الفصل الرابع

فيزياء اشباه الموصلات

Semiconductor Physics

4 – 1 المقدمة :

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

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

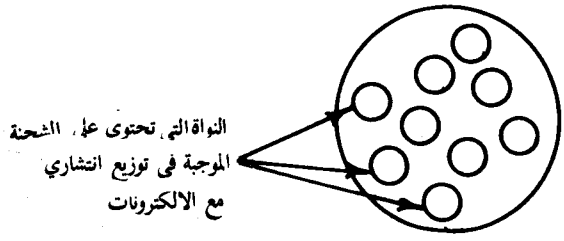
2 – 4 النماذج الذرية الكلاسيكية Classical Atomic Models

لقد ادى اكتشاف الالكترون من قبل ثومسون J. J. Thomson عام 1897 ، الى فهم اكبر من ذي قبل للتركيب الذري وذلك من خلال الاستنتاج .

أ– بان جميع ذرات المواد تحتوي على هذه الالكترونات وحيث ان الالكترونات تمتلك شحنات سالبة وان الذرات ككل متعادلة كهربائياً لذا فان كل ذرة يجب ان تحتوي على عدد كاف من الشحنات الموجبة لتعادل الشحنات السالبة للالكترونات .

ب– ان كتلة الالكترون صغيرة بحيث يمكن اهمالها بالنسبة لكتلة اخف ذرة مما يدل على ان معظم كتلة الذرة ناتجة عن كتل الجسيمات التي تحتويها النواة .

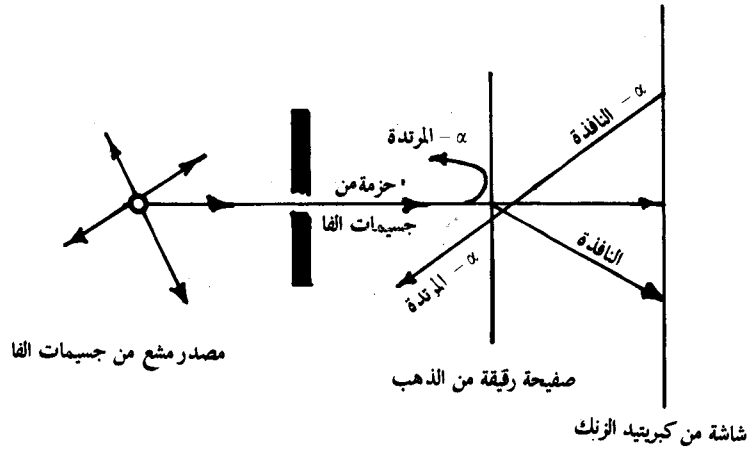
وعلى هذا لاساس فقد اقترحت عدد من النماذج الذرية التي تصف وضع الشحنات السالبة والموجبة داخل الذرة وكان من ابرزها إنموذج ثومسون للذرة والذي ينص على ان الذرات هي اجسام كروية منتظمة نصف قطرها حوالي (10^{-10}m) تحمل شحنات موجبة مرصعة بالالكترونات – انظر الشكل (1)



الشكل (١) : انموذج ثومسون

وعلى الرغم من اهمية التركيب الذري للمواد فان دراسة تجريبية لأنموذج ثومسون لم تتم الا بعد مرور ثلاثة عشر عاما من تقديمه حيث قام كل من كايكر ومارسدين Geiger and Marsden عام ١٩١١ بناءاً على توجيه من العالم ارنيست راذرفورد Rutherford ، بتجربة تم فيها استخدام جسيمات الفا alpha particles المنبعثة من العناصر المشعة (كعنصر الراديوم Ra على سبيل المثال كأداة فاحصة لتركيب الذرات .

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

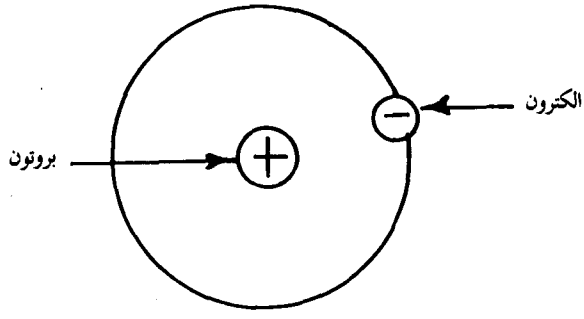


الشكل (2) تجربة راذرفورد

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

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

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



الشكل (٣) : – انموذج راذرفورد للذرة

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

3 – 4 انموذج بور Bhor Model

لقد رأينا توا ان انموذج راذرفورد للذرة يفترض ان الذرة تتكون من نواة ثقيلة موجبة متمركزة في حيز صغير جدا في مركز الذرة تحيط بها الكترونات كافية على مسافة كبيرة نسبياً حيث تظهر الذرة ككل متعادلة وان الالكترونات في هذا الانموذج يجب ان تكون متحركة والا فانها لن تستطيع المحافظة على استقرارها بسبب وجود القوة الكولومية التي تجذبها نحو المركز وكمثال جيد على هذا الانموذج الذري دعنا نأخذ ذرة الهيدروجين هذه الذرة تتكون من نواة موجبة الشحنة « البرتون) والكترون واحد يدور حولها .وعلى فرض ان مدار هذا الالكترون هو دائري لذا فان القوة المركزية (F) المتولدة بسبب من القوة الكولومية تكون مساوية – حسب قانون نيوتن الثاني للحركة – لكتلة الالكترونات مضروبة بالتعجيل المركزي $\left(\frac{v^2}{r}\right)$. اي ان

$$F = m\frac{v^2}{r} = \frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r^2} \qquad \ldots (1)$$

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

فضلا عن هذا فان الالكترون يمتلك طاقة كامنة (V) ايضا ، وذلك لوقوعه على مسافة r من النواة تكون مساوية لـ $(-e^2/4\pi\varepsilon_0 r)$. وحيث ان الطاقة الكلية لاي جسم تساوي الطاقة الحركية $\left(\frac{1}{2}mv^2\right)$ زائداً طاقته الكامنة لذا فان الطاقة الكلية (W) للالكترون تكون مساوية لـ

$$W = \frac{1}{2}mv^2 - \frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r} \qquad \ldots (2)$$

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

$$W = -\frac{e^2}{8\pi\varepsilon_0 r} \qquad \ldots (3)$$

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

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

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

قام بور عام ١٩١٣ بوضع فرضيتين اساسيتين هما .

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

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

$$\lambda = \frac{h}{mv} \qquad \ldots (4)$$

وعند التعويض عن v من المعادلة (1) نحصل على

$$\lambda = \frac{h}{e}\sqrt{\frac{4\pi\varepsilon_0 r}{m}} \qquad \ldots (5)$$

وحيث ان مدار الالكترون هو محيط دائري نصف قطره 1r ويساوي $2\pi r$ لذا فان شرط الحصول على مدار مستقر هو

$$n\lambda = 2\pi r \qquad n = 1, 2, 3, \ldots \qquad \ldots (6)$$

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

$$\frac{nh}{e}\sqrt{\frac{4\pi\varepsilon_0 r_n}{m}} = 2\pi r_n \qquad \ldots (7)$$

وعليه فان انصاف اقطار المدارات المستقرة للالكترون تكون

$$r_n = \frac{n^2 h^2 \varepsilon_0}{\pi m e^2} \qquad n = 1, 2, 3, \ldots \qquad \ldots (8)$$

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

$$r_1 = 0{\cdot}53 \times 10^{-10}\ m$$

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

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

او ان

$$r_2 = 2{\cdot}12 \times 10^{-10}\ m$$

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

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

$$W_n = -\frac{me^4}{8\varepsilon_0^2 h^2}\left(\frac{1}{n^2}\right) \qquad n = 1, 2, 3 \qquad \ldots (10)$$

تشير المعادلة (10) الى ان مدارات الالكترون المختلفة تتضمن طاقات مختلفة وطاقة الالكترون W_n تتحدد بنصف قطر المدار r_n او بعبارة اخرى بالعدد الكمي الاساسي (n) . هذه الطاقات تمثل مستويات الطاقة levels energy للذرة – انظر الشكل (٤)

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

لقد استطاع هذا العالم من صياغة معادلة تفاضلية موجية لوصف سلوك الالكترون عند وقوعه تحت تأثير قوة خارجية اي تحت تأثير مجال جهد $U(x, y, z)$ ان مهمة ميكانيك الكم تتلخص في حساب دالة الموجة (ψ) لجسيم يقع تحت تأثير قوة خارجية وان حل معادلة شرودينكير لنظام معين يعني ايجاد هذه الدالة ψ . وعلى الرغم من ان ψ ليس لها معنى فيزياوي فان مربع قيمتها المطلقة $|\psi|^2$ عند نقطة ولحظة معينتين تتناسب مع احتمالية مشاهدة الجسيم عند تلك النقطة واللحظة المعينة . فعلى سبيل المثال عند التعويض عن الطاقة الكامنة بـ $\left(-\frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r}\right)$ لالكترون ذرة الهيدروجين في معادلة شرودينكر فاننا سنجد ان حل هذه المعادلة يؤدي بنا الى علاقة تمثل طاقة الكترون مرتبط بالذرة تساوي تماما مستويات الطاقة التي يتم الحصول عليها من نظرية بور لذرة الهيدروجين . اي ان

$$E_n = -\frac{me^4}{32\pi^2\varepsilon_0^2 h^2}\left(\frac{1}{n^2}\right) \qquad (14)$$

حيث ان

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

4 - 4 - 1 مبدأ الاستبعاد لباولي Pauliss exclusion principle

على الرغم من أن عنوان هذا البند هو « انموذج الميكانيك الموجي » الا أن الاشارة اليه لم تتم على نحو صريح وأنما كان كلامنا منصبا بالدرجة الاساس على الاعداد الكمية الاربعة n, l, m_l, m_s . والسؤال الان هو : ماعلاقة هذه بذاك ؟

في سنة ١٩٢٥ وضع باولي مبدأ يعرف الان « بمبدأ الاستبعاد لباولي » يستخدم لتخصيص الاعداد الكمية الى الالكترونات في الذرة وينص هذا المبدأ على أن : لايمكن ان يوجد الكترونان في الذرة بنفس الحالة الكمية . اوبعبارة أخرى : لايمكن لأكثرمن

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

4 – 4 – 2 التركيب الالكتروني : Electronic structure :–

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

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

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

K L M N O القشرات الذرية

هذه القشرات تنقسم بدورها أقساماً ثانوية (قشرات) subshell تبعا للقيم المختلفة لـ l وتعرف بـ ... f, d, p, s طبقا للقيم $l = 0, 1, 2, 3 ...$ وعلى التوالي .

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

الجـــدول

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

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

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

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

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

واخيراً لكل قيمة لـ m_l هناك قيمتان للعدد الكمي المغناطيسي البرمي m_s $\left(\frac{1}{2}, -\frac{1}{2} \right)$ وعليه فكل قشرة ثانوية تحوي في الاكثر $2(2l + 1)$ من الالكترونات وكل قشرة تحوي في الاكثر على $2n^2$ من الالكترونات .

على اية حال تكون الذرة في حالتها المستقرة عندما تحتل جميع الكتروناتها اوطأ مستويات الطاقة الممكنة وعلى سبيل المثال ذرة عنصر الهيدروجين وهي ابسط الذرات وفيها $Z = 1$ ، تتميز حالتها الاعتيادية بالاعداد الكمية $n = 1$ و $l = 0$ و $m_l = 0$ اما m_s فقد ياخذ القيمة $+\frac{1}{2}$ او $-\frac{1}{2}$ والذرة التالية هي ذرة عنصر الهليوم وفيها $Z = 2$ ، اي الكترونين في القشرة K حيث ان $n = 1$ ، $l = 0$ وكذلك $m_l = 0$ اما m_s فتساوي $+\frac{1}{2}$ لاحداهما و $-\frac{1}{2}$ للالكترون الاخر وبهذا فان هذا المدار

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

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

$1s^2\ 2s^2\ 2p^1$

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

$1s^2\ 2s^2\ 2p^6\ 3s^1$

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

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

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

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

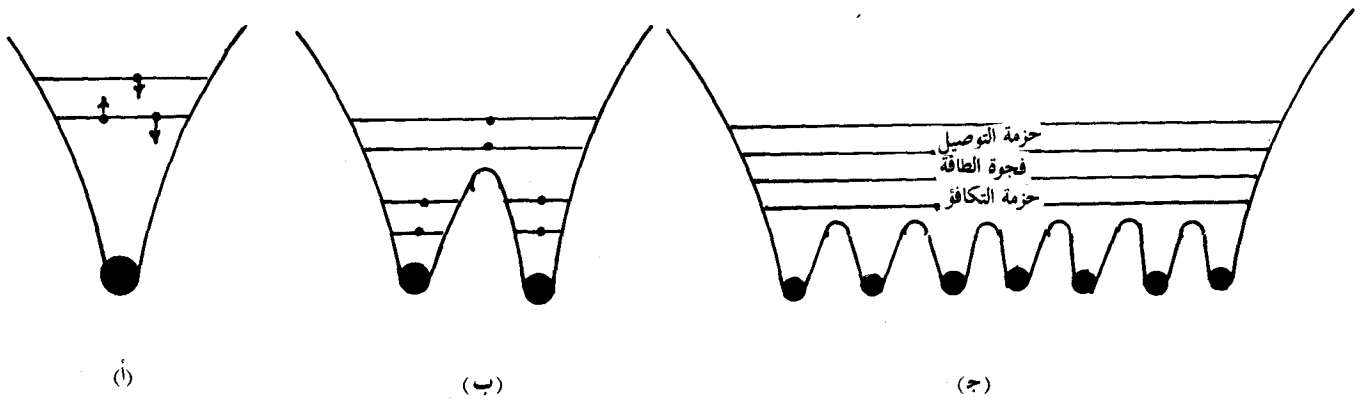
ان السؤال الذي يعنينا هنا اكثر من غيره هو : هل ان التركيب الالكتروني للمواد

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

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

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

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



الشكل (٥) : مستويات الطاقة في الذرة المنفردة ومجموعة الذرات

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

مما تقدم يتضح لنا ان تجمع N من الذرات سوف يؤدي الى شطر المستويات الذرية الى N من مستويات الطاقة . وحيث ان الفرق في الطاقة بين هذه المستويات يكون صغيراً جدا (يساوي 5×10^{-23} eV $= \frac{5}{10^{23}}$ على فرض ان $N = 10^{23}$ درة وان مجموع الطاقة الكلية لهذه المستويات يساوي 5 اليكترون فولت (قيمة نموذجية)) لذا فان هذه المستويات تبدو كانها مستمرة ويطلق عليها لذلك بحزمة الطاقة energ band . تكون حزمة الطاقة في ذرة الليثوم الخاصة بالمستوى 1s ، مملوءة بالالكترونات وتسمى بحزمة التكافؤ valance band اما الحزمة الخاصة بالمستوى 2s في ذرة الليثوم فتكون نصف مشغولة (لانها بالاساس تحتوي على الكترون واحد من مجموع الكترونيين) وتسمى بحزمة التوصيل conduction band . اما المنطقة التي تفصل بين الحزمتين فتدعى بفجوة الطاقة energy gap .

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

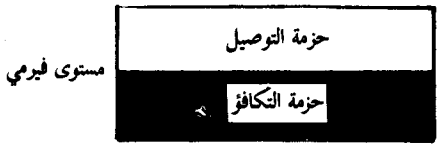
6 – 4 الموصلات والعوازل واشباه الموصلات
Conductors Insulators and Semiconductors

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

1 - 6 - 4 الموصـــلات conductors : -

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

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



الشكل(٦أ) : – حزم الطاقة في الموصل

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

$$F = -eE \qquad \ldots (15)$$

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

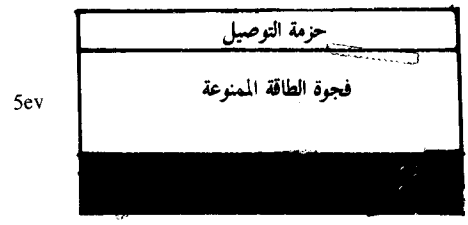
$$v_d = -\mu_e E \qquad (16)$$

حيث μ_e هي حركية الكترون وهي موجبة بالتعريف وتقاس بوحدات المتر المربع لكل فولت – ثانية والقيم النموذجية هي 0·0012 للالمنيوم و 0·0032 للنحاس و 0·0056 للفضة .

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

2 - 6 - 4 العوازل : insulator :-

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

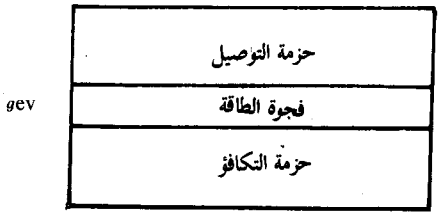


الشكل (٦ب) : – حزم الطاقة في العازل

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

4 – 6 – 3 اشبـــاه الموصـــلات Semiconductors :–

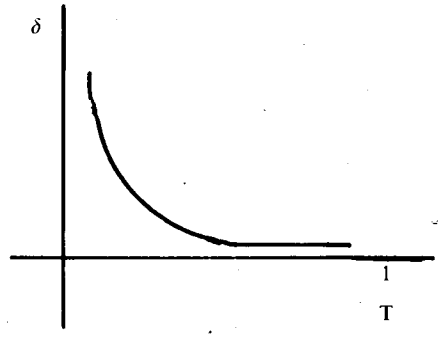
لايختلف مخطط الطاقة لاشباه الموصلات – انظر الشكل 6 ج – عن نظيره فـي العوازل الا في سعة فجوة الطاقة حيث تكون قيمتها في اشباه الموصلات في حدود 1.1 eV او اقل . وتتميز هذه الموادبكونها عازلة insulutor عند درجة حرارة الصفر المطلق (حيث تكون حزمة التوصيل فارغة اي لاتوجد طاقة كافية عند أي الكترون لكي ينتقل الى حزمة التوصيل) وموصلة conductors عند الدرجات الحرارية العالية . مـــن جهة أخرى عنـد درجة حرارة الغرفـة (27°C = 300°K) يكتسب عـدد مـن الالكترونات الطاقة الكافية لكي ينتقل الى حزمة التوصيل الا ان التيار الناتج يكون صغيراً بحيث لايمكن الاستفادة منه في معظم التطبيقات وعند هذه الدرجة لاتكون المادة شبه الموصلة عازلا جيدا كما لاتكون موصلا جيداً ولهذا تدعى شبه موصل semiconductor



الشكل (٦ جـ) : – حزم الطاقة في شبه الموصل

4 – 7 اشباه الموصلات النقية Intrinsic Semiconductor

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



الشكل (٧) : – تغير التوصلية مع درجة الحرارة

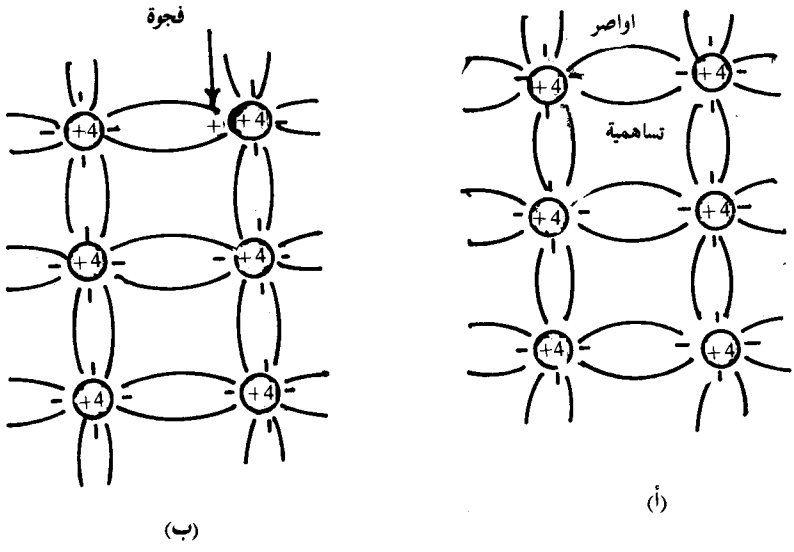
على أية حال فان كثافة الالكترونات في حزمة التوصيل يمكن حسابها بوساطة دالة function تخضع لاحصاء فيرمي – ديراك Fermi-Dirac statistic وتسمى بدالة التوزيع للطاقة energy distribution fuoction التي تعبر عن الاحتمالية f(E) لاي الكترون لاحتلال مستوى من الطاقة (E) عند درجة حرارة T وتعطى بوساطة دالة فيرمي

$$f(E) = \frac{1}{1 + ex_p\left(\frac{E - E_f}{KT}\right)} \qquad \ldots (17)$$

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

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

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



الشكل (٨) : – بلورة تساهمية قبل وبعد تعرضها لجهد خارجي

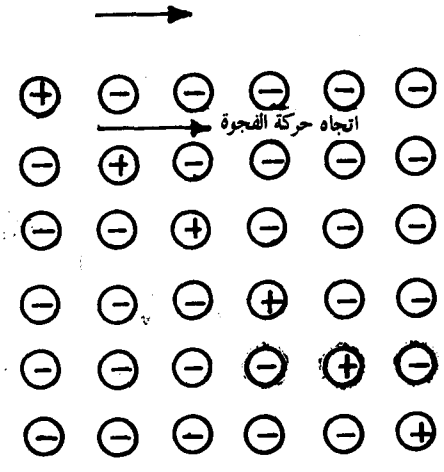
E_g او اكبر . تكون E_g مساوية لـ 0.72 اليكترون فولت بالنسبة لبلورة الجرمانيوم (Ge) و1.1 اليكترون فولت بالنسبة لبلورة السيلكون (Si) . هذا وبعد هذان العنصران من اهم عناصر المجموعة الرابعة المستعملة في الصناعات الالكترونية ولعنصر السيلكون (14) الكترونا في تركيبه الذري تتوزع على الصورة 2 و 8 و4 الكترونات بينما يمتلك عنصر الجرمانيوم (32) الكترونا تكون موزعة على الصورة 2 و8 و18 و 4 الكترونات

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

تعرف الفجوة بانها مكان مستعد لاستقبال الكترون وبهذا فانها سرعان ماتملأ بالالكترون المجاور الذي يعمل بفعل وجود مجال كهربائي ، على كسر الاواصر التي تربطه بالذرة مولداً بذلك فجوة ثانية يتم ملأها ايضا بالكترون آخر وهكذا تستمر العملية مؤدية

بذلك الى حركة الشحنات – انظر الشكل (9) – ومولدة بذلك تياراً يدعى بتيـــار الفجـــوات hole current

ان عملية توليد هذه الازواج من الالكترون – فجوة electron-hole pairs سوف تستمر وعند التوازن الحراري thermal equilibrium يكون عدد الفجوات المتخلفة مساويا لعدد الالكترونات المنتقلة وتعد الطاقة الحرارية اكثر المصادر توليداً لهذه الازواج وتدعى عملية التوصيل الناتجة عن حركة حاملات الشحنة هذه (الفجـــوات والالكترونات) بعملية التوصيل الذاتي intrinsic conduction



الشكل (٩) : – حركة الفجوة في شبه الموصل

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

$$v_h = \mu_h E \qquad (18)$$
$$v_e = \mu_e E$$

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

معروف لدينا ان

$$\Delta I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \qquad \ldots (19)$$

كذلك هو معروف ان

$$\Delta Q = \rho \Delta V \qquad \ldots (20)$$

حيث تمثل ρ الكثافة الحجمية للشحنة و ΔV عنصراً حجمياً . عندالتعويض عن ΔQ اعلاه في المعادلة نحصل على

$$\Delta I = \rho \Delta s \frac{\Delta x}{\Delta t} \qquad \ldots (21)$$

او ان

$$J = \frac{\Delta I}{\Delta s} = \rho v \qquad \ldots (22)$$

حيث تمثل J كثافة التيار السطحية .
بالنسبة لانصاف الموصلات لدينا

$$J_e = \rho_e v_e = ne\, v_e \qquad \ldots (23)$$

وكذلك

$$J_h = \rho_h v_h = pe\, v_h \qquad \ldots (24)$$

حيث تمثل n و p كثافة الالكترونات والفجوات المتولدة وعلى التوالي

$$J = J_e + J_h = ne\, v_e + pe\, v_h \qquad \ldots (25)$$

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

$$J = + ne\,\mu_e E + pe\,\mu_h E \qquad \ldots (26)$$

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

$$J = n_i (\mu_e + \mu_h) e E \qquad \ldots (27)$$

العلاقة بين E و J يمكن ايضا تحديدها بوساطة التوصلية σ من خلال

$$J = \sigma E \qquad \ldots (28)$$

وعليه فان

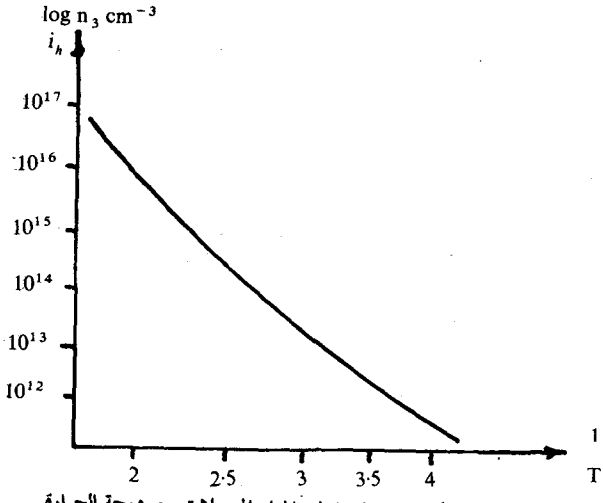
$$\sigma = (\mu_e + \mu_h) n_i e \qquad \ldots (29)$$

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

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

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

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



الشكل (١٠) : – تغير كثافة الالكترونات الحرة في اشباه الموصلات مع درجة الحرارة

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

4 – 8 اشباه الموصلات الشائبة Extrinsic Semiconductor

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

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

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

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

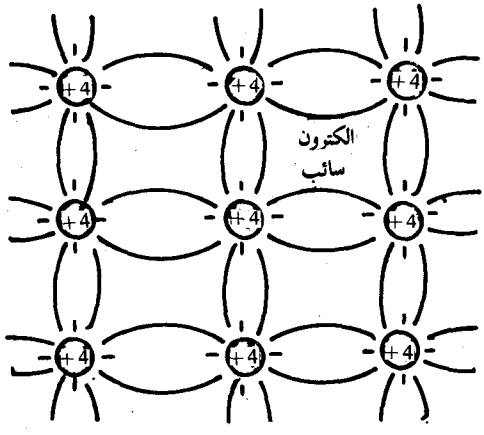
ان اضافة ذرات شائبة الى اشباه الموصلات النقية ، بنسب قليلة تعمل على زيادة الموصلية لهذه المواد فمثلا اذا اضيفت الشوائب بنسبة ذرة واحدة من الشوائب الى 10^8 ذرة جرمانيوم فان ذلك يكفي لزيادة الموصلية بمقدار من 10 الى 15 مرة . كذلك فان اضافة الذرات الشائبة الى اشباه الموصلات النقية تعطينا امكانية التحكم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

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

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

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

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



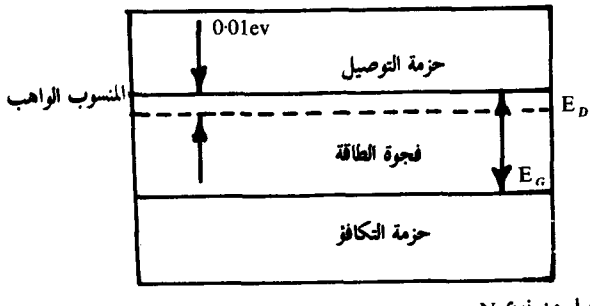
الشكل (١١) : – شبه موصل نوع N

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

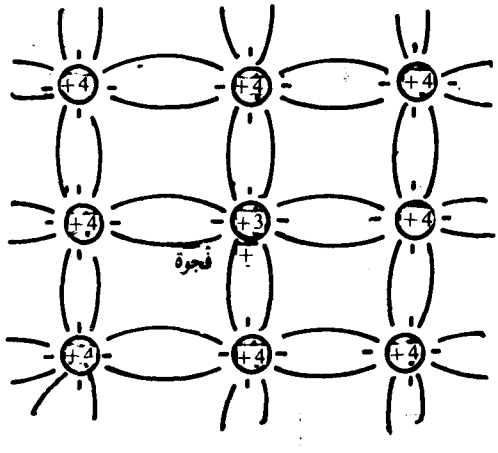
ومن الجدير بالذكر ان ظهور الالكترونات الفائضة في حزمة التوصيل نتيجة لوجود الشوائب لايقابله ظهور الثقوب في حزمة التكافؤ. فهذه الالكترونات لاتنتقل من حزمة التكافؤ كما يحدث ذلك في المادة النقية بل انها تنتقل من مستويات طاقة واقعة تحت حافة حزمة التوصيل (ضمن فجوة الطاقة) وعلى عمق قليل جدا من الطاقة (0.01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

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

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

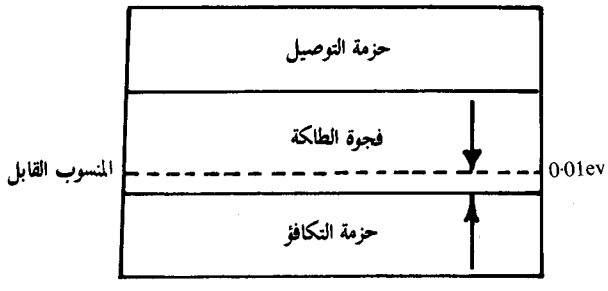


الشكل (١٢) : مخطط الطاقة لشبه موصل من نوع N



الشكل (١٣) : – شبه موصل من نوع P

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



الشكل (١٤) : – مخطط الطاقة لشبه موصل نوع P

3 – 8 – 4 كثافة الشحنات في اشباه الموصلات الشائبة : –

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

$$n_n\, p_n = n_i^2 \qquad \ldots (31)$$

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

وما قيل عن شبه الموصل السالب يصح قوله على شبه الموصل الموجب حيث ان $N_a >> p_i$ ويمكن اعتبار ان $P_p \approx N_a$ اي ان

$$n_p P_p = p_i^2 = n_i^2$$
$$10^{10} \times 10^{16} = (10^{13})^2 \qquad (32)$$

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

9 – 4 سريان التيار في اشباه الموصلات الشائبه :

يسري التيار في المواد بصورة عامة اذا كان هناك .

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

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

جـ – تغير في الازاحة الكهربائية مع الزمن $\left(\frac{dD}{dt}\right)$.

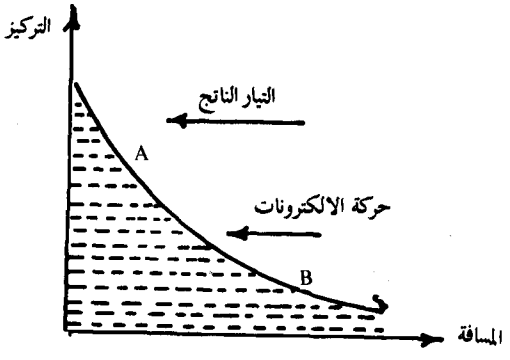
يسمى التيار الناتج عن التغير في الازاحة الكهربائية بتيار الازاحة displacement current وهو يظهر في العوازل فقط اما التيار الناتج عن وجود انحدار في الجهد فيسمى بتيار الحمل او التوصيل وهو يظهر في الموصلات واشباه الموصلات وقد تكلمنا عنه فيما مضى واطلقنا على التيار الناتج من حركية كل الالكترونات في حزمة التوصيل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

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

الانتشار diftusion current (I_D)

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

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



الشكل (١٥) : – تغير تركيز الالكترونات مع المسافة في شبه الموصل

$$J_{Dn} = e D_n \frac{dn}{dx} \qquad \ldots (32)$$

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

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

$$J_{Dp} = - e D_p \frac{dp}{dx} \qquad \ldots (33)$$

حيث يمثل D_p ثابت التناسب ويكون مساويا لـ $\frac{KT}{e}\mu_p$ وتأتي الاشارة السالبة اعلاه بسبب ان اتجاه سريان الفجوات هو في الاتجاه المعاكس لتيار انتشار الفجـوات بينما يكون تيار انتشار الالكترونات في نفس اتجاه سريان الالكترونات .

مما تقدم يتبين لنا انه في حالة تسليط مجال كهربائي على شبه موصل يحمل انحدارا في تركيز الشحنات بداخله فان نوعين من التيار سوف يسريان فيه هما : تيار الانسيـاق وتيار الانتشار وعليه فان كثافة التيار الكلي (J_n) الناجمة عن الالكترونات على سبيـل المثال ، هي .

$$J_n = J_e + J_{Dn} = ne\,\mu_e E + e D_n \frac{dn}{dx} \qquad \ldots (34)$$

وكذلك الحال بالنسبة لكثافة التيار الكلي (J_p) الناجمة عن الثقوب

$$J_p = J_h + J_{Dp} = pe\,\mu_h E - e D_p \frac{dp}{dx} \qquad \ldots (35)$$

اسئلة ومسائل

1)عدد أهم العناصر شبه الموصلة
2) ما المقصود بشبه الموصل الذاتي والشائب
3) ما المقصود بتيار الحمل وكيف يختلف عن تيار الانتشار
4) لماذا اخفق انموذج ثومسن في اعطاء فكرة صحيحة عن الذرة ؟
5) ما الذي يعنيه ان معظم اشعة الفا استطاعت اختراق الصفيحة الذهبية في تجربة راذورفورد . وما معنى ان قسما منها قد ارتد بالاتجاه المعاكس بالنسبة لاتجاهها الاصلي .
6) ما الظروف التي تصبح عندها الحاملات الاقلية اكبر عددا من الحاملات الاكثرية ؟
7) وضح ما دور الحاملات الاقلية في شبه الموصل من نوع N . وضح كذلك كيف يتم توليد الحاملات الاقلية في النوع P .
8) اشرح الاسس لنظرية الحزم المعتمدة للتفريق بين الموصلات والعوازل .
9) اشتق علاقة لكثافة (أ)الالكترونات في حزمة التوصيل (ب) الفجوات في حزمة التكافؤ في شبه الموصل .
10) برهن على ان مستوى فيرمي يقع في منتصف فجوة الطاقة في اشباه الموصلات النقية
11) ماشبه الموصل الشائب ؟ وضح الفرق بين نوع P ونوع N .
12) عرف الحركيّة للشحنات وبين علام تعتمد ؟
13) وضح لماذا يمتلك شبه الموصل الشائب معامل مقاومة موجباً بينما يمتلك شبه الموصل الذاتي معامل مقاومة سالبا مع زيادة درجة الحرارة ؟
14) هل تغير الذرات الشائبة من مقاومة المواد شبه المو صلة ؟ كيف ؟ ولماذا ؟
15) ما شرط الحصول على تيار الانجراف
16) اذكر الشرط الضروري لتوليد تيار الانتشار
17) ما العوامل التي تحدد عدد الشحنات الحرة في المواد
18) ارسم الشكل التخطيطي لمخطط طاقة الحزم للسيلكون في درجة حرارة الصفر المطلق عند درجة حرارة الغرفة
19) اذا كانت الايونات الموجبة لاتستطيع الحركة فكيف تفسر وجود تيار الفجوات ؟
20) ما العملية المعاكسة لعملية توليد ازواج الكترون – فجوة ؟ وضح ذلك
21) ايهما اكبر حركية الالكترونات ام الفجوات ولماذا ؟ وضح ذلك

22) وضح بالتفصيل كيفية تكون حاجز الجهد في وصلة الـ PN

23) نصف موصل نقي من الجرمانيوم يمتلك مقاومية 0.45 اوم – متر . احسب كثافة حاملات الشحنات (الالكترونات والفجوات) اذا كانت الحركية لهذه الحاملات هي $0.39\ m^2/V$ و $0.19\ m^2/V$ وعلى التوالي

24) نصف موصل من نوع N من الجرمانيوم يمتلك توصلية $200v / m$. افرض ان حركية الالكترونات هي $0.39\ m^2 / V$. احسب كثافة الذرات الشائبة

25) اذا كانت كثافة الالكترونات الحرة في الجرمانيوم النقي عند $300\ k^\circ$ هي $2.4 \times 10^{19} / m^3$ ما مقاومة قضيب من الجرمانيوم ابعاده 1 و 2 ملمتر و 1 سم .

