

Larbi Ben M'Hidi University Oum El Bouaghi

Faculty of Sciences and Applied Sciences

Department of Electrical Engineering



Fondamental Electronic 1

الكترونيك الأساسية 1

Prepared by Pr :

BENKARA Salima

I الفصل**الشبكات الكهربائية**

يقدّم هذا الفصل بعض المفاهيم الأساسية الازمة لتحليل الشبكات الكهربائية، وهي قانون أوم، وجمع الأقطاب الثنائية (الموصولة على التوالى والتوازي)، وقوانين كيرشوف وقواعد تقسيم التيار والجهد. تُستخدم هذه المفاهيم في الطرق والنظريات المستخدمة في تحليل الدوائر الكهربائية.

I. 1 القطب

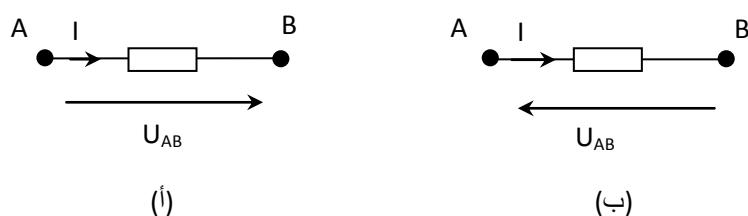
عَرَّف القطب الثنائي بأنه عنصر في الدائرة الكهربية له طرفان يستخدمان لتوصيله بعناصر أخرى في الدائرة الكهربائية. تم تحديد فتنيين: ثنائي القطب غير نشيط غير أو فعال مثل المقاومات وثنائي القطب نشيط أو الفعال مثل المولدات.

I. 2 اصطلاح المستقبل والمولد

لتحديد الجهد عند طرفين ثنائي القطب، علينا أولاً اختيار الاصطلاح، إما اصطلاح "المستقبل" أو اصطلاح "المولد" (الشكل -1-):

أ) اصطلاح المولد: يكون للجهد نفس اتجاه التيار.

ب) اصطلاح "المستقبل": يكون التيار والجهد في اتجاهين متعاكسين;



الشكل - 1 (أ) اصطلاح المولد؛ (ب) اصطلاح المستقبل

I. 3 قانون أوم للمقاومة

تحوّل الطاقة الكهربية الناتجة عن مرور تيار كهربائي I عبر مقاومة إلى حرارة بواسطة تأثير جول:

من ناحية أخرى، فإن الطاقة المستهلكة تساوي :

حيث تشير لـ ΔU إلى فرق الجهد عبر المقاومة، وهاتان القوتان متساويتان، وبذلك نحصل على التساوي التالي:

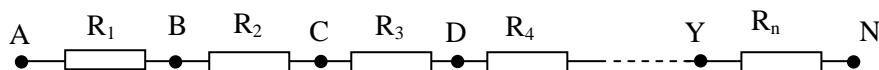
بالقسمة على I ، نحصل على :

4.I جمع الأقطاب الثنائية

يُقال إن الأقطاب الثنائية موصولة على **التوازي** إذا كان بقطعهم نفس التيار الكهربائي. ويقال أيضًا إن ثانوي القطبين موصلان على التوازي إذا كان لهما نفس فرق الجهد عند طرفيهما.

1.4.I جمع المقاومات عل التسلسل

نفترض أن n مقاومة موصولة على التوازي وتحمل نفس التيار I (الشكل I.2).



الشكل I.2

بتطبيق قانون أوم على كل مقاومة من هذه المقاومات، يمكننا كتابة العلاقات التالية:

إن فرق الكمون بين طرفي الدارة A و N يساوي مجموع فرق الكمون U_{AB} بين A و B ، و U_{BC} بين B و C ، و U_{CD} بين C و D ، ... و U_{YN} بين Y و N .

$$U_{AN} = R_1 I + R_2 I + R_3 I + \dots + R_n I \quad (I.6)$$

$$U_{AN} = (R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n) I \quad (I.7)$$

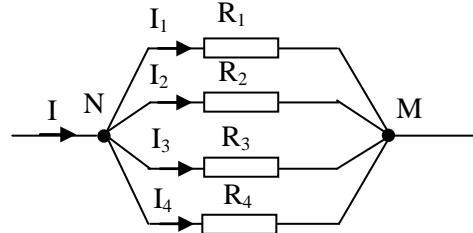
إذن كل شيء يحدث كما لو أن مقاومة واحدة R موصولة بين A و N ، تساوي :

نعتمد القاعدة التالية:

المقاومات الموصولة على التوازي تكافئ مقاومة واحدة تساوي مجموع هذه المقاومات.

