي
Polarization	استقطاب
Polarizer	مستقطب
Polishing	تنعيم
Position	وضع ، مكان
Potential	كمون
Potential-Hill	الهضبة الكمونية
Power	استطاعة
Practical	عملي
Predictable	متوقع
Primarily	بشكل أساسي
Probability	احتمال
Problem	مسألة
Procedure	إجراء ، طريقة
Process	عملية ، معالجة
Programmable	قابل للبرمجة
Properties	خواص
Proportionality	تناسب
Protection	حماية
Proton	بروتون
Pulse	نبضة

إنكليزي	عربي
Pure	نقي
Q	
Qualitative	نوعي
Quality Factor	عامل الجودة
Quantitative	كمّي
Quantum	كمّي
Quiescent	ساكن
R	
Radiation	إشعاع
Random	عشوائي
Randomly	بشكل عشوائي
Range	مجال
Rate	معدّل
Ratio	نسبة
Reactive	ردّي
Readers	قارئ
Reciprocity	تعاكس
Recombination	اندماج
Rectification	تقويم
Reducing	إنقاص
Reference	مرجع

إنكليزي	عربي
Reflected	منعكس
Reflective Mode	نمط الانعكاس
Regeneration	تراكم ، توالد
Register	مسجلة
Regular	منظم
Regulation	تنظيم
Relate	علاقة
Relation	علاقة
Relaxing	استرخاء
Relay	حاكمة
Represent	يمثل
Repulsion	تنافر
Reset Button	مفتاح إعادة بدء
Resistance	مقاومة
Resonant	رنيني
Response Time	زمن الاستجابة
Retroreflector	عاكس ارتجاعي
Reverse	عكسي
Reverse-Active	فعّال عكسي
Reversibility	قابلية العكس

إنكليزي	عربي
Ripple	تعرّج
Rise	ارتفاع
Rod-Shaped	عصيّات
Rupture	تمزّق
S	
Saturation	إشباع
Sawtooth	سن منشار
Scale	مقياس
Scattering	لبعثر ، تشتيت
Schematic	مخطط
Schottky	المهندس شوتكي
Segment	قطعة
Selector	ناخب
Self Bias	انحياز ذاتي
Semiconductor	نصف ناقل
Sensitivity	حساسية
Series	توالي
Servomotor	محرّك مقاد
Several	عدّة ، مجموعة
Shape	شكل
Sharply	بشكل حدّي

انكليزي	عربي
Shift	يزيح
Shortcoming	عيب
Shorting	قصر
Side	جانب
Siemens	واحدة الناقلية
Sign	إشارة
Signal	إشارة
Signal-Chopper	مقطع للإشارة
Simulation	محاكاة
Sinusoidally	جيبياً
Size	حجم
Slightly	بشكل بسيط
Slope	ميل
Solar	شمسي
Solid state	الجسم الصلب
Solution	حلّ مسألة
Source	منبع
Space	فراغ ، فضاء
Space-charge	الشحنة الفراغية
Specifications	مواصفات

إنكليزي	عربي
Spectral	طيفي
Spectrum	طيف
Speed	سرعة
Spice	برنامج محاكاة Spice
Stability	استقرار
Stage	مرحلة
Standard	قياسي
Stannic	قصدير
State	حالة
Static	ساكن
Statistical	إحصائي
Steady State	الحالة المستقرة
Step	خطوة
Step-By-Step	خطوة خطوة
Stereo	مجسّم
Stimulate	محرّض
Storage	تخزين
String	صفّ (من الخلايا مثلاً)
Structure	البنية
Subjected To	خاضع لـ

إنكليزي	عربي
Subscript	دليل
Substrate	أساس ، قاعدة
Superimposed	يتراكب
Supply	تغذية
Surface	سطح
Surge Voltage	جهد فجائي
Surrounding	محاط
Surrounding Media	الوسط المحيط
Swing	تأرجح
Switch	قاطع
Switching	تبديل
Symbol	رمز
Symbolically	بشكل رمزي
Symmetrical	متناظر
System	نظام
T	
Temperature	درجة حرارة
Tendency	ميل إلى
Test	اختبار
Tetrahedron	رباعي السطوح
Tetravalent	رباعي التكافؤ

إنكليزي	عربي
Theorem	نظرية
Theory	نظرية
Thermal	حراري
Thermal	حراري
Thermistor	تيرميستور، حسّاس لدرجة الحرارة
Thermodynamic	ترموديناميكي
Thickness	سماكة
Threshold	عتبة
Time-Varying	متغير مع الزمن
Tolerance	تسامح
Track	مسار
Transconductance	التوصيلة التحويلية
Transfer	تحويل
Transfer Gain	كسب التحويل
Transfer Ratio	نسبة التحويل
Transition Region	منطقة العبور
Translucent	شفّاف
Transmission	نقل ، انتقال
Transmissive Mode	نمط النقل
Transparent	شفّاف

إنكليزي	عربي
Transverse	عرضاني
Trigger	قادح
Triggering	قدح
Trivalent	ثلاثي التكافؤ
Truth Table	جدول الحقيقة
Tuners	مولّفات
Tuning	توليف
Turn-Off	قطع
Turn-On	توصيل
Turns Ratio	نسبة التحويل
Twist	التواء
Twisted-Nematic Crystal	بلّورات خيطية ملتوية
Type	نوع
Typical	نموذجي
U	
Ultraviolet	فوق البنفسجية
Uncovered	مكشوف ، غير مغطّى
Unexcited	غير مهيج
Uniform	متجانس
Unijunction	وحيد الوصلة
Unipolar	أحادي القطبية

إنكليزي	عربي
Unsymmetrically	بشكل غير متناظر
V	
Valence Band	حزمة التكافؤ
Valence Electron	إلكترون التكافؤ
Valence Shell	طبقة التكافؤ
Valley	وادي
Value	قيمة
Varactor	مكثّف متغيّر السعة مع الجهد
Variable	متغيّر
Variation	تغيير
Varies	يتغيّر
Vertex	ذروة
Vertical	عمودي
View	منظر
Visual	مرئي
Voltage-Driver	مجزئ جهد
Volume	حجم
W	
Wafer	رقاقة
Washer	حلقة
Watch	ساعة

إنكليزي	عربي
Wave	موجة
White Light	ضوء أبيض
Wide Gap	ثغرة عريضة
Within	خلال
Worst-Case	الحالة الأسوأ
Z	
Zener	ثنائي زينر

Damascus University

أسماء المراجع العربية والإنكليزية

1) Electronic Devices , Floyd , 1996 By Printice-Hall . inc .
2) Electronic Design , Savant , Carpenter , Roden , 1991 By Benjamin / Cumminas Publishing Company , inc .
3) Micro Electronics , Millman , Grabel , 1987 By MC Graw-Hill , Inc .
4) Electronic Devices And Circuits , Millman & Halkias , 1967 By MC Graw-Hill . Inc .
5) Electronic Circuits , Schilling , BELOVE , 1979 By MC Graw-Hill . Inc .
6) Solid State Electronic Circuits , Manera , 1973 By MC Graw-Hill . Inc .
7) Electronic Devices And Circuits , Bogart , 1990 By Merill Publishing Company .
8) 2002 Samsung Electronics Co.Ltd .

وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

ملحقـــــــــات
Appendix

وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

ملحـــــــــق (I)

القيم القياسيّة العمليّة للمقاومات ذات الدقّة (5%) وذات الدقّة (10%) :

* المقاومات ذات الدقّة (التسامح Tolerance) (5%)،متوفرّة في كل القيم المبيّنة .
* بيـــنما المقاومات ذات الدقّة أو التسامح (10%) فهي متوفّرة فقط في القيم المبيّنة بالجداول ذات الحرف الأسود الثخين Boldfaces .

جامعة دمشق Damascus University

Resistors with 5% tolerance are available in all values shown. Resistors with 10% tolerance are available only in the boldfaced values.

Ohms (Ω)					Kilohms (kΩ)		Megohms (MΩ)	
0.10	**1.0**	**10**	**100**	**1000**	**10**	**100**	**1.0**	**10.0**
0.11	1.1	11	110	1100	11	110	1.1	11.0
0.12	**1.2**	**12**	**120**	**1200**	**12**	**120**	**1.2**	**12.0**
0.13	1.3	13	130	1300	13	130	1.3	13.0
0.15	**1.5**	**15**	**150**	**1500**	**15**	**150**	**1.5**	**15.0**
0.16	1.6	16	160	1600	16	160	1.6	16.0
0.18	**1.8**	**18**	**180**	**1800**	**18**	**180**	**1.8**	**18.0**
0.20	2.0	20	200	2000	20	200	2.0	20.0
0.22	**2.2**	**22**	**220**	**2200**	**22**	**220**	**2.2**	**22.0**
0.24	2.4	24	240	2400	24	240	2.4	
0.27	**2.7**	**27**	**270**	**2700**	**27**	**270**	**2.7**	
0.30	3.0	30	300	3000	30	300	3.0	
0.33	**3.3**	**33**	**330**	**3300**	**33**	**330**	**3.3**	
0.36	3.6	36	360	3600	36	360	3.6	
0.39	**3.9**	**39**	**390**	**3900**	**39**	**390**	**3.9**	
0.43	4.3	43	430	4300	43	430	4.3	
0.47	**4.7**	**47**	**470**	**4700**	**47**	**470**	**4.7**	
0.51	5.1	51	510	5100	51	510	5.1	
0.56	**5.6**	**56**	**560**	**5600**	**56**	**560**	**5.6**	
0.62	6.2	62	620	6200	62	620	6.2	
0.68	**6.8**	**68**	**680**	**6800**	**68**	**680**	**6.8**	
0.75	7.5	75	750	7500	75	750	7.5	
0.82	**8.2**	**82**	**820**	**8200**	**82**	**820**	**8.2**	
0.91	9.1	91	910	9100	91	910	9.1	

ملحـــــــق (II)

Constants And Conversion Factors

CONVERSION FACTORS AND PREFIXES

1 ampere (A)	= 1 C/s
1 angstrom unit (Å)	= 10^{-10} m
	= 10^{-4} μm
1 atmosphere pressure	= 760 mmHg
1 coulomb (C)	= 1 A · s
1 electron volt (eV)	= 1.60×10^{-19} J
1 farad (F)	= 1 C/V
1 foot (ft)	= 0.305 m
1 gram-calorie	= 4.185 J
giga (G)	= $\times 10^{9}$
1 henry (H)	= 1 V · s/A
1 hertz (Hz)	= 1 cycle/s
1 inch (in)	= 2.54 cm
1 joule (J)	= 10^{7} ergs
	= 1 W · s
	= 6.25×10^{18} eV
	= 1 N · m
	= 1 C · V
kilo (k)	= $\times 10^{3}$
1 kilogram (kg)	= 2.205 lb
1 kilometer (km)	= 0.622 mi
1 lumen	= 0.0016 W (at 0.55 μm)
1 lumen per square foot	= 1 footcandle (fc)
mega (M)	= $\times 10^{6}$
1 meter (m)	= 39.37 in
micro (μ)	= $\times 10^{-6}$
1 micron	= 10^{-6} m
	= 1 μm
1 mil	= 10^{-3} in
	= 25 μm
1 mile	= 5280 ft
	= 1.609 km
milli (m)	= $\times 10^{-3}$
nano (n)	= $\times 10^{-9}$
1 newton (N)	= 1 kg · m/s²
pico (p)	= $\times 10^{-12}$
1 pound (lb)	= 453.6 g
1 tesla (T)	= 1 Wb/m²
1 volt (V)	= 1 W/A
1 watt (W)	= 1 J/s
1 weber (Wb)	= 1 V · s
1 weber per square meter (Wb/m²)	= 10^{4} G (Gauss)
	= 1 T

PROBABLE VALUES OF GENERAL PHYSICAL CONSTANTS*

Constant	*Symbol*	*Value*
Electronic charge	q	1.602×10^{-19} C
Electronic mass	m	9.109×10^{-31} kg
Ratio of charge to mass of an electron	q/m	1.759×10^{11} C/kg
Mass of atom of unit atomic weight (hypothetical)	...	1.660×10^{-27} kg
Mass of proton	m_p	1.673×10^{-27} kg
Ratio of proton to electron mass	m_p/m	1.837×10^{3}
Planck constant	h	6.626×10^{-34} J · s
Boltzmann constant	$\bar{k}$	1.381×10^{-23} J/K
	k	8.620×10^{-5} eV/K
Stefan-Boltzmann constant	σ	5.670×10^{-8} W/(m^2 · K^4)
Avogadro number	N_A	6.023×10^{23} molecules/mol
Gas constant	R	8.314 J/(deg · mol)
Velocity of light	c	2.998×10^{8} m/s
Faraday constant	F	9.649×10^{4} C/mol
Volume per mole	V_o	2.241×10^{-2} m^3
Acceleration due to gravity	g	9.807 m/s^2
Permeability of free space	μ_o	1.257×10^{-6} H/m
Permittivity of free space	ϵ_o	8.849×10^{-12} F/m

*E. A. Mechtly, "The International System of Units: Physical Constants and Conversion Factors," National Aeronautics and Space Administration, NASA SP-7012, Washington, D.C., 1964.

ملحـــــــق (III)
صانعــوا الوســائل الإلكترونيّــة

Damascus University

SEMICONDUCTOR MANUFACTURERS AND DEVICE SPECIFICATIONS

DEVICE MANUFACTURERS Databooks and applications information may be obtained from the following semiconductor companies:

Advanced Micro Devices 901 Thompson Pl., Sunnyvale, CA 94086
American Microsystems Inc. 3800 Homestead Road, Santa Clara, CA 95051
Analog Devices 2 Technology Way, Norwood, MA 02062
Burr-Brown Research Corp. 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85734
Fairchild Semiconductor 464 Ellis St., Mountain View, CA 94042
Ferranti Electric E. Bethpage Rd., Plainview, NY 11803
General Electric Co. Schenectady, NY 13201
General Instrument Corp. 600 West John St., Hicksville, NY 11802
Harris Semiconductor Box 833, Melbourne, FL 32901
Hitachi America, Ltd. 111 E. Wacker Dr., Chicago, IL 60601
Imsai 14860 Wicks Blvd., San Leandro, CA 94577
Intel Corp. 3065 Bowers Ave., Santa Clara, CA 95051
Intersil Inc. 10900 N. Tantau Ave., Cupertino, CA 95014
ITT Semiconductors 74 Commerce Way, Woburn, MA 01801
Monolithic Memories, Inc. 1165 E. Argues Ave., Sunnyvale, CA 94086
Mostek Corp. 1215 W. Crosby Rd., Carrollton, TX 75006
Motorola Semiconductor Products Box 20912, Phoenix, AZ 85036
National Semiconductor, Inc. 2900 Semiconductor Dr., Santa Clara, CA 95051
Plessey Semiconductors 1674 McGraw Ave., Santa Ana, CA 92705
Raytheon Semiconductor 350 Ellis St., Mountain View, CA 94042
RCA Solid State Division Box 3200, Somerville, NJ 08876
SGS/ATES Semiconductor Corp. 796 Massasoit Street, Waltham, MA 03254
Signetics Corp. 811 E. Argues Ave., Sunnyvale, CA 94086
Silicon General 73826 Bolsoo Ave., Westminster, CA 92683
Siliconix, Inc. 2201 Laurelwood Road, Santa Clara, CA 95054
Stewart-Warner Microcircuits 730 E. Evelyn Ave., Sunnyvale, CA 94086

ملحـــــــــق (IV)

فيما يلي اشتقاق بعض المعادلات التي وردت في الكتاب :

IV-1) اشتقاق القيمة المتوسطة (AVG) لموجة جيبية مقوّمة تقويم نصف موجة .

هـــذه القـــيمة هي عبارة عن المساحة التي تقع تحت المنحني مقسومة على الدور (2π) ، وتحسب كما يلي :

$$V = V_p Sin\theta$$

$$V_{AVG} = \frac{area}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_p Sin\theta d\theta = \frac{V_P}{2\pi}\left(-\cos\right)\Big|_0^{\pi}$$

$$= \frac{V_P}{2\pi}\left[-\cos\pi - (-\cos 0)\right] = \frac{V_P}{2\pi}\left[-(-1)-(-1)\right] = \frac{V_P}{2\pi}(2)$$

$$V_{AVG} = \frac{V_P}{\pi}$$

IV-2) اشـــتقاق جهـــد التعرّج لمرشّح سعوي ، حيث تظهر موجته كما في الشكل (IV-1) .

عـــندما يفرّغ المكثّف خلال مقاومة الحمل (R_L) ، فإنّ الجهد الذي يظهر على طرفيه هو :

$$V_C = V_{P(in)} e^{\frac{t}{R_L.C}}$$

بمـــا أنّ زمـــن تفريغ المكثّفة مثاليّ من إحدى قمم الموجة إلى القمّة التالية هو : $t_{dis} \cong T$ ، فإنّ القيمة الدنيا التي تصل إليها هذه الموجة هي :

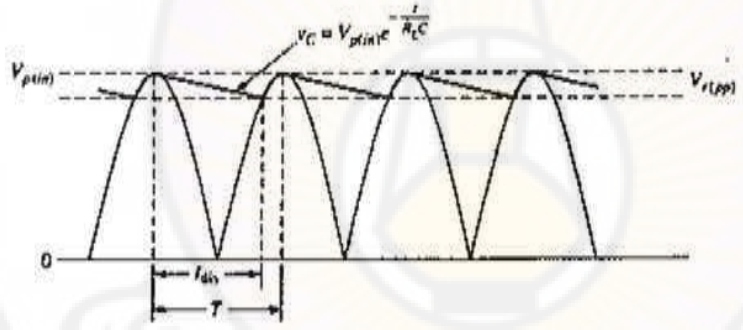
$$V_{C(\min)} = V_{P(in)} e^{-T/R_L.C}$$

بما أنـــه في حالة الترشيح الجيّد يكون : RC>>T فإنّ $T/R_L.C$ يصبح أصغر بكـــثير مـــن الواحد ، وبالتالي فإنّ $e^{-T/R_L.C}$ يقترب من الواحد ، عندها يمكن أن نكتب :

$$e^{-T/R_L.C} = 1 - \frac{T}{R_L.C}$$

ومنه :

$$V_{C(min)} = V_{P(in)}\left(1 - \frac{T}{R_L.C}\right)$$



الشكل (IV-1)

جهد التعرّج من القمّة إلى القمّة $V_{r(pp)}$ يصبح كما يلي :

$$V_{r(pp)} = V_{P(in)} - V_{C(min)} = V_{P(in)} - V_{P(in)} + \frac{V_{P(in)}T}{R_L.C} = \frac{V_{P(in)}T}{R_L.C}$$

$$T = \frac{1}{f}$$

$$V_{r(pp)} = \left(\frac{1}{f.R_L.C}\right)V_{P(in)}$$

- للحصـــول على القيمة المستمرّة لخرج هذا المرشّح ، نطرح نصف جهد التعرّج من جهد القمّة ، وذلك كما يلي :

$$V_{DC} = V_{P(in)} - \frac{V_{r(pp)}}{2} = V_{P(in)} - \left(\frac{1}{2f.R_L.C}\right)V_{P(in)}$$

$$V_{DC} = \left(1 - \frac{1}{2fR_LC}\right)V_{P(in)}$$

IV-3) اشتقاق جهد التعرّج لإشارة خرج مقوّمة تقويماً كاملاً :

إنّ المركـبة المتـناوبة لإشارة مقوّمة تقويماً كاملاً هي عبارة عن الجهد الكلّي مطروح منه القيمة المستمرّة (DC) ، أي :

$$v = v_T - V_{DC}$$

تحسب القيمة الفعّالة (rms) للجهد المتناوب (Vac) كما يلي :

$$V_{r(rms)} = \left(\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_{ac}\,d\theta\right)^{1/2} = \left(\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(v_T - V_{DC})^2\,d\theta\right)^{1/2}$$

$$= \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(v_T^2 - 2v_T V_{DC} + V_{DC}^2)d\theta\right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{1}{2\pi}\left(\int_0^{2\pi} v_T^2 d\theta - \int_0^{2\pi} 2v_T V_{DC} d\theta + \int_0^{2\pi} V_{DC}^2 d\theta\right)\right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi} v_T^2 d\theta - 2V_{DC} \int_0^{2\pi} v_T d\theta + V_{DC}^2 \int_0^{2\pi} d\theta \right) \right]^{1/2}$$

$$= \left(V_{T(rms)}^2 - 2V_{DC}^2 + V_{DC}^2 \right)^{1/2}$$

$$= \left(V_{T(rms)}^2 - V_{DC}^2 \right)^{1/2}$$

بالنسبة لجهد مقوّم تقويم كامل يكون :

$$V_{T(rms)} = \frac{V_p}{1.414}$$

$$V_{DC} = \frac{2V_p}{\pi}$$

ومنه :

$$V_{r(rms)} = \sqrt{\left(\frac{V_p}{1.414}\right)^2 - \left(\frac{2V_p}{\pi}\right)^2} = V_p \sqrt{\left(\frac{1}{1.414}\right)^2 - \left(\frac{2}{\pi}\right)^2}$$

$$V_{r(rms)} = 0.308 V_p$$

IV-4) برهان أنّ $I_D \cong 0.5\ I_{DSS}$ عندما يكون : $V_{GS} = \frac{V_{GS(off)}}{3.4}$ في الترانزيستورات (FET).