26) اذا كانت كثافة الالكترونات الحرة في السيلكون النقي هي $1.7\times10^{16} / m^3$. احسب مقاومة قطعة من السيلكون طوله 1 و 2 مليمتر و 1 سم.

27) استخدم النتائج في السؤالين اعلاه لحساب النسبة بين مقاومية السيلكون الى مقاومية الجرمانيوم عند درجة الحرارة 300 .

28) احسب النسبة بين عدد الذرات في الجرمانيوم الى ازواج الالكترون – فجوة عند درجة حرارة الغرفة . كذلك احسب المقاومة الذاتية (عدد ازواج الالكترون – فجوة هي $2.4\times10^{19}\ m^{-3}$ عند $300\ k^\circ$) .

الفصل الخامس

الثنائي البلوري

Crystal Diode

1 – 5 المقدمة :

رأينا فيما سبق ، ان بالامكان الحصول على مادة شبه موصلة من نوع موجب P - type او من نوع سالب N – type عن طريق ادخال مادة شائبة ثلاثية التكافؤ او خماسية التكافؤ الى مادة شبه موصلة نقية وعلى التوالي . وعلى الرغم من ان كلا النوعين ، من اشباه الموصلات ، يحتوي على حاملات الشحنة الاكثرية (التي يعتمد عددها على تركيز الذرات الشائبة الداخلة) وكذلك على حاملات الشحنة الاقلية (التي تنتج حراريا وبالتالي يعتمد عددها على درجة حرارة المادة) الا ان هذه المواد ليست بذات اهمية عملية عند استعمالها ، في الدوائر ، بصورة منفردة .

من جهة اخرى يمثل ثنائي الوصلة PN واحدا من اهم الاجهزة الالكترونية ويمكن لهذا الثنائي ان يقوم بعمل الصمام الثنائي المفرغ ويمتاز عليه في كثير من النواحي التي سنأتي على ذكرها لاحقاً .

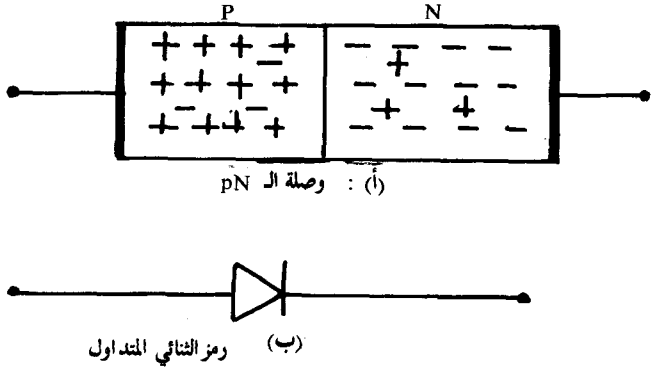
بناءً عليه سنقوم هنا بالتعرف على كيفية الحصول على وصلة الـ PN ومن ثم دراسة العمليات الفيزيائية التي تحدث فيها وكذلك سلوكها الكهربائي وصولا الى اقرار النموذج الكهربائي المكافيء لهذا الثنائي ، كذلك سنحاول التعرف على بعض من الثنائيات الاخرى ومنها : ثنائي زينر والثنائي النفقي .

* هذه التسمية لوصلة الـPN سيكون محل الاستعمال في هذا الفصل وما يليه

ان دراسة هذه الثنائيات ليس ضروريا فقط للتعرف على تطبيقاتها الكثيرة التي سنأتي عليها في فصل لاحق ، وانما ايضا لان فهم عمل هذه الثنائيات ، وعلى وجه الخصوص ثنائي الوصلة pN ، هو ضروري لفهم عمل الترانزستور الذي يشكل اساس الهندسة الالكترونية الحديثة

5 – 2 ثنائي الوصلة pN Junction Diode : PN

يتم الحصول على ثنائي الوصلة pN عند جمع combine النوعيه ، السالب والموجب من شبه الموصل الى بعضهما . ولا يقصد بالجمع هنا ، تقريب احد النوعين الى النوع الاخر بحيث يتلامسا وانما يقصد به ان كلا النوعين من المادة شبه الموصلة السالبة والموجبة ، يتم تصنيعهما على بلورة واحدة من مادة نصف موصلة ، بحيث يصبح احد نصفيها سالبا والنصف الاخر موجباً وذلك عن طريق ادخال المادة الشائبة المناسبة الى نصفي البلورة . يبين الشكل (1أ) ثنائي الوصلة pN اواختصاراً بالثنائي diode ويرمز له عادة بالشكل (1 ب)



الشكل (١)

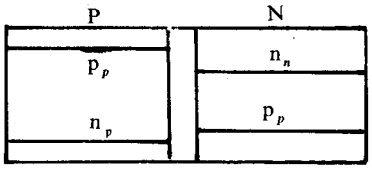
5 – 2 – 1 منطقة الاستنزاف depletion layer :

عند جمع نصفي وصلة الـ PN بالطريقة المذكورة اعلاه وبسبب ان تركيز حاملات الشحنة في اي من النوعين (الالكترونات في النوع السالب والفجوات في النوع الموجب)

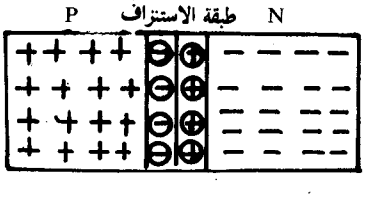
هو اكبر بكثير مما هو في النوع الاخر مما يشير الى عدم وجود انتظام في توزيع اي من هذه الحاملات عبر الوصلة او بعبارة أخرى وجود تحدر في تركيز الالكترونات $\left(\frac{dp}{dx}\right)$ في المنطقة السالبة وكذلك تحدر في تركيز الثقوب $\left(\frac{dp}{dx}\right)$ في المنطقة الموجبة أنظر الشكل (2) . يلاحظ في هذا الشكل وصلة PN يحدث عبرها تغيراً فجائياً من النوع P الى النوع N وبالعكس وتسمى هذه الوصلة أحيانا بالوصلة الفجائية aburpt Junction . ان وجود مثل هذا التحدر سيؤدي بالتالي الى انتقال (او انتشار) بعض الالكترونات الى المنطقة الموجبة عبر الحد في شبه الموصل وكذلك بعض الثقوب في الاتجاه المضاد .

ان عبور الالكترونات الى المنطقة P سوف يجعل منه حاملا اقليا وبوجود الاعداد الكبيرة من الفجوات حوله يكون زمن بقائه قصيراً ، فحال دخوله المنطقة P يسقط في فجوة وعندما يتم هذا فان الفجوة تختفي ويصبح الالكترون الحر الكترونا تكافؤيا . كذلك هو الحال بالنسبة للفجوات العابرة الى المنطقة N حيث تقوم باقتناص الكترون حر من بين الاعداد الكبيرة المحيطة بها .

ان انتشار الحاملات وانتقالها من جهة الى اخرى لايعني انتقال الذرات الأم التابعة لها ، ذلك لان هذه الاخيرة تكون مرتبطة مع مثيلاتها من الذرات الاخرى بأواصر تساهمية يصعب كسرها ، وانما يؤدي الى تكون شحنتين مختلفتي الاشارة على جانبي الحد الفاصل ، في وصلة الـ pN ، بسبب من تخلف الايونات الموجبة في المنطقة N والايونات السالبة في المنطقة P انظر الشكل (3) .



الشكل (٢) : – وصلة فجائية



الشكل (٣) : وصلة الـ pN مع طبقة الاستنزاف

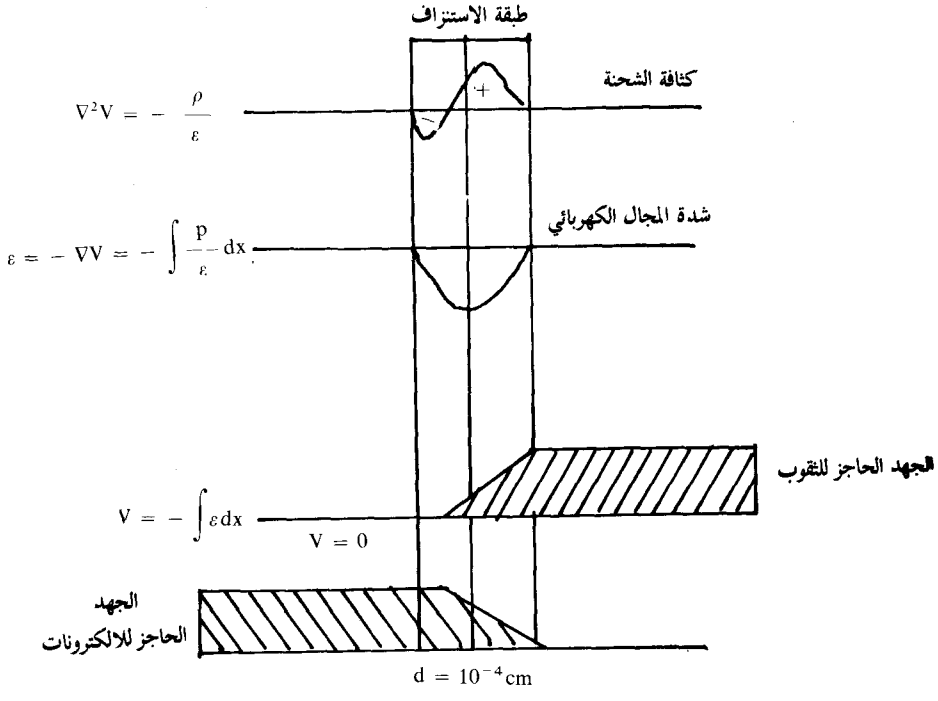
ان كل زوج متكون من الايون الموجب والسالب في الشكل (3) يدعى بثنائي القطب dipole ، وان وجود مثل هذا الثنائي القطب يعني ان الكترونا واحدا من الكترونات حزمة التوصيل وفجوة واحدة قد توقفا عن التجوال وبتزايد اعداد هذه الثنائيات القطبية تخلى المنطقة المتاخمة للحد الفاصل بين وصلتي الـ pN ، من الشحنات المتحركة وتدعى هذه المنطقة الخالية من الشحنات بطبقة الاستنزاف depletion leuyer – انظر الشكل (٣) .

ومن الجدير بالذكر ان معظم مقاومة وصلة الـ pN تتركز في منطقة الاستنزاف حيث تكون مقاومتها كبيرة بالمقارنة مع بقية اجزاء شبه الموصلين P و N .

5 - 2 - 2 الجهـد الحاجـز : The potential barricr

من المعروف ان وجود شحنتين مختلفتين ومفصولتين عن بعضهما بمسافة سوف يعمل على خلق مجال كهربائي يؤدي بدوره الى احداث جهد كهربائي (V_B) عبر وصلة الـ PN يعمل على اعاقة انتشار الحاملات في كلا الاتجاهين ويسمى بالجهـد الحاجـز potential barrier . يوضح الشكل (٤ ب) تغير شدة المجال الكهربائي حول حدود الوصلة بينما يبين الشكل (٤ جـ) الجهد الذي يحجز أو يعيق انتقال ثقوب اكثر ، اما الشكل (٤ د) فيشير الى الجهد الحاجز للالكترونات وعليه فان الشكلين الاخيرين يبدوان كمرتفعين او تلين احداهما يعيق مرور او تسلق الالكترونات والاخر يعيق تسلق الفجوات ولذلك يدعى كل منهما احيانا بمرتفع الجهد potcntial hill وتكون قيمته في غضون بضع اعشار الفولت .

ومن الجدير بالذكر ان ازدياد تركيز الشوائب يؤدي الى ازدياد تركيز الحاملات الاكثرية ومن ثم تزداد اعدادها التي تنتشر عبر الحد الفاصل وبالتالي تنمو كثافة الشحنة المتخلفة ويزداد لذلك قيمة الجهد الحاجز اي يزداد ارتفاعه ويصاحب ذلك تناقص في سمك منطقة الاستنزاف ويرمز لهذا السمك عادة بالرمز d ، وبالنسبة الى الجرمانيوم مثلا ، وعند القيم المتوسطة لتركيز الشوائب ، تتراوح قيمة V_B مابين .0.2 الى 0.3 فولت و d مابين 10^{-5} الى 10^{-4} سم . اما عند قيم التركيز الاعلى التي تستخدم في بعـض الحالات ، فيكون V_B مساويا لـ 0.7 فولت و d مساويا لـ 10^{-6} سم .



الشكل (٤) : – كثافة الشحنة وشدة المجال الكهربائي والجهد الحاجز في منطقة الاستنزاف في وصلة الـ pN

5 – 3 وصلة الـ PN في حالة الاستقرار

ذكرنا انفا ان وجود التحدر في تركيز الالكترونات والفجوات عبر الوصلة PN سيعمل على انتشار هذه الحاملات الاكثرية عبر الوصلة . ان انتقال الحاملات الاكثرية نتيجة للانتشار سوف يؤدي الى احداث تيار الانتشار وفقا لمعادلة الانتشار الاتية :

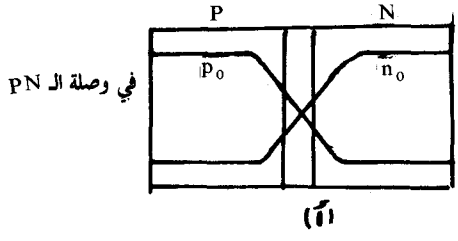
$$J_e = qD_e \frac{dn}{dx} \qquad \ldots (1)$$

حيث يمثل J_e كثافة تيار الانتشار الناتج عن الالكترونات التي تنتشر من الجانب N الى الجانب P ويمثل D_e ثابت الانتشار للالكترونات ويقاس بالمتر المربع لكل ثانية هناك معادلة مشابهة بالنسبة لكثافة انتشار التيار الناتج عن الثقوب

$$J_h = - q D_h \frac{dp}{dx} \qquad \ldots (2)$$

حيث يعني وجود الاشارة السالبة ، في المعادلة اعلاه الى ان حركة الفجوات تكون بعكس حركة الالكترونات وعليه فان محصلة كثافة تيار الانتشار في وصلة الـ PN تكون مساوية لـ

$$J_d = J_e + J_h = q \left(D_e \frac{dn}{dx} + D_h \frac{dp}{dx} \right) \qquad \ldots (3)$$



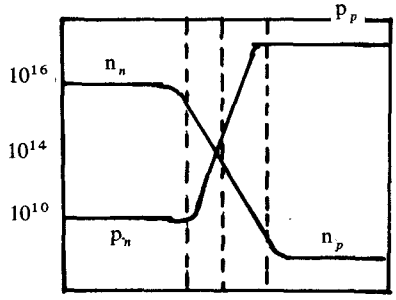
في وصلة الـ PN

(أ)

الشكل (٥ أ)

على الرغم من اننا ذكرنا ان التغير من النوع P الى النوع N يكون فجائيا ، انظر الشكل (2) ، الا ان عملية انتشار الحاملات الاكثرية عبر هذه الوصلة سوف يؤثر على قيمة الانحدار الكثافي لهذه الحاملات عبر الوصلة ويصبح الانحدار الكثافي منحنيا ومتدرجا – انظر الشكل (5) – بدلا من كونه فجائيا ويوضح الشكل (5 ب) توزيع تركيز الحاملات في وصلة الـ PN في الجرمانيوم . ونظراً لاختلاف تركيز الحاملات الاكثرية والاقليه بملايين المرات فقد رسم المحور الرأسي الذي يمثل تركيز الالكترونات والفجوات بمقياس لوغاريتمي . وعادة مايختلف تركيز الشوائب في المنطقتين N و P ، ويقابل الشكل هذه الحالة بالذات ويلاحظ ان تركيز الحاملات الاكثرية والاقلية في شبه الموصل السالب هما : $n_n = 10^{16} cm^{-3}$ و $n_p = 10^{10} cm^{-3}$ وفي شبه الموصل الموجب هما : $p_p = 10^{18} cm^{-3}$ و $p_n = 10^{8} cm^{-3}$!

من جهة أخرى فأن وجود الجهد الحاجز والناتج بسبب من عملية الانتشار ، سوف يعمل على تحريك الحلاملات الاقلية في كل من المنطقتين N و P مؤديا بذلك الى احداث تيار يسمى بتيار التوصيل . وحيث ان الحاملات الاقلية ، تتكون هي الاخرى ، من نوعين : الالكترونات والفجوات ، لذا فان تيار التوصيل يتكون هو الاخر من مركبتين هما :



الشكل (٥ ب) : – تركيز الحاملات في الجرمانيوم

كثافة تيار التوصيل للالكترونات

$$J_e = \sigma_e E = qn \mu_e E \qquad \ldots (4)$$

وكثافة تيار التوصيل للفجوات

$$J'_h = \sigma_h E = qp \mu_h E \qquad \ldots (5)$$

حيث يمثل n و p عدد كل من الالكترونات والفجوات الاقلية وعلى التوالي بينما تمثل μ_e و μ_h حركية كل من الالكترونات والفجوات .

وعند جمع المعادلتين (4) و (5) فان كثافة تيار التوصيل الكلي تكون مساوية لـ

$$J_c = (\sigma_e n + \sigma_p p) qE \qquad \ldots (6)$$

مما تقدم يتبين لنا ان محصلة التيار ، الساري في وصلة الـ PN يسبب من حركة الالكترونات ، تكون مساوية لتيار الانتشار + تيار التوصيل اوبصيغة رياضية :

$$J_e + J'_e = qD_e \frac{dn}{dx} + qn \mu_e E \qquad \ldots (7)$$

وكذلك بالنسبة لمحصلة التيار الناتج عن حركة الفجوات

$$J_h + J'_h = qp\mu_h E - qD_h \frac{dp}{dx} \qquad (8)$$

على اية حال ، تكون محصلة التيار الكلي (J) في وصلة الـ PN ، في حالة انعدام الجهد الخارجي ، مساوية لمجموع تيار الانتشار وتيار التوصيل ، أوان

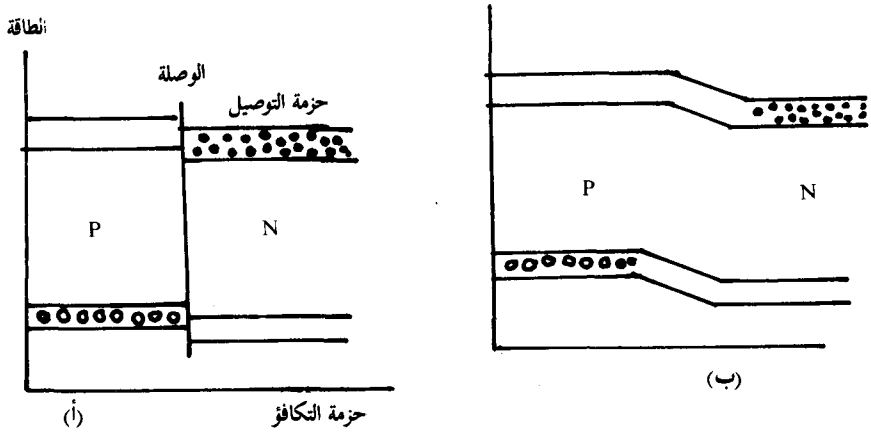
$$J = J_d + J_c \qquad \ldots (9)$$

في حالة التوازن الحركي لوصلة الـ pN يتساوى هذان التياران مقدراً ويتعاكسان اتجاها وبالتالي يكون التيار الكلي (J) المار خلال وصلة الـ PN مساويا للصفر . وهذا هو المفروض في حالة انعدام الجهد الخارجي او بكلمة اخرى أن الجهد الحاجز سيأخذ دائما تلك القيمة اوالوضع الذي يكفل التعادل بين تياري الانتشاروالتوصيل . لنفرض الان ان تيار الانتشار قد ازداد بسبب ارتفاع درجة الحرارة ان هذه الزيادة في تيار الانتشار معناها عبور عدد اكبر من الالكترونات الى جهة وكذلك عبور عدد اكبر من الفجوات الى منطقة N مؤدية بذلك الى زيادة عدد الايونات المتخلفة وبالتالي الى زيادة قيمة الجهد الحاجز . ان نمو ارتفاع الجهد الحاجز سوف يؤدي الى زيادة مقابلة في تيار التوصيل اي الى انتقال الحاملات الاقلية في الاتجاه العكسي وطالما ان $J_c < J_d$ يتواصل نمو ارتفاع الجهد الحاجز ، وفي نهاية المطاف ، ونتيجة لزيادة J_c يحدث الاتزان ($J_c = J_d$) ويتوقف نمو V_B .

4 – 5 مخطط الطاقة لوصلة الـ PN

على الرغم من اننا رأينا توا ان الوصلة الفجائية هي شيء مثالي ، وانه بسبب من حصول عملية الانتشار في وصلة الـ PN ، فان جهة P لاتنتهي تماما عندما تبدأ جهة N ، الا اننا ولغرض التبسيط سنبدأ بمخطط الطاقة للوصلة قبل حصول عملية الانتشار – انظر الشكل (٦ أ) .

يلاحظ في هذا الشكل حزم الطاقة قبل انتشار الالكترونات عبر الوصلة وقد احتوت الجهة P على العديد من الفجوات الواقعة في حزمة التكافؤ بينما اختصت الجهة N بالعديد من الالكترونات السائبة التي تقع عادة في حزمة التوصيل ، كذلك يلاحظ ان حزمة التكافؤ قد رسمت اعلى قليلا من حزمة التوصيل . ان السبب في ذلك يعود الى ان



الشكل (٦) : مخطط الطاقة (أ) قبل الانتشار
(ب) بعد الانتشار

الالكترونات في ذرة خماسية التكافؤيكون ارتباطها بالنواة اقوى من ارتباط الالكترونات بنويات ذراتها ثلاثية التكافؤومن ثم فان الطاقة الكامنة للالكترونات في الذرة الخماسية التكافؤ تكون أصغر او ان الطاقة اللازمة لتحريرها تكون اكبر . ولهذا فان المدارات في ذرة ثلاثية التكافؤ (جهة P) تكون اكبر بقليل من مدارات ذرة خماسية التكافؤ (جهة N) وهذا يشرح سبب كون حزم P اعلى بقليل من حزم N .

ان انتشار الالكترونات والفجوات عبر وصلة الـ PN لاينتج عنه طبقة الاستنزاف حسب وكما ذكرنا – بل يغير ايضا مستويات الطاقة في منطقة الوصلة . يبين الشكل (٦ ب) مخطط الطاقة بعد ان يتم التوازن ويلاحظ فيه ان حزم P قد تحركت الى الاعلى نسبة الى حزم N وذلك بسبب من ان عبور الكترون ما للوصلة فانه سوف يملأ فجوة احدى الذرات الثلاثية التكافؤ وبالتالي فان هذا الالكترون الاضافي يرفع مدار حزمة التوصيل بعيداً عن الذرة الثلاثية او بعبارة اخرى ان أي الكترون اخر يأتي الى المنطقة سوف يحتاج الى طاقة اكبر من السابق ليدخل الى مدار نطاق التوصيل . وهذا يطابق القول بان حزم P تحركت الى الاعلى نسبة الى حزم N بعد ان تكون طبقة الاستنزاف قد تكونت.

5 – 5 حساب الجهد الحاجز

ذكرنا ، انفا ، ان الجهد الحاجز يأخذ دائما تلك القيمة او الوضع الذي يكفل حصول التعادل بين تياري الانتشار او التوصيل ، ويمكن التعبير عن ذلك رياضيا بجعل اي من المعادلتين (7) او (8) مساوية للصفر ، اي ان

$$qD_e \frac{dn}{dx} = - qn \mu_e E \qquad \ldots (10)$$

او ان

$$\frac{dn}{n} = - \frac{\mu_e}{D_e} E \, dx \qquad \ldots (11)$$

لدينا من معادلة انشتاين في الانتشار

$$\frac{De}{\mu_e} = \frac{D_h}{\mu_h} = \frac{KT}{q} \qquad \ldots (12)$$

وعند التعويض عن قيمة $\frac{D_e}{\mu_e}$ من المعادلة (12) في المعادلة (11) نحصل على

$$\frac{dn}{n} = - \frac{q}{KT} E \, dx \qquad \ldots (13)$$

ويأخذ التكامل عبر الوصلة (الملتقى PN) اي على فرض ان عرض منطقة الاستنزاف $x_2 - x_1$ – انظر الشكل (5) – وكذلك من n_p الى n_n . حيث يمثل n_n عدد الالكترونات على حافة منطقة الاستنزاف في الجانب N من الوصلة و n_p عدد الالكترونات على حافة منطقة الاستنزاف في الجانب P من الوصلة . اي ان

$$\int_{n_p}^{n_n} \frac{dn}{n} = \frac{q}{KT} \int_{x_1}^{x_2} (- E) \, dx \qquad \ldots (14)$$

لدينا ان $V = - \int E \, dx$ وعليه فان المعادلة (14) تصبح بعد اجراء التكامل بالصيغة

$$n_n = n_p e^{V_B/(KT/q)} \quad \ldots (15)$$

هذه المعادلة تمثل العلاقة بين كثافة الالكترونات عند حافة طبقة الاستنزاف في المنطقة N وكثافتها عند حافة الطبقة في المنطقة P من وصلة الثنائي . من جهة اخرى يمثل الاسس $V_{B/(KT/q)}$ نسبة قيمة حاجز الجهد الى معدل الطاقة للشحنات او بعبارة اخرى هو مقياس لمعدل قدرة هذه الشحنات لعبور هذا الحاجز الجهدي .

وباتباع نفس الخطوات اعلاه يمكن الوصول الى نفس معادلة مشابهة للمعادلة (15) بالنسبة لكثافة الفجوات اي ان

$$P_p = P_n e^{V_B/(KT/q)} \quad \ldots (16)$$

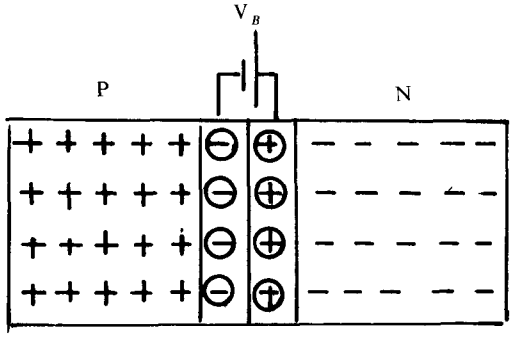
المعادلتين (15) و (16) تعرفان بمعادلتي بولتزمان Boltzman equations على أية حال عند وضع $n_n = N_D$ و $n_p = n_i^2 / N_A$ وتعويضهما في المعادلة نحصل على

$$V_B = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad \ldots (17)$$

ان أهمية المعادلة (17) تكمن في حقيقة ان V_B قد تم حسابه بدلالة كثافة الذرات الثنائية التي سببت وجوده .

6 – 5 وصلة الـ pN تحت تأثير جهد انحياز خارجي :

عرفنا فيما سبق ، ان نشوء طبقة الاستنزاف عبر وصلة الـ PN يرافقه ظهور جهد حاجز V_B عند هذه الوصلة يعيق انتشار الحاملات الاكثرية ويعمل بذلك للوصول الى حالة الاتزان الحركي ليجعل من محصلة التيار المار في وصلة الـ PN ، مساوية للصفر . يبين الشكل (7) وصلة الـ PN مع الجهد الحاجز V_B والذي يكون مساويا لـ (0·7) فولت تقريبا عند درجة حرارة الغرفة (25°c) بالنسبة لشبه الموصل من السيلكون و 0·3 فولت بالنسبة لشبه الموصل من الجرمانيوم .

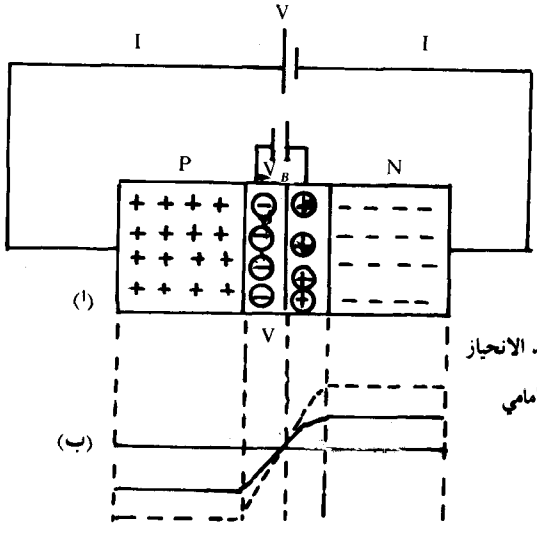


الشكل (٧) : وصلة الـ PN مع الجهد الحاجز V_B

الان اذا ما سلطنا جهداً خارجياً فان هذا الجهد سوف يكون اما مشابها لـ V_B ويسمى عندئذ بالانحياز العكسي او مخالفا لـ V_B ويدعى بالانحياز الامامي وسنقوم هنا بدراسة تأثير هذين النوعين من الانحياز على وصلة الانحياز وسنبدأ بـ .

4 – 5 – 1 الانحيـاز الامامـي لوصلـة الـ PN : Forword bias

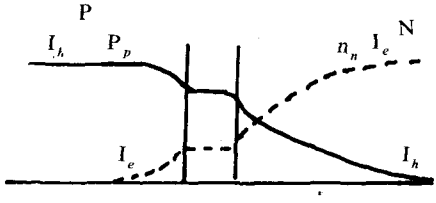
يتم الحصول على الانحياز الامامي لوصلة الـ PN بربط القطب الموجب لمصدر جهد خارجي الى شبه الموصل الموجب P والقطب السالب منه الى شبه الموصل السالب N – انظر الشكل (8 أ) .



الشكل (٨) (أ) وصلة الـ PN مع وجود جهد الانحياز
(ب) حالاز الجهد مع وجود جهد الانحياز الامامي

ان المجال الكهربائي ، الناتج عن الجهد الخارجي المسلط على الملتقى PN ، سوف يؤثر في الاتجاه المضاد لمجال حاجز الجهد وبالتالي يقل الجهد عبر الملتقى PN ، اي ينخفض ارتفاع الحاجز الجهدي – انظر الشكل (8 ب) – وبنمو لذلك تيار الانتشار اذ تستطيع اعداد اكبر من الحاملات الاكثرية ان تجتاز الحاجز الجهدي المنخفض اما تيار التوصيل فلن يتغير تقريبا لانه يعتمد على عدد الحاملات الاقلية التي تعبر الملتقى PN من المنطقتين N و P بفضل سرعاتها الحرارية وبالتالي فان التيار الكلي المار خلال الملتقى لايكون مساويا للصفر .

على اية حال ، عندما تتحرك الفجوات من المنطقة P الى المنطقة N ، بسبب من التنافر بينها وبين القطب الموجب ، فانها تلتحم مع الالكترونات لتصبح هذه الاخيرة الكترونات تكافؤية وكلما توغلت في المنطقة N كلما زاد فرص التحامها مع الالكترونات ويقل عددها تبعا لذلك ، تدريجيا . ويحدث الشيء نفسه بالنسبة للالكترونات العابرة الى المنطقة P . انظر الشكل (9) .



الشكل (٩) : مركبات التيار في مرحلة الـ pN

ومن الجدير بالذكر ان تركيز الشوائب يكون مختلفا عادة في شبه الموصل الواحد ومن ثم يختلف تركيز الحاملات في المنطقتين N و P اختلافا كبيراً وبالتالي يكون الحقن بالحاملات من المنطقة ذات التركيز الاعلى هو الغالب . فاذا كان $p'_p > n_n$ فان الحقن بالفجوات من المنطقة P الى المنطقة N يفوق الحقن بالالكترونات في الاتجاه المضاد بكثير ، كما هو الحال في الشكل (9) ، فان الالكترونات سوف يتم سحبها من عمق المنطقة N لتسقط في الفجوات وبالتالي فان اعداد الالكترونات العابرة ستكون صغيرة وتضمحل بسرعة عند مرورها في منطقة الغنية بالفجوات .

على اية حال ، يقوم القطب السالب لمصدر الجهد الخارجي بتعويض الالكترونات الملتحمة مع الفجوات وبذلك يسري تيار في اسلاك التوصيل I . من جهة اخرى تتحول الالكترونات الساقطة في الفجوات من كونها الكترونات سائبة الى الكترونات تكافؤية وبالتالي فانها تفقد جزءاً من طاقتها .

على الرغم من ان جزءاً من هذه الطاقة المفقودة قد يتحول الى حرارة الا ان الجزء الاكبر منها سوف ينتقل الى الالكترونات التكافؤية للذرات الاخرى . وحيث ان التيار المار في الدائرة هو واحد ، لذا فانه يصبح من المعقول ان نفترض ان الالكترون التكافؤي العائد الى الذرة الاقرب الى القطب الموجب لمصدر الجهد الخارجي ، هو الذي يستلم هذه الطاقة المفقودة وبالتالي فان هذا الالكترون يصبح قادراً على الانفلات من ذرته ليتجه نحو القطب الموجب . وهكذا تتكرر العملية اعلاه طالما استمر تسليط الجهد الامامي .