2.4.I جمع المقاومات عل التفرع

لنضع عدة مقاومات بين النقطتين N و M (على سبيل المثال أربع مقاومات، الشكل I.3). يولد التيار I في الدارة عدة تيارات متفرعة و شدته تساوي مجموع شدة هذه التيارات المشتقة أو المتفرعة.



الشكل I.3

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4$$

يعطينا قانون أوم المطبق على كلٍ من المقاومات R_1, R_2, R_3, R_4 العلاقات الآتية:

يمكننا إذن كتابة المعادلات التالية :

$$I = \frac{U_{NM}}{R_1} + \frac{U_{NM}}{R_2} + \frac{U_{NM}}{R_3} + \frac{U_{NM}}{R_4} \quad (I.11)$$

من وجهاً نظر قانون أوم، يحدث كل شيء كما لو أن مجموع مقلوب المقاومات R_1, R_2, R_3, R_4 استبدل بمقلوب مقاومة واحدة R المعطاة بالعلاقة التالية :

ويُعرف مقلوب المقاومة باسم G الموصلية ($G=1/R$).

فيما يلي القاعدة العامة للمقاومات المرتبطة على التفرع:

الموصلية لمجموعة من المقاومات مربوطة على التفرع تساوي مجموع موصليات هذه المقاومات.

I.5 عناصر الدارة الكهربائية

مكونات الدائرة الكهربائية هي كما يلي:

شبكة كيرشوف تتكون من مجموعة من العناصر (R, L, C) مربوطة معًا بواسطة أطراف توصيل تتميز بالمقدارين: الجهد (V) والتيار (I).

العقدة (N) هي نقطة تتصل فيها 3 نقاط أو عناصر على الأقل.

الفرع (B) يجمع العناصر الواقعة بين عقدتين والتي يقطعها نفس التيار.

الحلقة (M) هي مجموعة من الفروع التي تبدأ من عقدة وتعود إليها دون المرور بنفس الفرع مرتين.

6.I قواعد توصيل العناصر

تستند قواعد ربط العناصر إلى قانونين رئيسيين يُعرفان باسم قوانين كيرشوف:

القانون الأول: قانون التيارات (أو العقد): مجموع التيارات الخارجة من العقدة يساوي

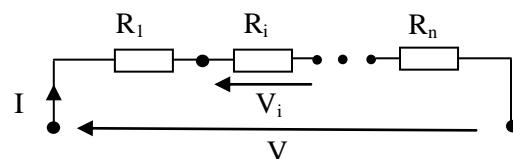
$$\sum_k \pm I_k = 0 \quad (I.14)$$

القانون الثاني: قانون الجهد (أو الحلقات): مجموع التوترات في حلقة ما يساوي صفرًا:

$$\sum_k \pm V_k = 0 \quad (I.15)$$

7.I قواعد القسمة

أ) قاعدة قاسم التوتر: يتم تطبيقها على العناصر (R_i) المرتبطة على التسلسل، والتي يقطعها نفس التيار (الشكل I.4).

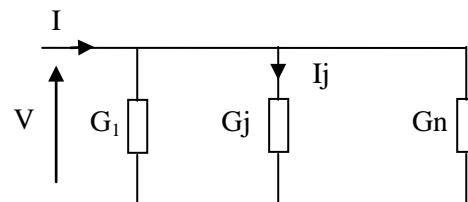


الشكل I.4 قاعدة قاسم التوتر

ب) قاعدة قاسِم التيار: تُطبّق هذه القاعدة على العناصر (G_j) على التوازي الخاصة لنفس الجهد (G_j : هي الموصولة) (انظر الشكل I.5).

$$I_j = V G_j = \frac{I}{\sum_k G_k} \cdot G_j \quad (I.17)$$

$$I_j = \frac{R_1 \parallel R_n}{R_1 \parallel R_n + R_j} \cdot I \quad (I.18)$$



الشكل I.5 قاعدة قاسم التيار

8.I طرق تحليل الشبكات الكهربائية

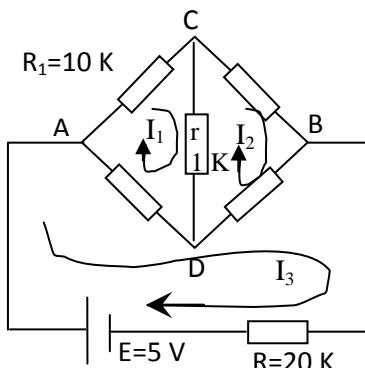
تُستخدم قوانين كيرشوف لتحديد شدة التيار وفرق الجهد عند أطراف كل فرع من الشبكة الكهربائية. وتسمى هذه العملية تحليل الدارة أو الشبكة الكهربائية.

وبما أن جميع العناصر المكونة للشبكة معروفة، فإن العملية الحسابية الكاملة تتطلب معادلات بعد الفروع. يتم تبسيط التحليل من خلال تطبيق قوانين الربط والنظريات المناسبة.