لنبدأ بالمعادلة المدروسة :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

بأخذ : $I_D = 0.5\ I_{DSS}$ نجد :

$$0.5 I_{DSS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

بحذف I_{DSS} من الجانبين :

$$0.5 = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$$

بفـــرض لدينا المعامل (F) الذي إذا قسّم $V_{GS(off)}$ عليه يعطينا (V_{GS}) التي تولّد تيّار مصرف مساوياً $0.5\ I_{DSS}$ ، أي نفرض :

$$V_{GS} = \frac{V_{GS(off)}}{F}$$

Then :

$$0.5 = \left[1 - \frac{\frac{V_{GS(off)}}{F}}{V_{GS(off)}}\right]^2$$

بجذر الطرفين واختصار $V_{GS(off)}$ من الطرف اليميني نجد :

$$\sqrt{0.5} = 1 - \frac{1}{F}$$

$$F = \frac{1}{1 - \sqrt{0.5}} \cong 3.4$$

ومنه :

تكون : $I_D \cong 0.5 I_{DSS}$ عندما يكون :

$$V_{GS} = \frac{V_{GS(off)}}{3.4}$$


وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

ملحـــــــق (V)

نظـــــــريّات الشـــــــبكة

Network Theorems

إنّ الـــتيّارات والجهـــود في أيّ شبكة بغض النظر عن تعقيدها يمكن أن نحصل عليها بواسطة تطبيق مباشر لقوانين كيرشوف الأوّل (KCL) والثاني (KVL) . يمكن ، مـــن ناحيـــة أخرى ، أن نبسّط عملية التحليل باستخدام واحدة أو أكثر من نظريات الشبكة التالية :

V-1) نظرية التراكم :

Superposition Theorem :

إنّ اســـتجابة شبكة خطيّة تحتوي على مجموعة منابع مستقلّة ، توجد بأخذ كل منبع بشكل منفصل على حدة ومن ثمّ إضافة الاستجابات المستقلّة المختلفة بعضها إلى بعض .

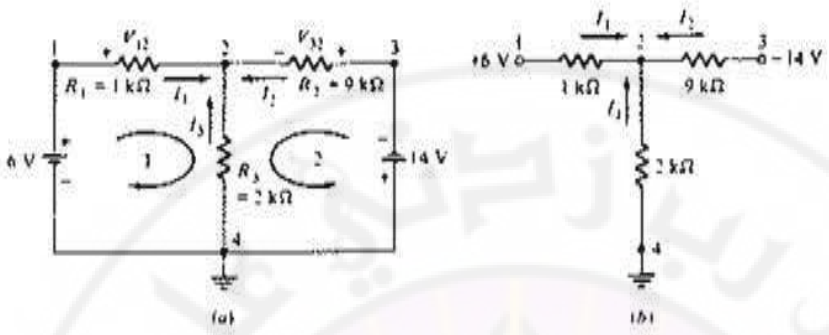
عـــندما نحســـب الاستجابة الناتجة عن أحد المنابع ، نبدّل المنابع الأخرى كلّها بوســـاطة مقاوماتهـــا الداخلية ، هذا يعني ، أن نضع $V_s = 0$ بالنسبة لمنبع الجهد ، و $I_s = 0$ بالنسبة لمنبع التيّار .

مثـــــال (V-1) :

أوجد التيّارات (I_1 , I_2 , I_3) في الدارات المبيّنة بالشكل (V-1) باستخدام نظرية التراكم .

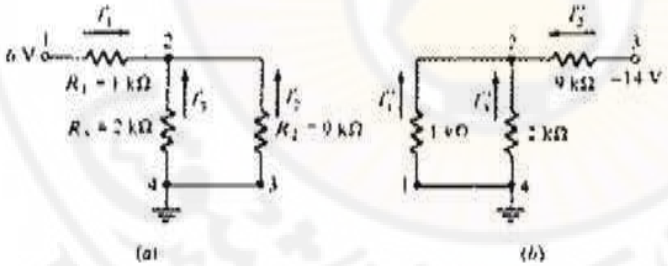
الحـــــــلّ :

لنعتبر أوّلاً التيّارات (I'_1, I'_2, I'_3) الناتجة عن المنبع (6V) . يجب أن تُقصر العقدة (3) إلى العقدة (4) ، بحيث تتمّ إزالة استجابة المنبع (14V) .



الشكل (V-1)

هـــذه التوصيلة تجعل المقاومات (R_2 , R_3) على التوازي ، وذلك كما هو مبيّن بالشكل (V-2a) . من الشكل نجد :



الشكل (V-2)

$$R_2 // R_3 = 9K // 2K = 1.636K\Omega$$

$$I_1' = \frac{6V}{1K + 1.636K} = 2.276mA$$

$$I_3' = \frac{-I_1' R_1}{R_2 + R_3} = \frac{-2.276 \times 2}{9+2} = -0.414mA$$

$$I_3' = \frac{-I_1' R_2}{R_2 + R_3} = \frac{-2.676 \times 9}{9+2} = 1.862mA$$

نقـــوم الآن بالأســـلوب نفسه لحساب التيّارات (I_1'', I_2'', I_3'') الناتجة عن المنبع (14V) . لحذف تأثير المنبع (6V) ، توصل العقد (1,4) بعضها مع بعض كما هو مبيّن بالشكل (V-2b) ، نقوم بالحسابات التالية المماثلة لما سبق :

$$I_2'' = \frac{-14}{9 + (1 \times 2)/3} = -1.448mA$$

$$I_1'' = +1.448 \times \frac{2}{3} = 0.9655mA$$

$$I_3'' = +1.448 \times \frac{1}{3} = 0.4826mA$$

يساوي التيّار الصافي المجموع الجبري للتيّارات الناتجة عن كل حالة ، ونكتب :

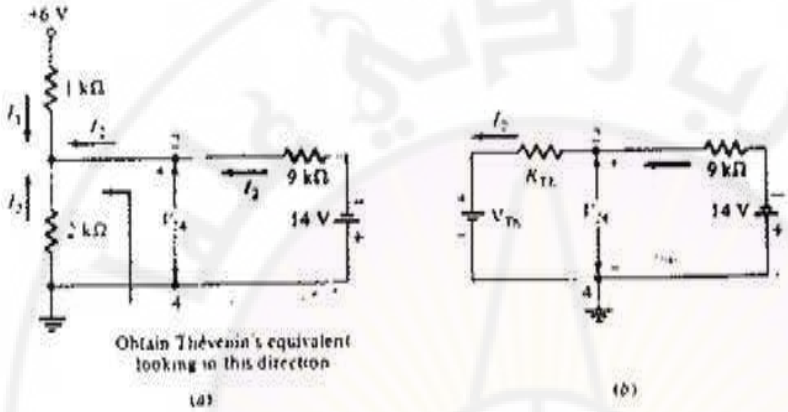
$$I_1 = I_1' + I_1'' = 2.276 + 0.966 = 3.242\ mA$$
$$I_2 = I_2' + I_2'' = -0.414 - 1.448 = -1.862\ mA$$
$$I_3 = I_3' + I_3'' = -1.862 + 0.483 = -1.379\ mA$$

V-2) نظرية ثفينن :

Thevenin's Theorem :

إنّ أيّة شبكة خطيّة يمكن ــ عند النظر إلى زوج من نهاياتها ــ أن تُستبدل بمولّد جهـــد (V_{TH}) (يســـاوي جهـــد الدارة المفتوحة) على التسلسل مع المقاومة (R_{TH}) المـــنظورة مـــن قبل هذا الزوج من النهايات . لإيجاد (R_{TH}) يجب وضع منابع الجهد المســـتقلّة كلّها بحالة قصر دارة ومنابع التيّار المستقلّة كلّها بحالة دارة مفتوحة . كمثال عـــلى هذه الطريقة في الحلّ ، لنأخذ الدارة السابقة (V-1) . يمكن لهذه الدارة أن نعيد رسمهـــا لتصبح بحلقة وحيدة وذلك بواسطة استبدال المركبات التي على يسار النهايات

(2,4) كلّها (بما في ذلك R_3) بدارة ثيفنن المكافئة . لنعيد رسم الدارة السابقة (V-1) لتصبح كما في الشكل (V-3a) للتسهيل .



الشكل (V-3)

إنّ المركبات التي على يمين العقد (2,4) ، تمّ إعادة رسمها بدون تغيير كما في الشكل (V-3b) . عناصر الدارة الأخرى لم تظهر في الشكل (V-3b) ولكن تمّ تبديلها بدارة ثيفنن (R_{TH} ،V_{TH}). تذكر نظرية ثيفنن أنّ قيم (I_2) و (I_{24}) المحسوبة بهذه الطريقة تكون مماثلة للتي حسبت بالطريقة السابقة .

يتمّ الحصول على جهد الدارة المفتوحة (V_{TH}) بفصل المركبات على يمين العقد (2,4) في الشكل (V-3a) ، وبذا نكتب :

$$V_{Th} = \frac{6 \times 2}{2+1} = 4v$$

لإيجاد المقاومة المنظورة من يسار العقد (2,4) ، يتمّ إنقاص جهد التغذية (6V)

إلى الصـــفر وكـــأنّ المقاومة (1K) موصولة إلى الأرض . لذلك نجد أنّ هذه المقاومة موجودة على التوازي مع المقاومة (2K) ، ومنه نجد :

$$R_{Th} = \frac{1 \times 2}{1+2} = 0.667K$$

أصبحت الدارة كما بالشكل (V-3b) . من هذه الدارة المكافئة نجد :

$$I_2 = \frac{-(14 + V_{Th})}{9 + R_{Th}} = \frac{-18}{9.667} = -1.862mA$$

$$V_{24} = -9I_2 - 14 = 9 \times 1.862 - 14 = 2.758v$$

هذا الحلّ وخاصة لـــ(I_2) متوافق مع الحلّ الناتج بالطريقة السابقة (التراكم) .

لإيجاد باقي التيّارات ، نرجع إلى الدارة (V-3a) نجد :

$$I_3 = \frac{-V_{24}}{2} = \frac{-2.758}{2} = -1.379mA$$

$$I_1 = \frac{6 - V_{24}}{1} = 6 - 2.758 = 3.242mA$$

والذي يتوافق مع حلّ الطريقة السابقة (التراكم) .

V-3) نظرية نورثن :

Norton's Theorem :

إنّ أيّة شبكة خطيّة يمكن ــ عند النظر إلى زوج من نهاياتها ــ أن تُستبدل بمولّد تيّـــار (يساوي تيّار الدارة القصيرة) على التوازي مع المقاومة المنظورة من قبل هذه النهايات .

مـــن نظرية ثيفنن ونورثن ينتج أنّ منبع الجهد (V) على التوالي مع المقاومة (R) هو مكافئ لمنبع تيّار (I) على التوازي مع نفس المقاومة (R) ، بحيث : $I = \frac{V}{R}$.

كعلاقـــة متبادلة بين نظريتيّ ثيفنن ونورثن ، فإننا نجد العلاقات المتبادلة التالية . بفـــرض أنّ (V) يمـــثّل جهد الدارة المفتوحة ، (I) تمثّل الدارة القصيرة ، (R,G) تمثّل

المقاومة (الناقلية) بين نهايتين في شبكة ، فإننا نكتب :

$$V = IR = \frac{I}{G} \qquad I = \frac{V}{R} = GV \qquad R = \frac{V}{I} \quad \text{.....(V-1)}$$

مع بساطة هذه العلاقات التي توحي بقانون أوم ، هي مفيدة جداً في تحليل الدارات . فمثلاً ، بالنسبة للعلاقة الأولى ، التي تذكر أنّ جهد الدارة المفتوحة يساوي تيار الدارة القصيرة مقسوماً على الناقلية ، غالباً ما تكون أبسط طريقة لإيجاد الجهد بين نقطتين في شبكة ما .

V-4) الطريقة العقدية في التحليل :

Nodal Method Of Analysis :

عندما يكون عدد جهود نقاط الوصل Junction Voltages(بالنسبة لمرجع ما ، أو الأرض) أقلّ من عدد الحلقات (Meshes) المستقلّة ، فإنّ اختيار الجهود العقدية Nodal Voltage كمجاهيل في التحليل يؤدّي إلى حلّ أبسط من اعتبار تيّارات الحلقات كمجاهيل في التحليل . فمثلاً ، الدارة المبيّنة بالشكل (V-1) لها حلقتان مستقلّتان لكن جهد وصلة واحد مستقلّ . لذلك بالنسبة للجهد المستقلّ المجهول (V24) ، تكون التيّارات :

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{6 - V_{24}}{1} \\ I_2 &= \frac{-14 - V_{24}}{9} \\ I_3 &= \frac{-V_{24}}{2} \end{aligned}\right\} \quad \text{..... (V-2)}$$

باستخدام قانون كيرشوف للتيّار (KCL) فإنّ مجموع هذه التيّارات الثلاثة (التي تدخل العقدة 2) يجب أن يساوي الصفر . لذلك نكتب :

$$\frac{6}{1}-\frac{V_{24}}{1}-\frac{14}{9}-\frac{V_{24}}{9}-\frac{V_{24}}{2}=0$$

$$V_{24}\left(\frac{1}{1}+\frac{1}{9}+\frac{1}{2}\right)=\frac{6}{1}-\frac{14}{9}=4.444mA$$

$$V_{24}=\frac{4.444}{1.611}=\frac{I}{G}=2.759v$$

إنّ الطريقة المعتادة لكتابة المعادلات العقدية يمكن تلخيصها كما يلي :

1- تحويل جميع منابع الجهد الموجودة على التسلسل مع مقاومات إلى منابع تيّار على التوازي مع الناقليّات وذلك طبقاً للمعادلة (V-1) . بعد ذلك يعاد رسم الدارة على هذا الأساس .

2- اختيار العقدة (0) كمرجع ، والتحقّق من متغيّرات جهود العقد (V_A . V_B ,.....,V_N) كهبوطات جهد من العقد (A , B ,....., N) إلى العقدة (0) . إنّ اختيار المرجع عشوائي ، يعتمد غالباً على ما هو ملائم للدارة .

3- كتابة معادلات كيرشوف للتيّار (KCL) عند العقد (A,B,...,N) بالنسبة لمتغيّرات جهود العقد . بالنسبة للدارات التي تحتوي على منابع معتمدة غير مستقلّة ، يكون للمجموعة الناتجة من المعادلات الشكل التالي :

$$A: \quad G_{AA}V_A - G_{AB}V_B - .... - G_{AN}V_N = I_A$$

$$B: \quad G_{AB}V_A + G_{BB}V_B - .... - G_{BN}V_N = I_B$$

$$N: \quad G_{AN}V_A - G_{BN}V_B - .... + G_{NN}V_N = I_N$$

حيث :

G_{JJ} = مجموع الناقليّات الموصولة إلى العقدة (J) كلّها .

G_{JK} = مجموع الناقليّات الموصولة بين العقدتين (J,K) كلّها .

I_J = مجموع منابع التيّار الداخلة إلى العقدة (J) كلّها .

4- حـــلّ المعادلات بالنسبة لجهود العقدة المرغوبة . بالنسبة للجهود والتيّارات الأخـــرى الموجودة في الدارة تحدّد بوساطة تطبيق قانون كيرشوف للجهد (KVL) وقانون أوم .

لـــو أنّ الدارة احتوت على منابع محكومة Controlled Sources ، فإنّ متغيّر الـــتحكّم Control Variable (V_x ، V_i) في الشكلين (V-4a,b) يجب أن يعبّر عنهما بعلاقـــتها مـــع متغيّرات جهود العقد قبل الحلّ . (هذا يعني أنّ V_x ، V_i يجب أن يعبّر عنها بعلاقتها مع V_N ... ، V_B ، V_A) بحيث يطابق شكل المعادلات المذكورة في الخطوة (3) ، باستثناء $G_{KJ} \neq G_{JK}$.

V-5) طريقة تحليل الحلقات :

Mesh Analysis :

إنّ طـــريقة تحليل الحلقات مماثلة للطريقة العقدية باستثناء أنّ قوانين كيرشوف للجهد (KVL) يتمّ تنظيمها بدلالة متغيّرات تيّارات الحلقات .

يفترض وجود تيّار الحلقة Mesh Current ، كما هو مبيّن بالشكل (V-1) في كـــل عنصر في الحلقة Loop . لذلك فإنّ التيّار في أي فرع (أي عنصر) هو المجموع الجبري لتيّارات الحلقات الموجودة فيها . مثلاً ، ففي الشكل (V-1) يكون (I_A) عبارة عن التيّار الموجود في الحلقة (1) و (I_B) هو التيّار الموجود في الحلقة (2) ، بكتابة قانون كيرشوف للجهد بالنسبة لهذه الحلقات نجد :

$$-6 + I_A.1 + (I_A + I_B).2 = 0$$
$$14 + 9I_B + (I_A + I_B).2 = 0$$

Or :

$$3I_A + 2I_B = 6$$
$$2I_A + 11I_B = -14$$

بحلّ هاتين المعادلتين نجد :

$$I_A = I_1 = 3.242\ mA \quad ; \quad I_B = I_2 = -1.862\ mA$$

بالنسبة للتيّار الثالث يمكن أن يوجد كما يلي :

$$I_3 = -(I_A + I_B) = -1.379\ mA$$

من الواضح بالطبع ، أنّ هذه القيم هي نفسها التي حصلنا عليها في الطرق السابقة .

إنّ الطريقة المعتادة لكتابة معادلات الحلقات Mesh يمكن تلخيصها كما يلي :

1- تحويل كلّ منبع تيّار موجود على التوازي مع ناقلية إلى منبع جهد على التسلسل مع مقاومة . بعد ذلك يعاد رسم الدارة على هذا الأساس .

2- اختيار متغيّر تيّار الحلقة Mesh لكلّ حلقة Loop .

3- كتابة معادلة كيرشوف للجهد (KVL) لكلّ حلقة في اتجاه تيّار الحلقة Mesh . نتيجة ذلك ، بالنسبة للدارات التي تحتوي على منابع غير معتمدة (مستقلّة) تكون :

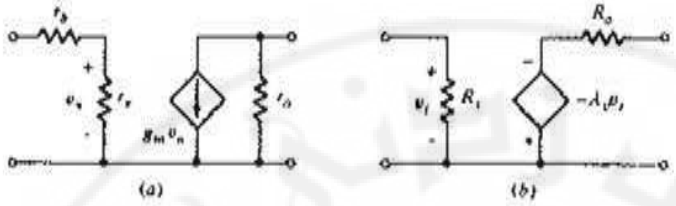
$$\begin{aligned}
1: &\quad R_{11}I_1 - R_{12}I_2 - .... - R_{1N}I_N = V_1 \\
2: &\quad -R_{12}I_1 + R_{22}I_2 - .... - R_{2N}I_N = V_2 \\
&\quad ..... \\
N: &\quad -R_{1N}I_1 - R_{2N}I_2 - .... - R_{NN}I_N = V_N
\end{aligned}$$

حيث :

R_{JJ} = مجموع كل المقاومات الموجودة في الحلقة (J) .

R_{JK} = مجموع كل المقاومات المشتركة بين الحلقات J,K .

V_J = مجموع كل منابع الجهد التي تظهر في الحلقة (J) ، مأخوذة باتجاه I_J .



الشكل (V-4)

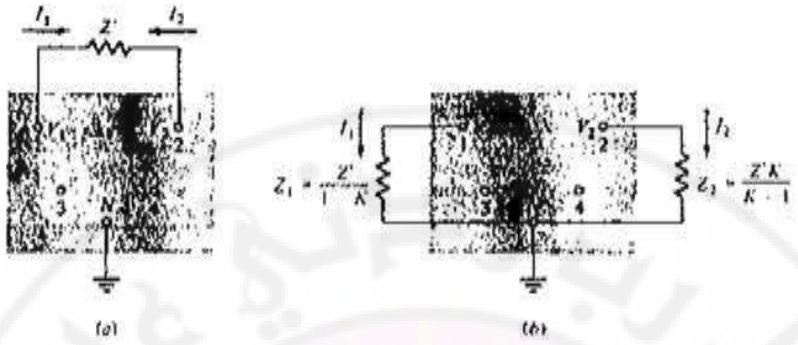
4- حـــلّ مجموعـــة المعـــادلات لتيّارات الحلقة المرغوبة . يمكن الحصول على الـــتيّارات والجهـــود الأخـــرى باستخدام قانون أوم وقانون كيرشوف للتيّار (KVL) . بالنسبة للدارات التي تحتوي على منابع محكومة ، فإنّ متغيّر التحكّم يعـــبّر عنه بدلالة تيّارات الحلقات I_1 , I_2 ,... I_N . في هذه الحالات ، فإنّ شكل المعادلات المذكورة في الخطوة (3) هي التي تطبّق باستثناء $R_{jj} \neq R_{jj}$.

V-6) نظرية ميلّر :

Miller's Theorem :

تُفيد هذه النظرية بشكلٍ خاص عند دراسة المكبّرات في التردّدات العالية.

لنفرض لدينا تشكيلة دارة ما بـــ(N) عقدة مميزة (1,2,....N) ، كما هو مبيّن في الشكل (V-5) . لنسمّي جهود العقد (V_1,V_2,.....V_N) ، حيث : $V_N = 0$ ، و(N) هي المـــرجع أو عقـــدة الأرض . تمّ ربط العقد (1,2) إلى ممانعة (Z').لنرمز لنسبة الجهد $K=\frac{V_2}{V_1}$ ســـوف نبرهن الآن أنّ الـــتيّار (I_1) المسحوب من (N_1) خلال (Z') يمكن الحصول عليه بفصل (Z')من النهاية (1) ووضع ممانعة $Z'/(1-K)$ ، موصولة بين (N_1) والأرض ،كما هو مبيّن بالشكل (V-5b) .



الشكل (V-5)

نُعطى التيّار (I_1) كما يلي :

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z'} = \frac{V_1(1-K)}{Z'} = \frac{V_1}{Z'/(1-K)} = \frac{V_1}{Z_1} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \text{(V-3)}$$

لذلك لو كانت $Z = Z'/(1-K)$ وصلت تفرعياً بين النهايات (N_1,N_2) ، عندها يجب على التيّار (I_1) المسحوب من (N_1) أن يكون نفسه الذي يمرّ في الدارة الأصلية . لذلك نحصل على نفس العلاقة لأجل (I_1) بدلالة جهود العقدة بالنسبة لكلا التشكيلتين (V-5a,b) .