على اية حال ، يمكن اعادة كتابة معادلة بولتزمان (المعادلة (15) و (16)) بالطريقة الآتيـة :

$$P_n = P_p e^{-qV_B/(KT)} \qquad \ldots (18)$$

و

$$n_p = n_n e^{-qV_B/(KT)} \qquad \ldots (19)$$

عند تسليط جهد انحياز V + على وصلة الـ pN فان الجهد الحاجز يصبح عندئـذ مساويا لـ $(V_B - V)$ وتصبح كثافة الفجوات مساوية لـ

$$P_n + \Delta P_n = P_p e^{-(V_B - V)/(KT/q)} = (P_0 e^{-V_B/(KT/q)}) e^{V/(KT/q)} \qquad \ldots (20)$$

هذه الزيادة في عدد الفجوات (ΔP_n) تكون بسبب ان فجوات اكثر أصبحت تمتلك الطاقة الكافية التي تمكنها من اجتياز حاجز الجهد الجديد والمختزل الى قيمة أقل . وبطبيعة الحال هذا يعود الى تسليط جهد الانحياز V . كذلك يزداد عدد الالكترونات في الجهة المقابلة من طبقة الاستنزاف بحيث ان :

$$n_p + \Delta n_p = n_n e^{-(V_B - V)/(KT/q)} = (P_p e^{-V_B/(KT/q)}) e^{V/(KT/q)} \ldots (21)$$

عند طرح المعادلة (18) من المعادلة (20) نحصل على مقدار الزيادة في كثافة الفجوات

$$\Delta P_n = P_p e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \ldots (22)$$

وبنفس الطريقة عند طرح المعادلة (19) من المعادلة (21)، نحصل على مقدار الزيادة في كثافة الالكترونات

$$\Delta n_p = n_n e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \ldots (23)$$

الان على فرض ان A تمثل مساحة الوصلة و v_h معدل سرعة الفجوات فان حاصل الضرب $\Delta P q v_h$ سوف يمثل مركبة التيار الناتج عن الفجوات المحقونة الى المنطقة N . أي أن

$$i_h = \Delta P_p \, q v_h e^{-V_B/(KT/q)} (e^{V/(KT/q)} - 1)$$

$$= B_h (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \ldots (24)$$

وبنفس الطريقة سوف نجد ان مركبة التيار الناتج عن الالكترونات المحقونة الى المنطقة P، تكون مساوية لـ

$$i_e = B_n (e^{V/KT/q)} - 1) \quad \ldots (25)$$

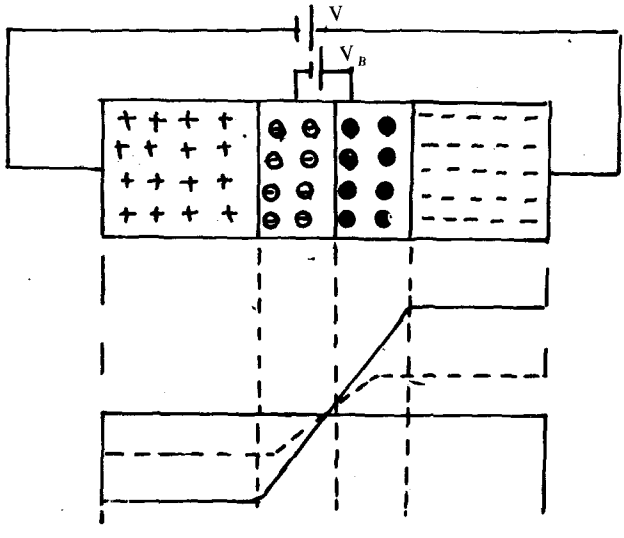
وبالتالي فان التيار الكلي يكون مساويا لـ

$$i = i_h + i_e \doteq (B_h + B_e) (e^{V/(KT/q)} - 1) \quad \ldots (26)$$

2 – 6 – 5 الانحياز العكسي لوصلة الـ pN

لنفرض الان ان الجهد الخارجي قد تم ربطه بحيث يؤثر في نفس اتجاه الجهد الحاجز، اي تم ربط القطب الموجب لمصدر الجهد الخارجي الى شبه الموصل السالب N والقطب السالب منه الى شبه الموصل الموجب P – انظر الشكل (10 أ) . في هذه الحالة يؤثر المجال الكهربائي الناتج عن تسليط الجهد الخارجي عبر الملتقى pN في نفس

اتجاه مجال الجهد الحاجز وبالتالي فان الحاملات الاكثرية (الفجوات والالكترونات) سوف تتحرك باتجاه نهايتي البلورة (بعيدا عن الملتقى PN) لتخلف وراءها الايونات السالبة والموجبة الاضافية ولهذا السبب يزداد عرض طبقة الاستنزاف كلما ازداد الانحياز العكسي – انظر الشكل (10 أ).



الشكل (١٠) : وحلة الـ pN مع جهد الانحياز العكسي

على الرغم من ان الجملة الاخيرة اعلاه صحيحة الا انها ليست دقيقة ذلك لانه يتوجب علينا ان نسأل : عند قيمة معينة لجهد انحياز عكسي ، الى اي حد يمكن ان يزداد عرض طبقته الاستنزاف ؟ وهل يمكن زيادة هذا الجهد العكسي الى ما لانهاية ؟ ان الاجابة عن الجزء الاول من هذا السؤال تتلخص على النحو الاتي : ان الالكترونات الهاربة سوف تخلف وراءها ايونات موجبة وتخلف الفجوات المغادرة ايونات سالبة وعليه فان الايونات الجديدة سوف تزيد من فرق الجهد على طبقة الاستنزاف وكلما زاد عرض طبقة الاستنزاف كبر فرق الجهد عبرها ويتوقف نمو طبقة الاستنزاف عندما يساوي فرق جهدها الجهد الخارجي العكسي المسلط عليها . اما بالنسبة للجزء الثاني من السؤال ، فان الاجابة عنه تكون بالنفي . ذلك لان الاستمرار في زيادة الفولتية العكسية سوف يؤدي ، كما ذكرنا ، الى زيادة الجهد الحاجز مما يعمل على زيادة اعاقة مرور حاملات التيار الاكثرية من جهتي الوصلة ولكنه يعمل في نفس الوقت على دفع حاملات التيار الاقلية

من ازواج الالكترونات والفجوات المنتجة حراريا في داخل منطقة الاستنزاف الى نهايتي البلورة ، الالكترونات الى اليمين والفجوات الى اليسار. انظر الشكل (10أ) – وبما ان الطاقة الحرارية تنتج ازواجا الكترون – فجوة ، قرب الوصلة ، باستمرار فهناك تيـــار صغير يسري باستمرار في الدائرة الخارجية .

يكون عدد حاملات التيار الاقلية هذه محدودا عند درجة حرارة معينة ، لذا فان زيادة الجهد السالب لن يؤدي الى زيادةالتيار العكسي لهذا السبب يدعى احيانا بتيـــار التشبع saturation current ويرمز له بـ I_s ، ولكنه يعمل بطبيعة الحال على تعجيل هذه الحاملات ($a = \frac{e}{m}\frac{V}{d}$ م / ثا) ومن ثم زيادة سرعها بدرجة كبيرة . وعلى وفق ذلك عليه فان زيادة جهد الانحياز العكسي عن حد معين (جهد الانكسار break down voltoge) سوف يعمل على اكساب هذه الحاملات طاقة كبيرة يجعلها قادرة على تحرير الكترونات التكافؤ للذرات الاخرى عند اصطدامها بهـا . ان هذه الالكترونات الاخيرة قد تمتلك قدرا من الطاقة يجعلها قادرة على تحريـــر الكترونات اخرى من الذرات الاخرى وبهذه الطريقة سوف نحصل على عدد مـــن الالكترونات الحرة يتضاعف عددها بسرعة كبيرة جدا مؤديا الى ما يسمى بالانهيار الكهربائي electrical breakdown يعمل على الاخلال بالاستقرار الحراري لوصلة الـ PN . اوبعبارة اخرى ان كمية الحرارة التي يحصل عليها ثنائي الوصلة نتيجة التسخين بالتيار العكسي تصبح اكبر من كمية الحرارة المسحوبة من الملتقى ولذلك ترتفع درجـة حرارة الملتقى وتقل مقاومته ويزداد التيار فيحدث تسخين زائد للثنائي ويتحطم حراريا ولهذا السبب فان معظم الثنائيات لايسمح لها ان تصل الى الانكسار اوبعبارة اخرى ان الجهد العكسي المسلـط على الثنائي يجب ان يبقى اقل من جهد الانكســـــــار .

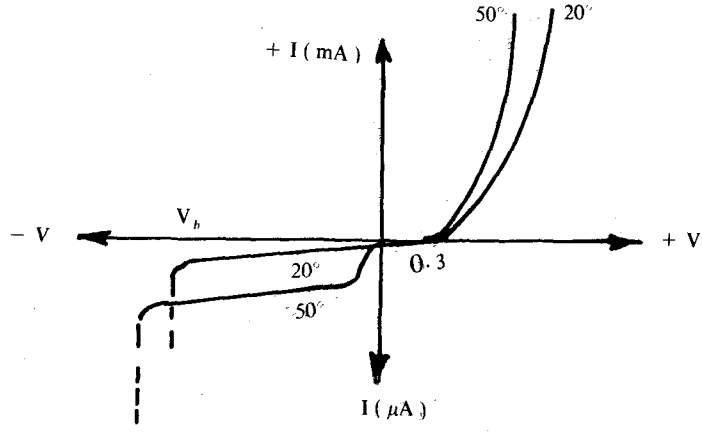
على اية حال ، عند التعويض في المعادلة (26) عن (V) بـ $-(V_B + V)$ فان الحد $e^{-qV/KT}$ سوف يصبح صغيرا الى الحد الذي يمكن اهماله . اي ان

$$i = I_s = -(B_h + B_e) \qquad \ldots (27)$$

وبالتالي فان معادلة الفولتية – التيار للثنائي البلوري تصبح على الشكل الاتي :

$$i = I_s (e^{-qV_P/KT} - 1) \qquad \ldots (28)$$

حيث يمثل I_s ، وكما ذكرنا ، تيار التشبع العكسي الناتج عن حركة ازواج الالكترون – فجوة المنتجة حراريا – لذا فان رفع درجة حرارة الوصلة سيؤدي الى زيادة عدد ازواج حاملات التيار الاقلية المتولدة ، اي يزداد تركيز هذه الحاملات وتنمو التوصلية وبالتالي فان خصائص الثنائيات شبه الموصلة تعتمد على درجة الحرارة كثيرا ويتضح ذلك جيدا من منحنى (I – V) للثنائي البلوري ، الشكل (11) ، المرسوم طبقا للمعادلة اعلاه والمأخوذ عند درجتي حرارة مختلفتين لثنائي بلوري من الجرمانيوم .



الشكل (١١) : – منحنى (I – V) للثنائي

يلاحظ في الشكل (11) نمو التيارين الامامي والعكسي عند رفع درجة الحرارة الى ان نسبة زيادة التيار العكسي تكون اكبر . ففي الجرمانيوم يتضاعف التيار العكسي مرتين تقريبا في كل مرة ترتفع فيها درجة الحرارة بمقدار 10°م ، فعلى سبيل المثال اذا ارتفعت درجة الحرارة من 20 °م الى 70 °م فان I_s يتضاعف e^5 اي 32 مرة ، اما في السيليكون فان الطاقة الحرارية تنتج الحاملات الاقلية باعداد أقل مما تنتجه في ثنائيات الجرمانيوم او بعبارة اخرى ، ان I_s في السيلكون يقل بكثير عنه في ثنائي الجرمانيوم . هذه الميزة العظيمة للسيلكون هي أحد الاسباب التي جعلته يسود في مجال شبه الموصل .

من جهة اخرى يلاحظ في الشكل (11) ، ان التيار الامامي لاينمو عند رفع درجة الحرارة بنفس القوة التي ينمو بها التيار العكسي والسبب في ذلك هو ان التيار الامامي يعتمد أساسا على تركيز الشوائب (الواهبة والقابلة) ولا علاقة له بدرجة الحرارة ، الا ان رفع درجة الحرارة يزيد وكما ذكرنا ، من تيار التشبع I_s وبالتالي فان ارتفاع الجهد الحاجز يجب ان يقل ليسمح عندئذ للحاملات الاكثرية بالانتشار للوصول الى حالة الاتزان الحركي على فرض ان الجهد الخارجي المسلط يساوي صفراً ، وبالتالي فانه يمكن القول ان انخفاض الجهد الحاجز مع ارتفاع درجة الحرارة هو السبب المباشر وراء زيادة التيار الامامي .

ومن الجدير بالملاحظة في الشكل (11) ان التيار الامامي لايبدأ بالسريان الا عند جهد معين يدعى بجهد العتبة threshold voltage او جهد القطع ويكون مساويا لـ 0.2 الى 0.3 فولت في الجرمانيوم وفي حدود 0.5 الى 0.7 فولت في السيلكون . ان هذا الفرق بين جهدي القطع (0.4 فولت) يعود سببه الى تيار التشبع العكسي . ففي الجرمانيوم يكون هذا التيار اكبر مما هو عليه في السيلكون بحوالي الف مرة . فبينما تقدر قيمته في الجرمانيوم بالمايكروأمبير ($1\ \mu A = 10^{-6} A$) نجد ان قيمته في السيلكون تكون بالنانو امبير ($1nA = 10^{-9} A$).

كذلك يلاحظ في الشكل (11) ، ان فولتية الانكسار تبدأ عند قيمة أعلى عند ارتفاع درجة الحرارة . لماذا ؟ .

مثـال :

اذا كان تيار الاشباع I_s يتغير من 10^{-14} الى 10^{-9} عند تغير درجة الحرارة من 20° الى 125° م . فأحسب V_B في كلا الحالتين على فرض ان التيار الامامي يبقى ثابتا عند القيمة (1mA) .

لدينا من المعادلة ان

$$I = I_s (e^{-qV_B/KT} - 1)$$

او ان

$$\frac{I}{I_s} = e^{-qV_B/KT} - 1$$

او ان

$$\ln\left(\frac{I}{I_s}\right) = -\frac{q V_B}{KT}$$

وحيث ان $T = 20 + 273 = 293°K$ لذا فان :

$$\frac{KT}{q} = 25\ mV$$

وبالتالي فان

$$V_B = 25 \log\left(\frac{I}{I_s}\right) = 25 \ln\left(\frac{10^{-3}}{10^{-14}}\right) = 633\ mv \quad \ldots$$

عند $T = 273 + 125 = 388°K$ تصبح قيمة $\frac{KT}{q}$ مساوية لـ 34 ملي فولت
وبالتالي فان

$$V_B = 34 \ln\left(\frac{10^{-3}}{10^{-9}}\right) = 460\ mv$$

وعليه فان V_B يقل مع زيادة درجة الحرارة على الرغم من ثبات التيار الامامي (ثبوت جهد الانحياز الامامي) .

7 – 5 لدائرة المكافئة للثنائي البلوري :

بعد ان تعرفنا على استجابة الثنائي البلوري وسلوكه عند وقوعه تحت تأثير جهد مستمر سنقوم هنا باستبدال هذا الثنائي « بأنموذج model » يتصرف كهربائيا بنفس الطريقة التي يتصرف معها الثنائي وبالتالي فان هذا الانموذج اوالدائرة المكافئة للثنائي يصبح اداة مفيدة يستخدم لتحليل وتصميم دوائر الثنائيات .

من البديهي ان الحصول على النموذج المناسب للثنائي البلوري يفترض ان يكون من خلال منحى الخواص (I – V) للثنائي ، ويتم الحصول عليه على النحو الآتي : يتم تقريب المنحى بين الفولتية صفر و 0.35 فولت – مثلا – بخط مستقيم ، انظر الخط المتقطع OA في الشكل (12) . وحيث ان العلاقة بين الفولتية والتيار تكون خطية ايضا

في المقاومة ، لذا فانه يصبح بالامكان اعتبار الثنائي (على الاقل في المدى 0 – 0·35 فولت) مقاومة تكون قيمتها ، تبعا للشكل (١٢) ، مساوية لـ $\frac{0{\cdot}28}{0{\cdot}006} = 47$ أوم .

وعلى هذا الاساس فان الخط المتقطع OA يعرف بالمقاومة الامامية المستمرة للثنائي d.c forward resistance ويرمز لها بـ r_F .

على اية حال ، تمثل r_F مقاومة الثنائي عند نقطة واحدة هي (0·28V , 0·006A) ومن ثم فان قيمة هذه المقاومة سوف تختلف من نقطة على المنحنى ، الى اخرى . وعلى الرغم من اهمية هذه المقاومة r_F الا ان المقاومة من نوع $\frac{\Delta v}{\Delta i}$ ستكون اكثر اهمية لانها تمثل مقاومة الاشارة الصغيرة التي تربط بين التيار المتناوب والفولتية المتناوبة . فاذا كان i_a يمثل القيمة الانية لتيار الانود و V_a تمثل القيمة الانية لفولتية الانود فان :

$$r_f = \frac{\Delta v_a}{\Delta i_a} \qquad \ldots (29)$$

او بصورة ادق

$$r_f = \frac{d v_a}{d i_a} \qquad \ldots (30)$$

حيث تعرف r_f بمقاومة الثنائي الامامية الحركية dynamic forward resistance فاذا كانت v_a تتغير حول القيمة 0·28 فولت فان المقاومة الحركية سوف تكون مساوية لانحدار الخط CD في الشكل (١٢) ، اي ان $\left(r_f = \frac{0{\cdot}1}{0{\cdot}01} = 10\Omega \right)$.

على الرغم من ان التقريب اعلاه يعد جيدا وكذلك قيمة r_f المحسوبة طبقاً لذلك ، الا انه بالامكان حساب r_f من استخدام معادلة الثنائي :

$$i = I_s (e^{qv/KT} - 1) \qquad \ldots (28)$$

وذلك باخذ التفاضل لهذه المعادلة بالنسبة لـ V او بصيغة رياضية

$$\frac{dI}{dV} \approx \left(\frac{q}{KT} \right) i = \frac{1}{r_f} \qquad \ldots (32)$$

لذا فان

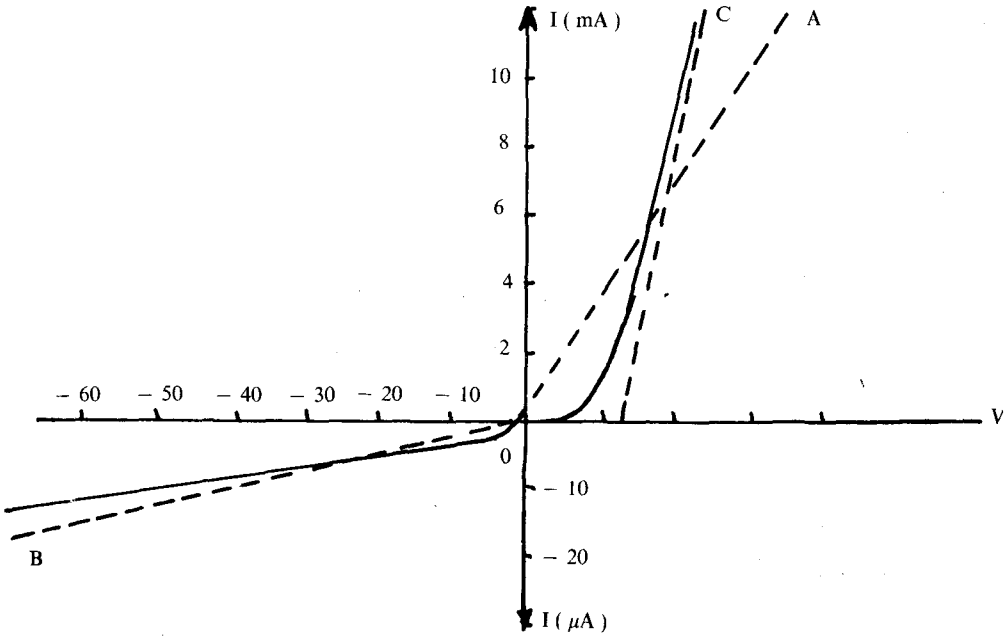
$$r_f = \frac{KT}{qi} = \frac{0{\cdot}026}{\tau} \qquad \ldots (33)$$

او ان

$$r_f = \frac{26}{i\,(mA)} \qquad \ldots (34)$$

وعليه فان r_f سوف تكون في حاله كون $i = 6mA$ – انظر الشكل (12) ، مساوية لـ

$$\frac{26}{6} = 4{\cdot}33 \text{ اوم} .$$



الشكل (١٢) : – حساب r_f العملية من منحنى الخواص

ان الاختلاف بين قيمتي r_f في كلا الحالتين يعود بطبيعة الحال الى القيمة الاولى (10) اوم تمثل القيمة العملية لمقاومة الثنائي المحسوبة بتقريب جيد اما القيمة الثانية (4·33) اوم فتمثل القيمة النظرية المحسوبة طبقا للمعادلة (28) . هذا وعلى الرغم من ان القيمة الثانية هي التي يفترض فيها ان تكون القيمة الفعلية الا ان القياسات العملية تشير الى ان القيمة الاولى هي القيمة الفعلية لمقاومة الثنائي ، وعليه فان مقاومة الثنائي تتكون من المقاومة النظرية r_f ومقاومة اخرى (R_s) مربوطة معها على التوالي – انظر الشكل (13) – بحيث تكون قيمة R_s مساوية لـ $10 - 4{\cdot}33 = 5{\cdot}67\ \Omega$

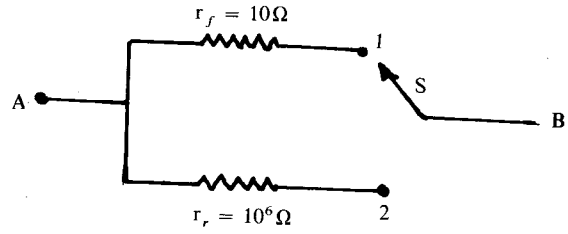
الشكل (١٣)

على ضوء مما تقدم يمكن اعتبار الشكل (13) الدائرة المكافئة للثنائي البلوري في حالة كونه منحازا اماميا . يمكن ايجاد الدائرة المكافئة له في حالة انحيازه عكسياً ، بنفس الطريقة اعلاه حيث يتم تقريب منحنى الانحياز العكسي في الشكل (12) – بالخط OB ثم ايجاد المقاومة العكسية r_f للثنائي من حساب انحدار هذا الخط OB . اي ان

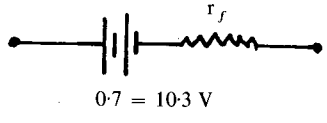
$$\left(r_r = \frac{V_a}{I_a} = \frac{-10}{10^{-6}} = 1M\Omega \right)$$

وبالتالي فان الدائرة المكافئة للثنائي البلوري في كلا الاتجاهين سوف تكون كما في الشكل (14) .

وعلى الرغم من ان الدائرة في الشكل (14) تعد تقريبا جيدا للدائرة المكافئة للثنائي البلوري الا انه يجب ان لانسى ان التيار لايبدأ بالسريان . انظر الشكل (11) – في حالة الانحياز الامامي الا عندما تكون فولتية المصدر الخارجي مساوية 0·7 فولت في حالة السيلكون او 0·3 فولت في حالة الجرمانيوم وبالتالي فان الدائرة المكافئة التي تكشف عن السلوك الكهربائي للثنائي البلوري ، تكون كما في الشكل (15) .



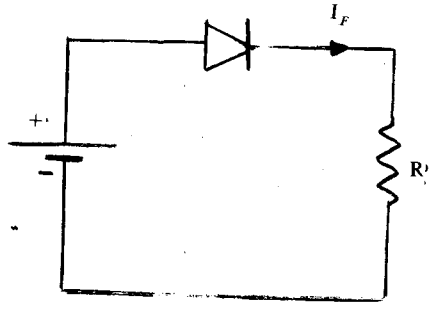
الشكل (١٤)الدائرة المكافئة للثنائي في حالة اءنحياز الامامي
(r_f) والانحياز الخلفي (r)



الشكل (١٥) الدائرة المكافئة للثنائي المنحاز اماميا

5 – 8 تحليل دائرة الثنائي : خط الحمل Load-Line

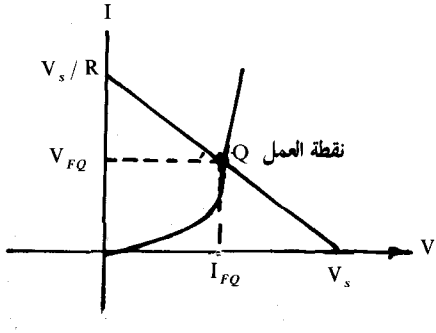
يبين الشكل (16) دائرة بسيطة واساسية من دوائر الثنائي وتتكون من مصدر الفولتية الخارجي V_s والمقاومة R المربوطة على التوالي مع الثنائي والمطلوب الان هو تحديد قيمة التيار المار في المقاومة R او بعبارة اخرى التعرف على طبيعة ومقدار الفولتية الخارجة.



الشكل (١٦) : دائرة الثنائي المنحاز اماميا

على الرغم من ان هناك طرقا عديدة لمعرفة ذلك الا اننا سنقصر اهتمامنا هنـــا على طريقة خط للحمل Load line نظرا لما لهذه الطريقة من اهمية خاصة في التعريف بعدد من النقاط المهمة ذات العلاقة بالثنائي وكذلك لانها تستعمل ايضا كاداة تحليل بالنسبة لاجهزة متعددة اخرى ، كالترانزستور مثلا

من الواضح في هذه الدائرة ، ان الثنائي منحاز امامياً حيث تم ربط الانود مـــن الثنائي الى القطب الموجب لمصدر الجهد وعليه فانه من المتوقع ان التيار الساري في الدائرة (I_F) سيكون من نوع تيار امامي – انظر الشكل (17) وبالتالي فار المطلوب يصبـــح ايجاد قيمة هذا التيار I_F وكذلك مقدار الهبوط في الجهد عبر الثنائي V_F .



الشكل (١٧) خط الحمل للثنائي البلوري

على اية حال ، لدينا في الدائرة – الشكل (16) – ان

$$V_S = V_F + V_L \quad \ldots (35)$$

وعلى فرض ان التيار المار في الدائرة هو I_F لذا فان

$$V_S = V_F + I_F R \quad \ldots (36)$$

أو- ان

$$V_F = V_S - I_F R \quad \ldots (37)$$

تمثل المعادلة (37) معادلة خط مستقيم وتربط بين V_F و I_F انظر الشكل (17) لقيم معينة من V_s و R ويسمى هذا الخط بخط الحمل Load line ويتم رسمه على النحو الاتي : يتم تعين النقطة الأولى من هذا الخط ، على المحور الصادي حيث ان V_F صفراً ومن المعادلة (35) ، فان

$$I_{F(max)} = \frac{V_s}{R} \qquad \ldots (38)$$

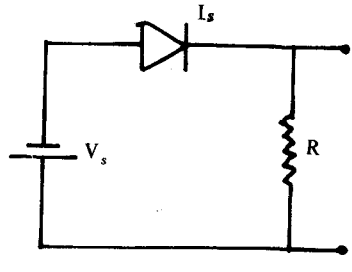
وهكذا تتحدد النقطة الاولى بـ $\left(0, \frac{V_s}{R}\right)$

يتم تحديد النقطة الثانية على المحور السيني حيث ان I_F صفراً وبذلك فان

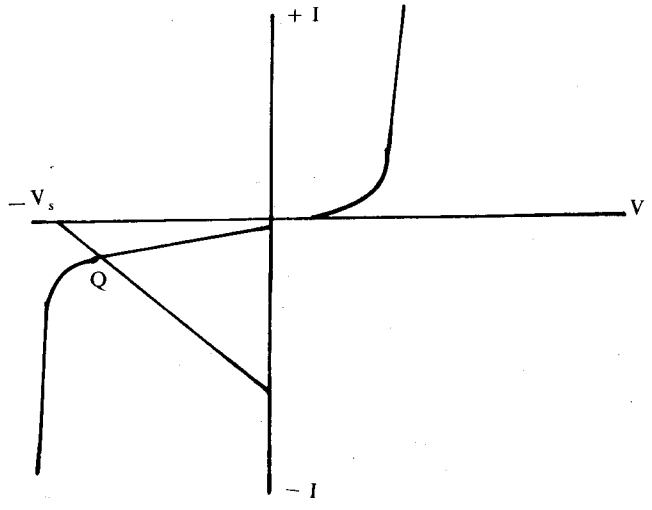
$$V_{F(max)} = V_s \qquad \ldots (39)$$

وان النقطة الثانية تكون $(V_s, 0)$

اخيرا يتم رسم خط مستقيم بين هاتين النقطتين – انظر الشكل (17) – ويدعى هذا الخط عندئذ بخط الحمل لدائرة الثنائي وتسمى نقطة تقاطع خط الحمل مع المنحنى $(I - V)$ للثنائي بنقطة تشغيل الثنائي operating point ويرمز لها بـ Q وهي تمثل قيمة التيار I_{FQ} في دائرة الثنائي ومقدار الهبوط في الجهد V_{FQ} عبر هذا الثنائي.



الشكل (١٨) دائرة الثنائي المنحاز عكسيا



الشكل (١٩) : منحنى الخواص مع خط الحمل الثنائي التنائي المنحاز عكسياً (الدائرة ١٨)

ومن الجدير بالذكر انه يمكن استخدام نفس الطريقة اعلاه لتحديد نقطة عمل الثنائي البلوري المنحاز عكسيا في الدائرة المبينة في الشكل (18) . اما الشكل (19) فيمثل خط الجمل لهذه الدائرة ويلاحظ عليه نقطة العمل Q الخاصة بهذا الثنائي

9 – 4 ثنائي زينر Zener Diode

رأينا فيما سبق ان زيادة الجهد العكسي على الثنائي البلوري عن حد معين (جهد الانكسار) يؤدي بالتالي الى حدوث الانهيار الكهربائي نتيجة لحصول الحاملات الاقلية على الطاقة الكامنة التي تمكنها من اطلاق الكترونات تكافؤية اخرى .
ان هذه الالكترونات المتحررة حديثا يمكنها ان تكتسب ايضا ، سرع عالية وبذلك تطلق الكترونات تكافؤية اخرى . وبهذه الطريقة نحصل على الانهيار الكهربائي ويحصل الانهيار عادة عند جهد اكبر من 5 فولت

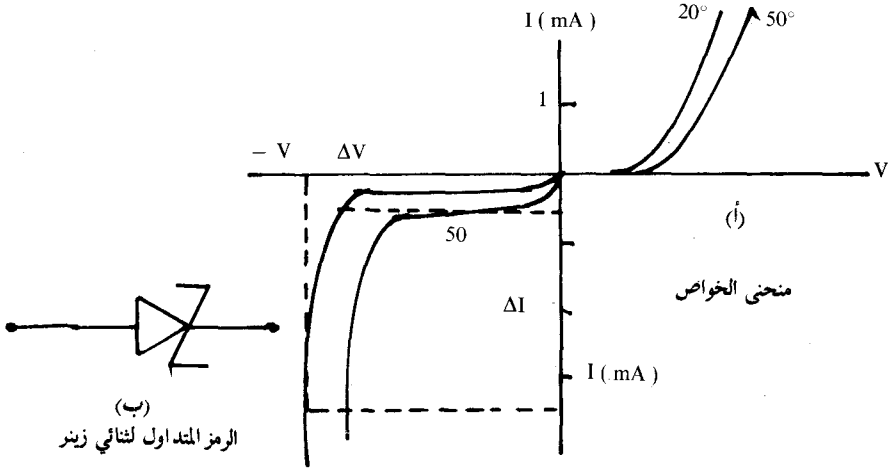
فضلا عن الانهيار اعلاه يوجد انهيار من نوع اخر يدعى بانهيار زينر Zener breakdown . يحدث انهيار زينر في الثنائيات التي تحتوي على تركيز عال من الشوائب

بحيث تصبح طبقة الاستنزاف (depletion layer) رقيقة جدا الامر الذي يجعل من شدة المجال الكهربائي بسبب من الجهد العكسي عبر هذه المنطقة ، في حدود 300000 فولت / سم) . ان وجود مثل هذا المجال وبمثل هذه الشدة يجعله قادرا على سحب الكترونات التكافؤ من مداراتها وتحريرها خالقا بذلك ما يدعى بانهيار زينر – لاحظ الشكل (٢٠أ) .

من الناحية العملية تطلق تسمية ثنائي زينر على الثنائيات التي تعمل بمنطقة الانهيار بغض النظر عن كون الانهيار من نوع زينر او من النوع الاخر وذلك تكريما واعترافاً بالشخص الذي كان اول من شرح هذه الظاهرة ويرمز له عادة بالشكل (20 أ) . يسمى الجهد الذي يقابل نصف اعلى تيار ان يتحمله الثنائي بجهد زينر V_z وتتراوح قيمة V_z من 2 الى 200 فولت تبعا لشدة تركيز الشوائب في المواد شبه الموصلة التي صنع منها الثنائي ويقل جهد زينر بزيادة تركيز الشوائب ويعد V_z من الارقام المهمة التي يجب معرفتها كذلك يجب معرفة مقدار القدرة التي يستطيع الثنائي تحملها ، والتي تتراوح قيمتها ما بين 200 ملي وات الى 50 وات ، وعليه يمكن حساب اعلى تيار يمكن ان يتحمل الثنائي من .

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_z} \qquad \ldots (40)$$

على اية حال ، يلاحظ ان منحني الخواص (I – V) لثنائي زينر لايختلف كثيرا عن منحنى الخواص للثنائي البلوري في منطقة الانحياز الامامي وكذلك هو الحال بالنسبة للانحياز العكسي الا ان انهيار زينر يحدث عادة عند جهد انكسار اقل . كذلك ان انهيار زينر يظهر عند جهد اقل عند ارتفاع درجة الحرارة – انظر الشكل (٢٠أ) . ويمكن تفسير ذلك على النحو الاتي : ان زيادة درجة الحرارة يؤدي الى زيادة طاقة الالكترونات التكافؤية وهذا بدوره يؤدي الى اضعاف اواصر ربط الالكترونات بذراتها الام وينتج عن ذلك ان جهدا اقل يكفي لفك ارتباط الالكترون بذرته الام . من جهة اخرى فان زيادة جهد الانهيار التضاعفي مع زيادة درجة الحرارة يكون بسبب ان منطقة الاستنزاف تكون عريضة وان هذا الاتساع في هذه الطبقة سوف يسمح للالكترونات بعمل الكثير من التصادمات مع الذرات التي يزداد اهتزازها مع مواقعها الشبكية بسبب من زيادة درجة الحرارة ، وبذلك فان قصر المسافة المقطوعة قبل التصادم وكثرة التصادمات سوف لاتسمح بانتقال الطاقة الى الالكترونات الاخرى وبذلك لاتحدث المضاعفة الضرورية لحدوث الانهيار التضاعفي وبالتالي فان الالكترون يحتاج الى جهد اعلى (طاقة اكبر) لحدوث الانهيار في درجة الحرارة الاعلى .



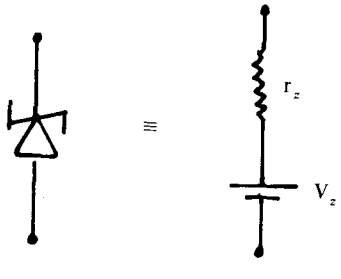
الشكل (٢٠) : – ثنائي زينر مع منحنى الخواص

من الجدير بالملاحظة ان الانكسار في ثنائي زنر يكون له انحناء حاد جدا تعقبه زيادة عمودية تقريبا بالتيار، او بعبارة اخرى ان اي زيادة في الجهد (ΔV) – في منطقة الانهيار – سوف يقابلها زيادة كبيرة في التيار (ΔI) الشكل (20أ) . اي ان الممانعة التي يبديها ثنائي زينر تكون صغيرة ويمكن حسابها من

$$r_z = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

وتكون عادة في حدود 20 الى 50 اوم

بقي ان نذكر اخيرا ، وعلى ضوء مما تقدم ، ان الدائرة المكافئة لثنائي زينر عندما يعمل في منطقة الانهيار تتكون من مصدر جهد V_z مربوط على التوالي مع المقاومة انظر الشكل (21) .



الشكل (٢١) : – الدائرة المكافئة لثنائي زينر

10 – 5 الثنائي النفقي The Tunnel Diode

يعدّ الثنائي النفقي من اجهزة اشباه الموصلات الحديثة نوعا ما وقد اخترعه عـام 1958 الدكتور لوايزالحي Leo Esaki ولهذا يدعى في بعض الاحيان بثنائي ايزاكي Esaki diode .