1.8.I طريقة الحلقات

يمكن استخدامها لحل المسألة عن طريق كتابة M معادلة في الحلقات:

- يتم اختيار نظام من M حلقات مستقلة.
- يُخصّص لكل حلقة من هذه الحلقات تيار وهمي يتذبذب في اتجاه يتم اختياره عشوائياً.
- يُطبّق قانون كيرشوف الثاني على كل حلقة من هذه الحلقات.
- يتم الحصول على التيار الحقيقي في فرع معين عن طريق حساب المجموع الجبري للتيارات الوهمية المتذبذبة في الفرع المعنى.
- تُستنتج التيارات الجبرية في الفرع من التيارات الحقيقية.



الشكل I.6 طريقة الحلقات، مثال: تركيبة جسر المقاومة

$$-R_4(I_3 - I_1) - R_3(I_3 - I_2) - RI_3 = -E \quad (I.21)$$

مثال:

حلقة ACDA

حلقة DCBD

حلقة ADBA

باستخدام طريقة كرامر :

$$I_1 = \frac{E}{R + R_1 + r}$$

وبالطريقة نفسها نجد $I_2 = 0,059 \text{ mA}$ et $I_3 = 0,19 \text{ mA}$

2.8.I طريقة العقد

تتمثل في كتابة N معادل، في العقد (الشكل I-7) :

- اختيار عقدة مرجعية (كمرجع رئيسي للأرض)؛

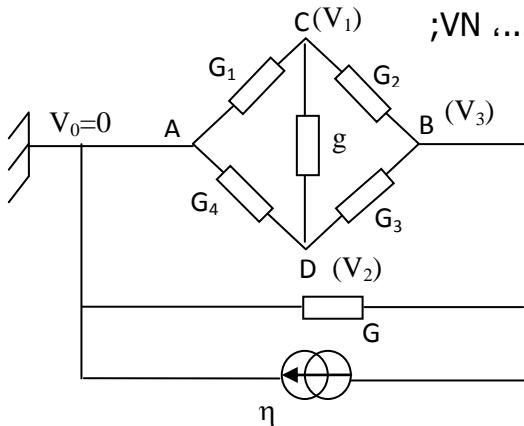
- تعيين لكل عقدة من العقد المتبقية توترات مجهولة V_1, V_2, \dots, V_N ;

- يكتب قانون كيرشوف الأول لكل عقدة من هذه N العقد.

العقدة C :

العقدة B :

العقدة D :



الشكل I.7 طريقة العقد مثال: تركيبة جسر مقاومة

باستخدام طريقة كرامر :

$$\begin{aligned} G_1 = G_2 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{10k} = 0,1m\Omega^{-1}; G_3 = \frac{1}{5k} = 0,2m\Omega^{-1}; G_4 = \frac{1}{15k} = 0,067m\Omega^{-1}; G = \frac{1}{20k} \\ = 0,05m\Omega^{-1}; g = 1 m\Omega^{-1} \text{ et } \eta = \frac{E}{R} = 0,25 mA \end{aligned}$$

$$V_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & -g & -G_2 \\ \varphi & -G_3 & G_2 + G_3 + G \\ 0 & G_4 + g + G_3 & -G_3 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} G_1 + g + G_2 & -g & -G_2 \\ G_2 & -G_3 & G_2 + G_3 + G \\ -g & G_4 + g + G_3 & -G_3 \end{vmatrix}} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & -1m & -0,1m \\ 0,25m & -0,2m & 0,35m \\ 0 & 1,267m & -0,2m \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1,2m & -1m & -0,1m \\ 0,1m & -0,2m & 0,35m \\ -1m & 1,267m & -0,2m \end{vmatrix}} \\ = -20 mV \quad (I.28)$$

وبالطريقة نفسها نجد $V_2 = 95 mV$ et $V_3 = 654 mV$

9.I نظريات تحليل الشبكات الكهربائية

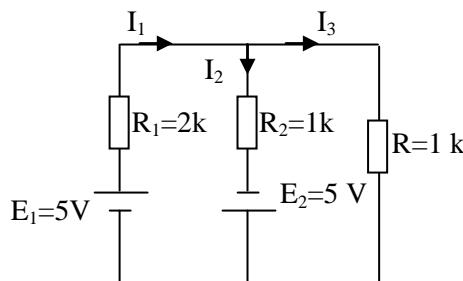
1.9.I نظرية التراكب

تُستخدم هذه النظرية عندما يكون لدينا دائرة تحتوي على عدة منابع كهربائية (للجهد أو التيار). المبدأ هو أن نأخذ في كل مرة منبعاً واحداً يزود الدائرة ونلغي المنبع الآخر (قصر أي منبع للجهد وفتح أي منبع للتيار).