بطريقة مماثلة ، يمكن إيجاد التيّار الصحيح (I_2) المسحوب من (N_2) والذي يمكن أن يُحسب بإزالة (Z') ووصل ممانعة (Z_2) بين (n_2) والأرض، والتي تحسب كما يلي:

$$Z_2 = \frac{Z'}{1 - \frac{1}{K}} = \frac{Z'K}{K-1} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(V-4)}$$

تُعتبر الدارتين (V-5a,b) متكافئتين وتُستخدمان لتسهيل بعض الحلول ، وتكون هذه النظرية الناتجة عنهما مفيدة فقط في حالة إمكانية معرفة قيمة (K) أو إيجاده بطرق مستقلّة عن النظرية .

V-7) التغذية الأسّية لداره :

Exponential Excitation :

يمكن اعتبار التغذية بإشارة جيبية حالة خاصة من التغذية الأسّية في حالة كون : S = JW . في هذه الحالة ، يمكن تبيان الممانعة والسماحيّة لعناصر مختلفة مبيّنة بالجدول (V-6) .

بالنسبة للمتغيّر التردّدي العام : $S = \delta + JW$ ، فإنّ طرق تحليل الدارة تكون مماثلة لما هو معروف في نظريات الدارات ، التي رأينا سابقاً جزءاً منها ، أيّ يتمّ استبدال المقاومات والمكثّفات والحلقات (عناصر المستوي الزمني) بممانعاتها (أو سماحيّاتها) في المستوي التردّدي (المستوي S) . لذلك لو كان لدينا مثلاً الشكل (V-7) وبدّلنا (JW) بالمتغيّر (S) ، عندها يمكننا كتابة معادلة Z(S) ، كما يلي :

$$Z(S) = \frac{V}{I} = R + SL + \frac{1}{SC} = \frac{LCS^2 + RCS + 1}{SC} \quad \text{..... (V-5)}$$

بما أنّ : I = V/Z نجد :

$$I = \frac{SC}{LCS^2 + RCS + 1} V \quad \text{..... (V-6)}$$

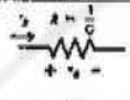
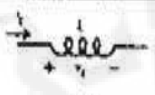
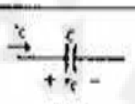
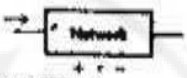
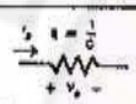
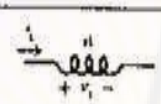
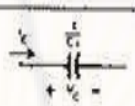
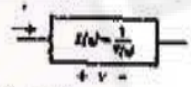
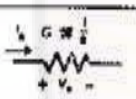
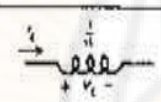
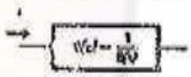
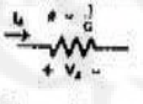
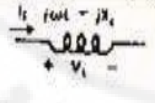
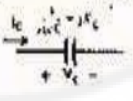
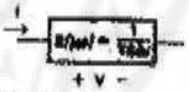
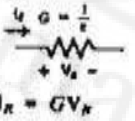
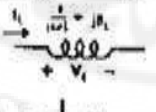
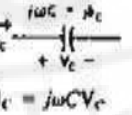
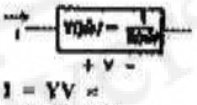
نلاحظ من المعادلة (V-6) أنّ وضع S – 0 (dc) يجعل : I – 0 ، بشكل مماثل ، بالنسبة لقيم (S) التي تجعل الحدّ : $LCS^2 + RCS + 1 = 0$ ، تصبح : $I \to \infty$.

بشكلٍ عام ، تُدعى نسبة الاستجابة إلى تغذية الدخل (في المستوي التردّدي) بتابع التحويل Transfer Function . لذلك ، بفرض أنّ (V_O) هو استجابة الدارة ، لإشارة التغذية Excitation (V_I) ، نكتب :

$$A(S) = \frac{V_O}{V_I} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad \text{..... (V-7)}$$

حيث : A(S) : هو تابع التحويل .

Excitation, (b) Exponential Excitation, and (c) Sinusoidal Excitation

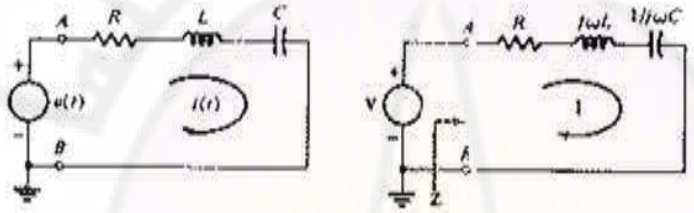
	Resistance (conductance)	*Inductance*	*Capacitance*	*Passive networks*
a Time-varying excitation in which $v = v(t)$ and $i = i(t)$				
Symbol and equations				
	$v_R = Ri_R$ $i_R = Gv_R$	$v_L = L\frac{di_L}{dt}$ $i_L = \frac{1}{L}\int v_L\,dt$	$v_C = \frac{1}{C}\int i_C dt$ $i_C = C\frac{dv_C}{dt}$	Differential equation
b Exponential excitation in which $v = Ve^{st}$ and $i = Ie^{st}$				
Impedance (ohm) symbol and equation				
	$V_R = RI_R$	$V_L = sLI_L$	$V_C = \frac{1}{sC}I_C$	$V = ZI$
Admittance (mho) symbol and equation				
	$I_R = GV_R$	$I_L = \frac{1}{sL}V_L$	$I_C = sCV_C$	$I = YV$
c Sinusoidal excitation in which $v = V_m \cos(\omega t + \theta)$ and $i = I_m \cos(\omega t + \alpha)$				
Impedance (ohm) symbol and equations				
	$\mathbf{V}_R = R\mathbf{I}_R$	$\mathbf{V}_L = j\omega L\,\mathbf{I}_L$ $= jX_L\mathbf{I}_L$	$\mathbf{V}_C = \frac{1}{j\omega C}\mathbf{I}_C$ $= jX_C\mathbf{I}_C$	$\mathbf{V} = Z\mathbf{I} = (R + jX)$
Admittance (mho) symbol and equations				
	$\mathbf{I}_R = G\mathbf{V}_R$	$\mathbf{I}_L = \frac{1}{j\omega L}\mathbf{V}_L$ $= jB_L\mathbf{V}_L$	$\mathbf{I}_C = j\omega C\mathbf{V}_C$ $= jB_C\mathbf{V}_C$	$\mathbf{I} = Y\mathbf{V} = (G + jB)\mathbf{V}$

(V-6) جدول

تُدعى قيم (S) التي تجعل A(S) = 0 بأصفار Zeros تابع التحويل ، بينما تُدعى قيم (S) التي تجعل $A(S) \to \infty$ بأقطاب Poles التابع . من المعادلة (V-7) ، نجد أنّ قيم (S) التي تجعل N(S) = 0 هي أصفار A(S) ، بينما قيم (S) التي تجعل D(S) = 0 هي أقطاب A(S) .

V-8) الشبكات ذات البوّابتين :

Tow-Port Networks :



الشكل (V-7)



الشكل (V-8)

تحتوي الشبكات عموماً على زوجين من النهايات ، زوج نهايات في الدخل وآخر في الخرج . تُدعى هذه الشبكات ، بالشبكات ذات البوابتين . ترمز كلمة بوّابة Port لزوج نهايات تُطبّق عليها أو تؤخذ منها طاقة كهربائية معينة . يبيّن الشكل

(V-8) اصطلاح قياسي لاتجاهات وقطبيّات موجبة لتيّارات وجهود البوّابة . تُمثل ، في هـذا الشـكل ، (1,1') بوّابة الدخل والنهايات (2,2') بوّابة الخرج . بعض الشبكات ذات البوّابتين ومعظم الدارات الإلكترونية يكون لها خاصيّة إضافية هو كون النهايات (1',2') نقطة مشتركة .

يمكـن توصـيف شـبكة ذات بوّابتين بأربع متغيّرات Variable هي تيّارات وجهـود البـوّابة . يمكـن اعتبار اثنين من هذه المتغيّرات مستقلّة والاثنين الآخرين مـتغيّرات معـتمّدة (محكومة) . بسبب السلوك الخطّي للنظام ، تتعلّق المتغيّرات مع بعضها بمجموعة معادلات خطيّة . ترتبط هذه المعادلات بتيّارات وجهود البوّابة وتحدّد مـا يسمّى بمجموعة معاملات ذات بوّابتين : Two-Port Parameters . يوجد ستة تركيـبات يمكـن مـن خلالها التعبير عن اثنين من المتغيّرات الأربعة بدلالة المتغيّرين الآخرين . من هذه التركيبات الستّة الممكنة ، هنالك ثلاثة مستخدمة بكثرة في تحليل الدارات الإلكترونية . بسبب سهولة قياسها ، نشرحها في الفقرات التالية :

V-8-1) معاملات Y :

(Y) Parameters

إنّ معاملات (Y) ، أو ما يسمّى أحياناً بمعاملات السماحيّة لدارة ذات بوّابتين Two-Port Admittance ، تُستخدم لربط تيّارات البوّابة مع جهودها . نكتب في المستوى الترددي ، مجموعة المعادلات التي تُعبّر عن هذه المعاملات كما يلي :

$$I_1 = Y_{11}(S)V_1 + Y_{12}(S)V_2 \quad \text{..... (V-8)}$$

$$I_2 = Y_{21}(S)V_1 + Y_{22}(S)V_2 \quad \text{..... (V-9)}$$

للعناصـر : $Y_{11}(S)$ ، $Y_{12}(S)$ ، $Y_{21}(S)$ ، $Y_{22}(S)$ أبعاد السماحيّات (mhos) لذلك تُدعى بمعاملات (Y) . غالباً ما يعتبر اعتماد هذه المعاملات الوظيفي على المتغيّر الـتردّدي المركب (S) بديهياً ومتضمناً ، لذلك تكتب المعاملات بشكلٍ بسيط بدون

الإشارة إلى المتغير (S) وذلك كما يلي : Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} .

يتم إعطاء اسم معين لكل معامل وذلك ضمناً لعلاقته بالجهد أو التيار . بقصر النهايات (2,2') في الشكل (V-8) ، يصبح (V_2) مساوياً للصفر . بتطبيق هذا الشرط تصبح المعادلتين (V-8,9) كما يلي :

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1}\Big|_{V_2=0}$$ = Short-Circuit Input Admittance ..... (V-10)

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1}\Big|_{V_2=0}$$ = Short-Circuit Forward Transfer Admittance..(V-11)

بقصر النهايات (1,1') ، وتطبيق الإشارة على المؤانة (2) تصبح المعادلتين (V-8,9) كما يلي :

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2}\Big|_{V_1=0}$$ = Short-Circuit Reverse Transfer Admittance ...(V-12)

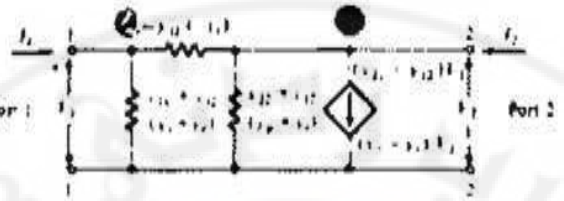
$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2}\Big|_{V_1=0}$$ = Short-Circuit Output Admittance .....(V-13)

هنالك اصطلاح آخر يستخدم لتعريف المعاملات (Y) ، خاصة فيما يتعلق بتوصيف الوسائل الإلكترونية . في هذا الاصطلاح تصبح المعادلتين (V-8,9) :

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$ ..... (V-14)

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$ ..... (V-15)

غالباً ما يكون أكثر ملائمة لتمثيل الشبكة ذات البوابتين بدارة مكافئة تقدم نفس اصطلاح النهايات المعبّر عنها في معادلتي التعريف . يبيّن الشكل (V-9) دارة معاملات (Y) المكافئة .



الشكل (V-9)

V-8-2) معاملات Z :

(Z) Parameters :

يمكن إنشاء مجموعة ثانية من المعاملات وذلك من الحلّ الآني للمعادلتين (V-14,15) بدلالة (V_1,V_2) بدلاً من (I_1,I_2) ، كما يلي :

$$V_1 = \frac{Y_O}{Y_I Y_O - Y_R Y_F} I_1 + \frac{-Y_R}{Y_I Y_O - Y_R Y_F} I_2 \quad \text{..... (V-16)}$$

$$V_2 = \frac{Y_F}{Y_I Y_O - Y_R Y_F} I_1 + \frac{Y_O}{Y_I Y_O - Y_R Y_F} I_2 \quad \text{..... (V-17)}$$

نرى من هذه المعادلات أنّ جهود البوّابة(V_1,V_2) تابعة لتيّارات البوّابة (I_1,I_2) في الواقع فإنّ الشكل العام للمعادلتين (V-16,17) هو :

$$V_1 = Z_I I_1 + Z_R I_2 \quad \text{..... (V-18)}$$

$$V_2 = Z_F I_1 + Z_O I_2 \quad \text{..... (V-19)}$$

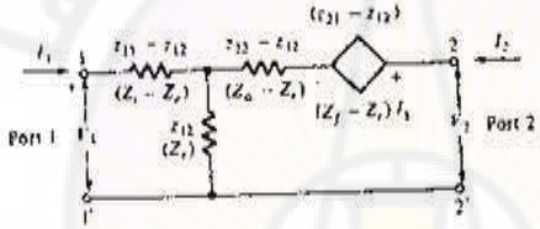
تُدعى المعاملات (Z_I,Z_R,Z_F,Z_O) بمعاملات (Z) أو معاملات الممانعة . تحدّد هذه المعاملات أوّلاً بفتح دارة البوّابة Port2، الذي يجعل $I_2 = 0$ وتغذية البوّابة Port1، ومن ثم تكرار العملية بفتح دارة البوابة Port1 وتغذية البوابة Port2 . من ذلك نجد :

$$Z_I = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{I_2=0} = \text{Open-Circuit Input Impedance}$$

$$Z_F = \frac{V_2}{V_1}\Big|_{I_2=0} = \text{Open-Circuit Forward Transfer Impedance...} \quad \text{(V-20)}$$

$$Z_O = \frac{V_2}{I_2}\Big|_{I_2=0} = \text{Open-Circuit Output Impedance}$$

$$Z_R = \frac{V_1}{I_2}\Big|_{I_2=0} = \text{Open-Circuit Reverse Transfer Impedance}$$



الشكل (V-10)

يبيّن الشكل(V-10) الدارة المكافئة لمثل هذا التمثيل:(Z) للشبكة ذات البوابتين .

V-8-3) معاملات h :

(h) Parameters :

تُدعى المجموعة الثالثة لمعاملات الشبكة ذات البوّابتين بمعاملات (h) أو معاملات الهايبريد : Hybrid (h) Parameters . تحدّد هذه المعاملات بالمعادلتين التاليتين :

$$V_1 = h_I I_1 + h_R V_2 \quad \text{..... (V-21)}$$

$$I_2 = h_F I_1 + h_O V_2 \quad \text{..... (V-22)}$$

تحـــدّد المعاملات (h) أوّلاً بتغذية بوّابة الدخل وقصر بوّابة الخرج ($V_2 = 0$) ، بعدها تغذية بوّابة الخرج وفتح بوّابة الدخل ($I_1=0$). نتيجة ذلك نجد المعاملات التالية :

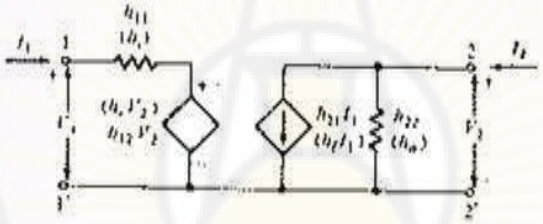
$$h_I = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{V_2=0} = \text{Short-Circuit Input Impedance .}$$

$$h_F = \frac{I_2}{I_1}\Big|_{V_2=0} = \text{Short-Circuit Forward Current Gain} \quad \text{..... (V-23)}$$

$$h_O = \frac{I_2}{V_2}\Big|_{I_1=0} = \text{Open-Circuit Output Admittance .}$$

$$h_R = \frac{V_1}{V_2}\Big|_{I_1=0} = \text{Open-Circuit Reverse Voltage Gain .}$$

تكـــون الكميـــات (h_F,h_R) بدون أبعاد وتمثل كلّاً منها بمنبع محكوم في نموذج الدارة المكافئة المبيّنة بالشكل (V-11) .



الشكل (V-11)

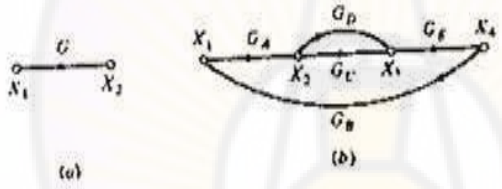
عـــند اســـتخدام هذه الدارة المكافئة مع الترانزيستورات ، يُستخدم عادةً دليل إضافي لرمز المعاملات (h) للإشارة إلى نوع تشكيلة الترانزيستور. لذلك مثلاً ، (h_{FE}) هو كسب التيار الأمامي في حالة الدارة القصيرة لتشكيلة باعث مشترك .

V-9) مخطّطات تدفّق الإشارة :

Signal-Flow Graphs :

مخطـــط تدفّـــق الإشارة هو بشكلٍ بسيط تمثيل مخطّطي Diagrammatic لنظام معادلات خطّي . يستخدم مخطط تدفّق الإشارة غالباً لتوصيف نظام بشكل كهربائي

Schematically بدلالـــة عناصـــره التي يحتوي عليها . تعتبر العقد Nodes والفروع Branches العنصرين الأساسيين في مخطط تدفّق الإشارة . تستخدم العقدة للإشارة إلى مـــتغيّرة Variable ، بيـــنما الفرع للإشارة إلى العلاقة بين زوج من المتغيّرات . يبيّن الشـــكل (V-12a) عنصـــر نموذجي في المخطط . تمّ تمثيل المتغيّرات (X_1,X_2) بواسطة عقـــد . السهم المباشر هو الفرع الذي معامل نقله Transmittance (G) يحدّد العلاقة الوظيفية : $X_2 = GX_1$. إنّ معنى السهم هو إشارته إلى الطبيعة وحيدة الاتجاه للعلاقة بـــين (X_2,X_1) لذلك ، نجد في الشكل (V-12b) اعتماد (X_3) على (X_2) والموصوف بواســـطة فرع معامل النقل (G_C) واعتماد (X_2) على (X_3) بواسطة فرع معامل النقل (G_D) .



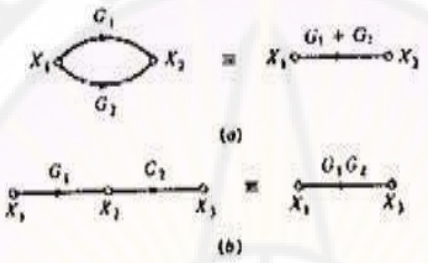
الشكل (V-12)

في الشكل (V-12b) نجد أن متغيّر العقدة (X_2) هو : $G_1X_3 + G_4X_1$ ويظهر حقيقة أنّ قيمة متغيّر العقدة يحدّد فقط بواسطة الفروع الداخلة إليه . تُدعى العقد التي تمـــلك فقـــط فروع داخلة عقد الصرف Sink Nodes ، وتلك التي تملك فقط فروع خارجة عقد المنبع Source Nodes . تكون العقد (X_1,X_4) في الشكل (V-12b) عقد منبع وعقد صرف على التوالي .

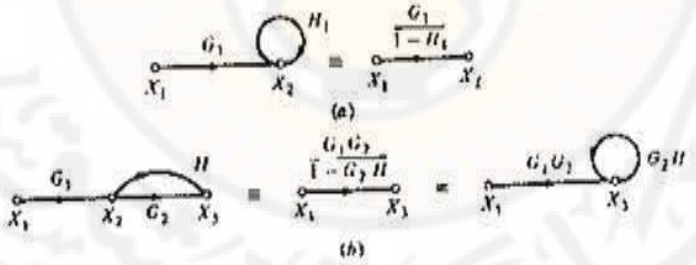
بســـبب أن مخطط تدفّق الإشارة يصف مجموعة معادلات خطيّة ، يمكن لعناصر المخطـــط أن تـــركّب جبرياً . هذه الطريقة في اختصار المخطط تسمح بحساب تابع

التحويل ، وهي في جوهرها ، طريقة لحلّ مجموعة معادلات لأحد المتغيّرات .

يبيّن الشكل (V-13) طريقتين أساسيتين في الاختصار . تعمل تشكيلة الفرع التفرّعي في الشكل (V-13a) على اختصار (إنقاص) المخطط إلى مجموع معاملي نقل الفرع ، وبالنسبة للشكل الثاني الذي يبيّن بنية متتالية (V-13b) نجد الاختصار حدث إلى جداء معاملي النقل المستقلّين .



الشكل (V-13)



الشكل (V-14)

يبيّن الشكل (V-14) تشكيلتين شائعتين أخريتين يمكن أن نواجههما عملياً ، وهما بنية الحلقة الذاتية Self-Loop شكل (v-14a) وبنية التغذية الخلفية Feedback

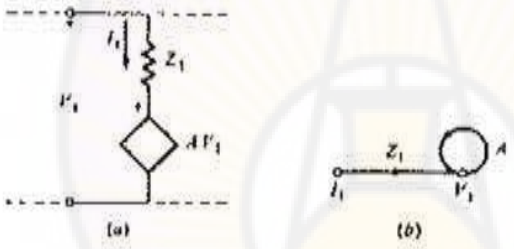
شكل (V-14b) . بالنسبة للحلقة الذاتية نكتب :

$$X_2 = G_1 X_1 + H_1 X_2$$

بإعادة تنظيم المعادلة نجد :

$$X_2 = \frac{G_1}{1 - H_1} X_1$$

تقودنـــا العلاقة التي نراها في الفرع المكافئ المبيّن بالشكل (V-14a) إلى قاعدة عامـــة لحذف الحلقات الذاتية من مخطط معيّن . بدون برهان ، نقول أن هذه القاعدة تذكـــر أن كل الفروع الداخلة إلى عقدة تحتوي على حلقة ذاتية تملك معامل نقل فرع مقسوماً على (1) مطروحاً منه معامل نقل الحركة الذاتية .