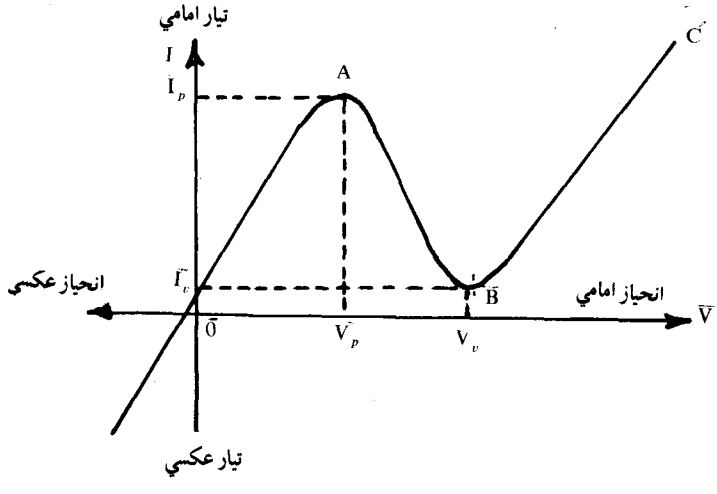
خلافا لما عليه الحال في الثنائي البلوري او ثنائي زينر فان عملية سريان التيار فـي هذا الثنائي تكون خاضعة كلية الميكانيك الكم او بالاحرى الى ظـاهرة التنفيـق tunneling effect التي تحدث بالصورة الاتية : –

رأينا فيما سبق ان زيادة تركيز الشوائب في وصلة الثنائي يؤدي الى تقليل سمـك منطقة الاستنزاف وكذلك الى زيادة المجال الكهربائي (على الرغم من الانخفـاض الحاصل في قيمة حاجز الجهد) . والحقيقة ان سمك طبقة الاستنزاف يتناسب عكسيا مع الجذر التربيعي لتركيز الشوائب في ثنائي الوصلة . واذا ما زاد تركيز الشوائب عـن 10^{18} ذرة شائبة في السم^3 كما هو في الثنائي البلوري وكذلك عن 10^{18} ذرة لكل سم^3 كما في ثنائي زينر ، الى الحد 10^{19} ذرة لكل سم^3 فان سمك طبقة الاستنزاف قد ، يصل الى اقل من 0·01 ميكرون (مقارنة مع 5 ميكرون في الثنائي البلوري) ويصـل المجال الكهربائي عبر هذه الطبقة الى اكثر من 900 kv/cm (مقارنة مع 300kv/cm في ثنائي زينر) . تحت هذه الظروف وبسبب من الطبيعة الموجبة للالكترون (يعامـل الالكترون على ضوء النظرية الكمية على اساس انه جسيم وموجه ، وعلى اساس مـن معادلة شرودينكر Schrodinger equation فقد يحتمل ان (يحفر) الإلكترون وينفذ من تحت حاجز الجهد . اي يحفر نفقاً tunnel ويمر من تحت الحاجز من منطقة N الى المنطقة P . هذا التنفيق tunneling يحدث على الرغم من عدم امتلاك الالكترون الطاقة الكافية لعبور تل الجهد والذي يستحيل حدوثه حسب النظرية الكلاسيكية مما يشير الى ان عملية الاختراق هذه هي عملية خاضعة تماما لميكانيـك الكم وتعتمد على حقيقة ان الموجة في ميكانيك الكم لها القدرة على اختراق حاجز الجهد من خلال استخدام الطاقة المرافقة في عملية الاختراق هذه وان تيار التنفيق يكون محسوساً اذا كانت طبقة الاستنزاف رقيقة جداً .

يمثل الشكل (22) منحنيا (I – V) للثنائي النفقي ويمكن ملاحظة ما يأتي عليه : – .

أ- حدوث انهيار زينر (المنطقة OZ) مع فولتية انحياز عكسية قد لاتتجاوز اكثر من 0·1V اوحتى من دون وجود هذه الفولتية العكسية وذلك بسبب من وجود المجال الكهربائي العالي عبر طبقة الاستنزاف .

ب- امتداد تأثيرزينر- المنطقة OA مع الانحيازالامامي الا ان 0·1V او 0·2V مع هذا الانحياز قد تكون كافية بسبب تأثيرزينرحيث يبدأ التياربعد هذا الانحيازالامامي بالنقصان - بعد الفولتية V_p او المنطقة AB وهنا تظهر أهمية هذا الثنائي فبينما يزداد فرق الجهد المسلط من V_p الى V_v - انظرالشكل (٢٢) - يقل التيارمن I_p الى I_v وهذا يعني انحدارا سالبا وبذلك تكون المقاومة الحركية سالبة . ومن هنا يمكن استخدام هذا الثنائي في المنطقة التي يعمل فيها كمقاومة سالبة (R -)لمعادلة قيمة مقاومة موجبة موجودة في موقع حساس من دائرة الكترونية لتكون حصلية المقاومتين صفرا وبذلك يصبح هذا الجزء من الدائرة غير مستهلك للقدرة اي ان استهلاك القدرة فيه يكون صفراً .



الشكل (٢٢) : - منحنى الخواص للثنائي النفقي

فضلا عن ذلك وبسبب من انتقال الشحنات في هذا الثنائي ، بطريقة موجيه مما يعني انتقالها بسرع عالية جدا فانه يستعمل كمفتاح سريع جدا في الدوائر المنطقية وكذلك كمذبذب لتوليد الموجات ذات الترددات العالية جدا كالموجات الدقيقة microwaves.

جـ- يبدأ التيار بعد V_p بالارتفاع مع زيادة الفولتية - المنطقة BC - حيث يدخل الثنائي فى منطقة الانحياز الامامي المنتظمة حاله حال الثنائيات الاخرى .

بقي ان نذكر اخيرا انه على الرغم من بساطة تصنيع الثنائي النفقي وقلة الضوضاء المرافقة له وكذلك استهلاكه القليل للقدرة والسرعة العالية في الفتح والغلق الا انه يبقى يعاني من بعض المساويء منها :

أ- محدودية مدى الفولتية التي يعمل معها كمقاومة سالبة

ب- انخفاض في الكفاءة حيث تمثل الكفاءة هنا النسبة بين I_p الى I_v

اسئلة ومسائل

1) لماذا لاتعد المادة شبه الموصلة من نوع N او نوع – P ذات فائدة عملية ؟
2) اشرح بالتفصيل كيفية نشوء طبقة الاستنزاف في وصلة الـ pN
3) ما سبب تركز مقاومة وصلة الـ pN في منطقة الاستنزاف ؟

4) ما المقصود بالوصلة الفجائية ؟ وضح ما تقول
5) اشرح بالتفصيل ما المقصود بحاجز الجهد ؟ بين كيف يتم حدوثه
6) ما المقصود بتيار الانتشار ؟ وكيف يتم حدوثه ؟
7) في الشكل (٦ أ) اشرح سبب ظهور حزمة P اعلى قليلاً من حزمة n ؟
8) اشتق المعادلة (١) ثم بين معناها
9) وضح ما دور الفجوات في شبه الموصل .
10) ما مقدار التيار المار في وصلة الـ pN في حالة التوازن الحركي ؟ وضح ذلك
11) هل يعتمد عدد حاملات الشحنات الاقلية على درجة الحرارة ؟ وكيف ؟
12) برهن على صحة معادلة انشتاين – المعادلة (11) – ثم بين معناها .
13) اشتق المعادلة (17) ثم بين معنى كل رمز فيها
14) اشرح كيف ينشأ تيار التوصيل في كل من شبه الموصل النقي والشائب . ايهما اكبر ؟
15) ما علاقة تيار التوصيل بتيار الانتشار في شبه الموصل الثابت في حالة
أ – التوازن الحركي ب – عند تسليط جهد انحياز امامي جـ – جهد انحياز عكسي
16) ما تأثير كل من الانحياز الامامي والعكسي على ارتفاع حاجز الجهد ؟ وضح ذلك مع الرسم .
17) لماذا لايتغير تيار التوصيل عند تسليط جهد انحياز امامي على وصلة الـ pN
18) اشرح الكيفية التي يسري فيها التيار في دائرة ثنائي شبه موصل عند تسليط جهد انحياز أمامي
19) ما التيار العكسي ؟ هل يؤدي زيادة الجهد السالب على وصلة الـ pN الى زيادته ؟ وضح بالتفصيل
20) ارسم منحنى (V – I) موضحاً عليه كل النقاط المهمة
21) اشرح بالتفصيل تأثير درجة الحرارة على عمل وصلة الـ pN
22) اشتق المعادلة (34) ثم بين معناها .

23) في الشكل (13) لماذا اختيرت r_p بدلا من r_F ؟ ولماذا اضيفت R_s ؟

24) في الشكل (15) لماذا اضيف مصدر الجهد المستمر ؟ وضح ذلك

25) ما المقصود بخط الحمل وكيف يتم تعينه ؟ اذكر فائدته

26) ما المقصود بنقطة التشغيل ؟ وكيف يتم تعينها

27) اشرح بالتفصيل كيف يحدث انهيار زينر وقارن بينه وبين الانهيار الكهربائي

28) ما تأثير ارتفاع درجة الحرارة على قيمة V_z ؟ اشرح بالتفصيل

29) ما تأثير زيادة التطعيم على قيمة V_z ؟ اشرح بالتفصيل

30) اشرح بالتفصيل كيف يسري التيار في الثنائي النفقي

31) لماذا يستخدم الثنائي النفقي في توليد الذبذبات ذات الترددات العالية جدا ؟

32) اشرح الكيفية التي يسري فيها التيار في الثنائي النفقي مع زيادة الفولتية .

33) اذا كان ثابت التناسب (A) في المعادلة هي 5×10^{21} فما قيمة n_i لكل من السيلكون والجرمانيوم عند درجة حرارة 300°K

34) تم اضافة شوائب من ذرات انتيمون بنسبة ذرة واحدة انتيمون الى مليون ذرة جرمانيوم . احسب كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل بعد الاضافة كذلك احسب كثافة الفجوات عند الاستقرار قبل وبعد اضافة هذه الشوائب .

35) احسب قيمة التوصلية σ_i لقطعة شبه موصل من Ge عندما تكون نسبة الذرات الواهبة ذرة واحدة الى 10^7 ذرة جرمانيوم

36) يتم اضافة شوائب من ذرات البورون بنسبة ذرة بورون لكل 10^6 ذرة جرمانيوم احسب كثافة الالكترونات الحرة الموجودة في شبه الموصل بعد الاضافة ثم احسب كثافة الفراغات كذلك احسب التوصلية .

37) اذا كان $I_s = 10^{-14}$ A عند 10^{-9} A, 25°C| عند درجة حرارة 125°C . احسب قيمة الجهد عبر الثنائي عند درجة الحرارة 25°C و 125°C علما بان قيمة التيار المار في كلا الحالتين هو 1mA

38) اذا كانت مقاومية النحاس عند درجة حرارة 20°C هي 1.7×10^{-8} Ω-m احسب معدل سرعة الانجراف في سلك النحاس اذا كانت مساحة مقطعه العرضي هي 10^{-6} m² ويحمل تيارا قدره (4A) (الوزن الذري للنحاس 63.3 وكثافته هي 8.9 gm/cm³)

39) احسب المقاومية الذاتية لكل من السيلكون والجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة ماذا يحدث لهذه المقاومية لو اضيف الى كل منهما شوائب من الانتيمون بنسبة

$10^6 : 1$ ذرة شبه موصل

40) اذا كان التيار المار في دائرة ثنائي بلوري من الجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة وفولتية 1V هو $100\ \mu A$. احسب قيمة التيار عند الفولتيات 0·2 − و 0·2 + عند نفس درجة الحرارة وعند درجة حرارة 40° .

41) اذا كان تيار التشبع العكسي في دائرة ثنائي بلوري هو ($2\ \mu A$) عند الفولتية ($-1V$) فما الفولتية الامامية اللازمة لاحداث تيار قدرة 100 mA علما بان مقاومة الثنائي هي $15\ \Omega$

42) في وصلة الـ pN من الجرمانيوم تنخفض كثافة الفراغات من $10^{21} m^{-3}$ الى 0·9 $\times 10^{21}\ m^{-3}$ عبر مسافة قدرها $2\mu m$. احسب تيار الانتشار العائد الى الفجوات في الوصلة عند درجة حرارة الغرفة .

43) اذا كانت المقاومة $R = \rho \frac{l}{A}$. اشتق علامة للمقاومية بدلالة كثافة الحاملات والحركية والشحنة .

الفصل السادس

استعمالات الثنائيات البلورية

Diode Applications

6 – 1 المقدمة : –

رأينا (كما مر) ، ان الثنائي البلوري لايختلف من حيث طبيعة عمله عن الصمام الثنائي المفرغ حيث يقوم كل منهما بالسماح للتيار بالمرور في اتجاه واحد (عندما يكون المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط) وبالتالي فان منحنى الخواص (I – V) متماثل لكل منهما ومن ثم فان استعمالهما يكون واحدا الا ان الثنائيات البلورية تفضل على الصمامات الثنائية المفرغة بالمميزات الهامة الاتية : –

1– الاستهلاك القليل للقدرة وعلى وجه الخصوص عدم الحاجة الى الطاقة اللازمة لتسخين الفتائل

2– صغر الحجم وخفة الوزن

3– طول عمر هذه الاجهزة (يبلغ حوالي عشرات الالاف من الساعات) مقارنة مع عمر الصمامات .

4– متانه ميكانيكية عالية (تتحمل الاهتزازات والصدمات والمؤثرات الميكانيكية الاخرى)

وعلى الرغم من ذلك فان هناك عيوبا في الثنائيات البلورية موجودة في الوقت الحاضر ومنها :

1– الاختلاف الواسع بين ثوابت الثنائيات ذات الطراز الواحد

2 – الاعتماد الشديد لخصائص هذه الاجهزه على درجة الحرارة

3– لاتصلح الكثير منها للعمل في الترددات العالية

4– لاتستطيع العمل مع القدرات العالية

5- يسوء بشدة عمل هذه الاجهزة بتأثير الاشعاع المؤين .

وتجري في الوقت الحاضر ، ابحاث كثيرة لتحسين اجهزة اشباه الموصلات وللحصول على مواد جديدة لتصنع منها هذه الاجهزة . وتصنع الان اجهزة من اشباه الموصلات تتحمل مرور تيارات تبلغ عشرات الالاف من الامبيرات ويسمح بتشغيل هذه الاجهزة في درجات حرارة لغاية 125° م

مما جاء اعلاه يتبين لنا ان تطوير اجهزه اشباه الموصلات سيؤدي بالتالي مع مرور الوقت ، الى ازدياد انتشارها في مختلف انواع المعدات ومن ثم فان التعرف على استخدام هذه الاجهزة وتطبيقاتها يصبح من الامور الضرورية بمكان وسنحاول في هذا الفصل التطرق لبعض التطبيقات لهذه الاجهزة كالتقويم والتحديد والالزام .... وغيرها .

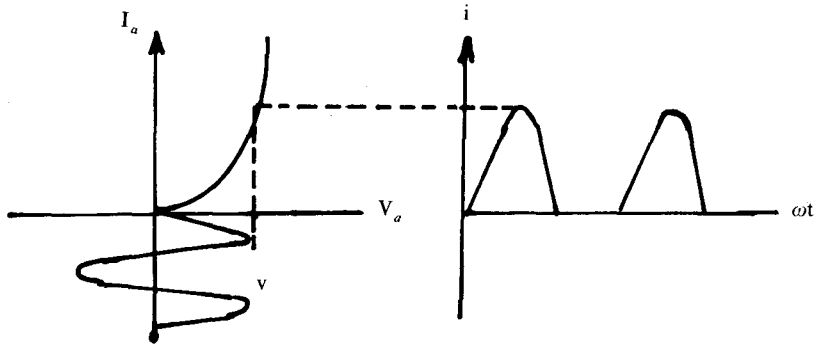
6 - 2 التقويم : Rectification

تحتاج معظم الاجهزة الالكترونية في اداء عملها الى مصادر التيار المستمر لتغذيتها بما تحتاجه من قدرة كهربائية ، ولحسن الحظ فان التيار المطلوب لايكون في اغلب الاحيان ، كبيرا وهذا ما يفسر ان البطاريات الجافة من اكثر هذه المصادر استعمالا في الاجهزة المتنقلة كالراديو ومصابيح النيون وحاسبات الجيب الالكترونية ...وغيرها .

من جهة اخرى ، وبالنظر لمحدودية عمر هذه البطاريات واستهلاكها السريع وللحاجة القائمة على الدوام ، الى مصادر التيار المستمر فانه يتم الحصول عادة على هذه المصادر من خطوط القدرة المتناوبة المألوفة وذلك عن طريق تحويل التيار المتناوب (a.c) الى تيار مستمر (d.c) باستخدام الثنائي البلوري . فتسمى عملية التحويل هذه بالتقويم rectification ويطلق على الثنائي بالمقوم rectifier

ان خاصية التقويم للموجات التي يمتلكها الثنائي البلوري ، تأتي من حقيقة ان هذا الثنائي يبدي مقاومة صغيرة لمرور التيار في احد الاتجاهات (الاتجاه الامامي اي عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة الى المهبط) ومقاومة كبيرة جدا في الاتجاه الاخر (الاتجاه المعاكس اي عندما يكون جهد المصعد سالباً بالنسبة الى المهبط) اوبعبارة اخرى انه يسمح للتيار بالمرور في اتجاه واحد وذلك عندما يكون جهد المصعد موجبا بالنسبة للمهبط .

ان الكشف عن هذا السلوك (التقويم) للثنائي يمكن ان يتضح من خلال استخدام منحنى الخواص (I – V) للثنائي البلوري – حيث يلاحظ ان سريان التيار لايحدث الا عندما يكون V_a موجبا ، وبالتالي فان تسليط موجة جيبية (تحتوي على جزء موجب واخر سالب) سوف يؤدي الى سريان التيار خلال النصف الموجب من الموجه فقط وحدوث قطع للجزء السالب من هذه الموجة – انظر الشكل (1)

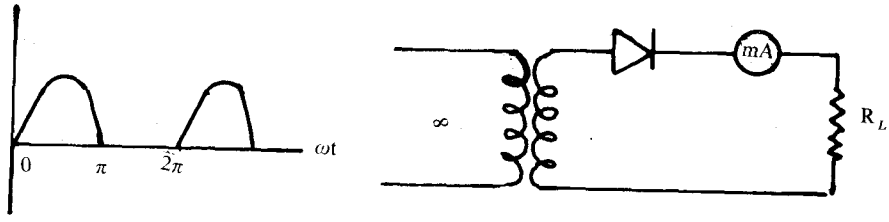


الشكل(١) : – التقويم النصفي بالطريقة البيانية

على الرغم من ان الموجة الخارجه متغيرة هي الاخرى (تبدأ من الصفر صعودا الى I_m ورجوعا الى الصفر) الا انها تحتوي على قيمة متوسطة – سيتم حسابها لاحقا – على خلاف الموجة الجيبية الداخلة حيث ان القيمة المتوسطة لها تساوي صفرا . من هنا فانه يصبح واضحا امكانية تحويل جزء من التيار الـ (a.c) باستخدام الثنائي البلوري ، الى تيار مستمر (d.c) . على ايه حال ، سنقوم هنا بشرح الانواع الثلاثة لدوائر التقويم وهي :

أ– دائرة تقويم نصف الموجه half - wave rectifier

يبين الشكل (2 أ) دائرة المقوم النصفي للموجات ، ويلاحظ في هذه الدائرة استخدام ثنائي بلوري منفرد كما يلاحظ تسليط الموجة الجيبية خلال محولة القدرة (T) التي ربطت على التوالي مع الثنائي البلوري وكذلك مقاومة الحمل R_L . في هذه الدائرة ومن استخدام قانون كريشوف للجهد ، نجد ان



(أ) دائرة مقوم نصف موجة

(ب) : – موجة نصف مقومة

الشكل (٢)

$$v_i = V_m \sin \omega t = v_a + v_L \cdots \quad \ldots (1)$$

حيث تمثل v_i و v_a و v_L القيمة الانية لكل من جهد الموجة الداخلة وجهد الهبوط حول الثنائي وجهد الحمل او جهد الخرج عبر مقاومة الحمل R_L وعلى التوالـــــي . المعادلة (١) يمكن اعادة كتابتها بدلالة التيار. اي ان

$$v_i = i_a r_a + i_a R_L = i_a (r_a + R_L) \quad \ldots (2)$$

حيث يمثل i_a القيمة الانية للتيار المار في دائرة المقوم ، اما r_a فتمثل مقاومة الثنائي الامامية بالنسبة للتيار المتناوب ، من المعادلتين (1) و (2) نستطيع ان نجد ان :

$$i_a = \frac{V_m}{(r_a + R_L)} \sin \omega t \quad \ldots (3)$$

او ان

$$i_a = I_m \sin \omega t \quad \ldots (4)$$

على اعتبار ان التي تمثل اعلى قيمة يصلها التيار من

النظر الى الشكل (ب) نجد ان التيار المار في الدائرة هو :

$$i_a = I_m \sin \omega t \qquad 0 \le \omega t \le \pi \qquad \ldots (5a)$$

$$i_a = 0 \qquad \pi \le \omega t \le 2\pi \qquad \ldots (5b)$$

نستخلص من المعادلة (5) انه اذا وضع جهاز قياس التيار المستمر (الاميتر) . في دائرة الحمل في الشكل (2أ) فان ما يقرأه الجهاز سوف يمثل معدل القيمة المستمرة للتيار i_a . اي ان

$$I_{a\cdot c} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a \, d(\omega t) = \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{I_m}{\pi} \qquad \ldots (6)$$

لذا فان قدرة الاخراج في الحمل تصبح

$$P_{d\cdot c} = I_{d\cdot c}^2 R_L = \left(\frac{1}{\pi} \right)^2 \frac{V_m^2 R_L}{(r_a + R_L)^2} \qquad \ldots (7)$$

وبما ان معدل قدرة الادخال لمصدر التيار المتناوب خلال دورة واحدة هي :

$$P_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 R \, d(\omega t) \qquad \ldots (8)$$

او ان

$$P_i = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 \, d(\omega t) \right) R \qquad \ldots (9)$$

حيث يشير المقداران بين القوسين من المعادلة (9) – الى مربع القيمة الفعالة للتيـــار

$r\cdot m\cdot s$

$$I_{r\cdot m\cdot s} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 \, d(\omega t)} \qquad \ldots (10)$$

وعند التعويض عن قيمة ($i = I_m \sin \omega t$) واجراء التكامل نجد ان

$$I_{r.m.s} = \frac{I_m}{2} \qquad \ldots (11)$$

لذا فان القدرة المتولدة من جهد الادخال تساوي :

$$P_i = I^2_{r.m.s}(r_a + R_L) = \frac{I^2_m}{2}(r_a + R_L) \qquad \ldots (12)$$

تعرف كفاءة التقويم (η) وفق العلاقة الاتية :

$$\eta = \frac{P_{d.c}}{P_i} \times 100 \qquad \ldots (13)$$

عليه فان كفاءة دائرة التقويم النصفي للثنائي البلوري تصبح

$$\eta = \left(\frac{I_{d.c}}{I_{r.m.s}} \right)^2 \left(\frac{100}{1 + r_a/R_L} \right) \qquad \ldots (14)$$

وعند التعويض عن قيمة $I_{d.c}$ بـ $\frac{I_m}{\pi}$ وعن $I_{r.m.s}$ بـ $\frac{I_m}{2}$ في المعادلة (١٤) نحصل على

$$\eta = \left(\frac{I_m/\pi}{I_m/2} \right)^2 \times \frac{100}{\left(1 + \frac{r_a}{R_L}\right)} \approx 40\% \qquad \ldots (15)$$

وعليه فان اعلى كفاءة تحويل يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه هي 40% . ان هذا الانخفاض في الكفاءة يمكن رده كما ذكرنا ، الى عدم مرور التيار في دائرة الثنائي خلال النصف السالب ، ومن ثم عدم ظهور هذا الجزء عبر مقاومة الحمل R_L ، الذي يشير الى حقيقة ان قيمة R_L تكون صغيرة جدا مقارنة مع مقاومة الثنائي العكسية وحسب قانون مجزء الجهد ، نستنتج ان هذا النصف السالب من الموجه سوف يظهر باجمعه عبر الثنائي .

على اية حال ، عندما تصل v_i الى اعلى قيمة سالبة لها ($-V_m$) فان الثنائـــي البلوري سوف يتعرض الى فرق جهد عكسي قيمته الذروة لفرق جهد الادخال وعليه فانه يطلق على فرق الجهد هذا اسم جهد الذروة العكسية Peak inverse voltage ، لذا يجب اختيار الثنائي بحيث يكون جهد انهياره اعلى من جهد الذروة العكسية كذلك هناك خطر اخر وهو انه خلال النصف السالب يمكن لقلب core المحوله ان يتمغنط ويؤدي بالتالي الى تلف المحوله .

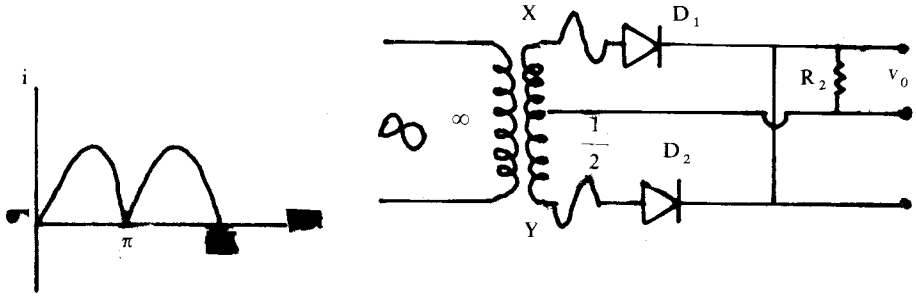
ب- دائرة مقوم موجه كاملة Full-wave rectifier

ذكرنا توا ان اقصى كفاءة تحويل يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه ، هي 40% وان هذا الانخفاض في قيمة الكفاءة قد سببه عدم ظهور الجزء السالب من الموجه الداخلة عبر R_L مما يشكل خسارة قدرها 60% من القدرة الداخلة وبالتالي فانه يصبح من الضروري استغلال هذا النصف السالب للحصول على كفاءة تقويـــم اعلى ومن ثم على قدرة اخراج مستمرة اكبر .

يبين الشكل (٣أ) دائرة مقوم موجة كاملة ويلاحظ في هذا الشكل انه تم استخدام محولة قدرة ذات نقطة وسطية center-tapped power transformer وبالتالى فان الموجة الداخلة قد ظهرت مجزأة الى جزءين متساويين : الجزء الاول ظهر عند نقطة X والثاني ظهر عند النقطة Y . هذا وعلى الرغم من ان الجزءين متساويان في المقدار الا انه يلاحظ وجود فرق في الطور بينهما قدره 180° ، الامر الذي يسمح باستغلال النصف السالب من الموجه الداخلة وعلى النحو الاتي : - خلال النصف الاول من الموجة الداخلة تكون الموجة A موجبة وبذلك فان الثنائي D_1 يسمح بمرور التيار من جهة اخرى وخلال النصف السالب من الموجة الداخلة تكون الموجة B موجبة مما يجعل الثنائي D_2 يقوم بامرار التيار هذه المرة ، وعليه فان التيار الناتج سوف يظهر كما في الشكل (٣ب)

وباتباع نفس الطريقة التي تم فيها حساب كفاءة دائرة مقوم نصف موجة ، يمكن البرهنة على ان معدل القيمة المستمرة لتيار الحمل هي :

$$I_{d\cdot c} = \frac{2I_m}{\pi} \qquad \ldots (16)$$



(أ) دائرة مقوم موجة كاملة .

(ب) موجة كاملة التقويم .

الشكل (٣)

وبهذا تكون القدرة الخارجة مساوية للكمية .

$$P_{d\cdot c} = \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{V_m^2 R_L}{(r_a + R_L)^2} \qquad \ldots (17)$$

وحيث ان جهد الادخال لم يتغير عن السابق لذا فان قدرة الادخال ستكون هي نفسها :

$$P_i = I^2_{r\cdot m\cdot s} (r_a + R_L)$$

وعليه فان كفاءة ، دائرة التقويم لموجة كاملة ، ستكون مساوية لـ

$$\eta = \left(\frac{P_{d\cdot c}}{P_i} \right) = \left(\frac{2I_m/\pi}{I_m/2} \right)^2 \times \left(\frac{100}{1 + r_a/R_L} \right) \qquad \ldots (18)$$

$$= 80\ \%$$

وهكذا ترتفع كفاءة التقويم من 40 % الى 80 % وتقل الخسارة في القدرة من 60 % الى 20 % ، الا انه مما مما يجب التنبيه عليه ، انه في حالة استعمال محوله رافعة ، وكون حجم الفولتية المسلط على اي من الثنائين D_1 و D_2 مساوية لجهد الموجة الداخلة او اكبر ، فان الجهد الذي سوف يظهر عبر اي من الثنائين في حالة الانحياز العكسي ، سيكون مساوياً لـ

$$V = V_m + V_m \approx 2V_m \qquad \ldots (19)$$

اواكبر مما يشير الى ان جهد الذروة العكسية في دائرة مقوم موجة كاملة ، يكون ضعفه اواكثر مما هو عليه في دائرة مقوم نصف موجه ومن ثم فانه يجب اختيار الثنائي هنا بحذر اكبر .

جـ – قنطرة التقويم bridge rectifier : –

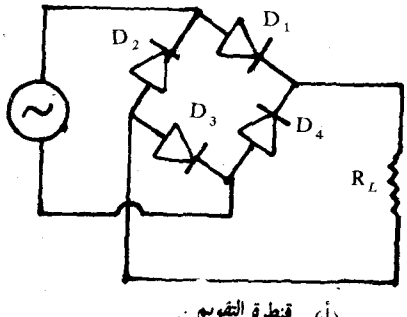
على الرغم من الكفاءة العالية التي تتمتع بها دائرة مقوم موجه كاملة مقارنة مع دائرة مقوم نصف موجه ، الا ان هناك بعض المساويء التي ترافق هذه الدائرة ومنها : –

أ– عدم توفر المحولة ذات التوصيل المركزي في كل الاوقات ، فضلا عن ان تعيين نقطة النصف على الملف الثانوي ، لهذه المحولة ، ليست بالعملية السهلة . كذلك فان استعمال المحولة يعني زيادة حجم الدائرة وزيادة تكاليفها .

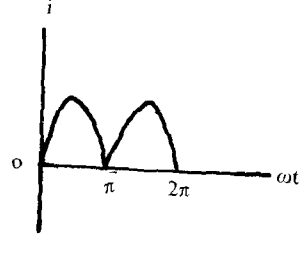
ب– الثنائيات البلورية المستعملة يجب ان تمتلك جهد ذروة عكسياً عالياً .

ان الحاجة الى محول ذي نقطة وسطية ، سوف تختفي عند استعمال قنطرة التقويم – الشكل (٤أ) . يلاحظ في هذه الدائرة استخدام اربعة ثنائيات بلورية هي D_1 و D_2 و D_3 و D_4 وقد تم ربطها على هيئة قنطرة bridge . ومن هنا جاءت التسمية قنطرة التقويم . مما يجدر ملاحظته ان D_1 وقد تم ربطه عبر المقاومة R_L على التوالي مع D_3 وكذلك هي الحالة بالنسبة لـ D_2 و D_4 .

وبهذا فان جهد الذروة العكسي سوف يتوزع على كلا الثنائين ويكون لذلك نصف ما هو عليه في دائرة مقوم موجه كاملة لنفس جهد الاخراج المطلوب . اما الميزة الثانية لقنطرة التقويم فهو امكانية الحصول على نفس جهد الاخراج ولكن باستعمال نصف عدد لفات الملف الثانوي للمحول المطلوب استعماله في دائرة مقوم الموجة الكاملة .



(أ) قنطرة التقويم .

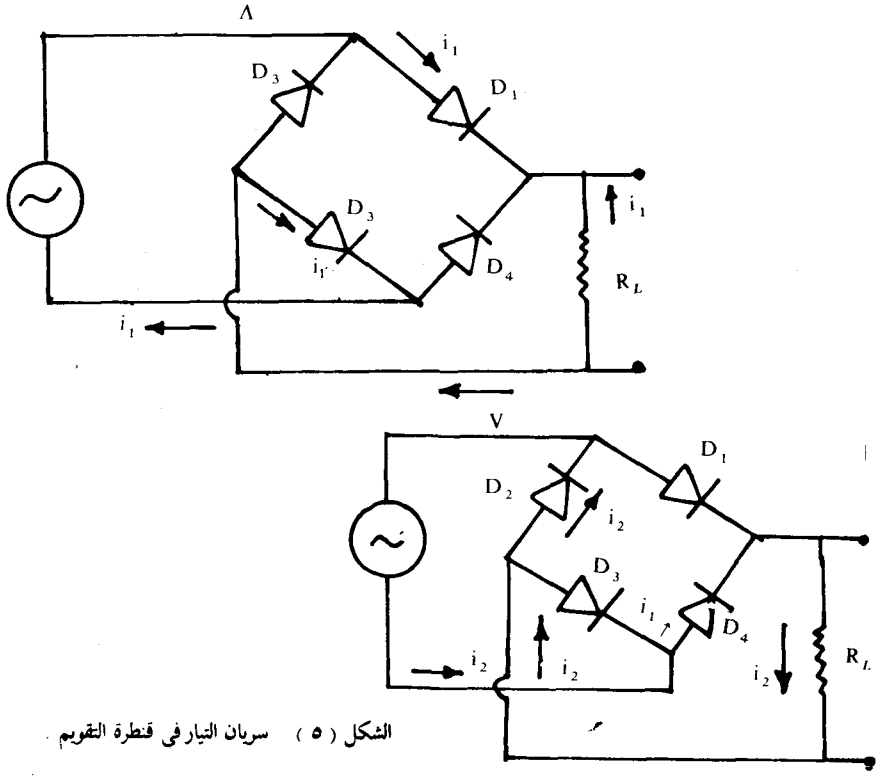


(ب) موجة كاملة التقويم .

الشكل (٤)

على أية حال ، يمكن تلخيص عمل قنطرة التقويم على النحو الاتي : – من ملاحظة الثنائيات الاربعة المبينة في الشكل (٤) يمكن بسهولة ادراك عمل القنطرة في تقويم الموجة الجيبية . فالثنائيات D_1 و D يقومان بتوصيل التيار في الدائرة خلال النصف الاول الموجب من الموجة الداخلة وبذلك يسلك التيار الاتجاهات المؤشرة في الدائرة (٥أ) . اما في النصف السالب من موجة الادخال فان الثنائيين D_2 وD_4 يقومان بتوصيل التيارفي الدائرة حسب الاتجاهات المبينة في الشكل (٥ب) . ومما يجدر ملاحظته ان التيار يسري في المقاومة R_L في اتجاه واحد خلال نصفي موجة الادخال (الموجب والسالب) وبالتالي فان جهد الاخراج سيكون ذا تقويم موجي كامل .

بقي ان نذكر اخيرا انة على الرغم من كثرة استخدام قنطرة التقويم الا ان عيبها الرئيسي يكمن في انها تستخدم اربعة ثنائيات وهذا يخلق مشكلة عندما تكون الموجة الداخلة صغيرة حيث انه يلزم 1.4 فولت هبوط على الثنائين ، لكي يبدأ بتوصيل التيار ، وبالتالي فانه يفضل استخدام مقوم الموجات الكاملة في التطبيقات التي تحتاج الى جهود واطئة .



الشكل (٥) سريان التيار في قنطرة التقويم .

6 – 3 عامل التموج Ripple Factor

رأينا فيما سبق ، انه كان بالامكان تحويل جزء كبير من الجهد الجهد المتنـــاوب الداخل قد يصل الى حد 80% من قيمته ، الى جهد مستمر ومع ذلك ظهرت الموجـة المقومة كما في الشكل (٦) ، مما يشير الى انها لازالت تحتوي على مركبه متناوبة للجهد (حيث يلاحظ انها تبدأ من الصفر وتزداد لتصل الى اعلى قيمة لها ثم تعود الى الصفر) . وفي الحقيقة لاتوجد دائرة تقويم مهما كانت معقدة ، الا واحتوت الموجة الخارجة منها على مركبة متناوبة .