الجهد (أو التيار) عند طرف أي عنصر هو المجموع الجبري للجهود (أو التيارات) المأخوذة من كل منبع بمفرده. يوضح المثال التالي مبدأ هذه النظرية.

مثال :

لتكن الدارة الكهربائية الموضحة في الشكل I.8. أوجد شدة التيارات في الفروع الثلاثة باستخدام طريقة التراكب؟



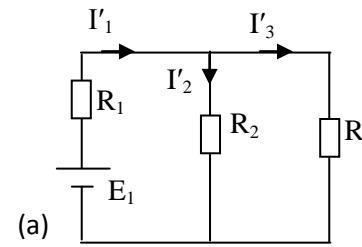
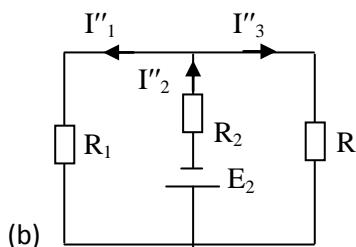
الشكل I.8 دارة بسيطة مغذاة بمنبعين

الحل :

تكافئ الدائرة الابتدائية دائرتين كهربائيتين وفقاً لحالتين (الشكل I.9):
الحالة الأولى (الشكل I.9 (أ))
الحالة الثانية (الشكل I.9 (ب))

إزالة المنبع E_1

إزالة المنبع E_2



الشكل I.9 الدارة الأولى مكافئة لتركيب دارتين (أ) و (ب)

حساب قيمة I_1 من الدارة (ب):

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1 + R_2 \parallel R} = \frac{5}{2 + 0,5} = 2 \text{ mA}$$

بتطبيق قاعدة قاسم التيار :

حساب قيمة I_1 من الدارة (أ):

$$I_2 = \frac{-E_2}{R_2 + R \parallel R_1} = \frac{-5}{1 + \frac{2}{3}} = -3 \text{ mA}$$

بتطبيق قاعدة قاسم التيار :

$$I_2 = \frac{R}{R+R_2} I_1 = \frac{1}{1+1} \times 2 = 1 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_1 = \frac{R}{R+R_1} \hat{I}_2 = \frac{1}{1+2} \times 3 = 1 \text{ mA}$$

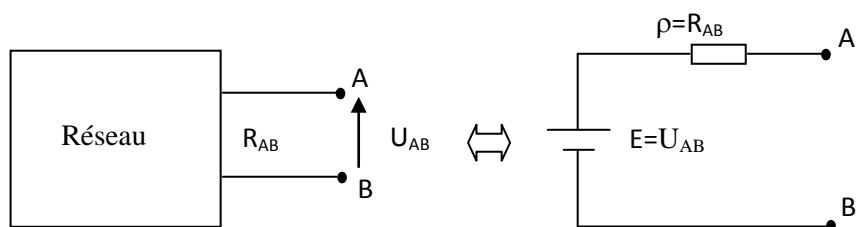
$$I_3 = \frac{R_2}{R+R_2} I_1 = \frac{1}{1+1} \times 2 = 1 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_3 = \frac{R_1}{R+R_1} \hat{I}_2 = \frac{2}{1+2} \times 3 = 2 \text{ mA}$$

٣١ تُعطى I_1 و I_2 و I_3 بالعلاقات التالية من الدائريتين (أ) و (ب) :

نظرة ثفنتن 2.9.I

تُستخدم نظرية ثيفينان لاختصار الشبكات الكهربائية مهما كان تعقيدها إلى دارة بسيطة تتكون من مولد جهد موصول على التوالي مع مقاومته الداخلية. ومبؤوها كالتالي: نفترض أن أي شبكة مزودة بطرفين A و B. إذا كان هناك فرق كمون UAB بين هذين الطرفين وإذا وضعت مقاومة R بين A و B (الشكل I.10)، فإن التيار الموصّل له قيمة :



الشكل 10.I مخطط شفاف المكافئ لأي شبكه

UAB هي فرق الكمون التي يتم تحديدها في حالة عدم وجود أي حمل بين A وB، أي عند فصل المقاومة R.

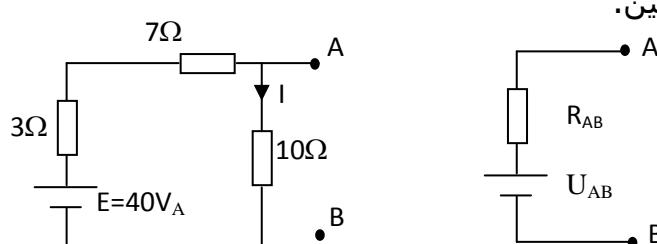
أما R_{AB} فهي المقاومة المكافئة للدارة، التي تُرى من النقطتين A و B عند إزالة كل القوة كهرومagnetة أي المنبع المغذى وقل توصيل المقاومة R .