الشكل (V-15)

يبيّن الشكل (V-15a) جزءاً من دارة ويوضّح كيف يمكن لحلقة ذاتية أن تظهر في تشكيل معادلات الشبكة . باستخدام علاقة كيرشوف (KVL) بالنسبة لجزء الدارة نجد :

$$V_1 = I_1 Z_1 + AV_1$$

حيـــث من هذه المعادلة نجد المخطط المرسوم في الشكل (V-15b) . باستخدام كلّاً من اختصار المخطط والحلّ الجبري لـــ(V_1) في علاقة كيرشوف نجد :

$$V_1 = \frac{I_1 Z_1}{1 - A}$$

إنّ اختصار Reduction حلقة التغذية الخلفية في الشكل (V14-b) ينتج من :

$$X_2 = G_1 X_1 + H_1 X_3 \qquad ; \qquad X_3 = G_2 X_2$$

بتركيب العلاقتين معاً نجد :

$$X_3 = \frac{G_1 G_2}{1 - G_2 H}$$

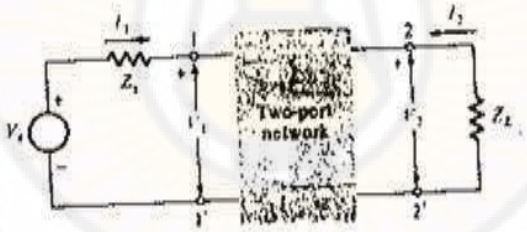
والتي هي علاقة الفرع المكافئ في المخطط المختصر المبيّن بالشكل (V-14b) .

مثـــــال (V-2) :

يبيّن الشكل (V-16) شبكة ببوّابتين مميّزة بمعاملاتها (y) . المطلوب :

a) بناء مخطط تدفّق الإشارة للدارة المبيّنة باستخدام (V_S, V_1, I_1, I_2, V_2) كعقد .

b) استخدام مخطط التدفّق لإيجاد تابع التحويل (V_2/V_S) .



الشكل (V-16)

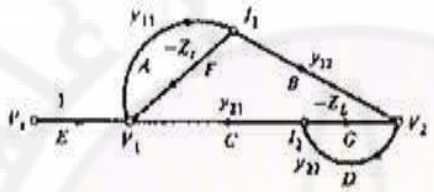
الحـــــــــلّ :

a) لنحاول الحصـــول أوّلاً عـــلى المعادلات التي تربط المتغيّرات مع بعضها . نلاحـــظ أنّ (V_S) هو إشارة التغذية ويمثّل العقدة المنبع . لا يوجد متغيّر آخر يمكن أن يشـــار إليه من قبل عقدة المنبع . بشكل عام ، كلّ متغيّرات العقد الأخرى لها فروع

داخلة وخارجة ، باستثناء عقد المصرف Sink . إن المعادلات الأساسيّة التي تربط (I_1,I_2,V_1,V_2) هي معاملات (Y) للشبكة ذات البوّابتين والتي أعطيت في المعادلات (V-8,9) ، والتي نكتبها هنا مرة ثانية :

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad \text{..... (V-8)}$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad \text{..... (V-9)}$$



الشكل (V-17)

تُعرّف هذه المعادلات كفروع ($A \to D$) في مخطط تدفّق الإشارة المبيّن بالشكل (V-17) . عند البوّابة الأوّلى للشكل (V-16) نكتب علاقة كيرشوف (KVL) كما يلي :

$$V_1 = V_S - I_1 Z_S$$

وهي المبيّنة بالفروع (E,F) .

تكون العلاقة الأخيرة اللازمة هي قانون أوم المطبّقة على البوّابة الثانية :

$$V_2 = -I_2 Z_L$$

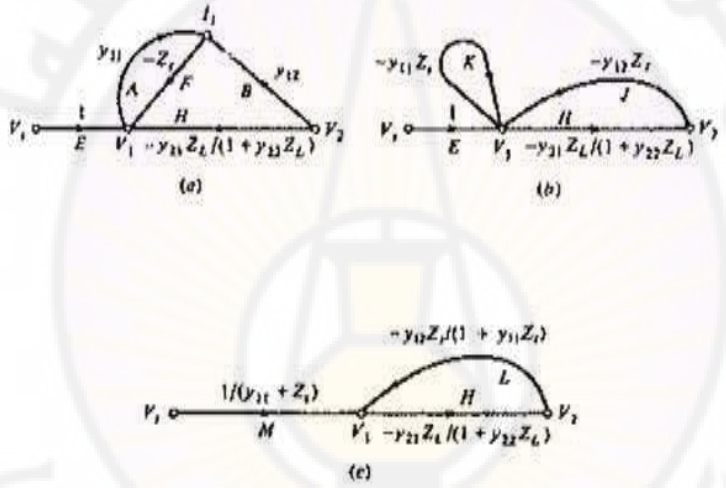
والتي رسمت على أنها الفرع (G) . تشكّل الفروع السبعة أحد احتمالات مخطط تدفّق الإشارة الذي يميّز النظام المذكور .

b) نحصل على تابع التحويل من اختصار المخطط . تشكل الفروع (C,G,D) حلقة تغذية خلفية . تُستبدل هذه الفروع بفرع مكافئ (H) انظر الشكل (V-14b) حيث معامل النقل له هو :

$$H = \frac{-Y_{21}Z_L}{1+Y_{22}Z_L}$$

والمبيّن بالشكل (V-18a) . في الشكل (V-18a) تشكّل حلقة تغذية خلفية بواسطة الفروع (B,F,A) . تمّ رسم هذا الاختصارReduction في الشكل (V-18b) ، حيث تمّ فيه استبدال حلقة التغذية الخلفية بالفرع (J) والحلقة الذاتية (K) ، لها معاملات النقل Transmittance :

$$J = -Y_{12}Z_S \qquad ; \qquad K = -Y_{11}Z_S$$



الشكل (V-18)

ينتج مخطط التدفّق المبيّن بالشكل (V-18c) عند حذف الحلقة الذاتية . تكون معاملات النقل المتأثّرة بهذا الاختصار هي (E,J) حيث قسّمت قيمها على الحد : $(1 + Y_{11}Z_S)$ ، معامل النقل للحلقة الذاتية . تكون الفروع المكافئة لـ(J,E) هي (L,M) على التوالي .

يُشير الشكل (V-18c) أنّ حلقة تغذية خلفية تتشكّل من (M,L,H)

واختصاراتها تُعطي :

$$\frac{V_2}{V_S} = \frac{[1/(1+Y_{11}Z_S)]\times[-Y_{21}Z_L/(1+Y_{22}Z_L)]}{1-[-Y_{21}Z_L/(1+Y_{22}Z_L]\times[-Y_{12}Z_S/(1+Y_{11}Z_S)]}$$

بتبسيط هذه العلاقة نجد أخيراً :

$$\frac{V_2}{V_S} = \frac{-Y_{21}Z_L}{1+Y_{11}Z_S+Y_{22}Z_L+Z_SZ_L(Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21})}$$

Damascus University

ملحـــــــــق (VI)

الضجيج في الأنظمة الإلكترونية

Noise In Electronic Systems

VI-1) مقدّمة :

يشمل الاصطلاح Noise أيّ تيّارات وجهود تُصاحب الإشارة المرغوبة وتدلّ عـــلى تلويثها . يوجد أنواعاً عديدة من منابع الضجيج في الأنظمة الإلكترونية . بعضاً من هذا الضجيج يتولّد داخلياً كما في المقاومات والثنائيات والمكبّرات . يتولّد البعض الآخر خارجياً مثل الضجيج المتولد في أسلاك التوصيل . يمكن إنقاص مشكلة الضجيج المحيط بشكل كبير إذا تمّ اتباع بعض الطرق الفنية الكهربائية مثل التأريض الجيّد وطرق الحجب Shielding المختلفة .

VI-2) منابع الضجيج :

Sources Of Noise :

تُوخذ عادة منابع الضجيج التالية بعين الاعتبار :

١- الضجيج الحراري الذي يظهر في مقاومة المنبع .

٢- الضجيج المتولّد في أدوات القياس عند دخل المكبّر .

٣- الضجيج المتولّد في المحيط Environment ، مثل تداخل تردّدات التغذية ، الشـــرارات الكهـــربائية ، الـــراديو والتلفزيون ، الإضاءة ، والاهتزازات البنيوية الأخرى .

(VI-2-1) ضجيج المقاومة :

Resistor Noise :

يُدعى الضجيج المتولّد في مقاومة بالضجيج الحراري Thermal أو ضجيج جونسون Johnson ، وهو يتولّد بسبب الحركة العشوائية للإلكترونيات الناتجة عن التسخين الحراري . يكون هذا الضجيج تابعاً لدرجة الحرارة وله قيمة مربّعة وسطيّة (أيّ ، استطاعة متوسّطة) تُعطى بالعلاقة التالية :

$$\overline{e_n^2} = 4KRT(F_2 - F_1) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(VI-1)}$$

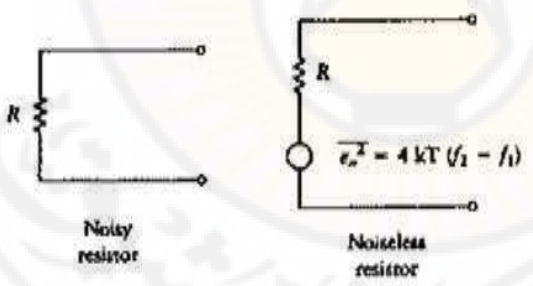
حيث :

K : ثابت بولتزمان ($(1.38\times10^{-23} W.S)$) .

T : درجة حرارة المقاومة بدرجات كالفن .

R : المقاومة بالأوم .

F_2-F_1 : عرض مجال الضجيج بالهرتز .



الشكل (VI-1)

يكون ضجيج المقاومة أو ضجيج جونسون عبارة عن ضجيج أبيض White ، بسبب أن قيمته الفعّالة (rms) لكلّ وحدة مجال تردّدي هي ثابتة من الـ(dc) إلى تردّدات عالية .

تشتمل الدارة المكافئة لمقاومة ذات ضجيج Noisy على مقاومة عديمة الضجيج على التسلسل مع منبع جهد ضجيج كما هو مبيّن بالشكل (VI-1) .

يُعتبر جهد الضجيج كتابع عشوائي بجهد فعّال ثابت لكل وحدة عرض مجال . تكـــون استطاعة الضجيج متناسبة مع عرض المجال بشكلٍ طردي ، وأيضاً مع درجة الحرارة .

VI-1-2) أنواع أخرى من الضجيج :

Other Types Of Noise :

إنّ ضجيج المقاومة الذي رأيناه في الفقرة السابقة يكون مصاحباً دائماً للإشارة. يمكن أن يوجد أنواع أخرى من الضجيج ، ويبقى الضجيج الناتج عن المقاومة موجوداً دائمـــاً بالإضافة إليها . تساهم منابع أخرى للضجيج الموجودة في الأنظمة الإلكترونية بالضجيج الكلّي . سنهتمّ هنا بنوعين من الضجيج وهما ، ضجيج الإطلاق والضجيج المتقطّع .

ينـــتج ضـــجيج الإطلاق Shot Noise من تموّجات تيّار عشوائي في عدد من حوامـــل الشحنات المنتشرة عبر وصلة نصف ناقلة . تُعطى القيمة الفعّالة لتيّار ضجيج الإطلاق بالمعادلة التالية :

$$I_{SHOT\,RMS} = 2QI_{DC}(F_2 - F_1)A \quad \text{..... (VI-2)}$$

حيث :

Q : شحنة الإلكترون .

I_{DC} : تيّار الوصلة الوسطي بالأمبير .

(F_2-F_1) : عرض مجال الضجيج بالهرتز .

يملك ضجيج الإطلاق ، مثل ضجيج المقاومة ، طيف استطاعة ثابتاً تقريباً ضمن الحزمة الترددية . لذلك ، هو نوع آخر من الضجيج الأبيض .

يستمّ العثور على الضجيج المتقطّع Flicker Noise أو ضجيج 1/F في المواد التي يستمّ فيهـــا نقل إلكترونات . ينتج هذا الضجيج عن وجود عيوب سطحية ناتجة عن عملية التصنيع . بما أن هذا النوع من الضجيج له طيف استطاعة Power Spectrum يتناقص مع زيادة التردّد ، فهو أكثر أهمية في التردّدات المنخفضة (0-100 Hz) . ينتج مـــن ذلـــك ، أنّ قياســـات الإشارة الصغيرة يجب أن تتمّ عند تردّدات أعلى ، بحيث نتجـــنّب قياســـات الـــ(DC) . إن الانزياح Drift ، الذي ينتج على المدى الطويل للمكبّرات الترانزيستورية يكون ناتجاً عن الضجيج المتقطّع . يمكن التعبير عن استطاعة الضجيج بالعلاقة التالية :

$$\overline{i_F^2} = KI_{DC}\frac{F_2F_1}{F} \quad \text{..... (VI-3)}$$

حيث :

$\overline{i_F^2}$: القيمة الفعّالة لتيّار الضجيج .

I_{DC} : تيّار الوصلة الوسطي بالأمبير .

F_2-F_1 : عرض المجال التردّدي .

K : ثابت يتعلق بالوسيلة نصف الناقلة .

VI-1-3) ضجيج الثنائي :

Diode Noise :

يكون تيّار الضجيج الفعّال $\overline{i_D^2}$ في الثنائي عبارة عن تركيبة من ضجيج الإطلاق وضـــجيج فليكر . يكون هذا التيّار ناتجاً عن المقاومة التسلسلية للمادة السيليكونية . تُعطى القيمة الفعّالة للضجيج المتولّد في ثنائي بالعلاقة التالية :

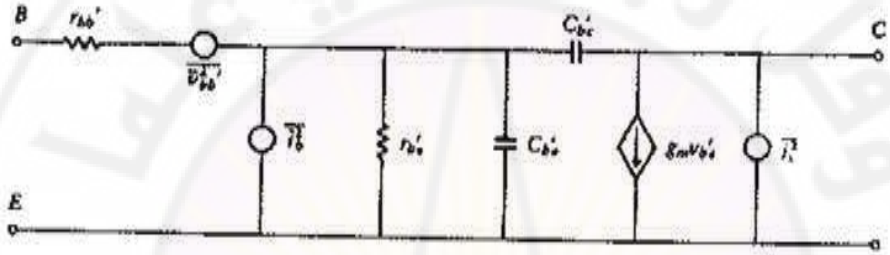
$$\overline{i_D^2} = (2Q + \frac{K}{F})I_{DC}(F_2 - F_1) \quad \text{..... (VI-4)}$$

حيث تمثل هذه المعادلة مجموع ضجيجي الإطلاق والتقطّع .

VI-1-4) ضجيج الترانزيستورات BJT :

BJT Noise :

بما أننا تعلم الآن أنواع جهود وتيّارات الضجيج ، بإمكاننا أن نطوّر دارة مكافئة لمرحلة (BJT) وحيدة . سوف نستخدم نموذج (π) مبسّطة ونضيف منابع الضجيج إليها كما هو مبيّن بالشكل (VI-2) .



الشكل (VI-2)

في حالة الترددات المتوسّطة يُمكن إهمال الضجيج المتقطّع (1/F) . سنقوم بافتراض بأن منابع الضجيج غير متلازمة Uncorrelated ، بحيث يكون بإمكاننا إيجاد جهد الضجيج الفعّال الكلّي بإضافة جهود الضجيج الفعّالة بشكلٍ مستقلّ .

يمكن تلخيص مولّدات جهد وتيّار الضجيج للشكل (VI-2) كما يلي :

$$\overline{v_{BB'}^2} = 4KTr_{BB'}(F_2 - F_1) \quad \text{..... (VI-5a)}$$

$$\overline{i_b^2} = 2QI_B(F_2 - F_1) \quad \text{..... (VI-5b)}$$

$$\overline{i_C^2} = 2QI_C(F_2 - F_1) \quad \text{..... (VI-5c)}$$

نوجد جهد ضجيج الخرج لكلّ من منابع الضجيج هذه بشكلٍ منفصل . بعد ذلك ، نطبّق نظرية التراكم ونحصل على جهد ضجيج الخرج الكلّي بإضافة كل مركبة

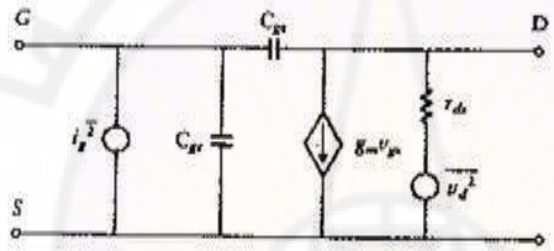
(القسيمة الفعّالة) لجهد ضجيج الخرج . نلاحظ أن ($r_{B'E}$) ليس لها منبع ضجيج مساهم معها حيث أنها ليست مقاومة فيزيائية .

VI-1-5) ضجيج الترانزيستورات FET :

FET Noise :

طريقة تحليل ضجيج الـ(FET) مماثل لما هو مذكور بالنسبة للـ(BJT) .

سنستخدم الدارة المكافئة للـ(FET) ونضيف إليها منابع الضجيج ، كما هو مبيّن بالشكل (VI-3) .



الشكل (VI-3)

يمكن تلخيص منابع الضجيج كما يلي :

$$\overline{i_g^2} = 2QI_G(F_2 - F_1) \quad \text{..... (VI-6a)}$$

$$\overline{v_d^2} = 4KTr_{DS}(F_2 - F_1) \quad \text{..... (VI-6b)}$$

هنا أيضاً ، نوجد جهد ضجيج الخرج الكلّي باستخدام التراكم . أيّ أننا ، نضيف معاً جهد الخرج الفعّال لكل منبع ضجيج على حدة . يُعتبر جهد الضجيج في خرج المكبّر (FET) أصغر بكثير منه في المكبّر (BJT) . يعمل ذلك على تحسين نتيجة إنجاز الضجيج بسبب ممانعة الدخل اللانهائية لمكبّرات الـ(FET) .

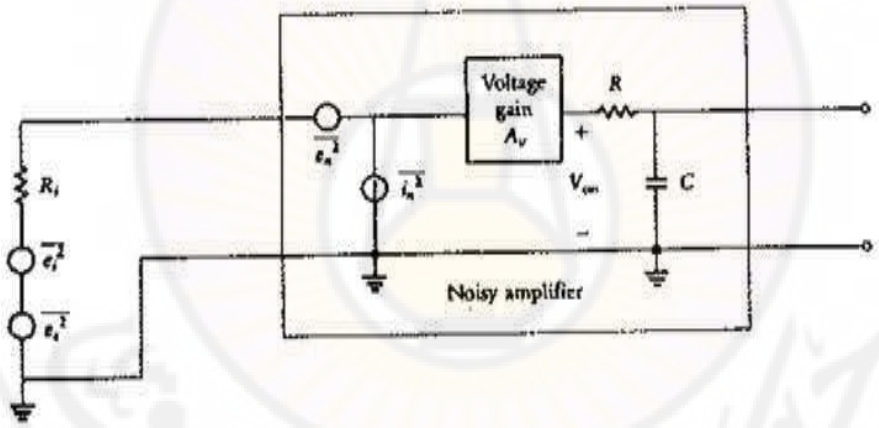
عادةً يكون الضجيج في دخل أوّل مرحلة من مكبّر متعدد المراحل أكثر أهميّة

للأخذ بعين الاعتبار . سبب ذلك أنّ مركبة الضجيج في دخل المكبّر تُضرب بكسب الجهـــد لكـــامل المكبّر ، بينما جهد الضجيج في دخل المرحلة الثانية وما بعد يُضرب بكسب أقلّ .

VI-2) الضجيج في مكبّرات العمليات :

Noise In OP-AMPS :

ســـنحاول هـــنا أن نطبّق أهمّ ما وجدناه في الدراسة السابقة على نظام مكبّر العمـــليات . سنمثل المكبّر ذي الضجيج بمكبّر عديم الضجيج مع مولّد ضجيج جهد زائداً مولّد ضجيج تيّار ، موصولاً إلى الدخل ، كما هو مبيّن بالشكل (VI-4) .



الشكل (VI-4)

نعرّف في الشكل (VI-4) المتغيّرات التالية :

$\overline{e_S^2}$ = Mean-Square Signal Source Voltage .

$\overline{e_I^2}$ = $4\,KTR_i\,(F_2 - F_1)$.

$\overline{R_I}$ = Noiseless Source Resistor .

$\overline{e_N^2}$ = Equivalent Amplifier Noise Mean-Square Voltage Generator .

$\overline{i_N^2}$ = Equivalent Amplifier Noise Mean-Square Current Generator .

يُستخدم مرشح التمرير المنخفض (RC) في خرج المكبّر لإنقاص الضجيج الأبيض في المجال أعلى تردّد الزاوية . المقاومة : (R) تكون غير ذات ضجيج . تكون أبعاد مولّدات الضجيج كما يلي :

$$e_n = V(rms)/\text{heartz}^{1/2}$$

$$i_n = A(rms)/\text{heartz}^{1/2}$$

سنفترض هنا أيضاً أن منابع الضجيج غير متلازمة Uncorrelated بحيث يمكن جمع الجهود الفعّالة المستقلّة معاً . لذلك ، فإن جهد الضجيج الفعّال الكلّي يساوي إلى الجذر التربيعي لمجموع تربيع كلّ خرج منبع ضجيجي على حدة .