على اية حال ، تقاس مدى فعالية اي دائرة تقويم ومدى قدرتها على تقويـــم الموجات بوساطة كمية يطلق عليها عامل التموج ripple factor او اختصاراً (r.f) الذي يعرف : بانه النسبة بين القيمة الفعالة للمركبة المتناوبة من الموجة الخارجة الى معدل القيمة المستمرة لتلك الموجة الخارخة او بصيغة رياضية فان .

$$r.f = \frac{V_{a\cdot c}}{V_{d\cdot c}} = \frac{I_{a\cdot c}}{I_{d\cdot c}} \qquad \ldots (20)$$

معروف ان $I_{r\cdot m\cdot s}$ هو مقياس للقدرة المبددة في مقاومة الحمل R_L من دائـــرة المقوم . اي ان

$$P = I^2_{r\cdot m\cdot s} R \qquad \ldots (21)$$

وحيث ان هذه القدرة الكلية هي مجموع القدرة المبددة الناتجة عن مرور مركبتي التيار المتناوب والمستمر التي تحتويهما الموجة . اي ان

$$P = I^2_{d\cdot c} R_L + I^2_{a\cdot c} R_L \qquad \ldots (22)$$

وعند المقارنة بين (٢١) و (٢٢) نحصل على

$$I^2_{r\cdot m\cdot s} = I^2_{d\cdot c} + I^2_{a\cdot c} \qquad \ldots (23)$$

او ان

$$I_{a\cdot c} = \sqrt{I^2_{r\cdot m\cdot s} - I^2_{d\cdot c}} \qquad \ldots (24)$$

وبهذا فان عامل التموج ، بعد التعويض ، يكون مساويا لـ

$$r{\cdot}f = \frac{\sqrt{I^2_{r{\cdot}m{\cdot}s} - I^2_{d{\cdot}c}}}{I_{d{\cdot}c}} \quad \ldots (25)$$

او ان

$$r{\cdot}f = \sqrt{\frac{I^2_{r{\cdot}m{\cdot}s}}{I^2_{d{\cdot}c}} - 1} \quad \ldots (26)$$

بالنسبة لدائرة مقوم نصف موجه لدينا ان $\frac{V_m}{\pi} = I_{d{\cdot}c}$ وان $\frac{V_m}{2} = I_{r{\cdot}m{\cdot}s}$ وعليه فان $r{\cdot}f$ لهذه الدائرة تكون مساوية لـ

$$r{\cdot}f = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 1{\cdot}21 \quad \ldots (27)$$

وهذا يعني ان مركبة الـ a·c ، في الموجة الخارجة من الدائرة المقوم النصفي للموجات ، هي اكبر بـ 1·21 مرة من المركبة المستمرة لنفس الموجة مما يشير الى وجود تموج عال في هذه الموجة الخارجة من دائرة المقوم النصفي ولهذا السبب فان مقوم نصف موجه لا يعد فعالا في تقويم الموجات

من جهة اخرى يكون عامل التموج لدائرة مقوم موجة كاملة مساويا لـ

$$r{\cdot}f = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0{\cdot}48 \quad \ldots (28)$$

وعليه فان المركبة المستمرة في الموجة الخارجة والناتجة من دائرة مقوم موجة كاملة تكون اكبر من المركبة المتناوبة في نفس الموجة وبالتالي فان التموج في هذه الموجةيكون اقل مما هو عليه في الموجة الناتجة من مقوم نصف موجة ومن الجدير بالملاحظة انه كلما قل $(r{\cdot}f)$ كلما كانت فعالية الدائرة في التقويم اكبر .

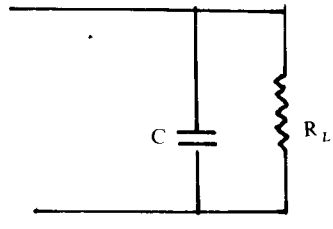
6 - 4 دوائر الترشيح Filter circuits

وجدنا تواً ان عامل التموج قد انخفض في دائرة مقوم موجه كاملة ، من 1·21 من دائرة مقوم نصف موجه الى 0·48 في دائرة مقوم موجة كاملة مما يدل على ان مركبة الجهد المستمر ، في الموجة الخارجة من دائرة مقوم موجة كاملة ، تكون اكبر

او مساوية لضعف مركبة الجهد المتناوب في هذه الموجة وكذا هو الحال بالنسبة للموجة الخارجة من قنطرة التقويم .

على اية حال ، في كثير من التطبيقات يستوجب جعل المركبة المتموجة (المتناوبة) هذه اصغر ما يمكن وعليه فانه لايمكن الاعتماد على دوائر التقويم وحدها ، كمصادر للجهد المستمر ما لم يضف اليها دوائر اخرى تعمل على ازالة (ترشيح) الاجزاء المتناوبة من جهد الاخراج وتسمح للمركبة المستمرة منهما بالمرور وتسمى بدوائر الترشيح filter circuits واحيانا بدوائر التسوية (التنعيم) Smoothing circuits .

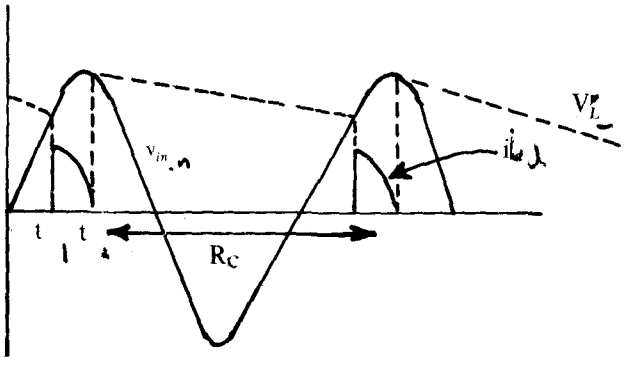
تستخدم دوائر الترشيح عادة ، المتسعات والملفات وتوظف قدرة هذه العناصر الكهربائية على خزن الطاقة في اجراء عملية تنعيم الجهد الخارج ومن ثم الحصول على جهد مستقر steady (ثابت القيمة) مع الزمن ويبين الشكل (٣) ابسط انواع المرشحات ويدعى بمرشح متسعة capacitor filter



الشكل (٦) مرشح متسعة .

تم في هذه الدائرة ربط المتسعة C حول المقاومة R_L التابعة لدائرة المقوم ، فاذا كانت ممانعة المتسعة $\left(f = 50\ Hz \text{ عند } x_c = \frac{1}{2\pi fc} \right)$ صغيرة بالمقارنة مع R_L فان هذه المتسعة سوف تعمل كدائرة قصر بالنسبة لمركبة الجهد المتناوب بالتالي يصبح الجهد عبر R_L جهداً مستمراً .

من جهة اخرى ، يمكن النظر الى المتسعة كمخزن (tank) يعمل على خـــزن الشحنات خلال فترة توصيل الثنائي وتفريغها الى R_L خلال فترة الانقطاع ويبين الشكل (٧) موجة الادخال والموجة المرشحة V_L وكذلك التيار المار خلال الثنائي .



الشكل (٧) موجة الادخال الاخراج الى ومن مرشح متسعة .

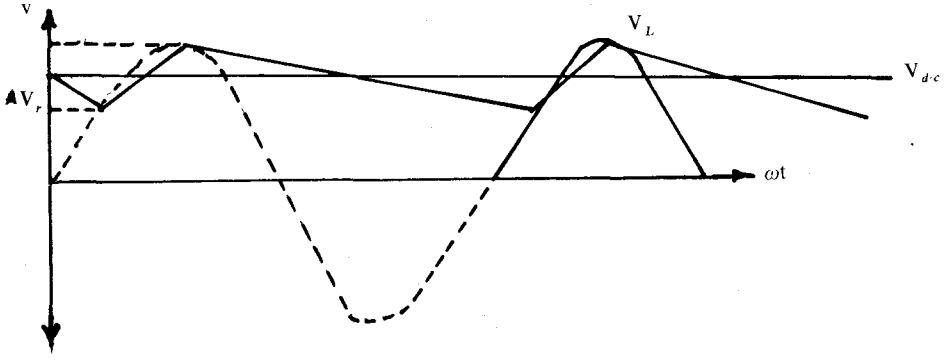
يلاحظ في هذا الشكل (٧) ان المتسعة تبدأ بالشحن حالما يبدأ التيار بالسريـــان في الثنائي ، عند اللحظة . t_1 ، اي عندما يصل جهد الربع الاول من موجة الادخال (اي جهد المصعد) الى جهد اكبر من الجهد الذي تصل اليه المتسعة C بعد التفريـــغ خلال R_L (جهد المهبط).

على اية حال ، عندما تصبح V_c مساوية لـ V_m ، اي عند اللحظة t_2 انظـــر الشكل (٧) ، يتوقف سريان التيار . وذلك لان الموجة الداخلة تبدأ بعدها بالهبوط بينما تحتفظ المتسعة بجهدها ، لفترة تطول أو تقصر تبعا لقيمة ثابت الزمن RC – انظر الشكل (٧) . وهكذا ساعدت المتسعة على تقليل المركبة المتناوبة من جهد الاخراج .

1 – 4 – 6 تحليل دائـرة المرشـح السعـوي : –

ذكرنا تواً ، انه على الرغم من ان موجه الادخال تبدأ بالهبوط الى ان المتسعة سوف تحتفظ بجهدها لفترة تتناسب مع RC ومن ثم تظهر كما في الشكل (٧) والمعاد رسمه في الشكل (٨) حيث يمثل ΔV مقدار التموج في جهد الاخراج V_L .

هذا الشرح ينطبق على حالة الاستقرار التي تصلها المتسعة بعد زمن من تسليط الموجة الداخلة .



الشكل (٨) تغير V مع فترة التوصيل .

يلاحظ في هذا الشكل (٨) ايضا ، ان V_r يقل كلما قلت فترة التوصيل ($\Delta t = t_2 - t_1$) التي يمكن تقليلها بزيادة ثابت الزمن ($R_L C$) حيث يقل هبـــوط الجهد اثناء تفريغ المتسعة .

من جهة اخرى ، يجب ان يكون معلوما انه في اللحظة التي يتم فيها تسليط الموجـة الداخلة فان المتسعة حينئذ تتصرف كدائرة قصر ومن ثم فان التيار الابتدائي الذي يمر في دائرة المقوم بسبب من وجود المتسعة ، سوف يكون كبيرا جدا ويدعى بالتيار المفاجي Surge current ، وعلى العموم فان التيار الذي يمر خلال الثنائي I_D لايكون مساويا لـ $\left(\frac{V}{r_a + R_L}\right)$ بل يزيد عن ذلك كثيرا فالشحنات التي تفرغ من المتسعة خلال الفترة التي يكون فيها الثنائي في حالة قطع ، يجب ان تسترجع خلال فترة التوصيل القصيرة Δt . اي ان

$$I_D = I_L \frac{T}{\Delta t} \quad \ldots (29)$$

هذا وقد تزيد النسبة $\left(\frac{T}{\Delta t}\right)$ عن 100 وتزداد كلما زادت قيمة C . لـــذا يجب اختيار الثنائي الذي يتحمل تيارا عاليا مثل I_D ولفترة قصيرة جداً .

الان اذا فرضنا ان V_r تمثل موجة مثلثية – لاحظ الشكل (٨) – فان قيمة $V_{r\cdot m\cdot s}$ لهذه الموجة سوف تكون مساوية لـ

$$V_{r\cdot m\cdot s} = \frac{V_r}{2\sqrt{3}} \qquad \ldots (30)$$

لدينا الآن ان

$$r\cdot f = \frac{V_{a\cdot c}}{V_{d\cdot c}} \approx \frac{V_r}{2\sqrt{3}\, V_{d\cdot c}} \qquad \ldots (31)$$

وكتقريب اولي ، هو اعتبار فترة التوصيل Δt اقل بكثير من فترة تردد موجة الادخال $\left(T = \frac{2\pi}{\omega} \right)$ لذا يمكن اعتبار فترة هبوط الجهد عبر المتسعة من V_m بالمقدار V_r تستغرق T من الزمن . عليه فان

$$V_r = V_m (1 - e^{-T/RC}) \qquad \ldots (32)$$

وبما ان ثابت الزمن $(R_L C)$ يختار بحيث يزيد كثيرا عن T ، لذا فان

$$V_r = V_m \frac{T}{R_{LC}} \qquad \ldots (33)$$

كذلك من النظر الى الشكل (٨) ولغرض اجراء نفس التقريب ايضا ، نستطيع القول ان :

$$V_{d\cdot c} \approx V_{d\cdot c} + \frac{V_r}{2} = V_m \qquad \ldots (34)$$

وعند التعويض عن قيمة كل من V_r و $V_{d\cdot c}$ المذكورين اعلاه في المعادلة (٣١) نحصل على

$$r\cdot f = \frac{T}{2\sqrt{3}\, R_L C} = \frac{1}{2\sqrt{3}\, R_L f C} \qquad \ldots (35)$$

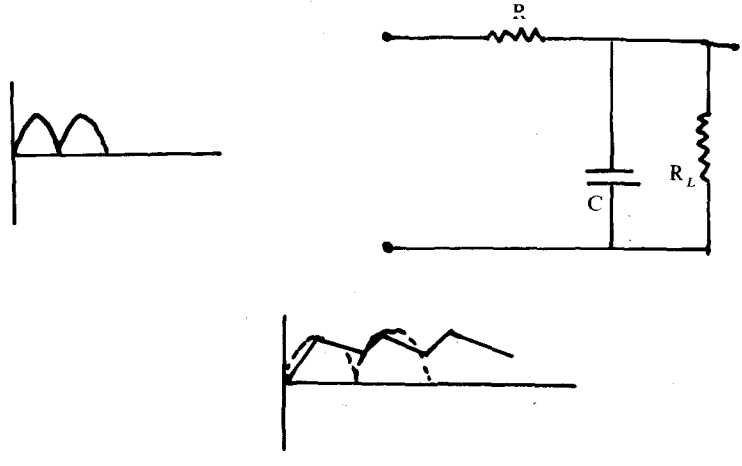
هذه المعادلة (٣٥) تصلح للتعبير عن سلوك المرشح السعوي المربوط الى دائرة المقوم النصفي للموجات ويمكن الوصول تقريبا الى نفس العلاقة بالنسبة لمقوم كامل مع فارق ان العامل f يستبدل بـ 2f .

وعليه فانه كلما زادت c او f او R_L كلما قلت r·f ومن ثم تم الوصول الى جهد مستقر بصورة اكبر .

2 – 4 – 6 مرشحات اخرى : –

على الرغم من ان مرشح متسعة يمتاز بالبساطة وصغر الحجم ورخص الثمن وسهولة الربط الا ان استخدامه يقتصر فقط على التيارات الصغيرة اقل من 50 ملي امبير

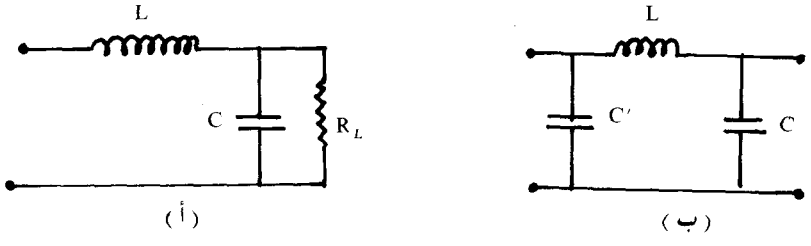
على اية حال ، ان اضافة مقاومة على التوالي مع المتسعة – انظر الشكل (٩) – سوف يحد من قيمة التيار المفاجيء وبالتالي يمكن التغلب على عيب المرشح السعوي البسيط ، ويدعى هذا النوع من المرشحات بمرشح مقاومة – متسعة RC filter



الشكل (٩) مرشح مقاومة – متسعة .

ان ربط المقاومة R على التوالي مع المتسعة سوف يؤدي الى احداث هبوط في الجهد عبر هذه المقاومة عند مرور تيار الحمل فيها ومن ثم الى انقاص جهد الحمل . ومع ان التغلب على هذه المشكلة يمكن ان يتم بجعل R_L اكبر بكثير من R ، حيث ان معظم الجهد سوف يظهر حول المقاومة الكبرى R_L وكذلك فان استعمال R_L كبيرة سوف يقلل من عامل التموج r·f – انظر المعادلة (٣٥) – الا انه يجب التذكر ان اطفاء دائرة المقوم بعد التشغيل ، سوف يشكل خطرا ناتجا عن احتمال التعرض الى خطر الصدمة الكهربائية عند لمس المتسعة وذلك لان $R_L C$ سوف تكون كبيرة ومن ثم

فان زمن تفريغ المتسعة سيكون كبيرا هو الاخر ، وبالتالي فانه لاينصح ان تكون R_L كبيرة للسبب المذكورة اعلاه ويطلق على هذه المقاومة احيانا بمقاومة النزف bleeder resistor على اية حال يمكن الوصول الى مستوى افضل للترشيح باستخدام مرشح ملف inductance filter انظر الشكل (١٠) .



الشكل (١٠) مرشحات ملف – متسعة .

من المعروف ان ممانعة الملف تساوي $x_L = 2\pi fL$ وبالتالي فان الملف يبدي ممانعة عالية بالنسبة للتيار المتناوب وممانعة تساوي صفرا بالنسبة للتيار المستمر (حيث f صفر في هذه الحالة) .

من جهة اخرى وكما اسلفنا ، تعد المتسعة مخزناً للطاقة الكهربائية ومن ثم فانها تربط على التوازي كي تمانع التغير في الجهد . كذلك يعد الملف مخزناً للطاقة المغناطيسية وبذلك يربط على التوالي مع الحمل كي يمانع التغير في تيار الحمل حيث يقوم بعتق تلك الطاقة كلما اراد تيار الحمل ان يقل عن المعدل وهكذا تتم عملية تقليل التموج . وقد وجد عمليا ان القيمة المناسبة للملف المستخدم تكون مساوية لـ

$$L = \frac{R_L}{6\pi f} \approx \frac{R_L}{1000} \qquad \ldots (36)$$

حيث ان التردد $f = 60$ هرتز .

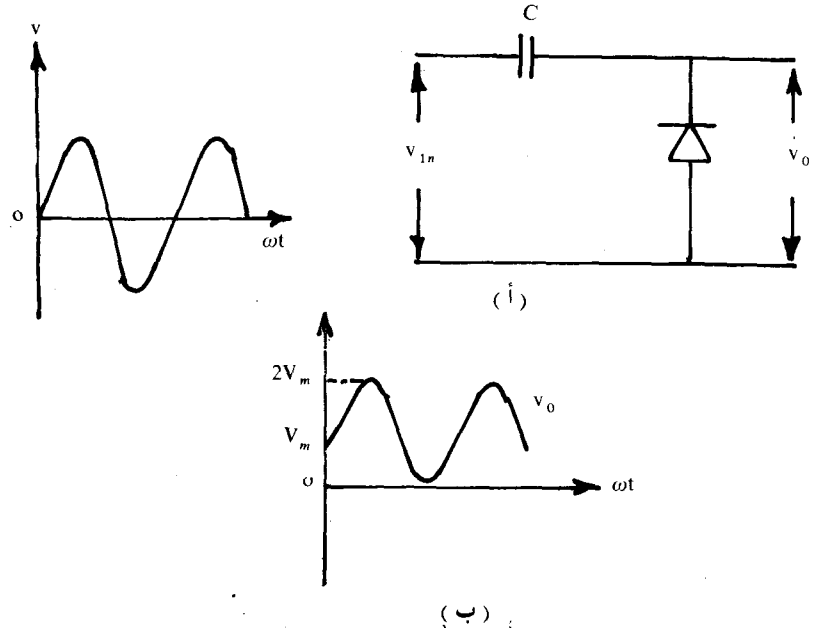
على الرغم من ان جهد الاخراج مع مرشح المحث ، اقل مما هو مع مرشح المتسعة الا ان عامل التموج فيه احسن بكثير . كذلك يمنع المحث حدوث التياوات العالية التي تحدث لفترة قصيرة وبذلك يقوم بحماية الثنائيات ولهذا يفضل عندما يكون

تيار الحمل عاليا حيث ان عامل التموج يكون احسن كلما زاد تيار الحمل (على العكس مما عليه مرشح المتسعة) ولنفس السبب يستعمل مع مقوم موجه كاملة فقط .

لمعالجة الانخفاض في جهد الاخراج تضاف متسعة ثانية – الشكل (١٠ ب) الا انه يجب التذكر ان هذه المتسعة الاخيرة ستجلب معها التيارات العالية وعليه فانه يجب اختيار الثنائي المناسب . كذلك هناك امكانية استخدام المقاومات بدلا من الملفات الكبيرة الحجم والغالية – استبدال الملف في الشكل (١٠ ب) بمقاومة – ولكن مع التذكر ان مقاومة الاخراج للمرشح لمجب ان تكون كبيرة القيمة ومن ثم فان هذا النوع من المرشحات يستعمل فقط مع تيارات حمل ثابتة وصغيرة.

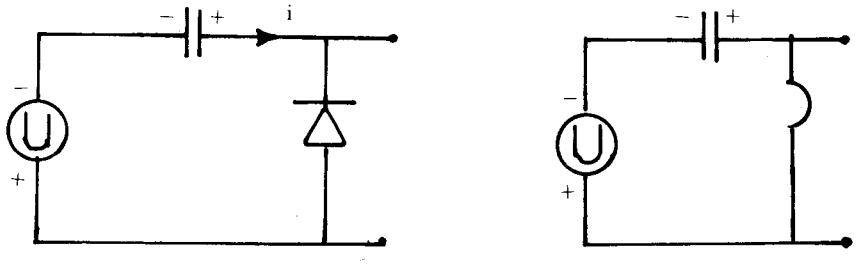
5 – 6 دائرة الالزام :- Clamping circuit

وتسمى ايضا في بعض الاحيان ، بدائرة استرجاع المركبة المستمرة في الموجات ويتم ذلك عن طريق لزم الموجة الداخلة عند مستوى معين غالباً ما يكون مستوى الصفر. ومن هنا جاءت التسمية دائرة الالزام clamping circuit – انظر الشكل (١١أ)



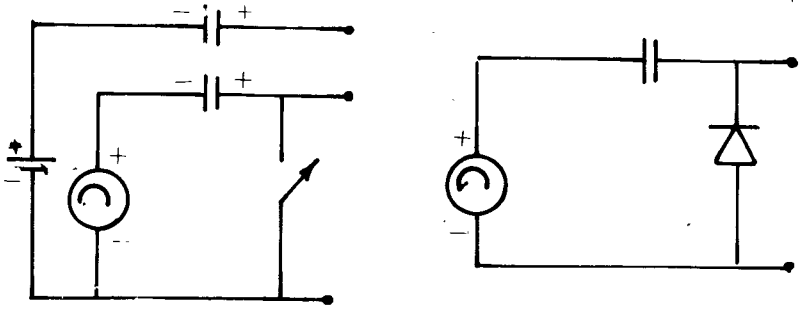
الشكل (١١) دائرة الالزام مع الموجتين : الداخلة والخارجة .

في دائرة الالزام هذه وعلى فرض ان جهد الادخال المسلط هوموجه جيبية ، سيكون جهد الاخراج كما في الشكل (١١ب) وفيما يأتي شرح للكيفية التي تعمل معها دائـرة الالزام : – لتوضيح عمل هذه الدائرة سنفرض ان النصف المسلط من الموجة الداخلة هو النصف السالب – انظر الشكل (١٢أ) . خلال هذا النصف السالب يكون الثنائـي البلوري منحازا اماميا مما يسمح للتيار بالسريان في الدائرة ليشحن المتسعة الى اقصـى قيمة تصلها هذه الموجة وبهذا يكون الجهد على هذة المتسعة مساويا لـ V_m



الشكل (١٢) الدائرة المكافئة للثنائي في حالة التوصيل .

ان هذا الجهد (V_m) سوف تحتفظ به المتسعة وذلك لان الثنائي البلوري سـوف ينحاز عكسيا لحظة اجتياز النصف السالب القيمة ($-V_m$) لان الجهد على المهبط (جهد المتسعة) سيكون اكبر من جهد المصعد ومن ثم فان هذا الجهد (V_m) سوف يبقى على المتسعة لان هذه المتسعة لاتستطيع ان تلحق بالتغير الحاصل في الموجة الداخلة نظرا لان انحياز الثنائي عكسياً يجعل من ثابت الزمن لهذه الدائرة طويلا جدا . مـا حدث خلال الربع الثاني من النصف السالب من الموجة الداخلة يحدث خلال النصف الموجب من هذه الموجة ، حيث يبقى الثنائي البلورة منحازا عكسياً – انظر الشكل (١٣) . ومن ثم فان جهد الموجة الخارجة سيكون مساويا لـ



الشكل (13) دائرة الالزام الموجة

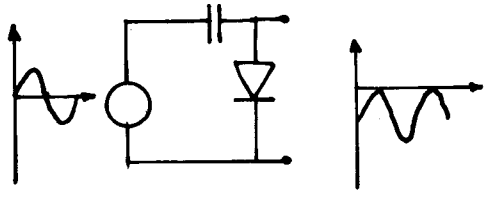
$$v_0 = V_m + V_m \sin \omega t \qquad \ldots (36)$$

يبين الشكل (١٣ ب) هذه الموجة الخارجة حيث يظهر ان الذروة السالبة قد الزمت عند الصفر ومن ثم فان معدل المساحة الواقعة تحت الاشارة اصبحت لا تساوي صفرا وبالتالي فان هذا الموجه الخارجة اصبحت تمتلك قيمة مستمرة . فمن المعروف ان معدل القيمة المستمرة يكون مساويا لـ

$$V_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m + V_m \sin \omega t) \, d (\omega t) . \qquad \ldots (37)$$

حيث يمثل التكامل في المعادلة اعلاه ، المساحة الواقعة تحت الاشارة

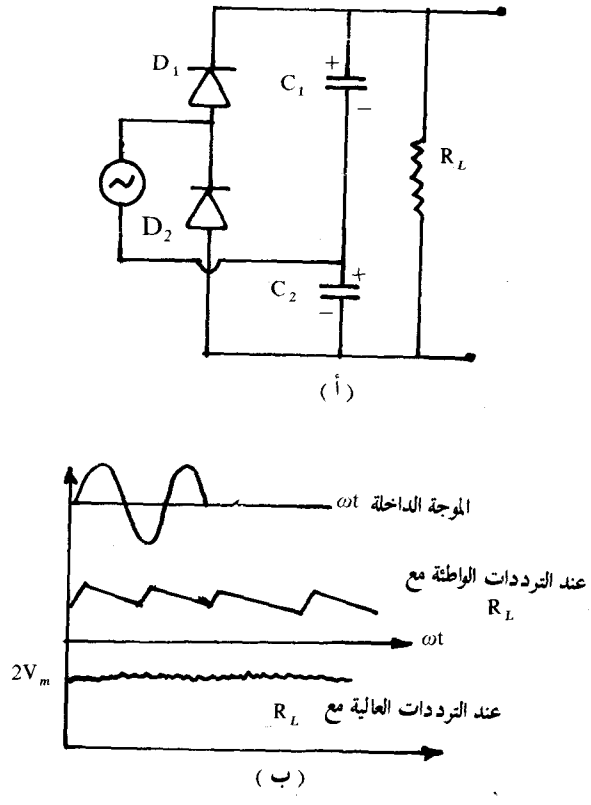
ومن الجدير بالذكر انه بالامكان تغيير مستوى الالزام باضافة بطارية على التوالي مع الثنائي وحينئذ يحدد قيمة واتجاه البطارية ومستوى الالزام كذلك اذا ما عكست اقطاب الثنائي في دائرة الالزام – انظر الشكل (١٤) فان الذروة الموجبةهي التي سيتم الزامها عندئذ .



الشكل (14) دائرة الالزام السالبة

دائرة مضاعف الجهد :- Voltage Doubler

عند تحويل التيار المتناوب الى تيار مستمر غالبا ما نلجأ الى استخدام محولة رفع (او خفض) مع مقوم موجة كاملة ولكن اذا كان المطلوب هو مضاعفة الجهد فقط دون الاهتمام بقيمة التيار – الذي يكون صغيرا في هذه الحالة – فان انسب الطرق لتحقيق ذلك هو استخدام دائرة مضاعفة الجهد الشكل (١٥أ) .



الشكل (١٥) دائرة مضاعف الفولتية مع الموجة الخارجة .

لفهم عمل الدائرة في الشكل (١٥أ) ، نفرض ان الجزء المسلط من الموجة الداخلة ، هو النصف الموجب . عندئذ سيقوم الثنائي D_1 فقط ، بامرار التيار ليشحن المتسعة C_1 بالشحنة المبينة عليها في الشكل (١٥أ) . اما عند تسليط النصف السالب من موجة الادخال فان الثنائي D_2 ، فقط سوف يسمح بمرور التيار ليشحن المتسعة C_2 بالشحنة المبينة عليها . وبهذا فان مجموع الجهد الذي يظهر على كل من C_1 و C_2 سيكون مساويا $2V_m$ انظر الشكل (١٥ب).

تشير التجارب الى ان الجملة الاخيرة من الفقرة اعلاه ، هي صحيحة في حالة كون دائرة مضاعف الجهد غير محملة (عدم وجود مقاومة حمل R_L حول C_2) في هذه الحالة يكون الجهد الخارج خاليا من التمرج اي مستمرا ، وتكون قيمته مساوية

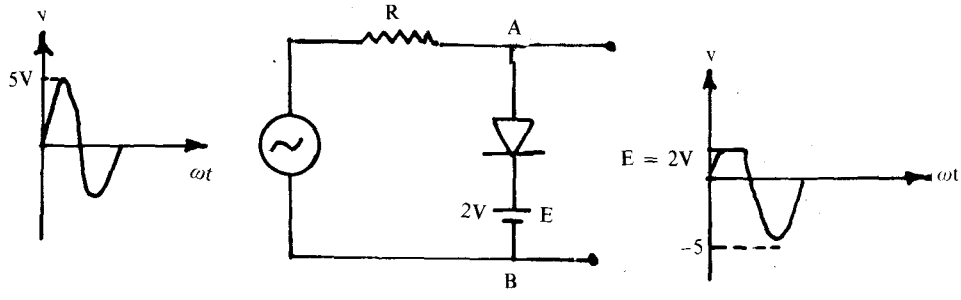
لضعف ذروة الموجة الداخلة السبب في ذلك انه لا يمكن للمتسعة C_2 ان تتفرغ خلال D_2 بسبب انحياز هذا الاخير عكسياً .

من جهة اخرى . اذا ما ربطت المقاومة R_L حول C_2 فحينئذ يصبح بامكان المتسعة C_2 ان تتفرغ خلال هذه المقاومة وبالتالي يظهر تموج في الجهد الخارج . هذا ويمكن التقليل من هذا التموج عند زيادة تردد الموجة الداخلة . وقد وجد انه اذا كان ($2\pi f R_L C_2 > 200$) فان $V_{d\cdot c} \approx 2V_m$.

6 – 7 دائرة القطع (التقليم) :- Clipping circuits

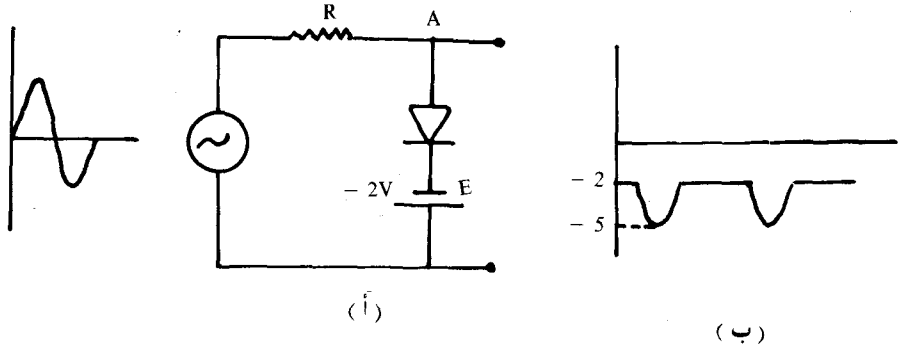
وتسمى احيانا بالدوائر المحددة limiters وينتشر استعمالها في دوائر تشكيل الموجات wave-shapping ويمثل الشكل (١٦) دائرة كهربائية استخدم فيها الثنائي لتحديد جهد الموجة الداخلة عند قيمة معينة E اوبعبارة اخرى ان هذه الدائرة قد صممت لتمنع الجزء الموجب من الموجة الخارجة من اجتياز قيمة الجهد المستمر E . ويمكن تلخيص عمل هذه الدائرة (على فرض ان الثنائي المستعمل مثاليا) كما يأتي : عند تسليط النصف الموجب من الموجة الداخلة على مصعد الثنائي فان هذا الاخير سوف يسمح للتيار بالمرور في اللحظة التي يصبح فيها جهد الموجة الداخلة اكبر بقليل من E . ذلك لان جهد المصعد يصبح حينذاك موجبا بالنسبة الى جهذ المهبط (لان الموجة الداخلة تأخذ القيم من صفر الى V_m فولت) . وحيث ان مقاومة الثنائي في حالة مرور التيار تكون صغيرة جدا (اوصفرا في حالة كونه مثاليا) لذا فان الجهد المتولد حول هذا الثنائي سيكون صفرا الى درجة انها لاتظهر مع الموجة الخارجة ومن ثم حدوث قطع في هذه الموجة – انظر الشكل (١٦) . هذا من جهة . اما من جهة اخرى وفي حالة كون جهد الموجة الداخلة اصغر من E فان مقاومة الثنائي سوف تكون كبيرة جدا (ما لانهاية في حالة كونه مثاليا) وبهذا يمكن اعتبار الدائرة مفتوحة عند النقطتين A و B وان الموجة الخارجة تتبع الموجة الداخلة من غير تغير .

الان لو عكست قطبية المصدر E فقط لنتجت الدائرة المبينة في الشكل (١٧أ) في هذه الحالة فان اتجاه الجهد E يجعل الثنائي منحازا اماميا حتى لوكان جهد الموجة الداخلة مساويا للصفر اوسالبا لغاية القيمة E . لذا ولكون الثنائي منحازا اماميا خلال تلك الحدود . لاتظهر موجة الادخال في جهة الاخراج وكل ما يظهر هو ذلك الجهد



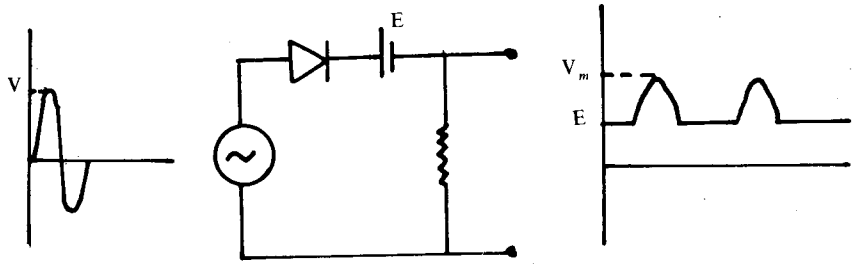
الشكل (١٦) دائرة القطع مع الموجة الخارجة

السالب من الموجة الداخلة الذي يجعل من الثنائي البلوري منحازا عكسياً (اي ذلك الجزءمن الموجة الداخلة الاكثر سالبية من E) انظر الشكـل (١٧أ)

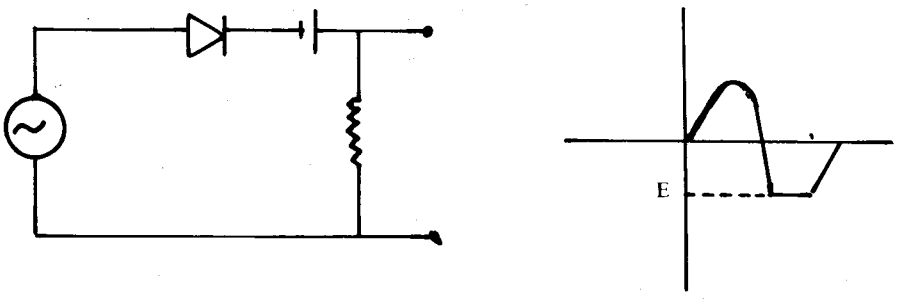


الشكل (١٧) دائرة القطع مع الموجة الخارجة .