بالنسبة للمقاومة R , يحدث كل شيء كما لو كانت الشبكة المتصلة بها عن مولد للقوة الدافعة كهرمagnetica، مع مقاومة داخلية R_{AB} .

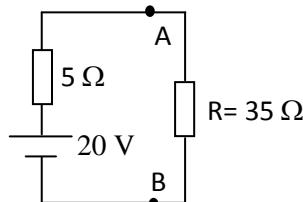
$$\rho = \frac{U_{AB}}{R_{AB}}$$

مثال:

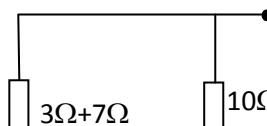
أوحد خصائص مولد شفنيس



$$U_{AB} = 10\Omega \cdot I = 10 \cdot \frac{40}{3+7+10} = 20V$$



إذا قمنا بـ ~~مكثف مقاومة~~ 35Ω بين A و B، فإن تياراً شدته :



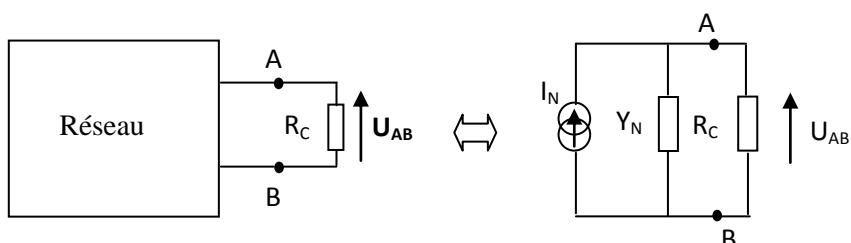
$$R_{AB} = 10\Omega // 10\Omega \quad R_{AB} = 10 \cdot \frac{3}{3+7}$$

3.9.I نظرية نورتون

نظرية نورتون هي نتائج واضحة لنظرية ثيفينين، نظرًا للازدواجية بين دارات التوالى ودوائر التوازي.

المبدأ:

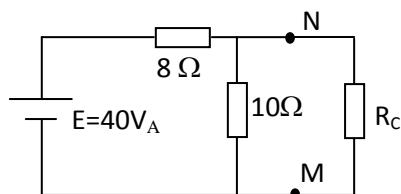
تحتل نظرية نورتون الدارات التي تحتوي على عدة عناصر غير فعالة ومنابع مستقلة إلى دارة بسيطة تمتلك منبع واحد للتيار شدته I_N على التوازي مع سماحيتها الداخلية $Y_N = Y_{AB}$ (إلغاء المنابع).



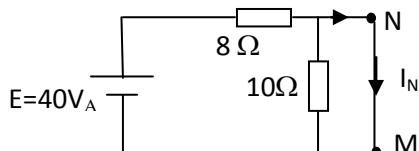
الشكل I.12. مخطط نورتون المكافئ لأي شبكة خطية

مثال:

أوجد مولد نورتون الذي يظهر على يسار N و M

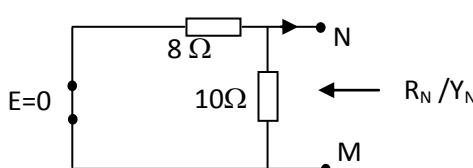


الشكل I.13. مخطط مكافئ نورتون لدائرة بسيطة



الخطوة الأولى: حساب I_N :

$$I_N = \frac{E}{r} = \frac{40}{8} = 5 A \quad (U_{NM} = 0)$$

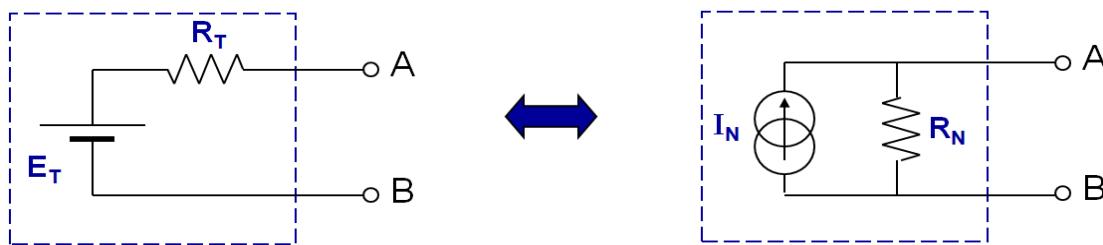


الخطوة الثانية: حساب R_N

I.4.9 تكافؤ ثيفينان-نورتون

يمكن تحويل أي مولد ثيفينان إلى مولد نورتون (والعكس صحيح). هذه الطريقة تجعل من الممكن تحويل المخططات الكهربائية من أجل تبسيطها: ربط المقاومات على التوالي؛ ربط المقاومات على التوازي؛ ربط مصادر الجهد على التوالي؛ ربط مصادر التيار على التوازي.