نريد هنا إيجاد جهد خرج الضجيج الكلّي للمكبّر المبيّن بالشكل (VI-4) . سوف نضيف معاً كل منابع الضجيج ونضربها بكسب المكبّر (Av) ، ونجد :

$$V_{ON} = \left\{\left[4KTR_1 + \overline{e_n^2} + \overline{(i_n R_1)^2}\right](F_2 - F_1)\right\}^{1/2} \times A_{VM} \quad \text{.....(VI-7)}$$

تكون أبعاد هذه العلاقة بالفولت (rms) ، حيث (A_{VM}) هو كسب الجهد للمكبّر عند التردّدات المتوسّطة .

VI-2-1) نسبة الإشارة إلى الضجيج :

Signal-To-Noise Ratio :

يمكننا أن نقرّر جودة مكبّر عن طريق نسبة جهد خرج الإشارة إلى جهد خرج الضجيج . ممثّل نسبة جهد الإشارة إلى الضجيج بالرمز $(SNR)_O$. نوجد النسبة $(SNR)_O$ للدارة المبيّنة بالشكل (VI-4) أوّلاً بحساب جهد الإشارة في الخرج ، والذي يعطى بالمعادلة :

$$V_{OS} = E_S A_{VM} \quad \text{..... (VI-8)}$$

وبالتالي ، توجد نسبة جهد الإشارة إلى الضجيج في الخرج $(SNR)_O$ ، بتقسيم المعادلة (VI-8) على المعادلة (VI-7) ، والذي يعطي :

$$(SNR)_O = \frac{e_S}{\left[4KTR_t + \overline{e_n^2} + \left(\overline{i_n R_t}\right)^2\right]^{1/2}(F_2 - F_1)^{1/2}} \quad \ldots\ldots\ldots \text{(VI-9)}$$

كلّما كانت قيمة $(SNR)_O$ أكبر كلّما كان المكبّر أفضل . نلاحظ أنه يمكن إيجاد جهد الضجيج المكافئ المنسوب إلى دخل المكبّر بتقسيم المعادلة (VI-7) على كسب المكبّر (A_{VM}) ، مع العلم أنه من غير الممكن قياس هذا الجهد بوضع مقياس فولت عبر دخل المكبّر .

في هذه الحالة ، نلاحظ أن $(SNR)_O$ يمكن أن تزداد لو حذفنا أيّ حدّ من مقام المعادلة (VI-9) . مثلاً ، يمكننا تكبير قيمة $(SNR)_O$ بواسطة سوق المكبّر من مقاومة منبع صفرية ، أي $R_t = 0$. يمكننا أيضاً زيادة المعامل $(SNR)_O$ بتحديد عرض المجال للمكبّر . نختار الثابت الزمني (RC) لمرشّح التمرير المنخفض للشكل (VI-4) ليقطع عند الترددات غير الضرورية ، وهذه الطريقة نحن نزيد $(SNR)_O$. يمكننا أيضاً زيادة $(SNR)_O$ للمكبّر باستخدام مرشّح ذي درجة أعلى .

VI-2-2) رقم الضجيج :

Noise Figure :

يُستخدم رقم الضجيج لتصنيف إنجاز الضجيج للمكبّر . يُعبّر عن هذا الرقم بالديسيبل ويُعرّف بالمعادلة التالية :

$$N_F = 20\log_{10}\left[\frac{\text{Input Voltage SNR (Amplifier Disconnected)}}{\text{Voltage SNR At Amplifier Output}}\right] \ldots \text{(VI-10)}$$

باستخدام الشكل (VI-4) والتعويض في المعادلة (VI-10) نجد :

$$N_F = 10\log_{10}\left[\frac{\overline{e_s^2}/\left[4KTR_1(F_2-F_1)\right]}{\overline{e_s^2}/\left[4KTR_1+\overline{e_n^2}+\overline{(i_nR_1)^2}\right](F_2-F_1)}\right] \quad \text{..... (VI-11)}$$

بتبسيط العلاقة نجد :

$$N_F = 10\log_{10}\left[1+\frac{\overline{e_n^2}+\overline{(i_nR_1)^2}}{4KTR_1}\right] \quad \text{..... (VI-12)}$$

المكبّر بدون ضجيج حيث: $\overline{e_n^2}=\overline{i_n^2}=0$ يملك رقم ضجيج مساوياً(OdB) . بالنسبة لقيمة معينة لـ(R_1)، فإن المكبّر ذو الضجيج الأقلّ ، يملك رقم ضجيج أصغر . عندما تقترب مقاومة الدخل من الصفر ، يتزايد رقم الضجيج بدون حدود .

VI-2-3) اعتبارات إنقاص الضجيج :

Noise-Reduction Considerations :

سوف نقوم في هذه الفقرة باختيار مقاومة المنبع المثلى لإنقاص الضجيج قدر الإمكان . توجد مقاومة الضجيج المثلى (R_{IOP}) بتفاضل المعادلة (VI-12) كما يلي :

$$\frac{\delta NF}{\delta R_1}=0=\frac{4KT\left[2\overline{(i_nR_1)^2}-\overline{e_n^2}-\overline{(i_nR_1)^2}\right]}{\text{Denominator In } R_1} \quad \text{..... (VI-13)}$$

ومنه :

$$R_{IOP}=\frac{e_n}{i_n} \quad \text{..... (VI-14)}$$

فإنّ رقم الضجيج الأدنى يتمّ إيجاده بتعويض المعادلة (VI-14) في المعادلة (VI-12) ، وينتج :

$$NF_{MIN}=10\log_{10}\left[1+\frac{e_ni_n}{2KT}\right] \quad \text{..... (VI-15)}$$

تؤدّي مقاومة الدخل المثلى والتي هي نسبة (e_n / i_n) إلى رقم ضجيج أدنى ، كما

هـــو مـــبيّن بالمعادلة (VI-15) . يمكننا الآن أن نصل إلى تحسين في نسبة الإشارة إلى الضجيج بعمل توافق بين مقاومة المنبع (R_I) و (R_{IOP}) المبيّنة بالمعادلة (VI-14) . يمكن إنجاز ذلك باستخدام محوّل توافق Matching Transformer .

لنـــلخّص الآن الخطـــوات الضرورية لرفع نسبة الإشارة إلى الضجيج إلى الحدّ الأعظمي :

١- توافق مقاومة المنبع (R_I) مع (R_{IOP}) .

٢- استخدام مرشّح لتحديد عرض مجال النظام ، وبالتالي إنقاص الضجيج بينما يتمّ السماح بتشويه إشارة مقبول .

٣- اســـتخدام مقاومـــة دخل عالية للمكبّر مع (e_n ، i_n) منخفضة . يجب استخدام ترانزيستورات (FET) في دخل المكبّرات .

٤- إنقاص ضجيج الإطلاق للمنبع .

٥- إنقاص أطوال الأسلاك الموصلة إلى الدخل قدر الإمكان .

وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

ملحـــــــــق (VII)

الأوراق الفنيّة لبعض العناصر نصف الناقلة

Data Sheets

Damascus University

High-speed switching diodes for computer and general-purpose applications.

Absolute Maximum Ratings (25 °C)

		1N4151	1N4152	1N4153	1N4154	Unit
V_{RM}	Peak reverse voltage	75	40	75		V
$V_{R(WM)}$	Working peak reverse voltage	50	30	50	25	V
P	Continuous power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature*			500		mW
T_{stg}	Storage temperature range			−65 to 200		°C
T_L	Lead temperature ⅛ in from case for 10 s			300		°C

*Derate linearly to 200°C at the rate of 2.85 mW/°C.

TABLE B2-2 Electrical Characteristics (25°C unless Otherwise Noted)

Parameter		Test conditions	1N4153 Min	1N4153 Max	Unit
$V_{(BR)}$	Reverse breakdown voltage	I_R = 5 μA	75		V
I_R	Static reverse current	V_R = rated $V_{R(WM)}$		0.05	μA
		V_R = rated $V_{R(WM)}$, T_A = 150°C		50	μA
V_F	Static forward voltage	I_F = 0.1 mA	0.49	0.55	V
		I_F = 0.25 mA	0.53	0.59	V
		I_F = 1 mA	0.59	0.67	V
		I_F = 2 mA	0.62	0.70	V
		I_F = 10 mA	0.70	0.81	V
		I_F = 20 mA	0.74	0.88	V
C_T	Total capacitance	V_R = 0, f = 1 MHz		2	pF
t_{rr}	Reverse recovery time	I_F = 10 mA, I_{RM} = 10 mA, R_L = 100 Ω		4	ns
		I_F = 10 mA, V_R = 6 V, R_L = 100 Ω		2	ns

2N2218A,2N2219,A
2N2221A,2N2222,A

JAN, JTX, JTXV AVAILABLE

2N2218, A/2N2219, A
CASE 79-04
TO-39 (TO-205AD)
STYLE 1





2N2221, A/2N2222, A
CASE 22-03
TO-18 (TO-206AA)
STYLE 1



GENERAL PURPOSE TRANSISTORS

NPN SILICON

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N2218 2N2222	2N2218A 2N2219A 2N2221A 2N2222A	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	40	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60	75	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	6.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	800	800	mAdc
		2N2218A 2N2219,A	2N2221A 2N2222,A	
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	0.8 4.57	0.4 2.28	Watt mW/°C
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	3.0 17.1	1.2 6.85	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +200		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	2N2218A 2N2219,A	2N2221A 2N2222,A	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	219	145.8	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	58	437.5	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I_C = 10 mAdc, I_B = 0)	Non-A Suffix A-Suffix	$V_{(BR)CEO}$	30 40	— —	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 10 μAdc, I_E = 0)	Non-A Suffix A-Suffix	$V_{(BR)CBO}$	60 75	— —	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 10 μAdc, I_C = 0)	Non-A Suffix A-Suffix	$V_{(BR)EBO}$	5.0 6.0	— —	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)	A-Suffix	I_{CEX}	—	10	nAdc
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 50 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 50 Vdc, I_E = 0, T_A = 150°C) (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0, T_A = 150°C)	Non-A Suffix A-Suffix Non-A Suffix A-Suffix	I_{CBO}	— — — —	0.01 0.01 10 10	μAdc
Emitter Cutoff Current (V_{EB} = 3.0 Vdc, I_C = 0)	A-Suffix	I_{EBO}	—	10	nAdc
Base Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)	A-Suffix	I_{BL}	—	20	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I_C = 0.1 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)	2N2218A, 2N2221A(1) 2N2219,A, 2N2222,A(1)	h_{FE}	20 35	— —	
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)	2N2218A, 2N2221A 2N2219,A, 2N2222,A		25 50	— —	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)	2N2218A, 2N2221A(1) 2N2219,A, 2N2222,A(1)		35 75	— —	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, T_A = −55°C)	2N2218A, 2N2221A 2N2219,A, 2N2222,A		15 35	— —	
(I_C = 150 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc)(1)	2N2218A, 2N2221A 2N2219,A, 2N2222,A		40 100	120 300	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued) (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
I_C = 150 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc(1)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A		20 50	— —	
I_C = 500 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc(1)	2N2219, 2N2222 2N2218A, 2N2221A, 2N2219A, 2N2222A		30 25 40	— — —	
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) (I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc)	Non-A Suffix A-Suffix	$V_{CE(sat)}$	— —	0.4 0.3	Vdc
I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc)	Non-A Suffix A-Suffix		— —	1.6 1.0	
Base-Emitter Saturation Voltage(1) (I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc)	Non-A Suffix A-Suffix	$V_{BE(sat)}$	0.6 0.6	1.3 1.2	Vdc
I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc)	Non-A Suffix A-Suffix		— —	2.6 2.0	
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current Gain — Bandwidth Product(2) I_C = 20 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	All Types, Except 2N2218A, 2N2222A	f_T	250 300	— —	MHz
Output Capacitance(3) (V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)		C_{obo}	—	8.0	pF
Input Capacitance(3) (V_{EB} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 1.0 MHz)	Non-A Suffix A-Suffix	C_{ibo}	— —	30 25	pF
Input Impedance I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A	h_{ie}	1.0 2.0	3.5 8.0	kohms
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A		0.2 0.25	1.0 1.25	
Voltage Feedback Ratio (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A	h_{re}	— —	5.0 8.0	X 10 $^{-4}$
I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A		— —	2.5 4.0	
Small-Signal Current Gain (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A	h_{fe}	30 50	150 300	—
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A		50 75	300 375	
Output Admittance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A	h_{oe}	3.0 5.0	15 35	μmhos
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A		10 15	100 200	
Collector Base Time Constant (I_E = 20 mAdc, V_{CB} = 20Vdc, f = 31.8 MHz)	A-Suffix	$r'b'C_c$	—	150	ps
Noise Figure (I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 10 Vdc, R_S = 1.0 kohm, f = 1.0 kHz)	2N2222A	NF	—	4.0	dB
Real Part of Common-Emitter High Frequency Input Impedance (I_C = 20 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 300 MHz)	2N2218A, 2N2219A 2N2221A, 2N2222A	$Re(h_{ie})$	—	60	Ohms

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%.
(2) f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.
(3) 2N5581 and 2N5582 are Listed C_{eb} and C_{eb} for these conditions and values.

n-channel JFETs
designed for . . .

- Small-Signal Amplifiers
- VHF Amplifiers
- Oscillators
- Mixers

Siliconix

Performance Curves NRL
See Section 4

BENEFITS
- High Gain
- Low Receiver Noise Figure

2N4220 2N4220A 2N4221 2N4221A 2N4222 2N4222A

*ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C)

Gate Drain or Gate Source Voltage (Note 1)	-30 V
Gate Current	10 mA
Drain Current	15 mA
Total Device Dissipation at (or below) 25°C Free Air Temperature (Note 2)	300 mW
Storage Temperature Range	-65 to +200°C
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	300°C

TO-72
Bottom View



*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C unless otherwise noted)

		Characteristics	2N4220 2N4220A		2N4221 2N4221A		2N4222 2N4222A		Units	Test Conditions	
			Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.			
1	Static	I_{GSS} Gate Reverse Current		-0.1		-0.1		-0.1	nA	V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 0	
2				-0.1		-0.1		-0.1	μA		+150°C
3		BV_{GSS} Gate Source Breakdown Voltage	-30		-30		-30		V	I_G = -10 μA, V_{DS} = 0	
4		$V_{GS(off)}$ Gate Source Cutoff Voltage		-4		-2		-6	V	V_{DS} = 15 V, I_D = 0.1 mA	
5		V_{GS} Gate Source Voltage	-0.5	-2.5	-1	-3	-2	-6	V	V_{DS} = 15V, I_D = 1 mA	
			2N4220	2N4220A	2N4221	2N4221A	2N4222	2N4222A			
6		I_{DSS} Saturation Drain Current (Note 3)	0.5	5	2	9	5	15	mA	V_{DS} = 15 V, V_{GS} = 0	
7	Dynamic	g_{fs} Common Source Forward Transconductance (1000 Hz) (Note 3)	4000	6000	5000	9000	7000	10000	μmho		f = 1 kHz
8		γ_{fs} Common Source Forward Transconductance	700		700		700				f = 100 MHz
9		g_{os} Common Source Output Conductance (Note 3)		10		50		50		V_{DS} = 15 V, V_{GS} = 0	f = 1 kHz
10		C_{iss} Common Source Input Capacitance		5		5		5	pF		f = 1 MHz
11		C_{rss} Common Source Reverse Transfer Capacitance		2		2		2			
12		NF Noise Figure (Note 2N4220A, 2N4221A, 2N4222A)		2.5		2.5		2.5	dB	V_{DS} = 15 V, V_{GS} = 0, R_{gen} = 3 MΩ	f = 100 Hz

*JEDEC registered data

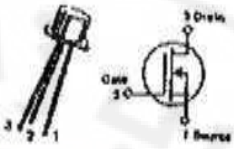
NRL

NOTES
1. Over an operating temperature range. Device polarity may be reversed with appropriate change in test circuit and test conditions.
2. Derate linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 3 mW/°C.
3. Pulse test duration = 2 ms, duty cycle ≤ 3%. Assumes that 100 mW is applied to device in normal operation.

Damascus University

2N3796
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 2N3796 / 2N3797	V_{DS}	25 / 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

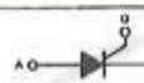
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Drain-Source Breakdown Voltage (V_{GS} = -4.0 V, I_D = 5.0 μA) (V_{GS} = -7.0 V, I_D = 5.0 μA)	2N3796 2N3797	$V_{(BR)DSX}$	25 20	30 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 = 0.5 μA, V_{DS} = 10 V) (I_D = 2.0 μA, V_{DS} = 10 V)	2N3796 2N3797	$V_{GS(off)}$	— —	-3.0 -5.0	-4.0 -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)	2N3796 2N3797	I_{DSS}	0.5 2.0	1.5 2.9	3.0 6.0	mAdc
On-State Drain Current (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = +3.5 V)	2N3796 2N3797	$I_{D(on)}$	7.0 9.0	8.3 14	14 18	mAdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS						
Forward Transfer Admittance (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz) (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	2N3796 2N3797 2N3796 2N3797	$\lvert Y_{fs}\rvert$	900 1600 900 1600	1200 2300 — —	1800 3000 — —	μmhos
Output Admittance (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz)	2N3796 2N3797	$\lvert Y_{os}\rvert$	— —	12 27	25 60	μmhos
Input Capacitance (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	2N3796 2N3797	C_{iss}	— —	5.0 6.0	7.0 8.0	pF
Reverse Transfer Capacitance (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)		C_{rss}	—	0.6	0.8	pF
FUNCTIONAL CHARACTERISTICS						
Noise Figure (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz, R_g = 3 megohms)		NF	—	3.0	—	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.

MOTOROLA

2N6394 thru 2N6399 MCR220-5 MCR220-7 MCR220-9



THYRISTORS

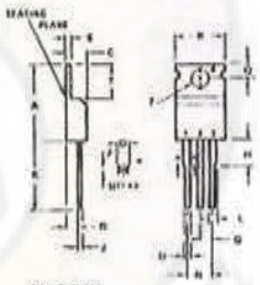
12 AMPERES RMS
50-800 VOLTS



SILICON CONTROLLED RECTIFIERS

. . . designed primarily for half wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supplies; or wherever half wave silicon gate controlled, solid-state devices are needed.

- Glass Passivated Junctions and Center Gate Fire for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt® Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts



CASE 221-02
TO-220 AB

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Reverse Voltage (1)	$V_{R(RM)}$		Volts
2N6394		50	
2N6395		100	
2N6396		200	
MCR220-6		300	
2N6397		400	
MCR220-7		500	
2N6398		600	
MCR220-9		700	
2N6399		800	
Forward Current RMS T_J = 125°C (All Conduction Angles)	$I_{T(RMS)}$	12	Amps
Peak Forward Surge Current (1/2 cycle, Sine Wave, 60 Hz, T_J = 125°C)	I_{TSM}	100	Amps
Circuit Fusing Considerations (T_J = -40 to +125°C, t = 1.0 to 8.3 ms)	I^2t	40	A^2s
Forward Peak Gate Power	P_{GM}	20	Watts
Forward Average Gate Power	$P_{G(AV)}$	0.5	Watt
Forward Peak Gate Current	I_{GM}	2.0	Amps
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.0	°C/W

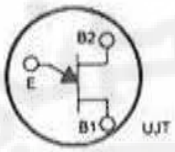
(1) $V_{R(RM)}$ for all types can be applied on a continuous dc basis without incurring damage. Ratings apply for zero or negative gate voltage. Devices should not be tested for blocking capability in a manner such that the voltage supplied exceeds the rated blocking voltage.

*Indicates JEDEC Registered Data.

®Trademark of Motorola Inc.

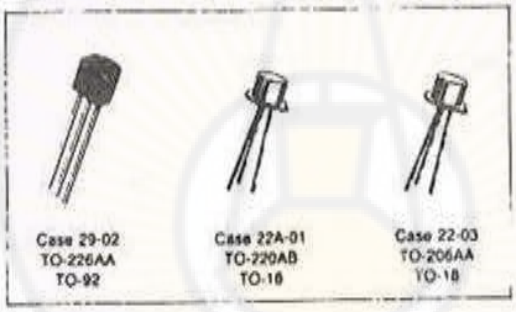
On-State (RMS) Current									
8.0 AMPS		12 AMPS				12.5 AMPS	15 AMPS		
T_C = 93°C		T_C = 90°C	T_C = 85°C			T_C = 80°C	T_C = 80°C		
									
Case 58-04 Style 1	Case 221-02 Style 1	Case 221A-02 TO-220AB Style 3	Case 58-01 Style 1	Case 221A-02 TO-220AB Style 3	Case 267-01 Style 1	Case 54-05 Style 3	Case 221A-02 TO-220AB Style 3		TO-225 Style 3
2N4167	2N4183		MCR67-1	MCR68-1	MCR568-1				25 V
2N4168	2N4184	2N6364	MCR67-2	MCR68-2	MCR568-2				50 V
2N4169	2N4185	2N6365	MCR67-3	MCR68-3	MCR568-3	2N3668			100 V
2N4170	2N4186	2N6366				2N3669	MCR2150-4,A4		200 V
2N4171	2N4187	MCR220-5					MCR2150-5,A5	V_{DRM}	300 V
2N4172	2N4188	2N6367	MCR67-6	MCR68-6	MCR568-6	2N3670	MCR2150-6,A6		400 V
2N4173	2N4189	MCR220-7				2N4103	MCR2150-7,A7	V_{RRM}	500 V
2N4174	2N4190	2N6368					MCR2150-8,A8		600 V
		MCR220-9					MCR2150-9,A9		700 V
		2N6369					MCR2150-10,A10		800 V
100		300[1]				250	150	MAXIMUM ELECTRICAL CHARACTERISTICS	I_{TSM} (Amps) 60 Hz
30						40	50		I_{GT} (mA)
1.5						2.0	2.5		V_{GT} (V)
- 40 to + 100		- 40 to + 125				- 40 to + 100	- 40 to + 125		T_J Operating Range (°C)

SCR specifications (Courtesy of Motorola, Inc.)