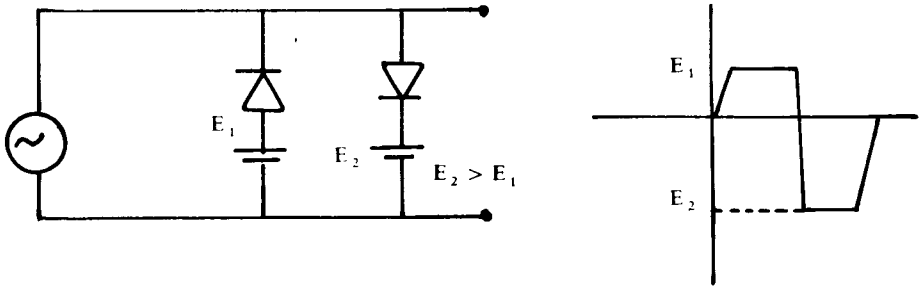
وتوجد دوائر اخرى تعمل على نفس الاساس ، للحصول على اشكال اخـــرى للموجات – انظر الشكلين (١٨ – ١٩) – كمـا ويمكن استعمال ثنائيات اضافية اخرى لاكثار عدد المستويات التي تتم عندها عملية التقليم وحسب شكل الموجة المرغوب فيها وتبين الدائرة في الشكل (٢٠) دائرة تتم فيها التقليم عند مستويين مختلفين هما E_1 و E_2



كذلك (١٨) دائرة قطع .



الشكل (١٩) دائرة قطع



الشكل (٢٠) دائرة القطع المضاعف .

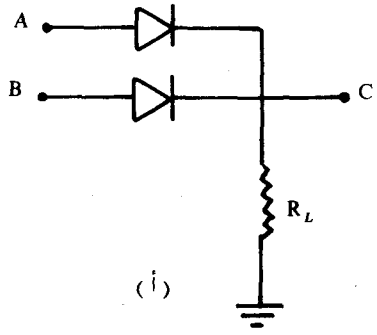
8 - 6 الثنائيات البلورية كعناصر لدوائر المنطق Logic circuits

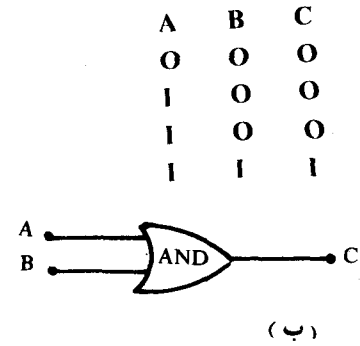
عندما ظهرت الحاسبات الالكترونية عام 1940 كانت الصمامات الثنائية المفرغة تشكل العمود الفقري لهذه الاجهزة . الا ان تطور العلوم الالكترونية بشكل كبير وسريع وما رافق ذلك من ظهور الثنائيات البلورية والترانزستورات ادى الى استبدال الالاف من هذه الصمامات المفرغة بالثنائيات نصف الموصلة . واليوم تستخدم الحاسبات الالكترونية الحديثة الالاف من هذه الثنائيات ذات الحجم الكبير والاستهلاك العالي للقدرة . للقيام بالعمليات المنطقية وبسرع عالية جدا ذلك لان هذه الثنائيات تستطيع ان تغير حالتها من الاشباع (في حالة كون التيار المار فيها أعلى ما يمكن) الى حالة القطع (التيار المار فيها يكون مساويا للصفر) في ظرف عدد من المايكروثانية ($1\mu s = 10^{-6}$ sec) .

مما تقدم اعلاه يتبين لنا انه بالامكان استخدام هذه الثنائيات النصف موصلة لتصميم دوائر تمتاز بان الجهد عند طرف الاخراج اما ان يكون عاليا (حالة قطع) ويساوي 5 فولت مثلا اوواطيء (حالة اشباع) ويساوي صفرا . وبهذا يصبح بالامكان . نظرا لهذه الخاصية الثنائية للجهد الخارج من هذه الدوائر ان تستخدم للقام بالعمليات المنطقية او الحسابية : كالجمع والطرح وغيرهما . وعندما تدخل هذه الدوائر ضمن تركيب الحاسبات الالكترونية تعرف عندئذ بالبوابات المنطقية logic circuits . ان السبب في تسميتها بالبوابات يرجع الى ان هذه الدوائر قد تسمح لتيار الاشارات المسلطة عند مداخلها . بالسريان عند شروط معينة ولاتسمح له عند شروط اخرى وسنقوم هنا بدراسة بعض من هذه البوابات . املين ان نعود اليها في فصل لاحق . وهي :

أ- بوابة مع AND gate : - البوابة . وكما ذكرنا . هي دائرة كهربائية تمتلك مدخلين او اكثر وطرف اخراج واحد فقط ويكون جهد الخرج للبوابة اما عاليا اوواطئا تبعا لنوع البوابة المستخدمة وكذلك تبعا لنوع جهد الدخل لهذه البوابة . وبوابة مع هذه الدائرة التي يكون جهد خرجها هي عاليا فقط عندما تكون جميع جهود الدخل لهذه البوابة عالية . او بعبارة اخرى ان جهد الاخراج سيكون واطئا اذا كان اي من جهود الادخال واطئا - لاحظ جدول الحقائق رقم (١) لهذه البوابة .

يشير الشكل (٢١ أ) الى دائرة استخدم فيها الثنائي البلوري لتمثيل البوابة مع . اما الشكل (٢١ ب) يشير الى الرمز الخاص لهذه البوابة .



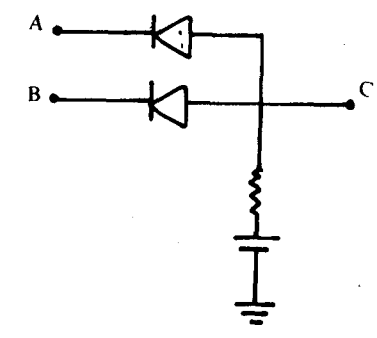


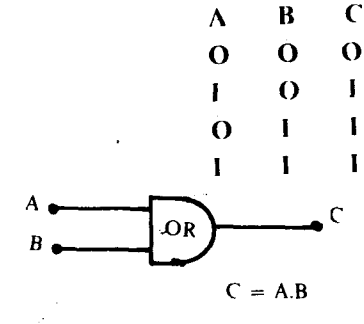
(أ) الدائرة الكهربائية لبوابة AND .

(ب) الرمز المتداول لبوابة AND المنطقة .

الشكل (٢١) دائرة AND .

ب – البوابة أو OR Gatc : – يكون جهد الاخراج لهذه البوابة عاليا اذا كان جهد اي واحد من المداخيل لهذه البوابة عاليا . اوبعبارة اخرى يكون جهد الاخراج لهذه البوابة واطئاً فقط في حالة كون جهود المواخيل . لهذه البوابة . كلها واطئا – انظر جدول الحقائق (٢) لهذه البوابة ويمثل الشكل (٢٢أ) دائرة البوابة اواما الشكل (٢٢ب) فيشير الى الرمز الخاص لهذه البوابة .



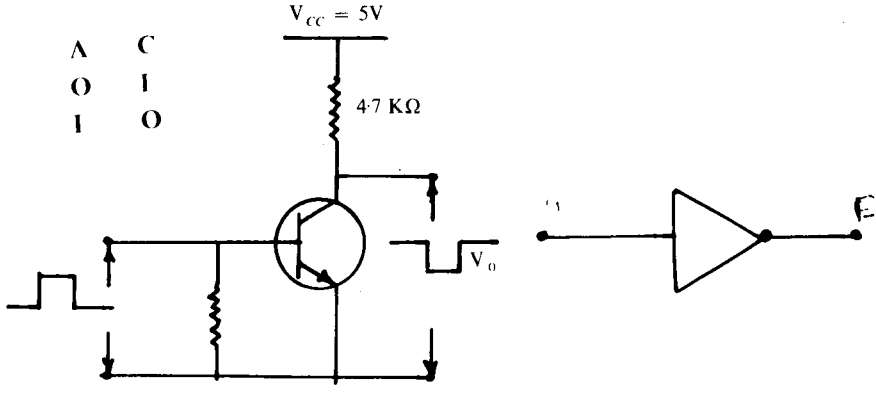


(أ) الدائرة الكهربائية لبوابة OR

(ب) الرمز المتداول لبوابة OR

الشكل (٢٢) دائرة OR

جـ- البوابة لا NOT gate : - يمكن فهم عمل هذه البوابة من النظر الى جدول الحقائق (٣) حيث نلاحظ ان عمل هذه البوابة يتلخص في عكس الجهد الداخل - او بعبارة اخرى اذا كان الجهد الداخل عالياً (5 فولت) فان الجهد الخارج يكـــون واطئاً (صفرا) والعكس صحيح . يشير الشكل (٢٢أ) الى دائرة البوابة لا اما رمزهـــا فيمثله الشكل (٢٣ب)



(ب) الرمز المتداول لبوابة NOR (أ) الدائرة الكهربائية لبوابة NOR

الشكل (٢٣)

6 9 تنظيـم الجهـد Voltage Regulation

رأينا فيما سبق . ان ربط دائرة المقوم الى المرشح المناسب يمكن ان يزودنا بمصدر جيد للجهد المستمر الخالي من التموج ومع هذا فان هذه المصادر تبقى تعاني من عيـب رئيسي وهو تغير قيمة الجهد الخارج لها عند تغير اي من جهد الداخل او مقاومة الحمـل اوكليهما . وعلى هذا الاساس فان اي تغير في جهد الداخل سوف يتبعه تغير في جهـد الخارج . كذلك هو الحال بالنسبة لمقاومة الحمل . حيث ان اي تغير في قيمة هـــذه المقاومة سوف يتبعه تغير في قيمة التيار المار ومن ثم تغير في قيمة الهبوط في الجهد على مختلف العناصر التابعة لدائرتي المقوم والمرشح :

على أية حال . في الكثير من التطبيقات الالكترونية . يكون من المرغوب فيـــه استخدام جهد اخراج ثابت القيمة على الرغم من التغير في الجهد الداخل او في قيمـة مقاومة الحمل لكي يتم الحصول على هذا النوع من الجهود يستخدم نوع من الدوائر تدعى بدوائر استقرار الجهد : voltage stabilizer او دوائر تنظيم الجهد voltage regulator

وعلى الرغم من ان هناك انواعا عديدة من هذه الدوائر الا اننا سنقتصر على تلك الدوائر التي تستخدم ثنائي زينر في تنظيم الجهد الخارج .

1 - 9 - 6، **ثنائي زينر كمنظم للجهد : - ذكرنا فيما مضى - انظر الفصل الخامس -** ان وصول الجهد العكسي المسلط على ثنائي زينر الى القيمة V_z سوف يؤدي الى حدوث تغير فجائي وزيادة عمودية كبيرة في التيار العكسي على الرغم من عدم حدوث تغير ملحوظ في الجهد عبر الثنائي وبالتالي فانه يصبح بالامكان الافادة من هذه الخاصية في تنظيم الجهد الخارج اي ثبوته عند قيمة معينة على الرغم من تغير الجهد الداخل ، باستخدام ثنائي زينر على النحو الاتي : -

يبين الشكل (٢٤) دائرة لتنظيم الجهد ويلاحظ في هذه الدائرة ان ثنائي زينر قد تم ربطه بصورة عكسية ليعمل في منطقة الانهيار ، كذلك يلاحظ ربط المقاومة R_s على التوالي مع الثنائي والمقاومة R_L حول هذا الثنائي في هذه الدائرة لدينا ان

$$V_L = V_{1n} - I_s R_s \qquad \ldots (38)$$

بحيث ان

$$I_s = I_z + I_L \qquad \ldots (39)$$

الان اذا فرضنا ان الجهد الداخل قد تغير من V_{1n} الى V'_{1n} فان هذا التغير في V_{1n} سوف يؤدي الى تغير في كل من I_z و I_L وحيث ان هذا التيار الجديد $(I'_s = I'_L + I'_z)$ سوف يمر في المقاومة R_s لذا فانه سوف يحدث عليها هبوط قدره

$$V'_s = I'_s R_s = (I'_L + I'_z) R_s \qquad \ldots (40)$$

مرة اخرى يكون الجهد الخارج V'_L مساويا لـ

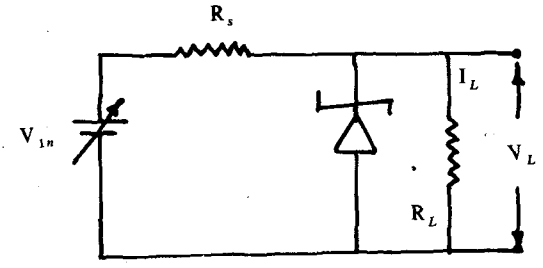
$$V'_L = V'_{1n} - I'_s R_L \qquad \ldots (41)$$

وهكذا يكون الفرق بين الجهد الداخل والهبوط على R_s واحد في كل الاحوال يكون الجهد الخارج لذلك واحداً ايضاً

ومن الجدير بالذكر ان R_s يتم حسابها عادة ، من المعادلة :

$$R_s = \frac{V_{in} - V_z}{I_L + 0{\cdot}2\, I_{z\,(max)}} \qquad \ldots (42)$$

حيث يمثل $I_{z\,max}$ اقصى تيار يستطيع ثنائي زينر ان يتحمله .



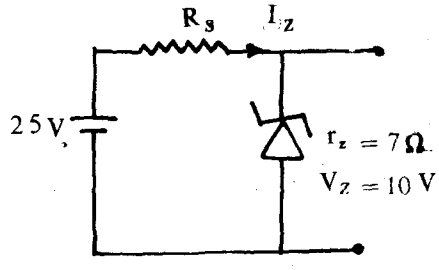
الشكل (٢٤) دائرة ثنائي زينر .

مثال : – في الدائرة اذا كانت $R_s = 5$ كيلو اوم فاحسب التيار المار

الحـــــل : –

في هذه الدائرة نجد ان $I_z = I_s$ وعليه ومن استخدام المعادلة (٣٨) نحصل على

$$25 = I_z \times 5 \times 10^3 + 10$$

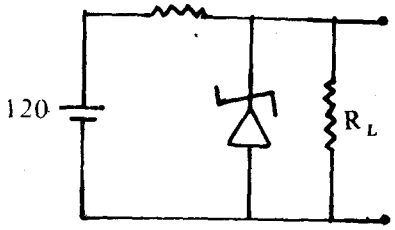


لذ ا فان

$$I_z = \frac{25 - 10}{5 \times 10^3} = 3\ mA$$

مثال : – في الد ائرة اد ناه اذ ا كانت $R_L = 10$ كيلوأوم فاحسب تيارز ينـــر I_z .

الحـــــل : –



لد ينا ان $V_L = V_z = 50\,V$

و عليه فان

$$I_L = \frac{50}{10 \times 10^3} = 5mA$$

كذ لك لد ينا ان

$$V_{in} = I_s R_s + V_L$$
$$120 = I_s \times 5 \times 10^3 + 50$$

او ان

$$I_s = \frac{120 - 50}{5 \times 10^3} = \frac{70}{5 \times 10^3} = 14\ mA$$

من المعاد لة (٣٩) نجد ان

$$I_z = I_s - I_L$$

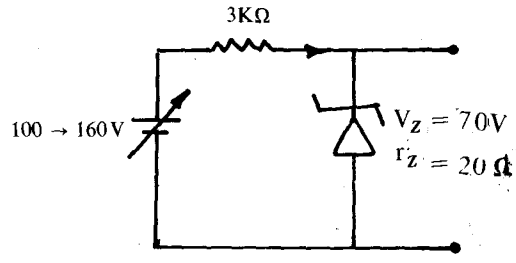
و عليه فان

$$I_z = 14 - 5 = 9\ mA$$

مثال : – في الد ائرة اد ناه اذ ا كان الجهد الد اخل يتغير من 100 الى 160 فو لت فاحسب مقد ار التغير في الجهد الخارج .

الحـــــل : –

تحسب اولاً الجهد الخارج عند ما يكون الجهد الد اخل 100 فو لت هو المسلط و ذ لك من معر فة ان



$$100 = I_z \times 3 \times 10^3 + 70$$

$$\therefore I_z = \frac{30}{3 \times 10^3} = 10 \text{ mA}$$

ومن معرفة ان

$$V_0 = V_z + I_z r_z \qquad \ldots (43)$$

نجـد ان

$$V_0 = 70 + 10 \times 10^{-3} \times 20$$
$$- 70{\cdot}2 \text{ V}$$

وباتباع نفس الطريقة نحصل على التيار المار I_z' في الدائرة عند تسليط الجهد 200 فولت : اي ان

$$I_z' = \frac{160 - 70}{3 \times 10^3} = \frac{90}{3 \times 10^3} = 30 \text{ mA}$$

وكذلك نجد الجهد الخارج

$$V_0' = V_z + I_z' r_z$$
$$V_0' = 70 + 30 \times 10^{-3} \times 20$$
$$= 70{\cdot}6 \text{ V}$$

وعليه فان التغير في الجهد الخارج يكون مساويا لـ

$$\Delta V_0 = V_0' - v_0$$
$$= 70{\cdot}6 - 70{\cdot}2 = 0{\cdot}4\ V$$

يظهر لنا هذا المثال بشكل جيد طبيعة عمل ثنائي زينر حيث انه على الرغم من التغير الكبير الحاصل في الجهد الداخل (60) فولك الا ان القيمة في الجهد الخارج كان مساوياً لـ 0·4 فولت فقط . ترى اين يكمن السبب ؟

أسئلة ومسائل

1) اذكر أهم خواص الثنائي البلوري ثم قارن بينه وبين الصمام الثنائي المفرغ من حيث المحاسن والمساوىء

2) وضح بالتفصيل لماذا لاتصلح الثنائيات البلورية للعمل عند الترددات العالية .

3) يسوء بشدة عمل اجهزة اشباه الموصلات بتأثير الاشعاع المؤين . ناقش هذه العبارة بالتفصيل .

4) ما المقصود بالتقويم وما سبب استخدام الثنائيات في عملية التقويم ؟

5) استخدم منحنى الخواص الثنائي لاثبات صلاحية استخدام هذا الثنائي في عملية التقويم

6) ارسم دائرة تقويم نصف موجه . اشرح عملها ثم احسب كفاءتها .

7) عرف معدل القيمة للتيار ثم ارسم الدائرة المناسبة للحصول على تيار معدل قيمته $\frac{I_m}{\pi}$ علما بان الموجة الداخلة هي $v = V_m \sin \omega t$.

8) ما اقصى كفاءة يمكن الحصول عليها من دائرة مقوم نصف موجه؟ ولماذا ؟

9) ما الاحتياطات الواجب مراعاتها عند تصميم دائرة نصف موجة ؟

10) في الشكل (٣) ما سبب استعمال المحولة ذات النقطة الوسطية ؟اشرح بالتفصيل .

11) عرف جهد الذروة العكسية ثم اشرح تأثيره في كل من دائرة مقوم نصفي وكامل للموجات .

12) اشرح مع الرسم عمل دائرة قنطرة التقويم

13) عدد اوجه التشابه والاختلاف بين المقوم الكامل وقنطرة التقويم

14) عرف عامل التموج ثم احسبه في كل من الموجة الناتجة من دائرة مقوم نصف موجة ودائرة مقوم موجة كاملة . ماذا تعني النتيجة ؟ ناقش ذلك

15) تكون فعالية الدائرة اكبر كلما كان عامل التموج التابع لها اصغر. وضح ذلك .

16) ما المقصود بدوائر الترشيح ؟ ولماذا تستعمل ؟

17) اشرح بالتفصيل عمل مرشح سعوي ؟

18) ما التيار المفاجيء ؟ وما نوع الضرر الذي يمكن ان يسببه ؟ وكيف تتم معالجته؟

19) اشتق العلاقة (35) بالنسبة لمقوم موجة كاملة .

20) ما المقصود بمقاومة النزف ؟ ولاي الاغراض تستخدم ؟ وضح ذلك.

21) ايهما افضل مرشح T من نوع متسعة – مقاومة ام من نوع لمتسعة – ملف ولماذا ؟

22) اشرح بالتفصيل عمل كل من الدوائر الاتية : –

أ– دائرة الالزام ب– دائرة مضاعف الفولتية جـ– دائرة التقليم

مع ضرب الامثلة التوضيحية .

23) ما المقصود بدوائر المنطق ؟ اشرح عمل دائرة المنطق AND

24) ما ثنائي زينر ؟ وكيف يختلف عن الثنائي البلوري ؟

25) اشرح بالتفصيل كيف يعمل ثنائي زينر على تنظيم الفولتية الخارجة .

26) ما مفهوم المقاومة الـ d·c والمقاومة الـ a·c للثنائي البلوري وكيف يتم حسابهما ؟ ارسم الدائرة المكافئة للثنائي البلوري

27) فولتية متناوبة قدرها 230 V سلطت على دائرة مقوم نصف موجه خلال محولة ذات نسبة 10 : 1 لفه . احسب (أ) الفولتية المستمرة الناتجة (ب) فولتية الذروة العكسية

28) ثنائي بلوره بمقاومة 20 اوم اذا كانت الفولتية المسلطة هي $v = 50 \sin \omega t$ فاحسب (أ) $I_m , I_{d\cdot c} , I_{r\cdot m\cdot s}$ (ب) القدرة الـ a·c والـ d·c الخارجة (جـ) الفولتية الـ d·c (د) الكفاءة

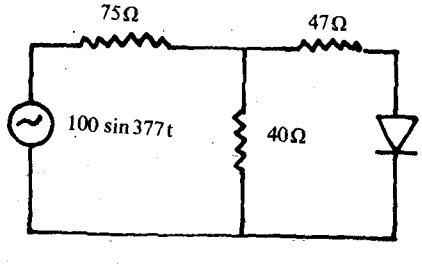
$R_f = 800\Omega$,

29) اعد السؤال اعلاه بالنسبة لدائرة مقوم كامل للموجات

30) الفولتية الثانوية العظمى لقنطرة تقويم تساوي (20 V) . ما مقدار عامل التموج فولتية في الاخراج ؟

31) لمقوم قنطري فولتية اخراج مستمرة قدرها 80 V وعامل تموج 5% . ما مقدار فولتية تموج الاخراج .

32) في الدائرة ادناه اذا كان اقصى تيار يتحمله الثنائي هو 0·5 A . فهل يمكن استعمال الثنائي في الدائرة ؟



الفصل السابع

الترانزستور

The Transistor

7 - 1 المقدمة

ادت معرفة خاصية التكبير التي تحصل في انصاف الموصلات . للتيار الى اختراع ترانزستور النقطة Point transistor عام 1947 حين تمكن كل من الباحثين باردين ومارتن من مختبرات شركة بيل Bell الاميركية للتلفونات من اختراعه .

ومنذ ذلك الحين اجريت محاولات عديدة وبذلت جهود مكثفة لاستخدام وتطوير العديد من الاجهزة شبه الموصلة حتى تم تصنيع اول ترانزستور وصله Junction Transistor في عامل (1951) على اثر وضع شوتكي Schottky عام (1949) لنظرية عمل هذا الترانزستور .

ان اصل تسمية هذا الجهاز بالترانزستور نابع من طبيعة عمل هذا الجهاز عند ربطه في الدوائر الكهربائية . حيث ان الجزء الاول من هذه الكلمة (trans) تشير الى الخاصية التي يمتلكها هذا الجهاز في نقل الاشارة من دائرة الادخال – ذات المقاومة الصغيرة – الى دائرة الاخراج – ذات المقاومة العالية – من غير نقصان يذكر او بشكل مكبر. اما الجزء الثاني من هذه الكلمة (istor) فتصف الجهاز بانه عنصر صلب من عائلة المقاومة .

لقد ادى اكتشاف الترانزستور الى جميع انواع الاختراعات ذات الصلة المباشرة مثل

الدوائر المتكاملة والمكونات الالكترونية الضوئية والمعالجات الدقيقة microprocesser
ان هذا التطور السريع في علم الالكترونات لم يكن ليحدث لولا اكتشاف الترانزستور، مما يشير الى تفوق هذا الثلاثي الجديد ذي الحالة الصلبة على الصمامات المفرغة في جملة امور، منها : -

أ- يعمل انيا ولا يحتاج الى وقت للتسخين مما يشير الى قلة استهلاكه للقدرة التي ينتج عنها العمل بكفاءة عالية .

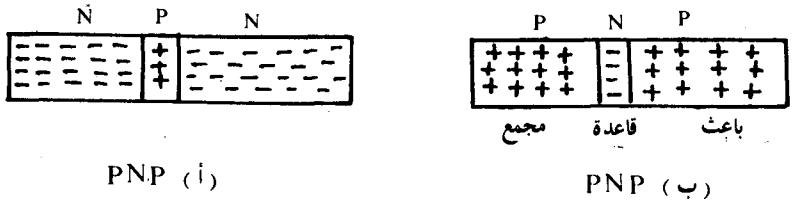
ب- سهولة تصنيعه وصغر حجمه ورخص ثمنه

جـ- يمكن تشغيله من جهد واطيء

د- يمتلك عمراً طويلاً مقارنة بالصمامات المفرغة ويقاوم التلف عند التعرض للصدمات والاهتزازات .

2 - 7 الخصائص الأساسية للترانزستور

أ- المكونات : - يرتبط الترانزستور مع الثنائي البلوري بعلاقة وثيقة ويشابهه في كثير من التطبيقات الا ان الفرق الرئيسي بين الثنائي والترانزستور هو ان هذا الاخير يتكون من وصلتين PN متعاكستين بدلا من واحدة . وعليه فان الترانزستور يتكون من بلورة واحدة من شبه موصل (سيلكون او جرمانيوم) بثلاث مناطق يكون ترتيبها اما على هيئة NPN او PNP - انظر الشكل (١) .



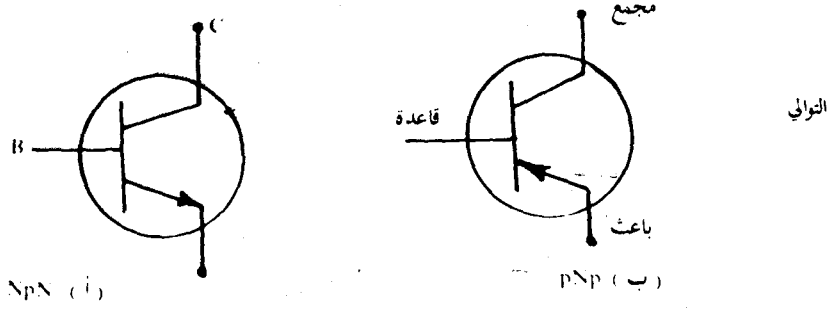
PNP (أ) PNP (ب)

الشكل (١) مكونات الترانزستور

لتجنب الارباك سنركز اولا على الترانزستور من نوع NPN اخذ ين بنظر الاعتبار ان الترانزستور PNP هو المتمم the complement للترانزستور NPN وهذا يعني ان اتجاه التيارات وقطبية الجهود في الترانزستور PNP هي عكس التيارات والجهود في الترانزستور NPN

في الشكل (١ أ) تسمى منطقة الترانزستور التي تقع على اليسار بالباعث emitter ويكون منسوب تطعيمه بالشوائب عاليا ويقوم بحقن القاعدة – المنطقة الوسطى – بحاملاته الاغلبية (الالكترونات) وعليه فانه يفترض والحالة هذه . ان يكون جهد انحيازة اماميا . اما القاعدة base وهي موجبة هنا . فيجب ان تكون بسمك اقل (عدة ميكرونات) ومنسوب تطعيم اخف وهذا شرط اساسي لعمل الترانزستور . تقوم القاعدة بتمرير معظم الالكترونات المحقونة الى منطقة المجمع collector ويتراوح تطعيم المجمع بين التطعيم الغزير للباعث وبين تطعيم القاعدة الخفيف ويسمى بالمجمع لانه يلتقط او يجمع الالكترونات من القاعدة . يكون جهد المجمع – عند ربطه في الدائرة – عكسيا وعليه فان مقاومته تكون كبيرة ويكون المجمع هو الاكبر بين المناطق الثلاث لأن عليه ان يبدد من الحرارة (I^2R) اكثر مما يبدده الباعث او المقاومة .

ب – رمز الترانزستور : – ذكرنا توا ان هناك نوعين من الترانزستور الثنائي القطبية هما الـ NPN و PNP . ولغرض التفريق بينهما والتعرف على اتجاه التيارات المارة في الدوائر الخاصة بهما . يصبح من الضروري تمثيل كل منهما والرمز له برسم بسيط يعبر عن تركيبه واتجاه التيارات المارة فيه . هذا وقد اصطلح على ان يكون الشكل (٢ أوب) الرمز الخاص بترانزستور من نوع NPN و PNP وعلى التوالي .



الشكل (٢) الرمز المتداول للترانزستور

يمتلك الباعث دون المجمع رأس سهم . ولاتجاه السهم هذا اهمية خاصة حيث انه يشير الى نفس اتجاه تيار الباعث المتعارف عليه وبالتالي فان الفرق بين الرمزين هو في اتجاه السهم . او بعبارة اخرى ان تيار الباعث في النوع NPN يخرج من الباعث

بينما يجري تيار القاعدة وتيار المجمع الى خارج الترانزستور اما في حالة الترانزستور من نوع pNp فان تيار الباعث يجري الى داخل الترانزستور في حين يخرج من الترانزستور كل من تياري القاعدة والمجمع – انظر الشكل (٢ ب).

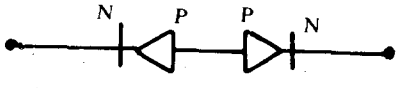
جـ– مبدأ عمل الترانزستور : – تمت الاشارة اعلاه الى ان الترانزستور يتكون من وصلتين pN متعاكستين لذا فانه من المتوقع ان تكون خصائصة الكهربائية مشابهة لتلك التي لثنائين بلورين مربوطين ظهراً لظهر . – انظر الشكل (٣) – وتحت شروط معينة . فعلى سبيل المثال عندما يكون طرف المجمع مفتوحا open-circuited اي ان تيار المجمع يساوي صفراً (I_c صفر) . فان وصلة القاعدة – الباعث تسلك سلوك ثنائي بلوري ويكون التيار المار هو

$$I_B = I_E = I_s (\exp (A V_{bc}) - 1) \quad I_{c=0} \qquad \ldots (1)$$

حيث ان I_s يمثل تيار الاشباع لوصلة الباعث – قاعدة ويكون الثابت A مساويا لـ $\frac{e}{KT} = 40$ ملي فولت . كذلك عندما يكون طرف الباعث مفتوحا($I_E = 0$) فان

$$I_B = I_c = I_s (\exp (A V_{cb}) - 1) \quad I_{E=0} \qquad \ldots (2)$$

حيث يمثل I_s تيار الاشباع لوصلة المجمع – قاعدة

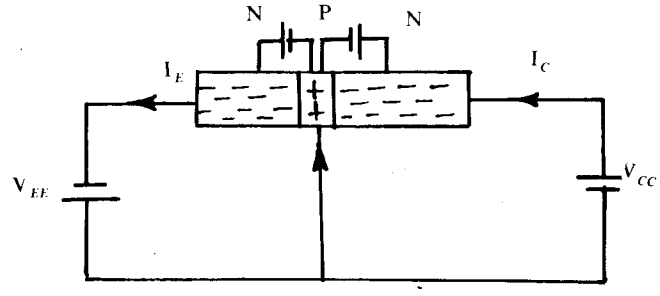


الشكل (٣) الثنائيان المكافئان للترانزستور .

على اية حال فانه من الناحية العملية لايكون اي من الباعث او المجمع مفتوحا وانما يتم ربطهما في وقت واحد ومن هنا يكون لدينا اربع حالات لتحيز الترانزستور وهي :–

1 انحياز امامي – امامي
2 انحياز عكسي – عكسي
3 انحياز أمامي – عكسي
4 انحياز عكسي – امامي

ومع هذا فان الذي يهمنا من بين هذه الحالات الاربع ، الحالة رقم (٣) : اي عندما يكون الباعث منحازا اماميا (اي سالبا بالنسبة للقاعدة) والمجمع منحازا عكسياً (اي موجبا بالنسبة للقاعدة) – انظر الشكل (٤) .



الشكل (٤) دائرة الانحياز (امامي – عكسي) للترانزستور .

في هذا الشكل يجهز المصدر V_{EE} وصلة الباعث – قاعدة بالانحياز الامامي بينما يزود المصدر V_{CC} وصلة المجمع – قاعدة بالانحياز العكسي .

في لحظة تسليط الانحياز الامامي على ثنائي الباعث لاتكون الكترونات الباعث قد دخلت منطقة القاعدة الا بعد ان تصبح V_{EE} – او بالاحرى V_{EB} – اكبر من الجهد الحاجز . عندها يبدأ الباعث بحقن القاعدة بالالكترونات – الحاملات الاغلبية – مؤديا بذلك الى احداث تيار في دائرة الباعث يدعى بتيار الباعث I_E . من جهة أخرى تتحرك الفجوات في القاعدة نحو الباعث . وحيث أن نسبة تطعيم القاعدة تكون واطئة جداً فأن معظم تيار الانتشار هذا يكون بسبب من حركة الالكترونات .

من جهة أخرى . تكون وصلة المجمع – قاعدة منحازة عكسيا وبذلك فان الحاملات التي تعبر هذه الوصلة هي الحاملات الاقلية المتولدة حراريا مكونة بذلك تيارا يدعى بتيار التسرب ويرمز له بـ I_{CBO} .

الى هنا والأمر لايختلف عن سلوك ثنائي بلوري يقع مرة تحت جهد انحياز امامي ومرة تحت انحياز جهد انحياز عكسي وعلى التوالي . مع هذا فانه يبقى هناك تساؤل عن مصير الالكترونات المحقونة من الباعث الى القاعدة : اي طريق ستسلك ؟ ذلك لان هذه الالكترونات تستطيع المرور في اتجاهين : أ) الى أسفل القاعدة الرقيقة ومن ثم الى سلك توصيلها الخارجي او ب) عبر وصلة القاعدة – مجمع الى منطقة المجمع .

من أجل أن تسري الالكترونات الى أسفل خلال منطقة القاعدة عليها ان تسقط في فجوات ، اي تعيد التحامها بفجوات القاعدة وبعد ذلك تستطيع ان تسير الى اسفل خلال فجوات القاعدة المتجاور الى سلك القاعدة الخارجي كالكترونات تكافؤية . ان هذه المركبة ذات الاتجاه السفلي من تيار القاعدة تسمى بتيار اعادة الالتحام recombination وتكون صغيرة لخفة تطعيم القاعدة .

هناك شيء حاسم يحدد طبيعة عمل الترانزستور هوكون القاعدة رقيقة جداً وبالتالي فانها تتيح زمن بقاء كافيا لمعظم الكترونات الباعث بالانتشار الى طبقة استنزاف المجمع اوبعبارة آخرى ان كون القاعدة رقيقة وتركيز الثقوب فيها غير كبير ، فان غالبية الالكترونات ستمر خلال القاعدة دون ان تتحد مع الثقوب وتصل الى وصلة المجمع .