يمكن بعد ذلك إنشاء التكافؤ التالي (الشكل I.14):

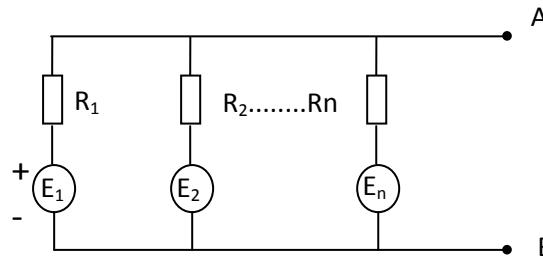


الشكل I.14 تكافؤ ثيفينان-نورتون

ليكن:

I.5.9 نظرية ملمان Millman

لتحديد فرق الجهد عبر عدة فروع متوازية (E_{AB}), غالباً ما يتم تطبيق هذه النظرية بسبب بساطتها (الشكل I.15-I):

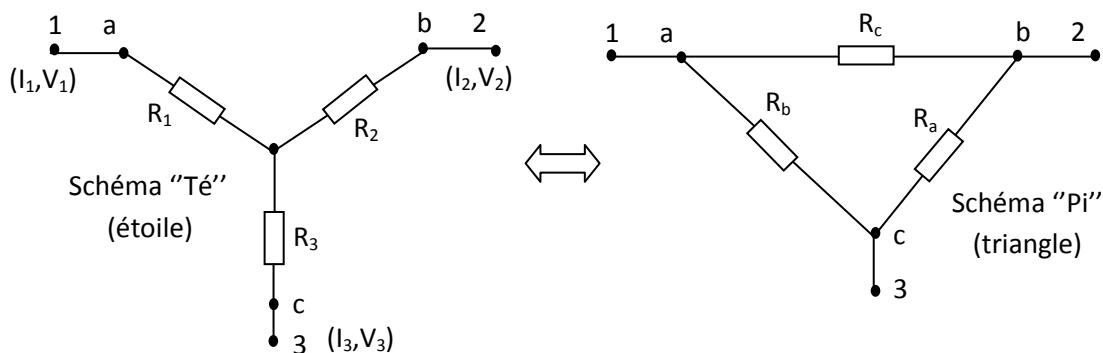


الشكل I.15 مخطط مكافئ لدائرة بسيطة بواسطة ميلمان.

يعطى E_{AB} بالعبارة التالية :

6.9.I نظرية كينلي Kennely

تُستخدم هذه النظرية لتحويل الدارات الكهربائية التي تحمل شكل مثلث (Δ) إلى الشكل النجمة (T) والعكس (الشكل I.16).



الشكل I.16 "تحويل Δ (نجم) \leftrightarrow Δ (مثلث)" أو نظرية كينلي

يتم تحديد وسائط كل تحويل من خلال المعادلات التالية:

$$\begin{cases} R_{12} = R_1 + R_2 \\ R_{23} = R_2 + R_3 \\ R_{31} = R_3 + R_1 \end{cases} \quad (I.33) \quad \text{et} \quad \begin{cases} R_{ab} = \frac{(R_a + R_b)R_c}{(R_a + R_b + R_c)} \\ R_{bc} = \frac{(R_b + R_c)R_a}{(R_a + R_b + R_c)} \\ R_{ca} = \frac{(R_c + R_a)R_b}{(R_a + R_b + R_c)} \end{cases} \quad (I.34)$$

يكون الشكلان متكافئين إذا :

$$\begin{cases} R_{12} = R_{ab} \\ R_{23} = R_{bc} \\ R_{31} = R_{ca} \end{cases}$$

: مع

: 9

الفصل II**المرشحات****1.II تعريف المرشحات**

هي دوائر كهربائية تعمل على تمرير ترددات معينة وتنع مرور الأخرى وتنعم في جميع ميادين الاتصالات والهندسة الالكترونية . وهي تتكون من الأقطاب الرباعية. ويتمثل دورها في تمرير أو حجب مجال معين من الترددات في إشارة متعددة.

هناك عائلتان من المرشحات:

1- نشطاً (فعالاً) : تشمل المضخمات التشغيلية والترانزستورات والمكونات الخاملاة. تقوم بتضخيم إشارة المدخل أو تعديل شكلها، وتنعم عند ترددات أصغر من 1 ميجا هيرتز .

2- سلبياً (غير فعال) : تحتوي فقط على مقاومات ومحاثات أو وشائع ومكثفات. فهي لا تضخم (طاقة المخرج أقل من طاقة الدخل)، وتنعم عند ترددات أكبر من 1 ميجا هيرتز.