Unijunction Transistors — UJT

Highly stable devices for general-purpose trigger applications and as pulse generators (oscillators) and timing circuits. Useful at frequencies ranging (generally) from 1.0 Hz to 1.0 MHz. Available in low-cost plastic package TO-226AA (TO-92) and in hermetically sealed metal package (Case 22A).



Case 29-02
TO-226AA
TO-92

Case 22A-01
TO-220AB
TO-18

Case 22-03
TO-206AA
TO-18

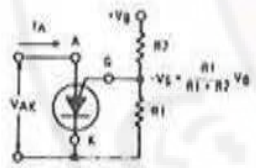
Device Type	η Min	η Max	I_P μA Max	I_{EB20} μA Max	I_V mA Min
Plastic TO-92					
MU10	0.50	0.85	5.0	1.0	1.0
2N4870	0.56	0.75	5.0	1.0	2.0
2N4871	0.70	0.85	5.0	1.0	4.0
MU2646	0.56	0.75	5.0	12	4.0
MU4891	0.55	0.82	5.0	0.01	2.0
MU4892	0.51	0.69	2.0	0.01	2.0
MU4893	0.55	0.82	2.0	0.01	2.0
MU4894	0.74	0.86	1.0	0.01	2.0
Metal TO-18					
MU20	0.50	0.85	5.0	1.0	1.0
2N2646	0.56	0.75	5.0	12	4.0
2N2647	0.68	0.82	2.0	0.2	8.0
2N3980	0.68	0.82	2.0	0.01	1.0
2N4851	0.56	0.75	2.0	0.1	2.0
2N4852	0.70	0.85	2.0	0.1	4.0
2N4853	0.70	0.85	0.4	0.05	6.0
2N4948*	0.55	0.82	2.0	0.01	2.0
2N4949*	0.74	0.86	1.0	0.01	2.0
2N5431*	0.72	0.80	0.4	0.01	2.0

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

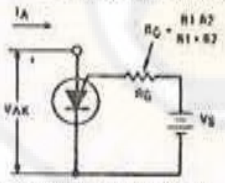
Characteristic		Figure	Symbol	Min	Typ	Max
*Peak Current		2,9,11	I_P			
(V_S = 10 Vdc, R_G = 1.0 MΩ)	2N6027			–	1.25	2.0
	2N6028			–	0.08	0.15
(V_S = 10 Vdc, R_G = 10 k ohms)	2N6027			–	4.0	5.0
	2N6028			–	0.70	1.0
*Offset Voltage		1	V_T			
(V_S = 10 Vdc, R_G = 1.0 MΩ)	2N6027			0.2	0.70	1.6
	2N6028			0.2	0.50	0.6
(V_S = 10 Vdc, R_G = 10 k ohms)	(Both Types)			0.2	0.35	0.6
*Valley Current		1,4,5,	I_V			
(V_S = 10 Vdc, R_G = 1.0 MΩ)	2N6027			–	18	50
	2N6028			–	18	25
(V_S = 10 Vdc, R_G = 10 k ohms)	2N6027			70	270	–
	2N6028			25	270	–
(V_S = 10 Vdc, R_G = 200 Ohms)	2N6027			1.5	–	–
	2N6028			1.0	–	–
* Gate to Anode Leakage Current		–	I_{GAO}			
(V_S = 40 Vdc, T_A = 25°C, Cathode Open)				–	1.0	10
(V_S = 40 Vdc, T_A = 75°C, Cathode Open)				–	3.0	–
Gate to Cathode Leakage Current (V_S = 40 Vdc, Anode to Cathode Shorted)		–	I_{GKS}	–	5.0	50
* Forward Voltage (I_F = 50 mA Peak)		1,8	V_F	–	0.8	1.5
* Peak Output Voltage (V_B = 20 Vdc, C_C = 0.2 μF)		3,7	V_O	6.0	11	–
Pulse Voltage Rise Time (V_B = 20 Vdc, C_C = 0.2 μF)		3	t_r	–	40	80

*Indicates JEDEC Registered Data

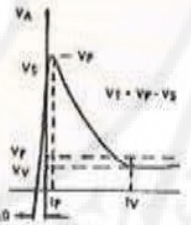
– ELECTRICAL CHARACTERIZATION



1A PROGRAMMABLE UNIJUNCTION WITH "PROGRAM" RESISTORS R1 and R2

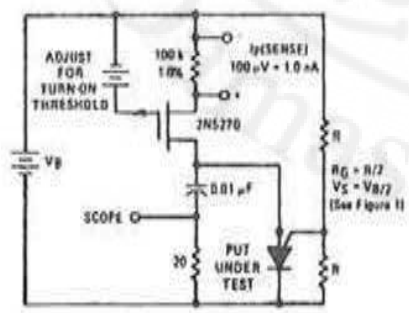


1B EQUIVALENT TEST CIRCUIT FOR FIGURE 1A USED FOR ELECTRICAL CHARACTERISTICS TESTING (ALSO SEE FIGURE 7)

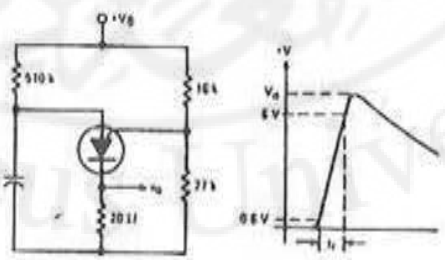


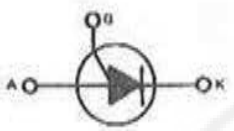
1C ELECTRICAL CHARA

– PEAK CURRENT (I_p) TEST CIRCUIT



– V_o AND t_r TEST CIRCUIT







2N6027
2N6028

40 VOLTS
375 mW

DS 7620

SILICON PROGRAMMABLE UNIJUNCTION TRANSISTORS

. . . designed to enable the engineer to "program" unijunction characteristics such as R_{BB}, η, I_V, and I_P by merely selecting two resistor values. Application includes thyristor-trigger, oscillator, pulse and timing circuits. These devices may also be used in special thyristor applications due to the availability of an anode gate. Supplied in an inexpensive TO 92 plastic package for high volume requirements, this package is readily adaptable for use in automatic insertion equipment.

- Programmable – R_{BB}, η, I_V and I_P.
- Low On-State Voltage – 1.5 Volts Maximum @ I_F = 50 mA
- Low Gate to Anode Leakage Current – 10 nA Maximum
- High Peak Output Voltage – 11 Volts Typical
- Low Offset Voltage – 0.35 Volt Typical (R_G = 10 k ohms)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Dissipation (1) Derate Above 25°C	P_F $1/\theta_{JA}$	375 5.0	mW mW/°C
DC Forward Anode Current (2) Derate Above 25°C	I_T	200 2.67	mA mA/°C
*DC Gate Current	I_G	±50	mA
Repetitive Peak Forward Current 100 µs Pulse Width, 1.0% Duty Cycle *20 µs Pulse Width, 1.0% Duty Cycle	I_{TRM}	1.0 2.0	Amp Amp
Non-Repetitive Peak Forward Current 10 µs Pulse Width	I_{TSM}	5.0	Amp
*Gate to Cathode Forward Voltage	V_{GKF}	40	Volt
*Gate to Cathode Reverse Voltage	V_{GKR}	-5.0	Volt
*Gate to Anode Reverse Voltage	V_{GAR}	40	Volt
*Anode to Cathode Voltage	V_{AK}	±40	Volt
Operating Junction Temperature Range	T_J	-50 to +100	°C
*Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C

*Indicates JEDEC Registered Data
(1) JEDEC Registered Data is 300 mW, derating at 4.0 mW/°C.
(2) JEDEC Registered Data is 150 mA.

Photodiodes

Package	Type Number	Light Current μA Typ	@ Vη Volts	H mW/cm²	V(BR)R Volts Min	Dark Current nA Max	@ Volts
 Actual Size  Case 209-02 Metal Convex Lens	MRD500	9.0	20	5.0	100	2.0	20
 Actual Size  Case 210-01 Metal Flat Lens	MRD510	2.0	20	5.0	100	2.0	20
 Actual Size  Case 349-01 Plastic, Style 1	MRD721	4.0	20	5.0	100	10	20

Phototransistors

Package	Type Number	Light Current mA Typ	@ V_{CC}	H mW/cm²	V(BR)CEO Volts Min	t_r, t_f μs	@ V_{CC} Typ
 Actual Size  Case 173-01 Plastic, Style 1	MRD150	2.2	20	5.0	40	2.5 4.0	20
 Case 82-05 Metal, Style 1 Actual Size 	MRD310	3.5	20	5.0	50	2.0 2.5	20
	MRD300	8.0	20	5.0	50	2.0 2.5	20
	MRD3050	0.1 Min	20	5.0	30	2.0 2.5	20
	MRD3051	0.2 Min	20	5.0	30	2.0 2.5	20
	MRD3054	0.5 Min	20	5.0	30	2.0 2.5	20
	MRD3055	1.5 Min	20	5.0	30	2.0 2.5	20
	MRD3056	2.0 Min	20	5.0	30	2.0 2.5	20
 Actual Size  Case 81A-06 Metal, Style 1* Case 81A-07 Metal, Style 1	MRD601, 611*	1.5	5.0	20	50	1.5 1.5	30
	MRD602, 612*	3.5	5.0	20	50	1.5 1.5	30
	MRD603, 613*	8.0	5.0	20	50	1.5 1.5	30
	MRD604, 614*	8.5	5.0	20	50	1.5 1.5	30
 Actual Size  Case 349-01 Plastic, Style 2	MRD701	0.5	5.0	0.5	30	10 60*	5.0*

Photodarlingtons

Package	Type Number	Light Current mA Typ	@ V_{CC}	H mW/cm²	V(BR)CEO Volts Min	t_r, t_f μs	@ V_{CC} Typ
 Actual Size  Case 82-05 Metal, Style 1	MRD370	10	5.0	0.5	40	15 40	5.0
	MRD360	20	5.0	0.5	40	15 65	5.0
 Actual Size  Case 349-01 Plastic, Style 2	MRD711(1)	25	5.0	0.5	60	125 150*	5.0*

(1)Photodarlington with integral base-emitter resistor

Typical specifications for light-sensitive devices (Courtesy of Motorola, Inc.)

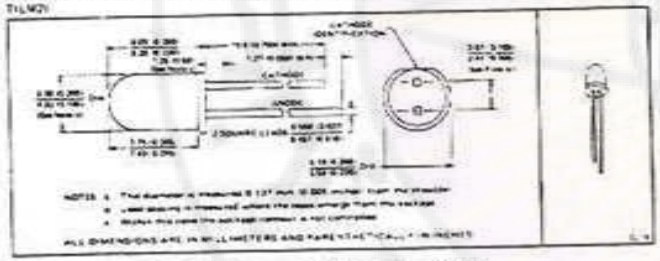
TYPES TIL224, TIL228, TIL234
GALLIUM PHOSPHIDE LIGHT-EMITTING DIODES

YELLOW, RED, OR GREEN HIGH INTENSITY LIGHT SOURCES

- Good Viewing Angles
- Rugged Construction
- Solid-State Reliability
- Compatible with TTL Circuitry
- Versatile Mounting on PCB, Panel, or Socket

DEVICE	DESCRIPTION
TIL224	
TIL228	
TIL234	

mechanical data



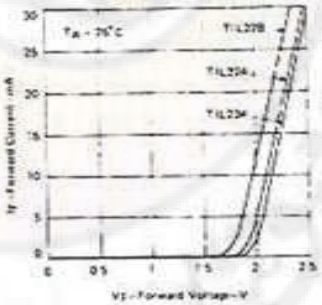
absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

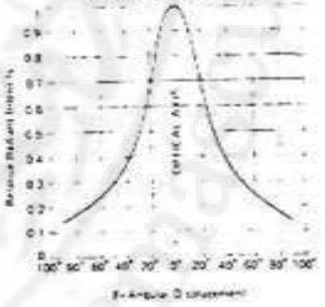
Reverse Voltage	5 V
Continuous Forward Current (See Note 1)	50 mA
Peak Forward Current (See Note 2)	1 A
Operating Free-Air Temperature Range	−40°C to 80°C
Storage Temperature Range	−40°C to 100°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Case for 3 Seconds	260°C

operating characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
I_v	I_F = 20 mA	TIL224	2			mcd
		TIL224-1	4			
		TIL228	2			
		TIL228-1	4			
		TIL234	0.8			
		TIL234-1	2			
λ_p	I_F = 20 mA	TIL224		585		nm
		TIL228		635		
		TIL234		700		
B_{HI}	I_F = 20 mA			10		°
V_F	I_F = 20 mA				2.2	V
I_R	V_R = 5 V				100	μA

TYPICAL CHARACTERISTICS





Light-emitting–diode (LED) specifications (Courtesy of Texas Instruments, Inc.)

SOLID-STATE DISPLAYS WITH RED, GREEN, OR YELLOW CHARACTERS

7.62-mm (0.300-inch) Character Height

Continuous Uniform Segments

Wide Viewing Angle

High Contrast

Yellow and Green Displays are Categorized for Uniformity of Luminous Intensity and Wavelength among Units within Each Category

	SEVEN SEGMENTS WITH RIGHT AND LEFT DECIMALS, COMMON ANODE	SEVEN SEGMENTS WITH RIGHT DECIMAL, COMMON CATHODE	PULSE/MINUS WITH LEFT DEC
RED	TIL312	TIL313	TIL327
GREEN	TIL314	TIL315	TIL328
RED †	TIL333	TIL334	TIL335
YELLOW	TIL339	TIL340	TIL341

† Red † stands for high efficiency red

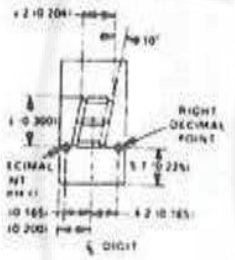
anical data

5 a. The true position spacing (T.P.) between centerlines is 2.54 mm (0.100 inch). Each pin centerline is within 0.26 mm (0.010 inch) of its true longitudinal position relative to pin 1.

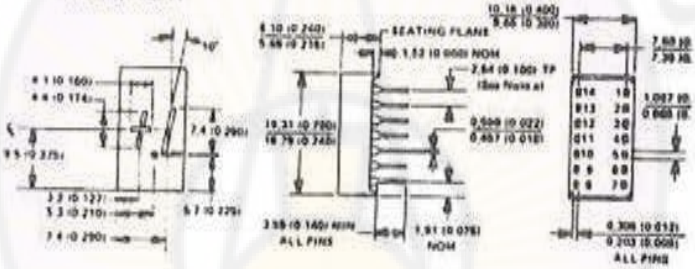
b. All dimensions associated with segments and decimal points are nominal.

c. Left decimal point of TIL313, TIL315, TIL334, and TIL340 is not operational.

TIL312 THRU TIL315, TIL333, TIL334, TIL339, TIL340

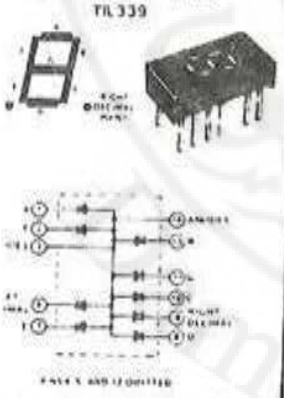


TIL327, TIL328, TIL335, TIL341

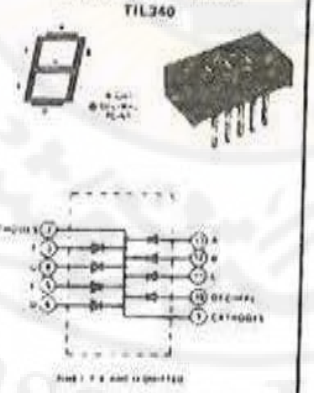


ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS AND PARENTHETICALLY IN INCHES

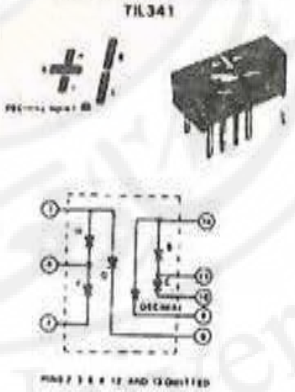
TIL312, TIL314, TIL333, TIL339



TIL313, TIL315, TIL334, TIL340



TIL327, TIL328, TIL335, TIL341



segment–display specifications (Courtesy of Texas Instruments, Inc.)

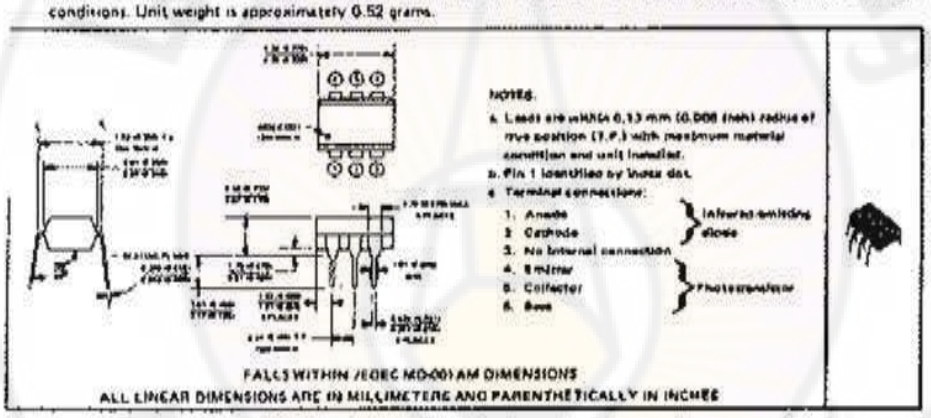
OPTOCOUPLERS

COMPATIBLE WITH STANDARD TTL INTEGRATED CIRCUITS

- Gallium Arsenide Diode Infrared Source Optically Coupled to a Silicon N-P-N Phototransistor
- High Direct-Current Transfer Ratio
- High-Voltage Electrical Isolation . . . 1.5-kV or 2.5-kV Rating
- Plastic Dual-In-Line Package
- High-Speed Switching: t_r = 5 µs, t_f = 5 µs Typical

mechanical data

The package consists of a gallium arsenide infrared-emitting diode and an n-p-n silicon phototransistor mounted on a 6-lead frame encapsulated within an electrically nonconductive plastic compound. The case will withstand soldering temperature with no deformation and device performance characteristics remain stable when operated in high-humidity conditions. Unit weight is approximately 0.52 grams.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Input-to-Output Voltage: TIL111	±1.5 kV
TIL114, TIL116, TIL117	±2.5 kV
Collector-Base Voltage	70 V
Collector-Emitter Voltage (See Note 1)	30 V
Emitter-Collector Voltage	7 V
Emitter-Base Voltage	7 V
Input-Diode Reverse Voltage	3 V
Input-Diode Continuous Forward Current at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 2)	100 mA
Continuous Power Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature:	
Infrared-Emitting Diode (See Note 3)	150 mW
Phototransistor (See Note 4)	150 mW
Total, Infrared-Emitting Diode plus Phototransistor (See Note 5)	250 mW
Storage Temperature Range	−55°C to 150°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Case for 10 Seconds	260°C

NOTES: 1. This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.
2. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 1.33 mA/°C.
3. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 2 mW/°C.
4. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 2 mW/°C.
5. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 3.33 mW/°C.

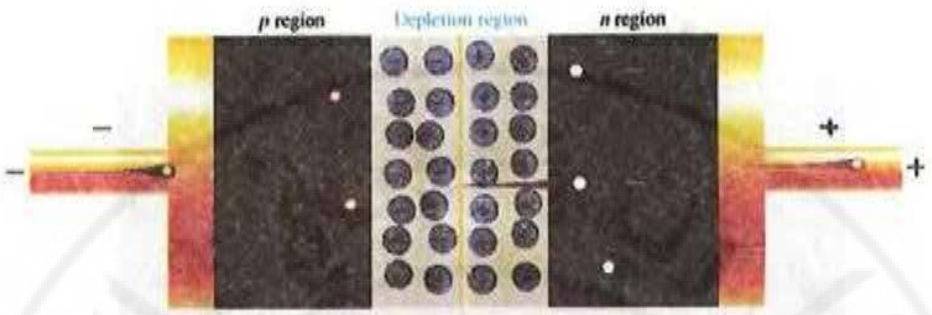
اللجنة العلمية: د. جورج صنيج
د. نديم شاهين
د. شحادة موسى

المدقق اللغوي: د. مظهر مكية

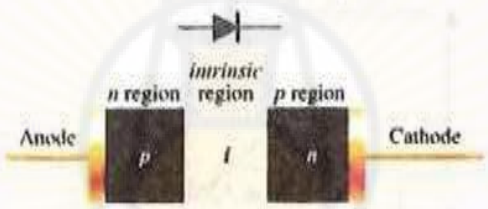
حقوق الطبع والترجمة والنشر محفوظة لمديرية الكتب والمطبوعات

وقل رب زدني علما
Damascus University

وقل رب زدني علما
جامعة دمشق
Damascus University

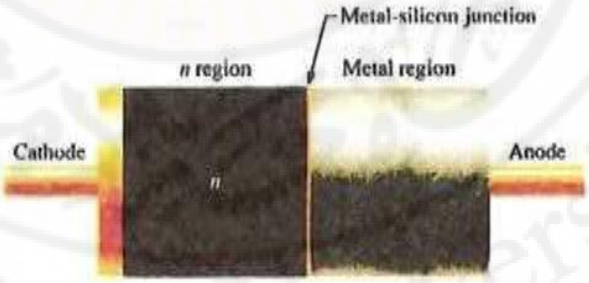


The extremely small reverse current in a reverse-biased pn junction is due to the minority carriers from thermally generated electron-hole pairs.