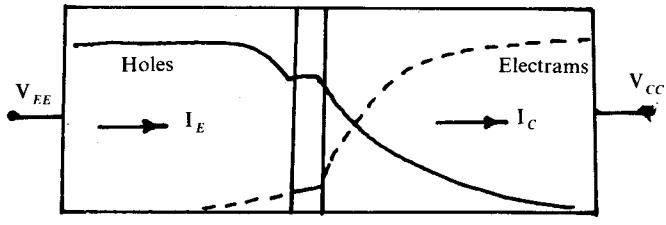
بعد ذلك يقوم مجال طبقة الاستنزاف* بدفع تيار ثابت من الالكترونات الى منطقة المجمع ومن ثم الى سلك توصيل المجمع الخارجي . اكثرمن 95٪ من الكترونات الباعث المحقونة تعبر الى المجمع واقل من 5٪ تسقط في فجوات القاعدة .

من هنا يتضح لنا مبدأ عمل الترانزستور في ان جهد وصلة الباعث – قاعدة يؤثر على تيار المجمع كثيراً ، فكلما ازداد هذا الجهد (V_{EB}) ازداد تيار الباعث وتيار المجمع تبعا لذلك علما بأن التغير في تيار المجمع لايقل عن التغير في تيار الباعث الا قليلاً وهكذا يتحكم V_{EB} – اي جهد الدخل – في تيار المجمع . وعلى اساس من هذه العملية بالذات يقوم الترانزستور كما سنرى لاحقا – بتكبير الاشارات الكهربائية .

لابد لنا ان نذكر انه عند المسافات ، بعيدا عن ملتقى الباعث – قاعده والمجمع – قاعده ، فان التيار المار في وصلة الترانزستور ، يتكون من حركة الفجوات (حركة الالكترونات التكافؤية) في الباعث من النوع السالب ومن الالكترونات في المجمع السالب – انظر الشكل (٥) .

---

* يصاحب تغير الجهد على وصلتي ملتقى المجمع وملتقى الباعث بتغير في سمكي طبقة الاستنزاف لكلا الوصلتين ولذلك يتغير سمك القاعدة وعندها تصبح رقيقة جداً وقد تحدث لها عملية التصاق اوانسداد (وتسمى احيانا بثقب القاعدة puncture) اذ تتصل وصلة المجمع بوصلة الباعث وعند ذلك تختفي منطقة القاعدة ويتوقف الترانزستور عن العمل السليم .



الشكل (٥) مركبات التيار في الترانزستور .

اما بالنسبة للتيارات المارة في سلكي التوصيل للباعث والمجمع فتتكون من الالكترونات التي يجهزها المصدر السالب – للتعويض عن تلك الالكترونات التي تم حقنها الى المجمع – وكذلك من الالكترونات المزالة من المجمع بوساطة المصدر الموجب وبهذا فان التوصيل في الترانزستور يتم بوساطة كل من الالكترونات والفجوات وبذلك يطلق على هذا النوع من الترانزستورات بترانزستور الوصلة الثنائي القطبية
(Bipolar Junction Transistor (BJT))

مما جاء اعلاه نستطيع ان نخرج بالنقاط الاتية : –

أ– ان الانحياز الامامي على ثنائي الباعث يسيطر على عدد الالكترونات المحقونة الى القاعدة وكلما كبرت V_{EB} ازداد عدد الالكترونات المحقونة اي ازداد تيار الباعث I_E .

ب– بما ان وصلة الباعث منحازة اماميا ووصلة المجمع عكسياً لذا فان عرض منطقة الاستنزاف عند وصلة المجمع تكون اكبر بكثير مما هي عليه عند وصلة الباعث وبهذا فان امتداد منطقة هنااستنزاف المجمع في منطقة القاعدة يزداد كلما ازداد الانحياز العكسي V_{CB} ، الا ان تأثير هذا يكون ضعيفا على عدد الالكترونات التي تصل المجمع ، اي ان زيادة V_{CB} تزيد من انحدار تل المجمع ولكنها لا تغير من عدد الالكترونات الواصلة الى طبقة استنزاف المجمع تغييرا ملحوظاً . ان وجود هذا الانحياز العكسي سوف يعمل على تسليط قوة جذب على هذه الالكترونات مؤديا بذلك الى سريان تيار المجمع .

جـ– يكون ثنائي الباعث – قاعدة منحازاً امامياً بصورة دائمة ويكون ثنائي المجمع – قاعده منحازا عكسياً بصورة دائمة .

د- تكون مقاومة ثنائي الباعث – قاعدة صغيرة جداً مقارنة مع مقاومة ثنائي المجمع – قاعده وعليه فان جهد الانحياز على الباعث اصغر بكثير من الانحياز العكسي على المجمع .

3 – 7 طرق ربط الترانزستور

هناك وكما هو معلوم ، ثلاثة اطراف في الترانزستور ، وهي : الباعث والقاعدة ، والمجمع ، ومع هذا فان الطريقة العملية المتبعة في ربط الترانزستور تفترض وجود مدخل واحد ومخرج واحد ، اي وجود اربعة اطراف : اثنين منها للدخول والاثنين الاخرين للخروج .

للتغلب على هذه المشكلة يعمد الى جعل احد الاطراف الثلاثة مشتركاً بين طرفي الادخال والاخراج وبهذا فان طرفي الادخال يتم تشكيلهما من احد الاطراف والطرف المشترك بينما يكون الطرف الاخر والطرف المشترك طرفي الاخراج وعليه فانه يصبح بالامكان ربط الترانزستور في الدوائر بالطرق الاتية :

1 - ربط القاعدة المشتركة Common Base (CB)

2 - ربط الباعث المشترك Common Emitter (CE)

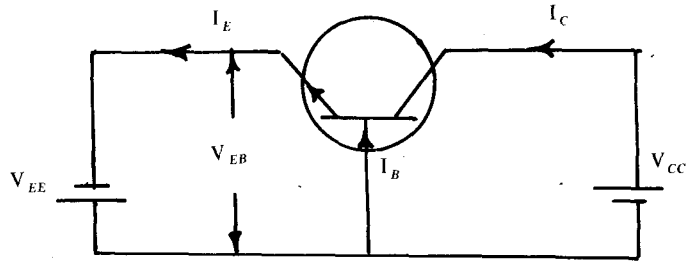
3 - ربط المجمع المشترك Common Collecter (CC)

لكل من هذه الانواع الثلاثة محاسنه ومساوئه التي سنتعرض لها تباعاً الا انه يجب ملاحظة – بغض النظر عن طريقة الربط – ان الباعث يتم تحيزة اماميا وبشكل دائم بينما يتم تحيز المجمع بصورة عكسية .

1 3 7 ربط القاعدة المشتركة : –

يشير الشكل (٦) الى ترانزستور من نوع NpN ثم ربطه في الدائرة على هيئة القاعدة المشتركة common base configaration . يلاحظ في هذا الشكل ان الباعث يمثل طرف الادخال بينما يمثل المجمع طرف الاخراج بينما تم ربط القاعدة الى الارضية بحيث اصبحت مشتركة بين طرفي الادخال والاخراج .

كذلك يلاحظ انه تم تحيز وصلة الباعث – قاعدة اماميا . مؤديا بذلك الى سريان التياران I_E و I_C بالاتجاهين الموضحين ادناه . في حين تم تحيز وصلة المجمع –



الشكل (٦) دائرة الترانزستور NpN .

قاعدة عكسيا مما نتج عنه توليد التيار I_c في الاتجاه الموضح ، وبذلك يمثل I_E تيار الادخال في ربط القاعدة المشتركة بينما يمثل I_C تيار الاخراج .

على اية حال ، ان تسليط انحياز عكسي على وصلة المجمع يؤدي كما رأينا ، الى احداث طبقة استنزاف عريضة يمتد الجزء الاكبر منها في القاعدة وذلك لخفة منسوب تطعيم هذه القاعدة مما يعمل على جعل القاعدة رقيقة جداً وبذلك فان معظم الالكترونات المحقونة من الباعث تعبر الى منطقة المجمع محدثة تيار المجمع I_c .

وكما يحدث في الثنائي البلوري فان لجهد الانحياز هذا تأثيرا على ازواج الالكترونات – الفجوات المتولدة بفعل الحرارة في هذه المنطقة ، مما يعمل على جذب الالكترونات المتولدة – مضيفا بذلك تياراً الى التيار الرئيسي I_c – ودفع الفجوات المتولدة الى الباعث عبر القاعدة تماما كما يحدث لفجوات القاعدة الموجودة اصلا . ان هذا التيار المتولد من حركة كل من الفجوات والالكترونات المتولدة حراريا ، يدعى بتيار التسرب « leakage current » ويرمز له بـ I_{CBO} ويكون موجوداً بغض النظر عن وجود تيار الباعث او عدم وجوده .

يتضح لنا مما تقدم ، ان تيار المجمع يتكون من جزءين : الاول يمثله الجزء الاكبر من تيار الباعث الذي يصل منطقة المجمع والثاني تيار التسرب I_{CBO} ، لذا فان

$$I_c = \alpha I_E + I_{CBO} \qquad \ldots (3)$$

يلاحظ من المعادلة اعلاه مايأتي :

أ – ان وضع (I_E = صفر) يجعل من I_c مساويا لتيار التسرب I_{CBO} ، او بعبارة أخرى ان تيار التسرب يكون موجوداً بغض النظر عن وجود I_E .

ب – في حالة كون I_{CBO} صغيراً بحيث يمكن اهماله (غالبا مايكون هذا الافتراض صحيحا الا في درجات الحرارة العالية) تكون

$$\alpha = \frac{I_c}{I_E} \qquad \ldots (4)$$

وتعطي α هنا النسبة بين تيار المجمع المستمر وتيار الباعث المستمر في الترانزستور وتسمى α بمعامل كسب التيار للاشارات الكبيرة Large-signal current gain عند ربط الترانزستور بهيئة القاعدة المشتركة وتتراوح قيمة α للترانزستور الجيد . بين 0·9 الى 0·99 مشيرة بذلك الى ان تيار المجمع لايختلف كثيراً عن تيار الباعث .

فضلاً عن ماذكر اعلاه ومن خلال تطبيق قانون كريشوف على الدائرة – الشكل (٦) – وكذلك من ملاحظة اتجاه التيارات في هذه الدائرة نحصل على :

$$I_E = I_c + I_B \qquad \ldots (5)$$

ان ماتقوله المعادلة (5) هو بالضبط ماقلناه سابقا من ان تيار الباعث ينقسم الى قسمين هما : تيار المجمع وتيار القاعدة . اي ان

$$I_E = I_c + I_B \qquad \ldots (6)$$

وعند التعويض عن I_c بـ αI_E في المعادلة اعلاه . واعتبار I_{CBO} مساويا للصفر نحصل على

$$I_B = (1 - \alpha) I_E \qquad \ldots (7)$$

أو ان

$$I_B = \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) I$$

وعادة مايستخدم الرمز β ليمثل النسبة $\left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right)$ وعليه فان

$$I_c = \beta I_B \qquad \ldots (8)$$

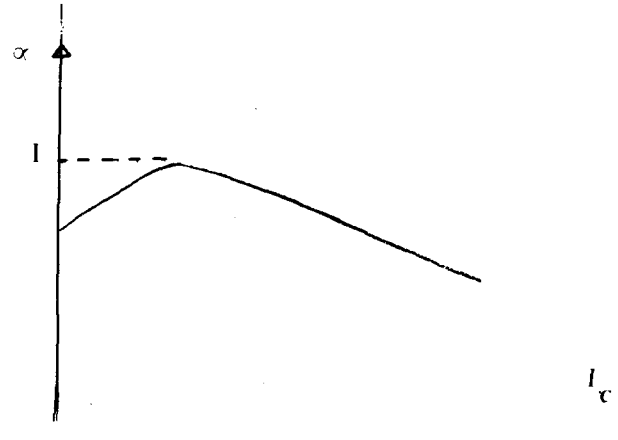
بمعنى ان اي تغير في I_B سوف يصاحبه تغير في I_c على افتراض ان β كمية ثابتة لاتعتمد على تغير I_B . اوان

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} \qquad \ldots (9)$$

هذه النسبة غالبا ماتدعى بعامل تكبير الاشارة الصغيرة وتكتب في بعض الاحيان بـ h_{FE} كما سنرى لاحقا .

2 - 3 - 7 منحنيات الخواص لدائرة القاعدة – المشتركة :

لانستطيع المعادلات السابقة ، المعادلة رقم (3) الى المعادلة (9) ، اعطاء فكرة كاملة عن السلوك الكهربائي للترانزستور في الدوائر الكهربائية لان α للترانزستور الواحد – على سبيل المثال – غير ثابتة القيمة وانما تتغير مع كل من I_c و V_{CB} – انظر الشكل (٧) – حيث يلاحظ في الشكل (٧ أ) ان α تزداد مع زيادة I_c ثم تبدأ بالنقصان عند زيادة I_c عن حد معين كذلك يلاحظ ان α تزداد مع زيادة V_{CB} – الشكل (٧ ب) .



الشكل (٧)

من جهة اخرى تفترض هذه المعادلات ان I_E معروفة الا ان معرفة I_E تقتضي معرفة تغير I_E مع V_{BE} . ومن هنا فان التعرف بصورة كاملة على سلوك الترانزستور في الدوائر لايتم الا من خلال التعرف على مختلف العلاقات بين مختلف التيارات والجهود ذات العلاقة .

تعكس مميزات الترانزستور الساكنة static characteristics العلاقة بين

التيارات والجهود المتناظرة . وفي الترانزستور يوجد ترابط متبادل دائما بين اربعة مقادير : تياري وجهدي الادخال والاخراج i_{1n} و i_0 و v_{1n} و v_0 ولايمكن توضيح هذه العلاقة بمجموعة مميزات واحدة ولابد من استخدام مجموعتين من المميزات . وافضل طريقة لذلك هي ان نتناول دراسة مجموعة مميزات الدخول $i_{1n} = f(v_{1n})$ مع مجموعة مميزات الخروج $i_0 = f(v_0)$

أ- مميزات الادخال :- تشير مميزات الادخال الى المنحنيات او المنحنى الذي يمثل العلاقة بين تيار الادخال I_E ، في ربط القاعدة المشتركة . وجهد الادخال اي جهد الباعث - قاعدة V_{BE} عند قيمة ثابتة لجهد المجمع - قاعدة V_{CB}

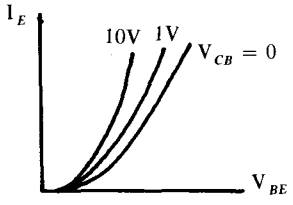
يؤخذ تيار الباعث عادة على المحور الصادي بينما يمثل المحور السيني جهد الباعث - قاعدة ديشير الشكل (٨) الى منحنى نموذجي لمميزات الادخال لربط القاعدة المشتركة . ومن معاينة الشكل تستطيع ملاحظة النقاط الآتية :

1- يزداد تيار الباعث زيادة كبيرة مع زيادة صغيرة في الجهد V_{EB} ، مما يشير الى صغر مقاومة الادخال . تعرف مقاومة الادخال بأنها النسبة بين التغير الحاصل في جهد الباعث - قاعدة ΔV_{BE} الى التغير الحاصل في تيار الباعث V_{CB} عند ثبوت V_{CB}

$$r_i = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} \quad V_{CB} = \text{constant}$$

في الحقيقة تمثل r_i مقدار المقاومة التي تبديها دائرة الدخل بالنسبة الى اشارة التيار . وحيث ان تغيرا صغيرا في V_{EB} يؤدي الى احداث تغير كبير في تيار الباعث لذا فانه من المتوقع ان تكون r_i صغيرة وفي حدود بضع أومات .

2- على الرغم من أن تأثير زيادة V_{CB} على I_E ليس كبيراً الا أنه من الواضح ان I_E عند قيمة معينة لـ V_{EB} ، يزداد مع زيادة V_{CB} . ان تأثير V_{CB} يتأتى من زيادة عرض منطقة الاستنزاف عند وصلة المجمع قاعدة (ظاهرة الثقب) .



الشكل (٨) تأثير زيادة V_{CB} على منحى (I – V) للترانزستور .

ب– مميزات الاخراج : – تمثل مميزات الاخراج المنحنيات التي تربط بين تيار الاخراج I_c وجهد المجمع – قاعدة V_{CB} لقيم مختلفة ولكنها ثابتة لتيار الادخال I_E . عادة ما يمثل المحور الصاري تيار المجمع I_c بينما يؤخذ جهد المجمع – قاعدة على المحور السيني ، انظر الشكل (٩) الذي يبين مجموعة منحنيات الخرج لترانزستور نموذجي بهيئة القاعدة – المشتركة CB .

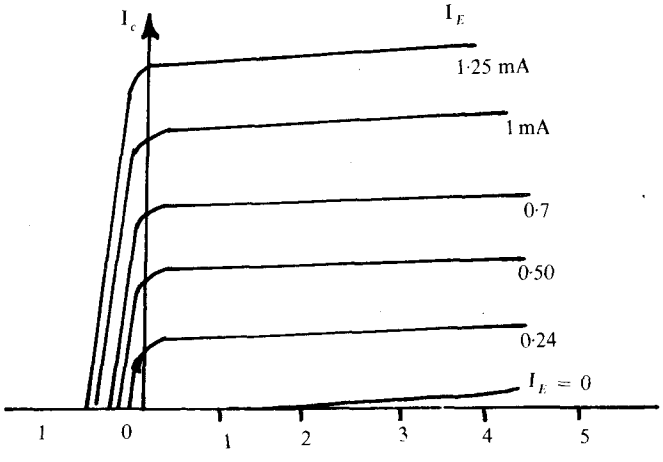
ان دراسة المنحنيات تؤدي بنا الى ملاحظة النقاط الآتية :

1– ان تيار المجمع I_c يتغير مع V_{CB} فقط عند القيم الواطئة لهذا الأخير ($V_{CB} < 1$)

2– ان تيار المجمع I_c يصبح مساوياً تقريباً الى تيار الباعث I_c عندما تكون $V_{CB} > 1$

3– على الرغم من ان تيار المجمع يبدو ثابتاً نوعاً ما عند القيم ($V_{CB} > 1$) لاحظ الجزء الافقي المستقيم من المنحى الذي يعني ان قيمة I_c لا تعتمد على V_{CB} وانما تعتمد على I_E ، الا ان الزيادة الكبيرة في V_{CB} سوف تؤدي الى زيادة طفيفة في I_C مما يدل على ان مقاومة الخرج لربط القاعدة المشتركة تكون كبيرة جداً

غالباً ما تدعى مميزات الخواص لدائرة القاعدة – المشتركة بمميزات المجمع collecter characteristics او منحنيات عائلة المجمع وهي لا تختلف كثيراً من ترانزستور لآخر وذلك لان قيم α تكون قريبة من بعضها بعضاً لمعظم الترانزستورات عند القيمة $V_{CB} > 1$. ان هذه الخاصية مهمة ويمكن الاستفادة منها في بعض التطبيقات



الشكل (٩) منحى الخواص لدائرة القاعدة المشتركة .

3 3 7 الكسب في الجهد لدائرة الترانزستور : –

رأينا فيما مضى ان تيار المجمع (التيار الخارج) في دائرة الترانزستور يرتبط مع تيار الباعث (التيار الداخل) بالعلاقة

$$I_c = \alpha I_E$$

وان قيمة α تتراوح مابين 0·9 الى 0·99 بالنسبة للترانزستور الجيد . وبالتالي فانه يمكن اعتبار ان $I_c \simeq I_E$ او بعبارة أخرى ان التيار الداخل الى الدائرة ادخال الترانزستور يساوي التيار الخارج من دائرة الترانزستور .

كذلك ذكرنا انه يفترض عند تحيز الترانزستور ان تكون وصلة الباعث – قاعدة منحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع – قاعدة منحازة عكسيا وبالتالي فان مقاومة الادخال لدائرة الترانزستور (مقاومة وصلة الباعث – قاعدة المنحازة امامية) تكون صغيرة بينما تكون مقاومة دائرة الاخراج للترانزستور (مقاومة وصلة المجمع – القاعدة المنحازة عكسيا) كبيرة جداً .

الان في الدائرة المبينة في الشكل (١٠) لو تغير فرق الجهد بين الباعث والقاعدة بمقدار ΔV_i فانه سيؤدي الى تغير كبير (نسبيا) في تيار الباعث قدرة ΔI_E وهذا

الاخير يؤدي بدوره الى تغير في تيار المجمع قدرة ΔI_c بحيث أن

$$\Delta I_c = \alpha' \Delta I_E \quad \ldots (10)$$

حيث ان α تدعى بعامل كسب التيار للاشارة الصغيرة وهي تساوي α اذا لم تتغير هذه الاخيرة مع I_E .

ان التغير في تيار المجمع (ΔI_c) سوف يؤدي الى تغير في فرق جهد الاخراج (ΔV_o) بحيث أن

$$\Delta V_o = \Delta I_c r_c = \alpha \Delta I_E r_c \quad \ldots (11)$$

حيث تمثل r_c مقاومة المجمع .

كذلك يمكن التعبير عن ΔV_i بدلالة ΔI_E ومقاومة الادخال لدائرة الترانزستور r_e بحيث

$$\Delta V_i = \Delta I_E r_e \quad \ldots (12)$$

حيث تمثل r_e المقاومة الحركية التي مرذكرها في الفصل السابق $r_e = \frac{26}{I_E (mA)}$.

وبهذا فان النسبة بين فولتية الاخراج الى فولتية الادخال التي تمثل الكسب في الفولتية (A_v) تكون مساوية لـ

$$A_v = \frac{\alpha \Delta I_E r_c}{\Delta I_E r_e} = \alpha \frac{r_c}{r_e} \quad \ldots (13)$$

معلوم ان قيمة r_e تكون صغيرة عادة بينما تكون قيمة r_c كبيرة جدا وبالتالي فان كسبا في الفولتية سوف يظهر وان قيمة هذا الكسب (A_v) ستكون كبيرة ومن هنا فان الترانزستور يقوم بعملية التكبير من خلال نقله تيارا يمر في مقاومة صغيرة وجعله يمر في مقاومة اكبر .

لابد لنا ان نذكر أنه عادة ما تربط في دائرة الاخراج للترانزستور مقاومة حمل R_L – انظر الشكل (١٠) – وتكون هذه المقاومة من حيث التأثير مربوطة على التوازي مع r_c

(سنرى ذلك لاحقا عند رسم الدائرة المكافئة المتناوبة لدائرة الترانزستور) بحيث تصبح المقاومة الفعلية المربوطة في دائرة الترانزستور مساوية لـ

$$R_{eq} = R_L \parallel r_c \approx R_L$$

وذلك لكبر r_c مقارنة مع R_L . وبهذا فان الكسب في الفولتية يصبح مساويا لـ

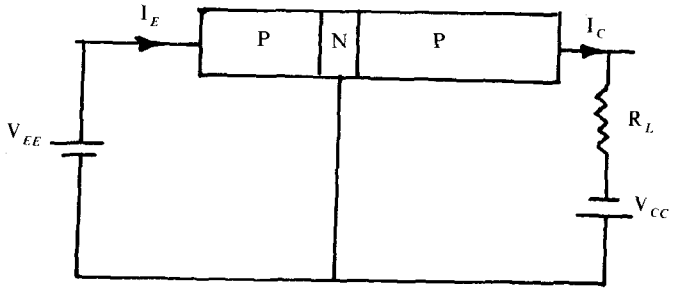
$$A_v = \alpha \frac{R_L}{r_e} \qquad \ldots (14)$$

بدلا من $\alpha \frac{r_c}{r_e}$

على الرغم من ان ربط المقاومة R_L في دائرة الاخراج سيؤدي الى خفض الكسب في الفولتية الا ان ربطها يكون للاسباب الآتية :

1- التحكم بمقدار الكسب في الفولتية من خلال اختيار قيمة R_L المناسبة .

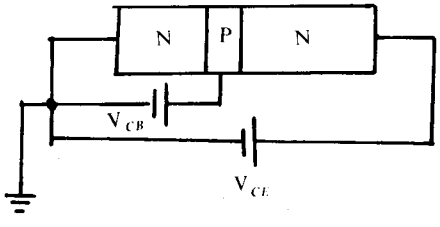
2- لايمكن زيادة الكسب الى مالانهاية عن طريق زيادة R_L . ذلك لأن الكسب في الفولتية سوف يثبت عند قيمة معينة مهما زيدت قيمة R_L وعليه فانه يفترض ان تكون R_L ذات قيمة محددة وبالتالي فان المعادلة (13) لاتعبر فعلا عن الكسب في دائرة الترانزستور .



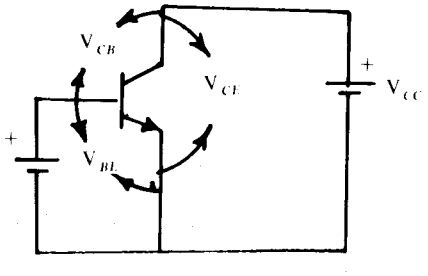
الشكل (١٠) دائرة مكبر القاعدة المشتركة

4 - 3 - 7 ربط الباعث المشترك :- يشير الشكل (١١) الى ترانزستور من نوع NPN تم ربطه بهيئة الباعث المشترك common emitter configuration . يلاحظ في هذه الدائرة ان طرفي الادخال هما القاعدة والباعث بينما يمثل المجمع والباعث طرفي الاخراج . عليه فان ربط الترانزستور على هذه الصورة يسمى بربط الباعث - المشترك common emitter (CE) وذلك لكون الباعث - تم ربطه الى الارض - بين دائرتي الادخال والاخراج .

يلاحظ في هذا النوع من الربط أنه تم تسليط جهد انحياز امامي على وصلة القاعدة - الباعث V_{BE} بينما تم تحيز وصلة المجمع - باعث عكسيا بوساطة الجهد V_{CE} - انظر الشكل (١١) .



الشكل (١١) دائرة انحياز الباعث المشترك .



الشكل (١٢) دائرة الباعث المشترك .

لتحقيق مثل هذا التحييز يفترض ان يكون V_{CE} اكبر من V_{BE} وحيث - انظر الشكل (١٢) أن

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

لذا فان V_{CE} يجب ان يكون موجبا . ان وضع V_{BE} اكبر من V_{CE} سوف يجعل من V_{CB} سالبا وبذلك فان وصلة الـ CB سوف تنحاز اماميا .

يعد هذا النوع من ربط الترانزستور اكثر انواع الربط استعمالا لذا فانه يصبح مـن الضروري التعرف على الكثير من خصائصه ومنها :

أ- عامل التكبير في التيار β :- في ربط الباعث المشترك يمثل تيار القاعدة I_B تيار الادخال بينما يمثل I_c تيار الاخراج . وتعرف النسبة بين تيار المجمع I_c الى تيار القاعدة I_B بعامل التكبير في تيار القاعدة (β) .

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} \qquad \ldots (15)$$

في معظم الترانزستورات- ماعدا ترانزستورات القدرة - يكون تيار القاعدة 5% من تيار الباعث وعليه فان قيمة β تكون اكبر من 20 وتتراوح عادة مابين 20 الى 500 وبهذا فان ربط الباعث - المشترك يستخدم حيثما اقتضت الحاجة الى تكبير التيار.
من معرفة أن

$$\alpha = \frac{I_c}{I_E}$$

وكذلك

او ان

$$I_E + I_C + I_B$$

$$I_B = I_E - I_C \qquad \ldots (16)$$

وعليه فان المعادلة (15) تصبح عند التعويض عن قيمة I_B في المعادلة (16) :

$$\beta = \frac{I_c}{I_E - I_c} \qquad \ldots (17)$$

أو ان - بعد قسمة كل من البسط والمقام على I_E

$$\beta = \frac{I_c/I_E}{I_E/I_E - \frac{I_c}{I_E}} \qquad \ldots (18)$$

أي ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \qquad \ldots (19)$$

واضح ان اقتراب α من الواحد يعني ان β تصل الى مالانهاية بمعنى ان التكبير في التيار بصيغة ربط الباعث – المشترك يكون كبيراً جداً .

ب – تيار التسرب في ربط الباعث – المشترك (I_{CEO}) :– في دائرة الباعث – المشترك تعمل فولتية الانحياز العكسية عند تسليطها بين الباعث والمجمع على احداث تيار تسرب صغير ، حتى في حالة كون دائرة القاعدة مفتوحة : أي في حالة كون تيار القاعدة يساوي صفراً $(I_B = 0)$ ، يدعى بتيار تسرب المجمع – باعث ويرمز له بـ I_{CBO} اشارة الى كون دائرة القاعدة مفتوحة وعليه فان تيار المجمع I_c في ربط الباعث المشترك يتكون من مركبتين أي أن

لدينا أن
$$I_c = \beta I_B + I_{CEO}$$
وكذلك
$$I_E = I_c + I_B$$
لذا فان
$$I_c = \alpha I_E + I_{CBO}$$
$$I_c = \alpha (I_c + I_B) + I_{CBO} \qquad \ldots (21)$$

او آن

$$I_c (1 - \alpha) = \alpha I_B + I_{CBO}$$

وعند القسمة على $(1 - \alpha)$ نحصل على

$$I_c = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CBO} \qquad \ldots (22)$$

وعند التعويض عن $\frac{\alpha}{1 - \alpha}$ بـ β تصبح المعادلة اعلاه

$$I_c = \beta I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CBO} \qquad \ldots (23)$$

وعند المقارنة بين المعادلتين (18) و (21) نستطيع القول ان

$$I_{CEO} = \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO} \quad \ldots (24)$$

مثـال :-

جد قيمة β في حالة كون (1) $\alpha = 0.9$ و (2) $\alpha = 0.98$ و $\alpha = 0.99$

الحـل :-

(1) لدينا ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

وعند التعويض عن قيمة α نحصل على

$$\beta = \frac{0.9}{1-0.9} = 9$$

(2

$$\beta = \frac{0.98}{1-0.98} = 49$$

(3

$$\beta = \frac{0.99}{1-0.99} = 99$$

مثـال :-

احسب I_L في دائرة الترانزستور حيث $\beta = 50$ و $I_B = 20\ \mu A$

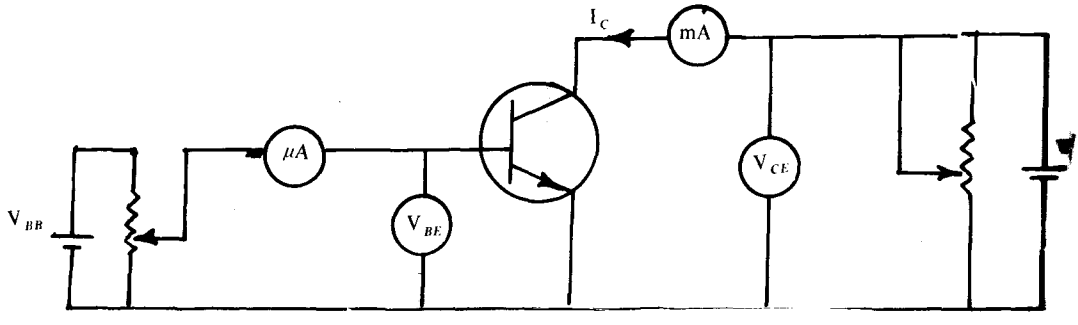
$$I_L = I_c + I_B = \beta I_B + I_B$$
$$I_L = (1 + \beta) I_B$$

أي ان

$$I_E = (1 + 50) \times 10 \times 10^{-6}$$
$$= 510 \times 10^{-6} \quad = 0{\cdot}51 \text{ mA}$$

على فرض ان I_{CEO} = صفراً .

5 – 3 – 7 منحنيات الخواص لربط الباعث المشترك :– يبين الشكل (١٣) دائرة نموذجية لتحديد منحنيات الخواص لدائرة ترانزستور نوع NPN تم ربطه بهيئة الباعث المشترك common emitter configuration



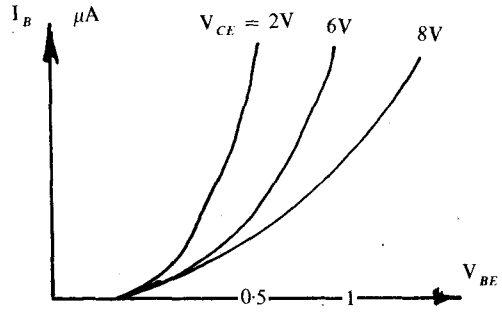
الشكل (١٣) الدائرة العملية لدراسة خواص الباعث المشترك .

كما هو الحال بالنسبة لربط القاعدة المشتركة تكون هذه المميزات على نوعين .

أ– مميزات الادخال :– وتمثل مجموعة المنحنيات او المنحنى الذي يربط بين تيار الادخال I_B وفولتية القاعدة – باعث V_{BE} عند قيمة معينة وثابتة لفولتية المجمع – باعث V_{CE} ويبين الشكل (١٤) منحنى نموذجيا لمميزات الادخال للباعث – المشترك .

عند النظر الى منحنى الادخال هذا والتدقيق فيه يمكن ملاحظة النقاط الآتية :

1– يشابه هذا المنحنى منحنى الخواص (I – V) لثنائي بلوري منحاز اماميا . ان هذا مايجب ان نتوقعه تماما ذلك لأن جزء القاعدة – الباعث عبارة عن ثنائي بلوري منحاز اماميا .



الشكل (١٤) تأثير زيادة V_{CE} على منحى الخواص (I – V) للباعث المشترك .

2 - بالمقارنة مع ربط القاعدة المشتركة نلاحظ ان ازدياد I_B مع زيادة V_{BE} يكون اقل من ازدياد I_E مع V_{EB} وبهذا فان مقاومة الادخال لدائرة CE اكبر مما هي عليه في دائرة CB وتساوي

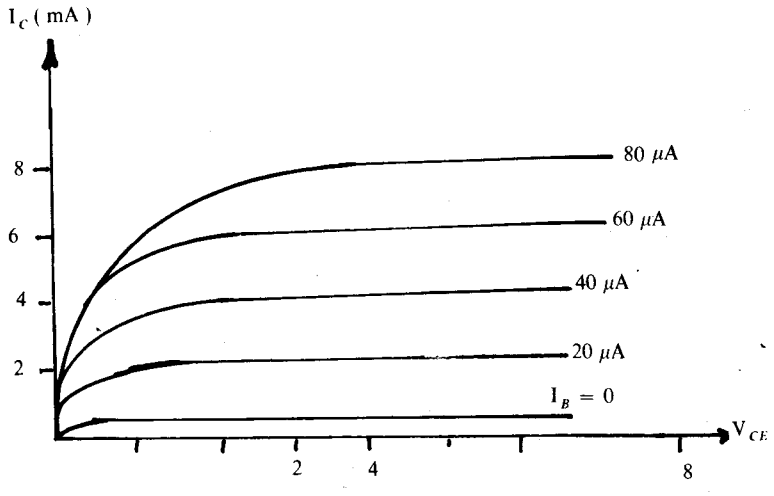
$$r_i = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \sim \quad V_{CE} = \text{ثابت} \qquad \ldots (25)$$

هذا وتبلغ قيمة مقاومة الادخال لدائرة الباعث المشترك حوالي عدد من مئات الاومات .

3 - ان زيادة V_{CE} يقلل من تيار القاعدة لنفس القيمة من V_{BE} بسبب من ازدياد طبقة استنزاف المجمع وبذلك يصبح عدد الالكترونات الساقطة في الفجوات أقل ونتيجة لذلك فان تيار اعادة الالتحام (تيار القاعدة) يقل

4 تكون قيمة I_B صغيرة جداً اوتقترب من الصفر عند القيم الصغيرة لـ V_{BE} ($V_{BE} < 0{\cdot}5$) او السالبة منها وهذا هو شرط القطع (cut off) .