2.II أنواع المرشحات:

هناك عدة أنواع للمرشحات وهي:

1- مرشحات تمرير الترددات المنخفضة: (low-pass filters)

تسنح بمرور الإشارات من التردد صفر (تيار ثابت) وحتى تردد بقيمة تردد القطع "F_{oh} – high" لاحظ الصورة.

2- مرشحات تمرير الترددات العالية: (High-pass filters)

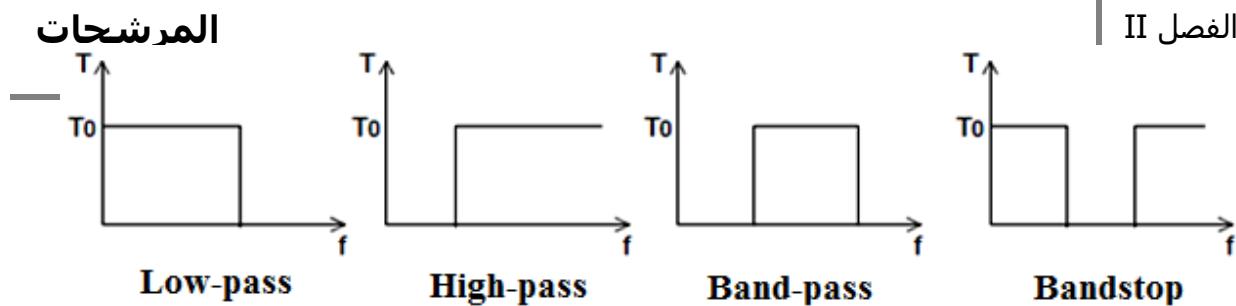
تسنح بمرور الإشارات التي ترددتها أعلى من تردد القطع F_{ol} – low cutoff Frequency وتنع مرور الإشارات التي ترددتها أقل. لذلك يمكن القول بأن مرشحات الترددات العالية معاكسة لمرشحات الترددات المنخفضة.

3- مرشحات تمرير الحزمة: (band-pass filters)

تسنح بمرور الإشارات في مدى ترددات محدد (المدى بين الترددات F_{oh} و F_{ol}) وتنع مرور الإشارات خارج هذا النطاق أو المدى.

4- مرشحات إيقاف أو منع الحزمة: (band-stop filters)

وهي مرشحات تمنع مرور الإشارات في نطاق أو مدى ترددات محدد (المدى بين الترددات F_L و F_H) وتسمح بمرور الإشارات خارج هذا النطاق وهذا يعني بأن هذا النوع هو معاكس تماماً للمرشحات. لاحظ أن H اختصار band-pass filters. Low اختصار High و اختصار.



الشكل 1.II أنواع المرشحات المختلفة.

3.II دالة تحويل المرشح (أو النغاذية المركبة)

تتميز المرشحات بمعامل مهم جدًا لوصف سلوكها: دالة التحويل. وهي دالة رياضية تصف سلوك المرشح بدلالة التردد (في النظام الجيببي). ويتواافق طولية معامل دالة التحويل مع تصخيم الجهد:

يُعطى فرق أو إزاحة الطور بين المخرج والمدخل بواسطة العمدة (Argument) :

يُستخدم هذان المعاملان، الطولية والعمدة، اللذان يتم تمثيلهما بمنحنيات، للحصول على بيانات يمكن استخدامها للتنبؤ باستجابة النظام قيد الدراسة تحت أي ظروف استثنائية.

يُستخدم مخطط بود (Bode diagram) لرسم تباعي $T(\omega)$ كدالة للنسب (أو التردد). بسبب وجود نطاق واسع من القيم لمعامل T ، نختار رسم الدالة G كدالة للنسب:

يُطلق على G كسب دالة التحويل T ويُعبر عنه بالديسيبل (dB).

1.3.II الممانعة عند الترددات الحدية

تؤول ممانعة الوشيعة عند الترددات المنخفضة نحو الصفر، ومن ثم يتصرف الوشيعة كدارة قصيرة، وعند الترددات العالية تؤول نحو الlanهية، ومن ثم تتصرف كدارة مفتوحة. وتلاحظ الظاهرة نفسها بالنسبة للمكثفة، ولكن بشكل عكسي. يلخص الجدول التالي هذين السلوكيين:

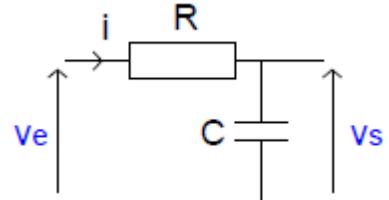
	Low frequencies	High frequencies
$jL\omega$	0 —	∞ — \
$\frac{1}{jC\omega}$	∞ - \	0 —