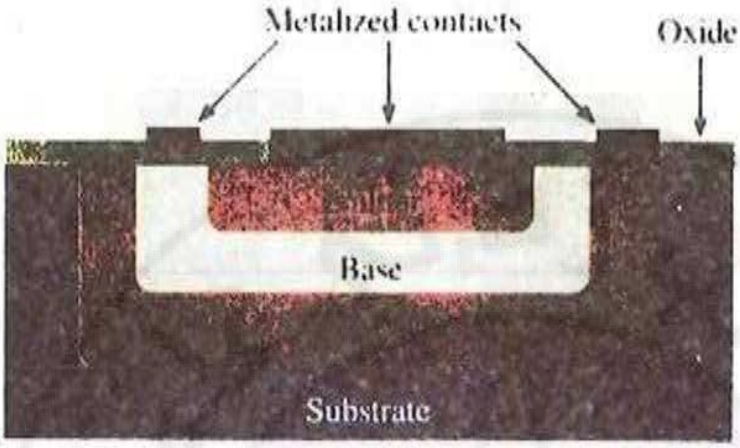


PIN diode.

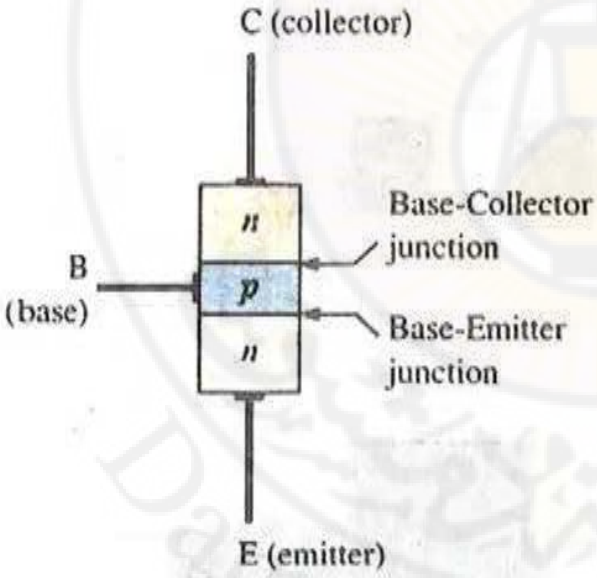
Basic internal construction of Schottky diode.



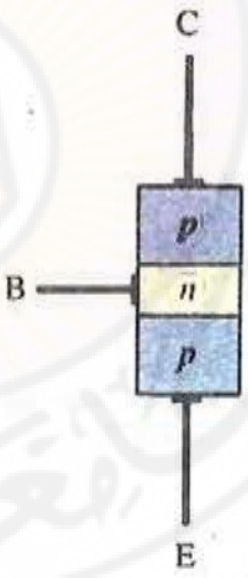
Damascus University



(a) Basic epitaxial planar structure

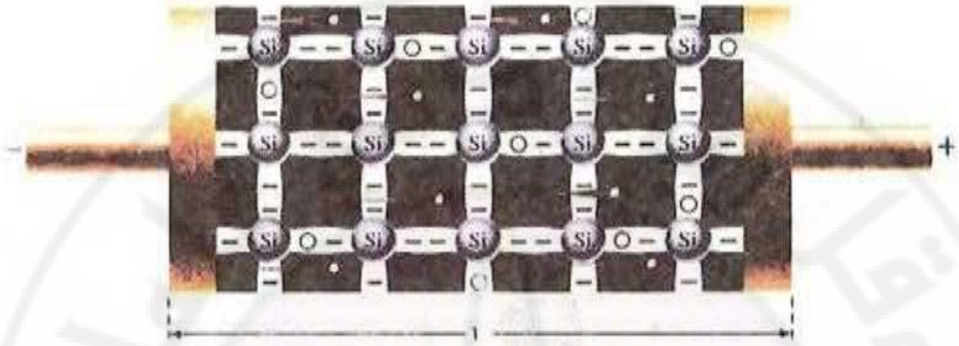


(b) *npn*

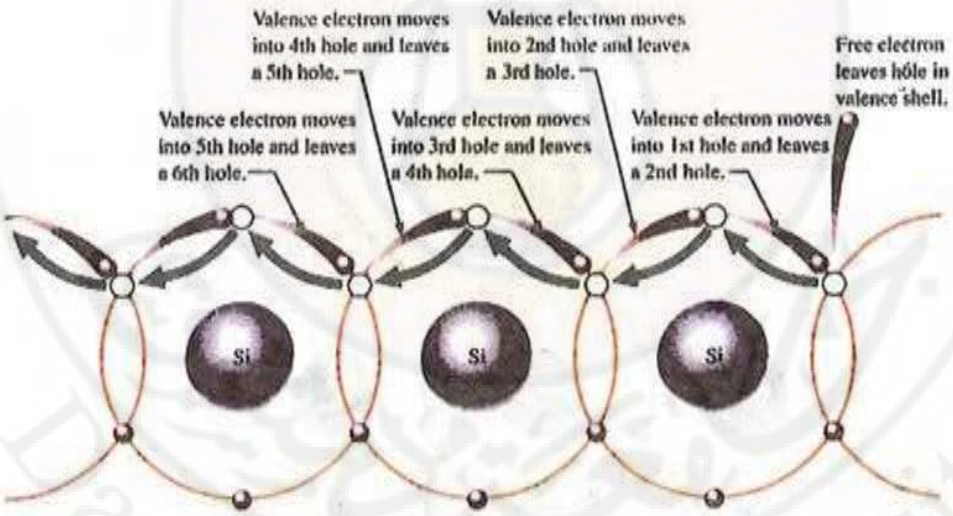


(c) *pnp*

ملحـــــــق (VIII)
أشـــــكال ملوّنـــــة توضيحيـــّة

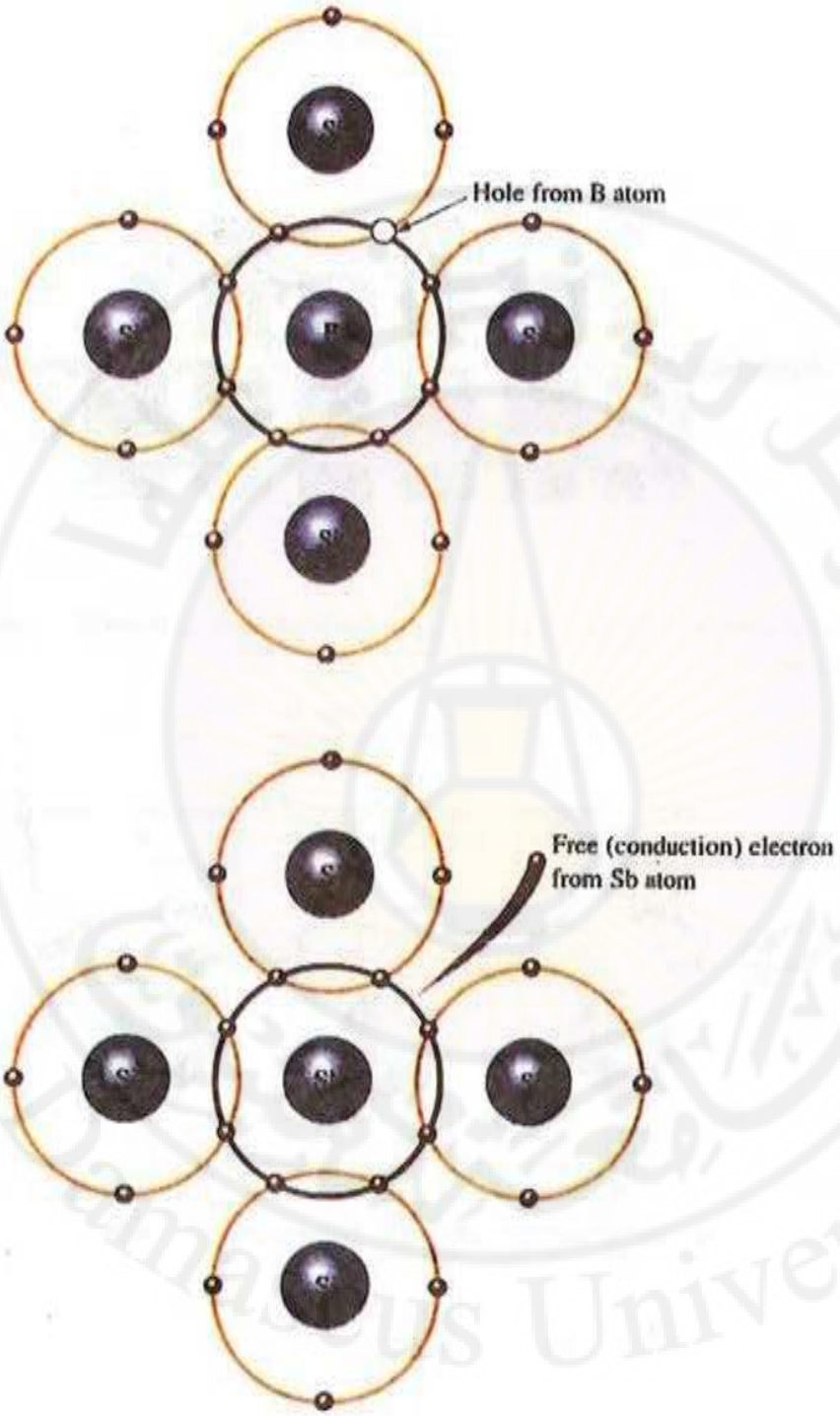


Electron current in intrinsic silicon is produced by the movement of thermally generated free electrons.



As a valence electron moves left to right to fill a hole while leaving another hole behind, a hole has effectively moved from right to left.

Hole current in intrinsic silicon.


Hole from B atom
Free (conduction) electron
from Sb atom

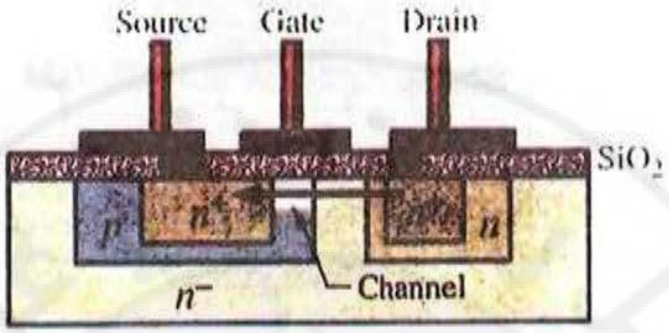
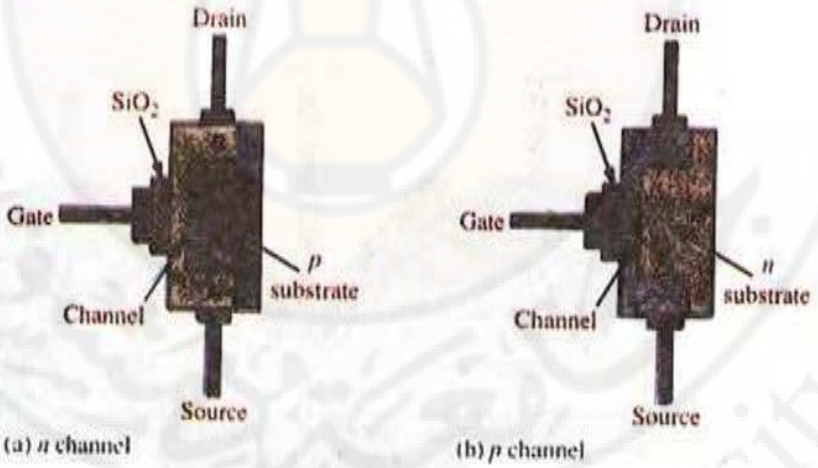
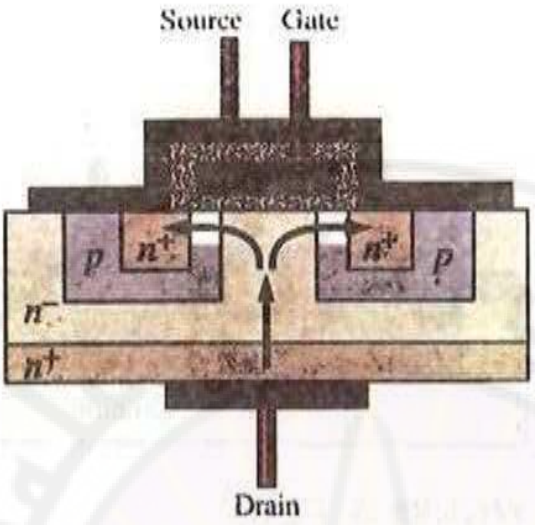


FIGURE 8–35
Cross section of LDMOSFET structure.



Representation of the basic structure of D-MOSFETs.



Cross section of TMOS structure.

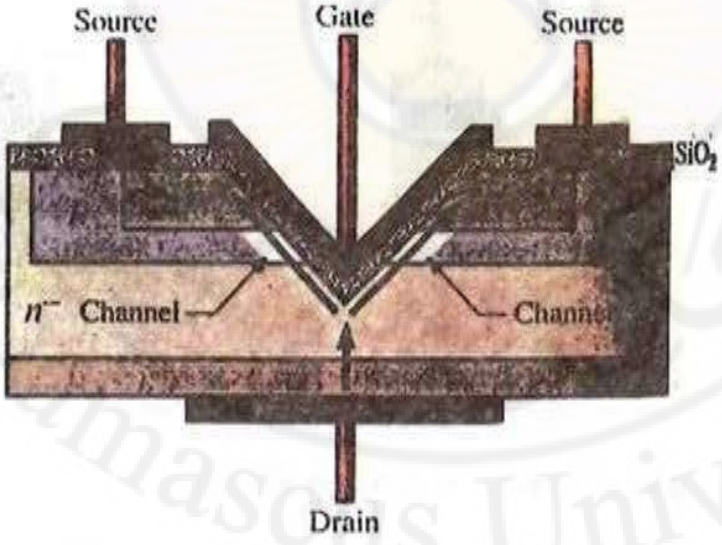
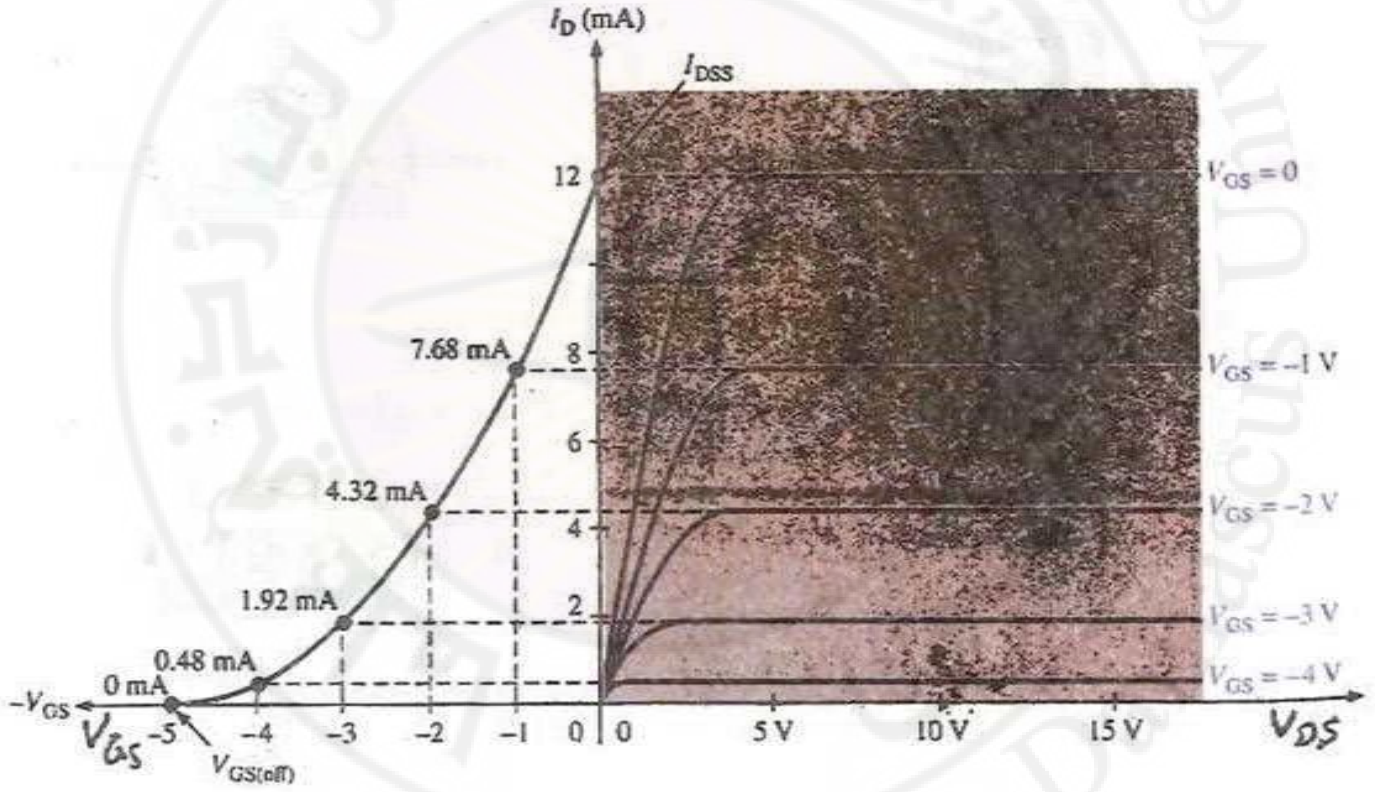
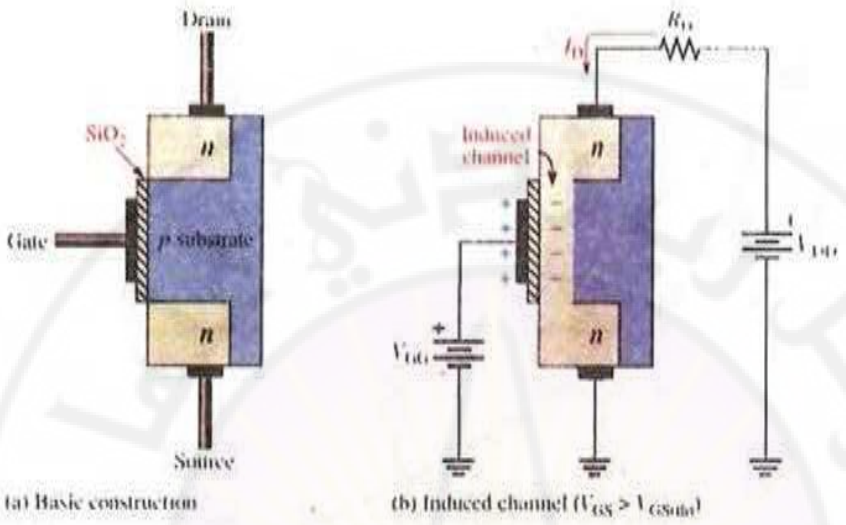


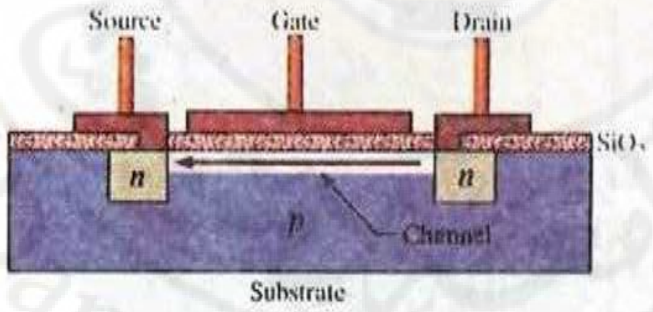
FIGURE 8–36
Cross section of VMOS structure.