ب – مميزات الاخراج : – لنفس الترانزستور NPN بهيئة الباعث المشترك وباستخدام الدائرة في الشكل (١٣) نستطيع رسم منحنيات الاخراج وذلك باعطاء I_B قيمة معينة وابقاؤها ثابتة اثناء قياس I_c لكل تغير في V_{CE} وهكذا يتم رسم جميع المنحنيات بنفس الطريقة أعلاه ولكن مع قيم أخرى لـ I_B – انظر الشكل (١٥) .



الشكل (١٥) منحنيات الخواص للباعث المشترك .

عند دراسة منحنيات الخواص هذه يمكن ملاحظة مايأتي :-

3 - يتغير تيار المجمع I_c عند تغير V_{CE} بين الصفر وحدود الواحد فولت فقط ثم يصبح ثابتا تقريبا وهذا مرتبط بفكرة الانحياز العكسي لثنائي المجمع حيث يلزم حوالي (0.7) فولت لجعل ثنائي المجمع منحازا عكسيا وحال الوصول الى هذا المستوى يقوم المجمع بجمع كل الالكترونات التي تصل الى طبقته الاستنزافية .

2 - كما ذكرنا أنفا . يصبح I_c ثابتا تقريبا بعد الوصول الى فولتية الركبة (knee voltage) . على أية حال فان زيادة V_{CE} يؤدي الى زيادة تيار المجمع بسبب من زيادة عرض طبقة استنزاف المجمع واعتقال اعداد قليلة أخرى من الكترونات القاعدة قبل سقوطها . وعليه فان مقاومة الاخراج لدائرة الباعث المشترك تكون كبيرة نوعا ما . تعرف مقاومة الاخراج (r_o) بأنها النسبة بين التغير في فولتية ΔV_{CE} الى التغير الحادث في تيار المجمع ΔI_c عند قيمة معينة لـ I_B . أي ان

$$r_o = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_c} \qquad I_B = \text{ثابت} \qquad \ldots (26)$$

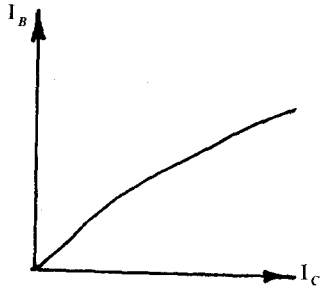
تصل قيمة r_o الى حوالي 50 كيلو اوم وبهذا تكون اقل مما هي عليه في دائرة القاعدة المشتركة .

3- تكون وحدات I_c بالملي أمبير بينما تكون وحدات I_B بالمايكرو أمبير وبهذا فان I_c يكون اكبر بكثير من I_B وتكون قيمته . بعد فولتية الركبة . مساوية تقريبا لـ βI_B

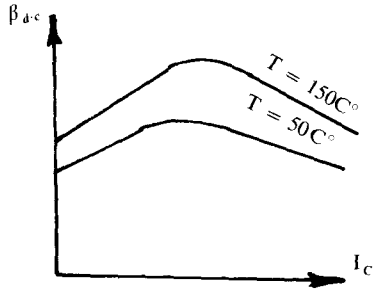
4- عندما تكون I_B = صفراً لايكون I_C مساويا للصفر وانما يساوي تيار التسرب لدائرة المجمع - الباعث ويرمز له بـ I_{CBO} . حيث يشير الحرف O الى كون دائرة القاعدة مفتوحة .

5- عندرفع V_{CE} عن حد معين $V_{CE(sat)} < V_{CE} < BV_{CEO}$ فان التيار I_{CBO} ينمو نموا شديداً بسبب من بدء الانهيار الكهربائي electric breakdown ، وفي حالة فتح دائرة القاعدة يمكن أن يحدث في الترانزستور أحياناً انهيار تضاعفي avalanch breakdowm سريع للتيار يؤدي الى تسخين زائد للترانزستور وبالتالي الى عطبه (ذلك اذا لم يكن في دائرة المجمع مقاومة تحد من نمو التيار) .

6- تكون المسافة بين المنحنيات عند مختلف القيم لـ I_B ، غير متساوية ويلاحظ أنها متقاربة عند القيم الصغيرة لـ I_B ومتباعدة عند القيم الكبيرة لـ I_B مما يشير الى عدم خطية العلاقة بين I_B و I_c - انظر الشكل (16) والذي يكافيء تغير β مع I_C - الشكل (17) .

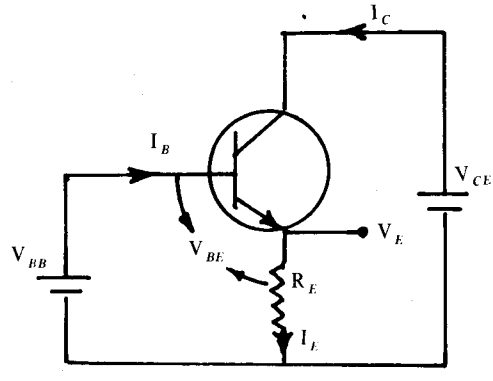


الشكل (١٦) تغير I_C مع I_B .



الشكل (١٧) تأثير درجة الحرارة على قيمة β .

6 - 3 - 7 ربط المجمع المشترك :-لايختلف ربط الترانزستور بهيئة المجمع - المشترك common collecter configuration عما هو عليه في هيئة الباعث- المشترك ويبين الشكل (18) دائرة نموذجية لترانزستور من نوع NPN تم ربطه بهيئة المجمع - المشترك .



الشكل (١٨) دائرة المجمع - المشترك .

يلاحظ من هذه الدائرة ان جهد الادخال تم تسليطه بين القاعدة والباعث كما هو الحال في ربط الباعث - المشترك الا أن جهد الاخراج يؤخذ عادة من طرف الباعث (بعد ادخال المقاومة R_E بين الباعث والارضية) بدلا من المجمع . وعليه فان الدائرتين متشابهتان ويمكن استعمال منحنيات خواص الباعث المشترك في دراسة دوائر المجمع - المشترك .

يلاحظ من الشكل (18) وكذلك من استخدام قانون كيرشوف للفولتية . بان الجهد الداخل V_{BB} يساوي مجموع جهد القاعدة - باعث V_{BE} زائدا جهد الاخراج V_L . وحيث ان الفولتية اللازمة لتحيز وصلة القاعدة - باعث اماميا تكون صغيرة (في حدود 0.7V للسيلكون و 0.3V للجرمانيوم) لذا فان جهد الاخراج يكون اقل بقليل من جهد الادخال وهذا يعني انه لايوجد كسب في الفولتية اوان دائرة المجمع - المشترك لاتستخدم في تكبير اشارات الجهد .

من جهة اخرى نلاحظ وجود كسب في التيار . حيث ان عامل الكسب في تكبير

التيار لدائرة المجمع – المشترك (γ) الذي يعرف بانه النسبة بين التيار الخارج I_E والتيار الداخل I_B ويكون اكبر من واحد بكثير . اي ان

$$\gamma = \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_C + I_B}{I_B} \qquad \ldots (27)$$

لدينا ان

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

لـذا فان

$$\gamma = \beta + 1 \qquad \ldots (28)$$

لدينا كذلك ان

$$\beta = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

وعند التعويض عن قيمة β هذه في المعادلة (28) نحصل على

$$\gamma = \frac{1}{1 - \alpha} \qquad \ldots (29)$$

رأينا ان تيار الاخراج هو I_E وحيث أن

$$I_E = I_B + I_C$$

او (بعد التعويض عن قيمة I_C من المعادلة (21) نحصل على

$$I_E = I_B + (\alpha I_E + I_{CBO}) \qquad \ldots (30)$$

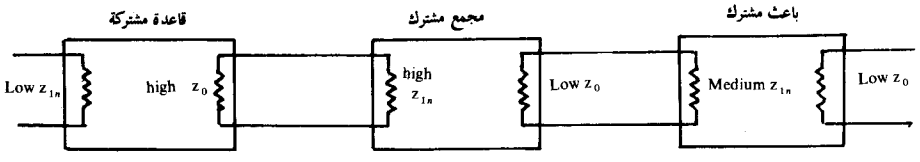
أو ان

$$(1 - \alpha) I_E = I_B + I_{CBO} \qquad \ldots (31)$$

وبهذا فان I_E يصبح مساويا لـ

$$I_E = \gamma (I_B + I_{CBO}) \qquad \ldots (32)$$

بقي ان نذكر أخيرا انه على الرغم من عدم وجود كسب في الجهد في دائرة المجمع – المشترك الا أن هذه الدائرة تمتاز بامتلاكها ممانعة ادخال عالية جدا وممانعة اخراج واطئة جدا (كما سنرى لاحقا) وبهذا فانها تستخدم في الحالات التي يلزم فيها توافق الممانعات Impedance maching حيث تقوم بسوق دائرة ذات ممانعة ادخال واطئة من دائرة ذات ممانعة اخراج عالية – الشكل (١٩) .



الشكل (١٩) استخدام دائرة المجمع – المشترك في الدوائر العملية .

7 – 3 – 7 مقارنة بين الانواع الثلاثة لربط الترانزستور :– بقصد التوضيح ولغرض الاختصار تمت مقارنة الخصائص المميزة للانواع الثلاثة لربط الترانزستور من خلال الجدول المبين أدناه .

التسلسل	المميـــزات	القاعـدة المشتركـة	الباعـث المشتـرك	المجمـع المشتـرك
1–	ممانعة الادخال	واطئة (100 أوم)	واطئة (1 كيلو اوم)	عالية جداً (750 كيلو اوم)
2–	ممانعة الاخراج	عالية جداً (450 K_2)	عالية (50 كيلو اوم)	واطئة (50 اوم)
3–	الكسب في الجهد	حـوالي 150	حـوالي 300	اقل من 1
4–	الكسب في التيار	اقل من 1	حـوالي 100	حـوالي 100
5–	الاستعمال	للترددات العالية	للترددات المسموعة	لموائمة الممانعات

هذا وتعد دائرة الترانزستور ذو الباعث – المشترك اكثر الانواع الثلاثة استخداما حيث انها تشكل اكثر من 90% من كل استخدامات الترانزستور في المجالات التطبقية . ان الاسباب الرئيسية وراء هذا الاستخدام الكبير لهذا النوع من الربط يكمن في مايأتي :–

1 - كسب عال في التيار :- في دائرة الباعث المشترك يكون I_C هو تيار الاخراج بينما يمثل I_B تيار الادخال وحيث ان $(I_C = \beta I_B + I_{CEO})$ لذا فان تيار الاخراج يكون اكبر بكثير من تيار الادخال اذ تتراوح قيمة β مابين 20 الى 500 .

2 - كسب عال في الجهد والقدرة :- بسبب من الكسب العالي في التيار فان دائرة الباعث المشترك تمتلك كسباً في الجهد وكذلك في القدرة ويكون الكسب في القدرة في هذا النوع اكبر من الانواع الاخرى . لذا - وكما سنرى لاحقا - تكون مكبرات القدرة هي دائما مكبرات من نوع الباعث المشترك .

3 تناسب جيد بين ممانعة الاخراج والادخال :- في دائرة الباعث المشترك تكون النسبة بين ممانعة الاخراج الى ممانعة الادخال صغيرة حوالي (50) - انظر الجدول اعلاه - مما يجعلها دائرة مثالية للاستخدام في ربط او اقران coupling مراحل الترانزستور المتشابهة مع بعضها الاخر . على اية حال تكون النسبة في الانواع الاخرى كبيرة بحيث يصبح استخدام هذه الدوائر في المكبرات ذات المراحل المتعددة . غير عملي نظرا لحصول انخفاض كبير في كفاءة مراحل هذه المكبرات بسبب من الفرق الكبير بين ممانعة الاخراج للمرحلة السابقة وممانعة الادخال للمرحلة اللاحقة .

4 7 مناطق عمل الترانزستور : -

بالاشارة الى الشكلين (٩ و١٥) - المعاد رسمها هنا - يمكن ملاحظة وجود ثلاث مناطق عمل للترانزستور هي :

أ - المنطقة الفعالة (I) active region :- في هذه المنطقة تكون وصلة الباعث - قاعدة منحازة اماميا بينما تكون وصلة المجمع - قاعدة منحازة عكسيا وتقع هذه المنطقة الى يمين محور الصادات اي بعد $V_{CB} \geq 0V$ او $V_{CE} > 1V$ وفوق $I_B =$ صفرا او $I_B =$ صفرا اي في المنطقة التي يكون فيها I_C ثابتا على الرغم من تغير جهد الخرج (V_{CB} او V_{CE}) - أنظر الشكلين (٩ و١٥) المعاد رسمها ادناه .

يلاحظ في هذه المنطقة ان المسافات بين منحنيات I_C تكون متساوية الى حد

خاصة عند القيم الكبيرة لـ I_B في منحنيات الاخراج لربط الباعث المشترك

كبير وخطية بشكل كاف او بعبارة أخرى ان حساسية الاستجابة لتيار الاخراج لأي تغير في تيار الادخال . تكون كبيرة وبالتالي فأن هذه المنطقة تستعمل في التكبير واذا ماتسببت اشارة الدخل في اجتياز هذه المنطقة الى منطقة القطع II اومنطقة الاشباع III أوكليهما فان تشويها سوف يظهر في اشارة الاخراج .

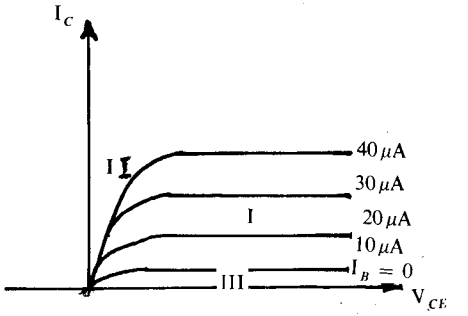
ب – منطقة الاشباع Saturation region (II) :– تقع هذه المنطقة على يسار المحور الصادي في مميزات الاخراج لربط القاعدة المشتركة . اي عند $0 > V_{CB} > 0.25$ – اوعلى يمين هذا المحور مباشرة في مميزات الاخراج لربط الباعث المشترك $0 < V_{CE} < 1$. كذلك تقع هذه المنطقة فوق I_B = صفرا او I_E = صفرا وتكون وصلتي الباعث والمجمع منحازتين اماميا مع القاعدة . في هذه المنطقة . كذلك نجد في هذه المنطقة . ان $V_{CE} \simeq$ صفرا وان تيار المجمع لايعتمد على تيار القاعدة ذلك لان الاول يكون قد وصل الى حده الاقصى (قيمة الاشباع) اوبصيغة رياضية يكون

$$I_{C(max)} = \frac{V_{CC}}{R} \qquad \ldots (33)$$

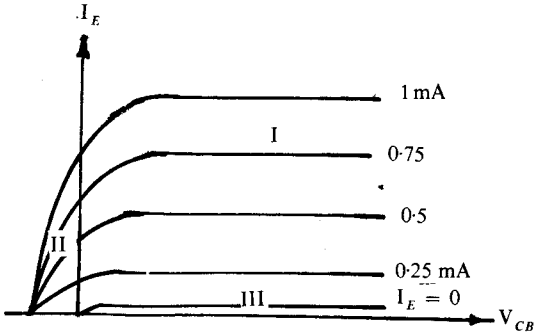
حيث تمثل R مجموع مقاومتي الحمل R_L ومقاومة الباعث R_E – كما سنرى لاحقا . كذلك نجد أن I_C تصبح اصغر من βI_B وذلك لان I_B تكون كبيرة بسبب من كون V_{BE} – في دائرة الباعث المشترك – كبيرة هي الاخرى .

وعند التشبع تقل مقاومة الخرج التي يبديها الترانزستور بين المجمع والباعث وتسمى هذه المقاومة بمقاومة التشبع في حالة الباعث المشترك ويرمزلها بـ R_{CES} وتصل قيمتها الى 5 اوم وتعد مثل هذه القيمة عالية في بعض التطبقات (وخاصة عند استعمال الترانزستور كمفتاح Switch في الدوائر الرقمية) .

جـ – منطقة القطع Cut-off region III :– تقع هذه المنطقة تحت المنحى I_E = صفرا او I_B = صفرا ويكون كلا الثنائيين (ثنائي الباعث – قاعدة والمجمع – قاعدة) منحازين عكسيا ويكون تيار المجمع مساويا لتيار التسرب I_{CO} . يتصرف الترانزستور في حالة القطع . كدائرة مفتوحة . وتكون V_{CE} في دائرة الباعث – المشترك – مساوية لـ V_{CC} .

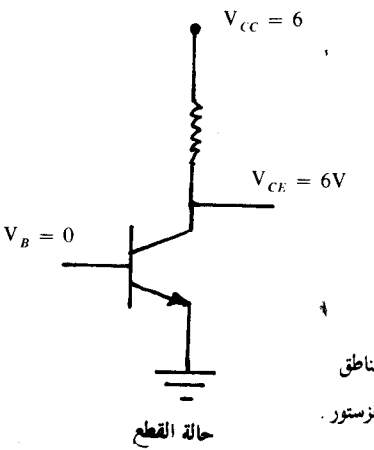


الشكل (١٥) منحنيات الخواص للباعث المشترك .

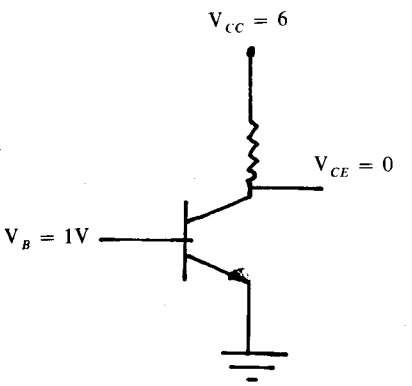


الشكل (٩) منحنيات الخواص للقاعدة المشتركة .

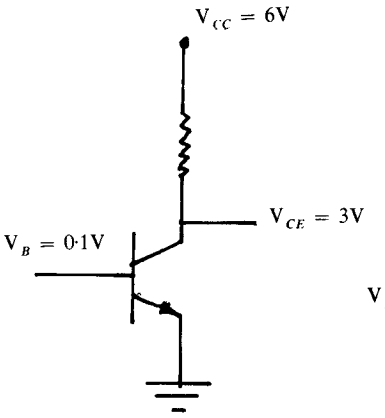
مناطق عمل الترانزستور .



حالة القطع



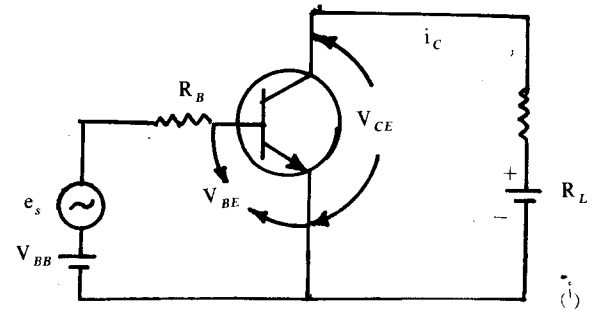
حالة الاشباع

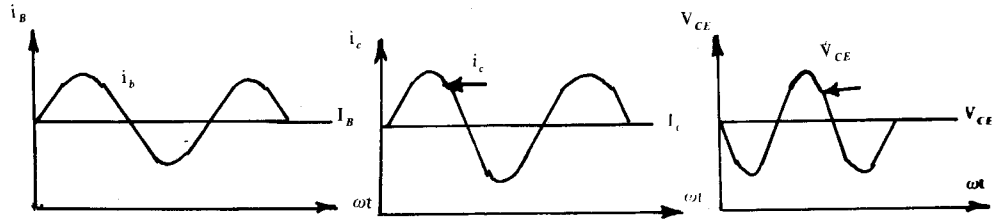


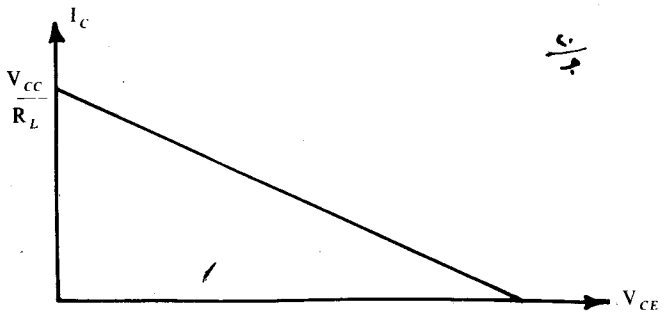
حالة القطع

5 – 7 دائرة ترانزستور بسيطة

7 – 5 – 1 خط الحمل المستمر d.c load line – سنقوم هنا وبوساطة الاستعانة بالدائرة البسيطة المبينة في الشكل (٢٠ أ) ، بدراسة سلوك الترانزستور مع وجود التيارات والجهود المستمرة والمتناوبة . في هذه الدائرة تعمل المقاومة R_B على تحديد التيار i_B أ – انظر الشكل (٢٠ ب) – المار في دائرة ثنائي القاعدة – الباعث والناتج من تسليط الجهد المستمر V_{BB} والاشارة المتناوبة e_S







الشكل (21) : – دائرة لمكبر ترانزستور

يلاحظ في الشكل (٢٠ ب) ان تيار القاعدة يتكون من مركبتين الاول المستمر (I_B) الناتج عن تسليط V_{BB} والثاني المتناوب i_b الناتج عن تسليط e_s وعليه فان التيار الناتج i وكذلك الجهد الخارج v_{CE} سوف يتكون كل منهما من مركبتين ايضا – انظر الشكل (٢١ ب) .

كذلك يلاحظ في الشكل (٢١ ب) ان المجموع الجبري للقيمة المستمرة لـ I_B مع أقل قيمة لـ i_b او $-I_m$ ، هو اكبر من صفر او بكلمة أخرى يكون المجموع الجبري للقيمة المستمرة لـ V_{BB} مع اقل قيمة لـ e_S – أي $-V_m$ ، هو اكبر من صفر وبهذا فان ثنائي القاعدة – باعث يبقى في حالة انحياز امامي خلال الـ $360°$ – أي خلال مدة الذبذبة الكاملة – ويعمل الترانزستور في المنطقة الفعالة .

ان التغير في التيار والجهد الخارجين في دائرة الباعث المشترك يمكن ان يعزى الى الطبيعة وشكل خواص الاخراج للترانزستور عند ربطه بهيئة الباعث المشترك . ذلك لأن فحص هذه المنحنيات ($I_c - V_{cE}$) يشير الى أن أي تغير في تيار القاعدة سوف يؤدي الى احداث تغير آني في تيار المجمع . وحيث أن هذا الأخير يمر في مقاومة الحمل R_L لذا فانه سوف يحدث تغيراً في جهد المجمع مقداره $i_c R_L$.

على أية حال . عندما يكون تيار المجمع مساويا للصفر (اي عندما يكون الترانزستور في حالة قطع تام) فان الهبوط على R_L سوف يكون مساويا لـ V_{cc} . أما في حالة سريان التيار في دائرة المجمع فان تطبيق قانون الجهد لكيرشوف في هذه الدائرة سوف يؤدي الى المعادلة الآتية :

$$V_{cc} - V_{CE} - I_c R_L = 0 \qquad \ldots (34)$$

وعند ترتيب هذه المعادلة بالصورة

$$I_c = -\left(\frac{1}{R_L}\right) V_{CE} + \frac{V_{cc}}{R_L} \qquad \ldots (35)$$

فانها تستبدو مشابهة الى معادلة الخط المستقيم . على فرض ان V_{cc} و R_L كميتان ثابتتان . :

$$y = mx + b \qquad \ldots (36)$$

وعليه فان المعادلة (35) تدعى بمعادلة خط الحمل الـ D.c لدائرة المجمع وعند رسم هذه المعادلة على منحنيات الخواص – كما في الشكل (٢١ جـ) – فان الخط المستقيم الناتج يدعى بخط الحمل المستمر لهذه الدائرة dc load line. . يلاحظ ان هذا الخط قد تم رسمه بين النقطتين $(I_c = 0 , V_{CE} = V_{CC})$ و $\left(V_{CE} = 0 , I_c \frac{V_{CC}}{R_L}\right)$.

وهو بهذا يمثل كل التغيرات المحتملة التي يمكن ان تحدث لكل من تيار وجهد المجمع . هذا ويتم عادة تحديد موقع خط الحمل عن طريق مقاومة الحمل R_L ومجهز القدرة V_{CC} حيث أن انحداره يكون مساويا لـ $\left(-\frac{1}{R_L}\right)$. ومما يجب ذكره هنا ان لكل دائرة خط الحمل الخاص بها .

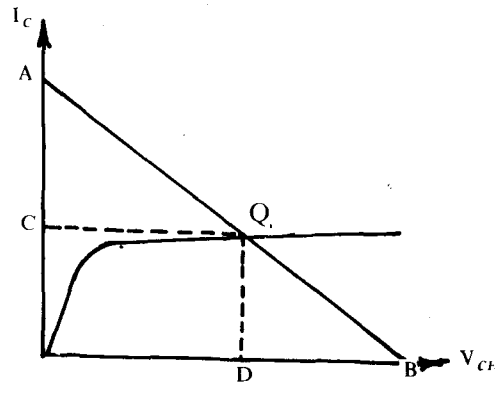
مما جاء اعلاه يمكن تلخيص الطريقة المتبعة في تعين خط الحمل بالخطوتين الاتيتين :

أ – في منطقة القطع يكون I_C أقل مايمكن – أي مساويا للصفر و V_{CE} أعلى مايمكن – أي مساويا لـ V_{CC} وبهذا تتحدد النقطة الاولى بـ $(V_{CC} , 0)$.

ب – في منطقة الاشباع يكون I_C أعلى مايمكن – أي مساويا لـ $\frac{V_{CC}}{R_L}$ ويكون V_{CE} أقل مايمكن – اي مساويا للصفر – وبهذا تتحدد النقطة الثانية لـ $\left(0 , \frac{V_{CC}}{R_L}\right)$.

هذا وتكمن أهمية خط الحمل من خلال كونه طريقة مناسبة – اكثر من استخدام منحنيات الاخراج نفسها – لتحديد قيمة تيار المجمع عند القيم المختلفة لفولتية المجمع وكذلك تيار القاعدة .

7 – 5 – 2 نقطة التشغيل operating point :– وتدعى ايضا بنقطة الهمود point quiscent اوباختصار Q-point . وهي نقطة تقع على خط الحمل المستمر وتنتج من تقاطع منحى الخواص عند قيمة معينة لتيار القاعدة المستمر مع خط الحمل – انظر الشكل (٢١) .



الشكل (٢١) خط الحمل لدائرة مكبر الترانزستور .

وعليه فانه يمكن القول بأن لكل دائرة نقطة التشغيل الخاص بها ويتم تحديدها اما عن طريق :

أ – حساب قيمة I_B المستمرة – أي في حالة تسليط الفولتية V_{BB} فقط وغياب فولتية الادخال المتناوبة ثم ايجاد نقطة التشغيل – Q من تقاطع هذه القيمة لـ I_B مع خط الحمل المستمرة أوعن طريق .

ب – نظرا لأن I_C ترتبط مع I_B بالعلاقة βI_B وكذلك ترتبط I_C مع V_{CE} لذا فانه يصبح بالامكان تعين نقطة التشغيل Q على خط الحمل مباشرة من حساب قيمة كل من I_C و V_{CE} المستمرتين . حيث تمثل هاتان القيمتان احداثي النقطة (I_C و V_{CE}) Q . ففي الشكل (٢١) لدينا أن $V_{CE} = QC$ و $I_C = QD$.

ان أهمية نقطة التشغيل Q تكمن في أنها تقابل تياروجهد المجمع المستمرين اوالقيمة الصفر لجهد القاعدة المتناوب ومن هذين المقدارين يمكن تعيين القدرة P المبددة في الترانزستور التي يجب ألا تزيد عن أقصى كمية مسموح بها لهذه القدرة P_{max} . من جهة أخرى تحدد نقطة التشغيل – Q مقدار الجهد المستمر للقاعدة V_{BE} باعتبار أن المركبة المستمرة لتيار القاعدة هو I_B لذا فانه يصبح من السهولة حساب الجهد V_{BB} . اما اذا كانت دائرة القاعدة تغذى من المصدر V_{CC} فيمكن عندئذ حساب R_B .

على الرغم مما جاء عن أهمية نقطة التشغيل الا ان القيمة الحقيقية لنقطة التشغيل تبقى في امكانية استخدامها في معرفة شكل الموجة الخارجة في دائرة مكبر الترانزستور عند تحليل عمل هذا الاخير بيانيا وكما سنرى لاحقا .

اسئلة ومسائل

1) ما المقصود بخاصية التكبير للتيار في انصاف الموصلات ؟
2) ما ترانزستور النقطية ؟ وما السبب في تسمية الجهاز الجديد بالترانزستور ؟
3) ماالمقصود بالدوائر المتكاملة والمعالجات الدقيقة ؟ وضح باختصار
4) ماالمميزات التي يمتاز بها الترانزستور على الصمام الثلاثي المفرغ ؟
5) عدد انواع الترانزستور الثنائي القطبية من حيث التركيب ثم بين وظيفة كل جزء فيه .
6) لماذا يجب ان تكون القاعدة بسمك أقل من الباعث والمجمع ؟ اشرح بالتفصيل
7) لماذا يكون المجمع اكبر حجما من الباعث واقل تطعيما ؟ وضح ذلك
8) ارسم الرمز الخاص بكل نوع من الترانزستور الثنائي القطبية موضحا أوجه الاختلاف بينهما .
9) وضح بالتفصيل كيف يحدث كل من أ- تيار القاعدة ب- تيار المجمع جـ- تيار الباعث ؟
10) ماالمقصود بتيار الاشباع ؟
11) ماالمقصود بالانحياز امامي - عكسي ؟ ولماذا هو الأهم ؟ وضح ذلك
12) ماالمقصود أ- بتيار التسرب ب - تيار اعادة الالتحام
13) لماذا يكون I_{CEO} اكبر من I_{CBO}
14) اشرح بالتفصيل كيف يتحكم V_{EB} في عمل الترانزستور
15) اشرح بالتفصيل معنى الشكل (5)
16) ماتأثير V_{CB} على طبقة الاستنزاف وكذلك على قيمة تيار المجمع ؟ وضح ذلك .
17) لماذا يكون ثنائي الباعث - قاعدة منحازا امامياً بصورة دائمة ؟ ويكون ثنائي المجمع - قاعدة منحازا عكسيا بصورة دائمة ايضا ؟
18) اذكر مع الرسم . الطرق المتبعة في ربط الترانزستور
19) اذكر مركبات تيار المجمع ثم وضح كيفية تولد كل منهما .
20) ماالمقصود بمعامل كسب التيار للاشارات الكبيرة (α) ؟ وضح بالتفصيل .
21) اشتق المعادلة (9) ثم بين معناها
22) مامعنى الشكل (٧) ؟ وضح ذلك .
23) ما المقصود بميزات الترانزستور الساكنة ؟
24) ماتأثير زيادة V_{CB} على مميزات الادخال للقاعدة - المشتركة ؟ اشرح بالتفصيل .
25) ماالذي تفهمه من الشكل (٩) ؟ وضح بالتفصيل .

26) اشتق المعادلة (13) ثم وضح معناها . تحت أي الشروط تؤدي هذه المعادلة الى المعادلة 14 ؟

27) ماتأثير ربط المقاومة R_L على قيمة الكسب وعمل دائرة التكبير ؟

28) يعد ربط الباعث – المشترك اكثر انواع الربط انتشاراً . ناقش ذلك بالتفصيل .

29) اشتق المعادلة (17) ثم بين معناها .

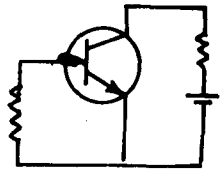
30) اشتق المعادلة (22) ثم بين معناها .

31) ارسم منحنيات الادخال لربط الباعث – المشترك ثم بين أثر زيادة V_{CE} على هذه المنحنيات .

32) ماالمقصود بحالة القطع ؟ وما شروطها

33) ماالمقصود بحالة الاشباع ؟ وما شروطها

34) في الدائرة ادناه هل الترانزستور هوفي حالة قطع ام اشباع ام في الحالة الفعالة ؟



35) الترانزستور يكون في الحالة الفعالة عندما يكون أ) $I_C = I_B$
اوب) $I_C = \beta I_B$ اوج) $I_E = I_C$ اود) $I_B = \beta I_C$

36) الترانزستور يكون في حالة اشباع عندما يكون أ) $I_C \approx I_C$ ويكون اقل مايمكن ب) صفر= V_{CC} ، ج) اي زيادة في I_B تؤدي الى زيادة في I_C .

37) ارسم منحنيات الاخراج لدائرة الباعث – المشترك ثم بين اهم المميزات لهذه المنحنيات .

38) ماالمقصود بالانهيار الكهربائي ؟ ماالفرق بينه وبين الانهيار التضاعفي ؟

39) اشتق العلاقة التي تربط بين كل من γ و β و α .

40) عدد مناطق عمل الترانزستور ثم عينها على منحنيات الخواص . اكتب المعادلات الخاصة بكل حالة . ثم بين السبب الكامن وراء كل منها .

41) ماالمقصود بخط الحمل الـ D.c ؟ وما فائدته ؟ بين كيف يتم رسمه .

42) ماالمقصود بنقطة التشغيل ؟ كيف يتم تعينها ؟ وما فائدتها ؟

43) ترانزستور مع $\alpha = 0.98$ و $I_E = 1mA$. احسب I_C و I_B اذا علمت ان تيار التسرب $1\mu A$.

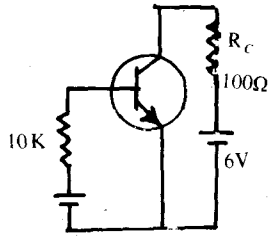
44) في الدائرة ادناه اذا كانت $\beta = 50$

أ- ارسم خط الحمل الـ D.C

ب- عين نقطة التشغيل - Q

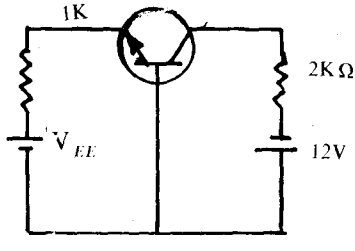
جـ- احسب قيمة V_{BB} التي تسبب الاشباع

د- اذا كانت $V_{BB} = 5V$ فما قيمة R_C التي تسبب الاشباع



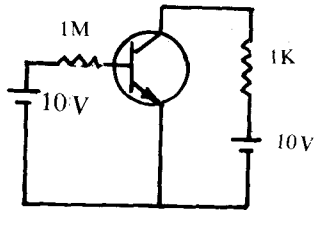
$V_{BB} = 2V$

45) في الدائرة ادناه احسب قيمة V_{EE} التي تعمل على اشباع الترانزستور

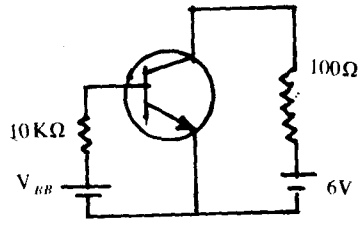


46) اذا كانت $\alpha = 0.992$ للترانزستور فاحسب βd.c . اعد نفس الحسابات مع $\alpha = 0.995$

47) في الدائرة ادناه اذا كان الترانزستور من السيلكون وكانت $V_{BB} = 10V$ فاحسب I_B . أعد نفس الحسابات لترانزستور من الجرمانيوم



48) في الدائرة ادناه احسب V_{BB} التي تسبب الاشباع .



49) في الدائرة – السؤال (48) – اذا كانت $V_{BB} = 5V$ فما قيمة R_C التي تسبب الاشباع .

50) في الدائرة ادناه احسب I_B و V_{CE} و I_E