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$$

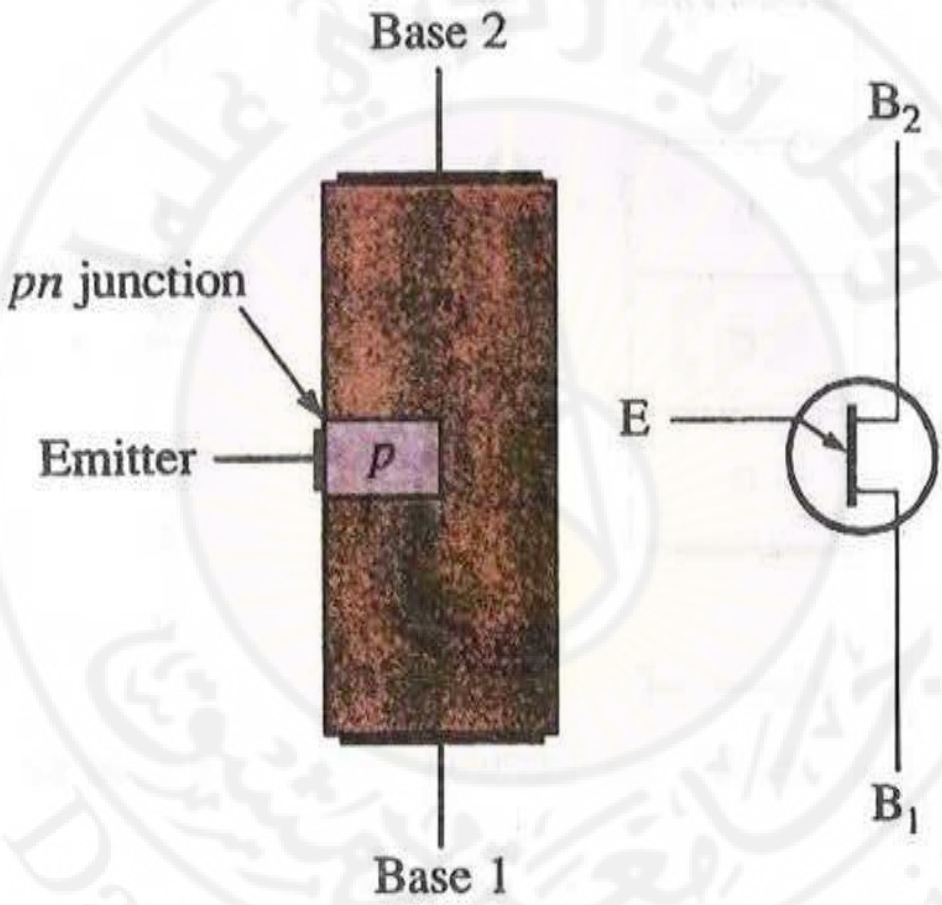


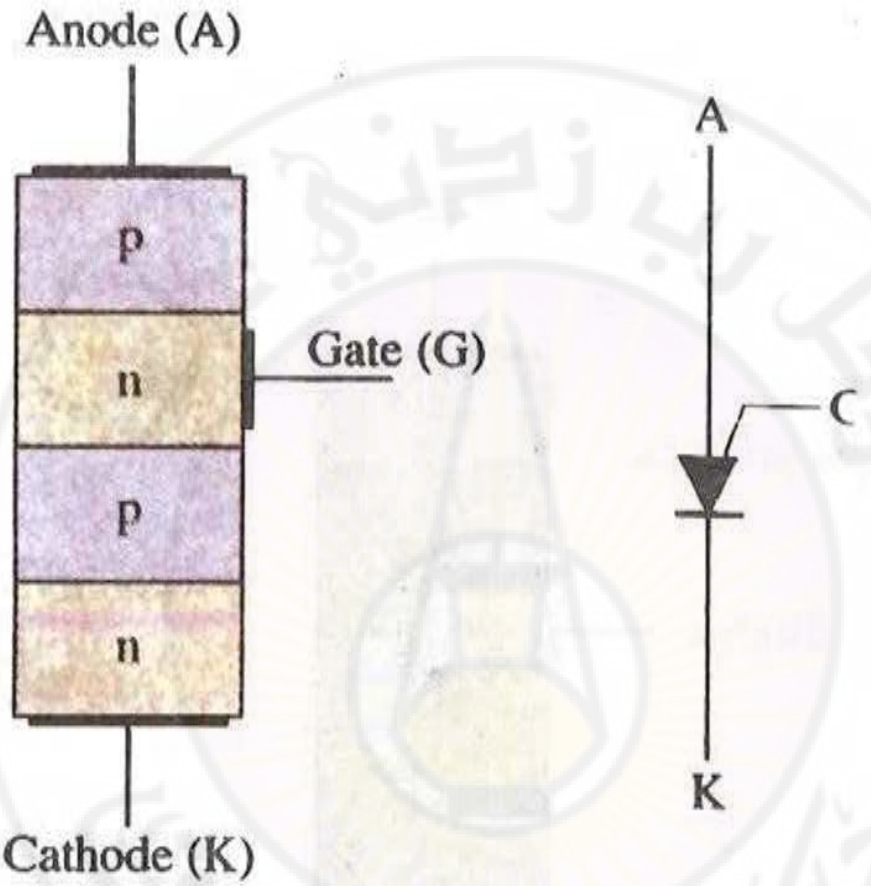


E-MOSFET construction and operation (n-channel).



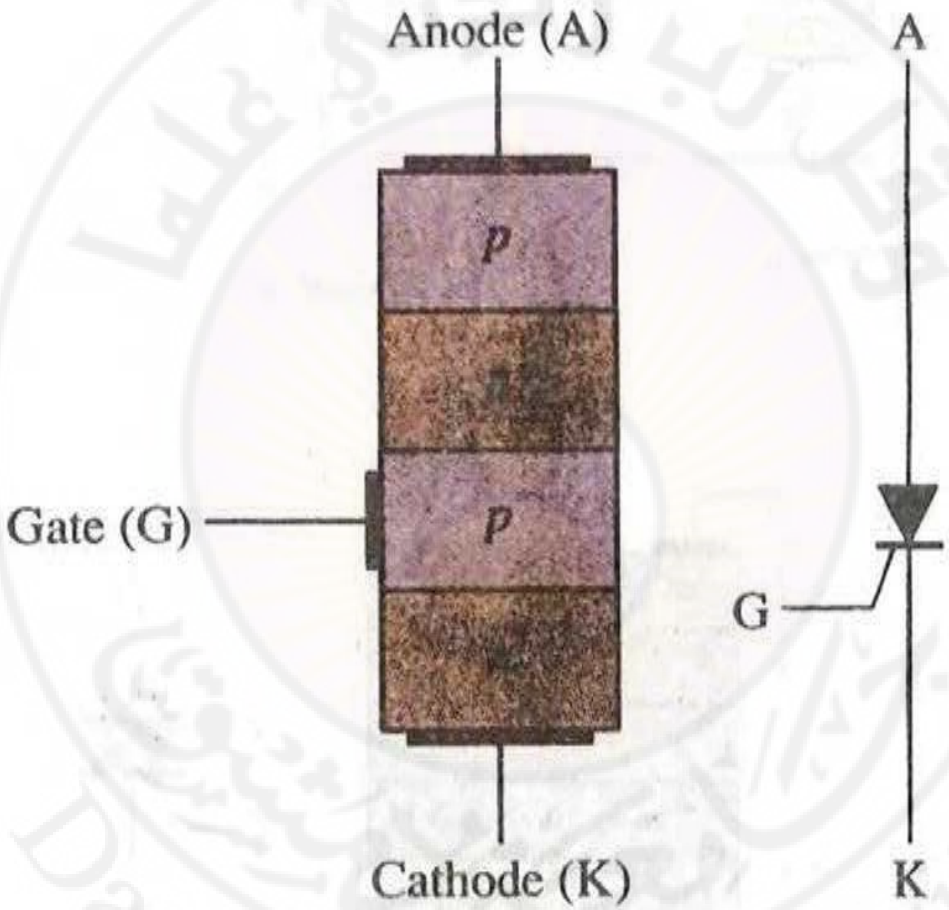
Cross section of conventional E-MOSFET structure.

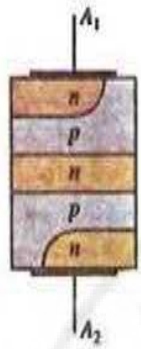

Base 2
B2
pn junction
E
Emitter
p
B1
Base 1



(a) Basic construction (b) Symb

programmable unijunction transistor


Anode (A)
P
N
P
N
Gate (G)
Cathode (K)
A
G
K

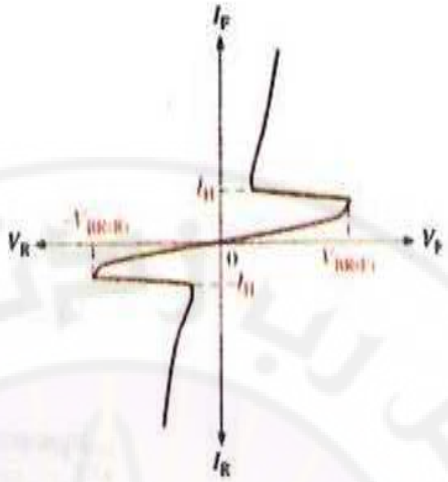


(a) Basic construction

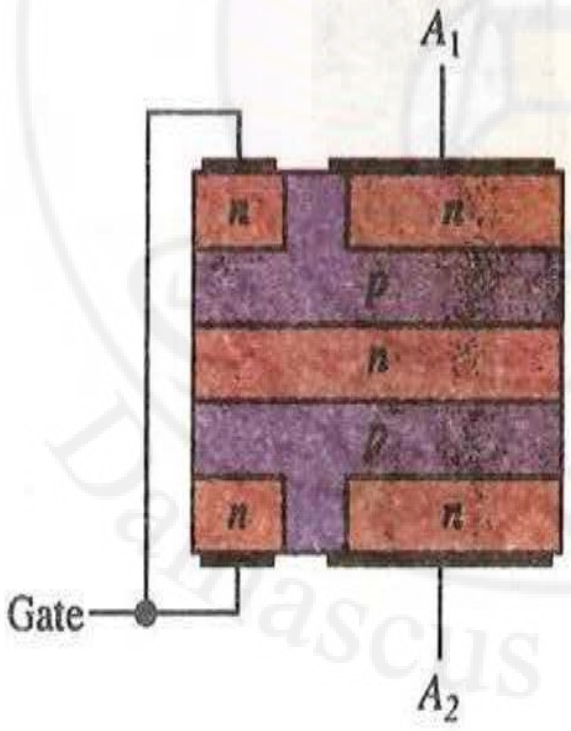


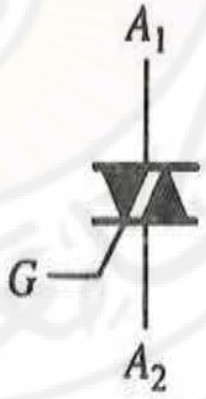
(b) Symbol

The diac.

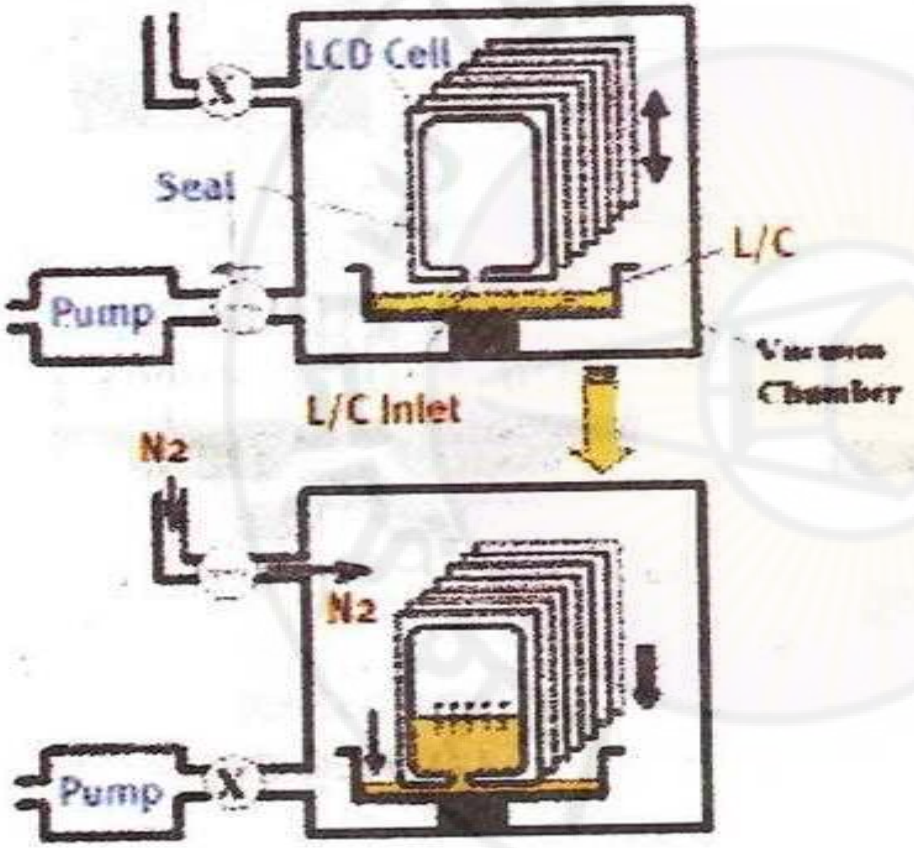


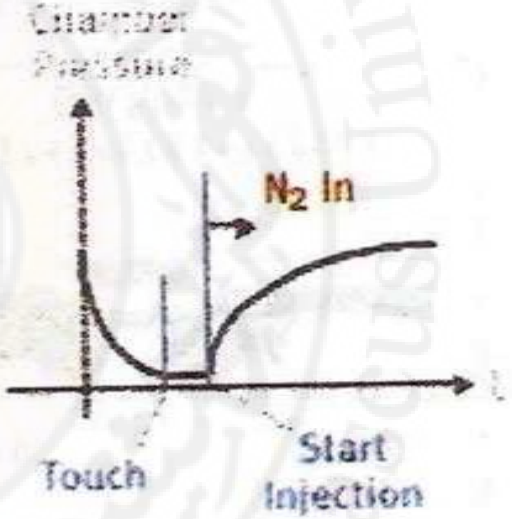
Diac characteristic curve.

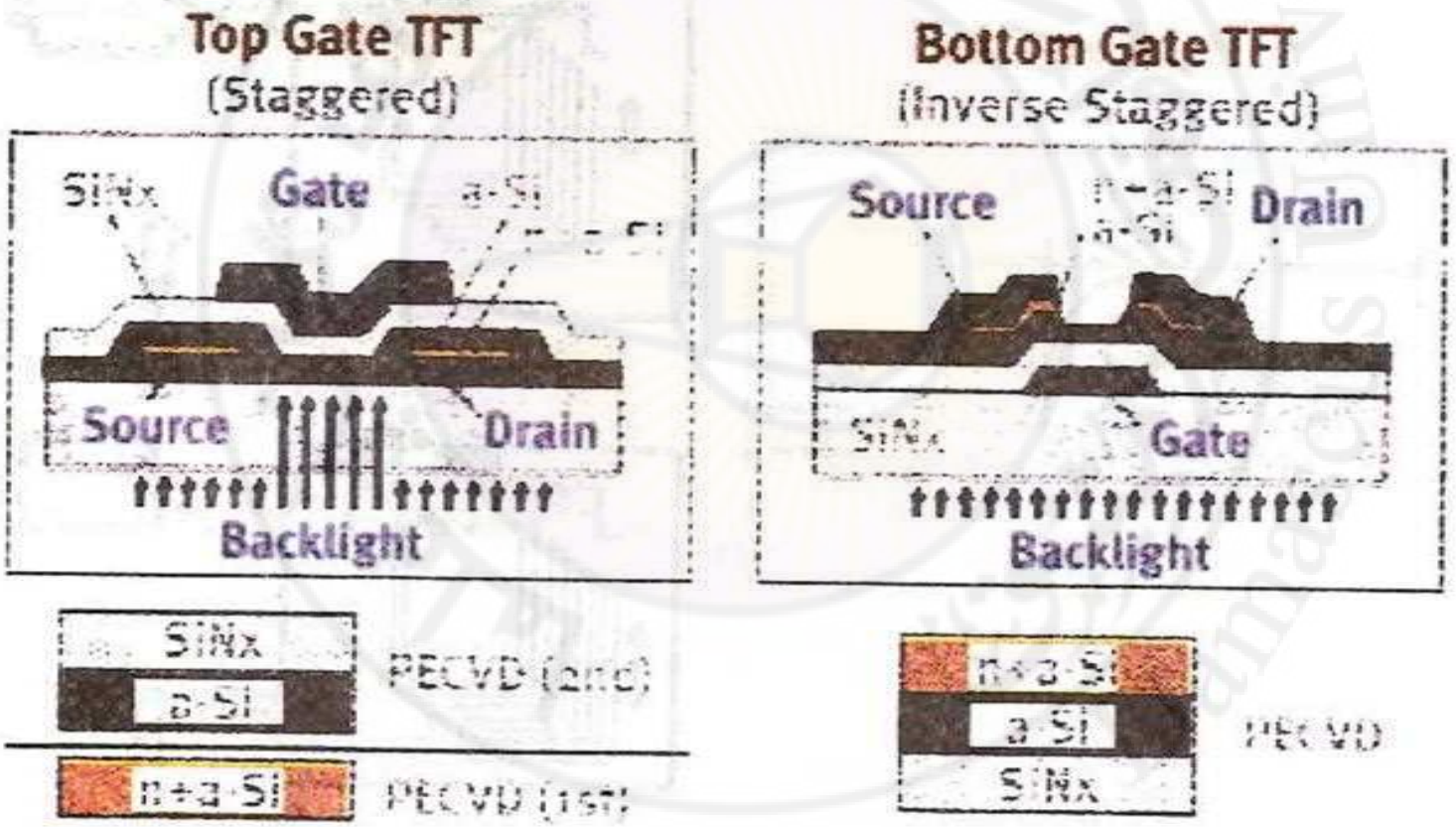


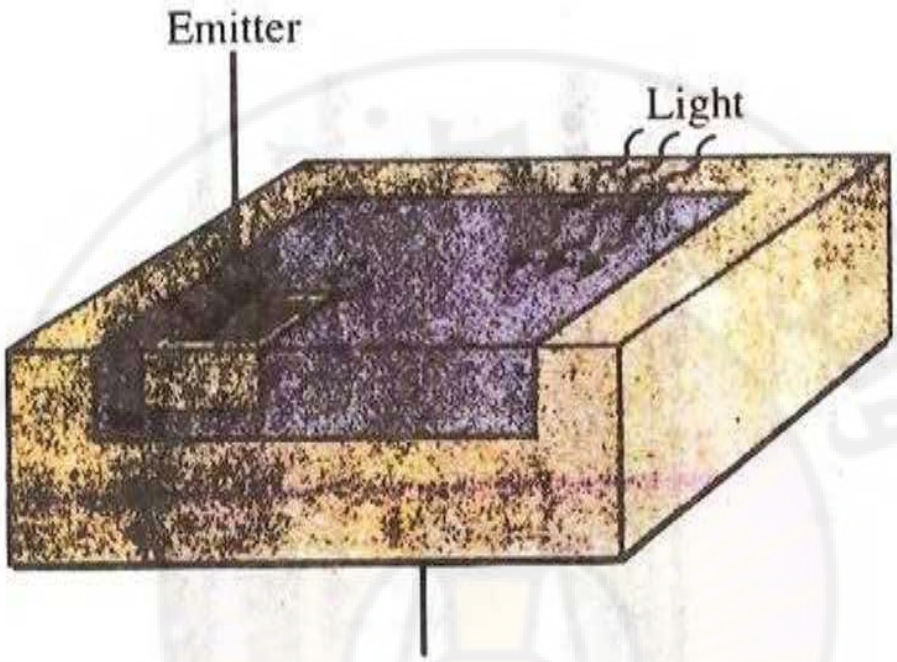


The triac.

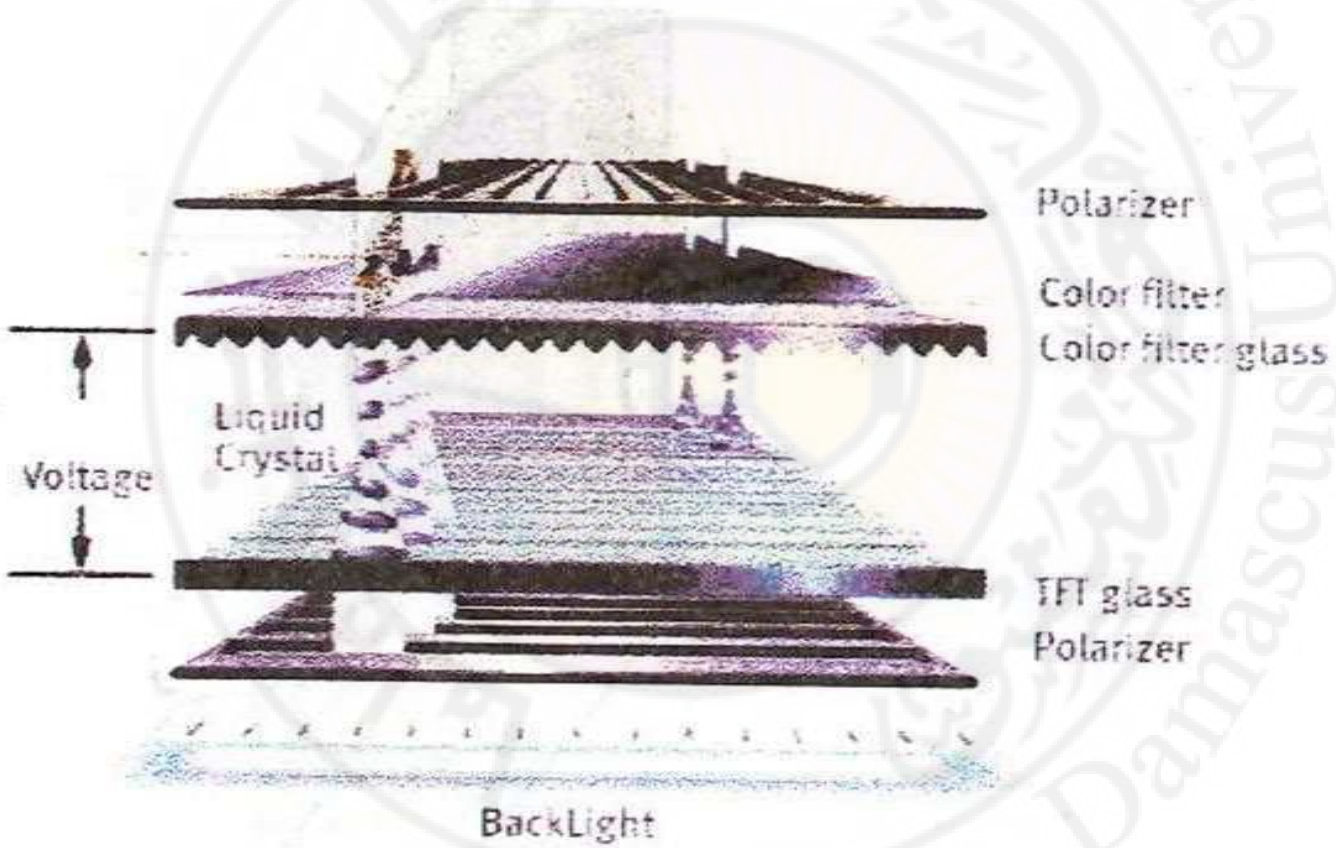

LCD Cell
Seal
L/C
Pump
Vacuum Chamber
L/C Inlet
N2
N2
Pump


Chamber Pressure
N2 In
Touch
Start Injection


Top Gate TFT
(Staggered)
SiNx
Gate
a-Si
Source
Drain
Backlight
SiNx
a-Si
PECVD (2nd)
n+a-Si
PECVD (1st)
Bottom Gate TFT
(Inverse Staggered)
Source
n+a-Si
Drain
a-Si
SiNx
Gate
Backlight
n+a-Si
a-Si
SiNx
PECVD



Damascus University


Polarizer
Color filter
Color filter glass
Liquid
Crystal
Voltage
TFT glass
Polarizer
BackLight