4.II مرشحات تمرير الترددات المنخفضة (low-pass filters)**أ) دالة التحويل:**

لتكن دارة RC الموضحة في الشكل 2.II. حيث يستنتج جهد الارج V_s من قاعدة قسم التوتر :

$$V_s = \frac{Z_C}{Z_C + R} V_E = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{\frac{1}{jC\omega} + R} V_E = \frac{1}{1 + jRC\omega} V_E \quad (II.4)$$

$$T(\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega} \quad (II.5)$$

**الشكل 2.II** مرشح تمرير الترددات المنخفضة**وكذلك طولية تضخيم الجهد:**

$$T(\omega) = \left| \frac{1}{1 + jRC\omega} \right| = \frac{1}{|1 + jRC\omega|} = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (II.6)$$

$$\text{مع } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

ب) مخطط بود للكسب :

$$G(\omega) = 20 \log_{10} T(\omega) = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = -10 \log \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) \quad (II.7)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{\omega}{\omega_0} \quad (II.8)$$

ج) نبض أو تردد القطع : (Cut-off pulse at -3 dB)

نبض القطع هو حل المعادلة:

$$T(\omega_C) = \frac{T_{max}}{\sqrt{2}} \quad (II.9)$$

$$\begin{aligned} T_{max} &= T(\omega \rightarrow 0) = 1 \\ \Rightarrow \quad \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (II.10)$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = 1 \quad et \quad \omega_C = \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{أين}$$

$$R = 100\Omega ; C = 1\mu F ; \omega_C = \frac{10^4 \text{ rad}}{\text{s}} \quad \text{تع : من أجل}$$

د) دراسة القيم الحدية:

عندما يؤول النبض ω نحو الصفر، يؤول المكاسب G نحو الصفر و يؤول الطور φ نحو الصفر.

وعندما ω يؤول نحو ما لا نهاية، يميل G نحو $-\infty$ و φ يميل نحو -2π .

$$\varphi = -\pi/4 \quad ; \quad G = -3\text{dB} \quad \text{و من أجل: } \omega_c = \omega$$

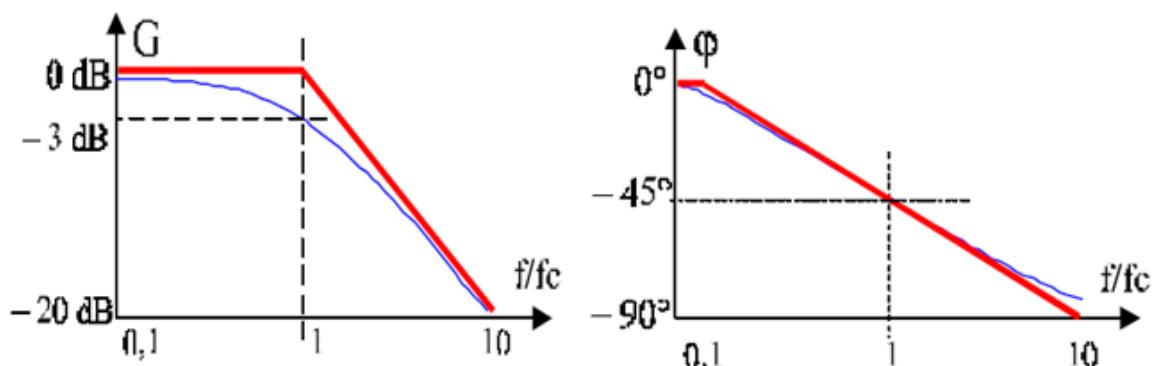
تحديد خطوط تقارب المنحنيات $G(\omega)$ و $\varphi(\omega)$: من أجل:

$$\omega \ll \omega_0; G(\omega) \approx 0 \quad \text{و} \quad \varphi(\omega) \approx 0$$

$$\omega \gg \omega_0; G(\omega) \approx 20 \log \frac{\omega_0}{\omega} \quad \text{و} \quad \varphi(\omega) \approx 0$$

يتناقص هذا الخط التقاربي بدلالة النبض بميل قدره 20- dB/decade. وهو يمر بالنقطة $(\omega_0, 0)$.

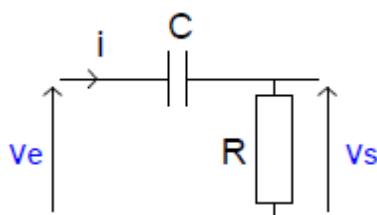
والطور: $\varphi(\omega) \approx -\pi/2$



الشكل 3.II تمثيل المنحنيين $|G(\omega)|$ و $|\varphi(\omega)|$

5.II مرشح تمرير الترددات العالية (High-pass filters):

أ) دالة التحويل: نفس الدارة السابقة مع عكس موقع المقاومة والمكثفه (الشكل 4.II):



$$T = \frac{R}{R + Z}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{مع}$$

الشكل 4.II مرشح تمرير الترددات العالية

ب) عبارة T ، G و φ بدلالة النبض ω :

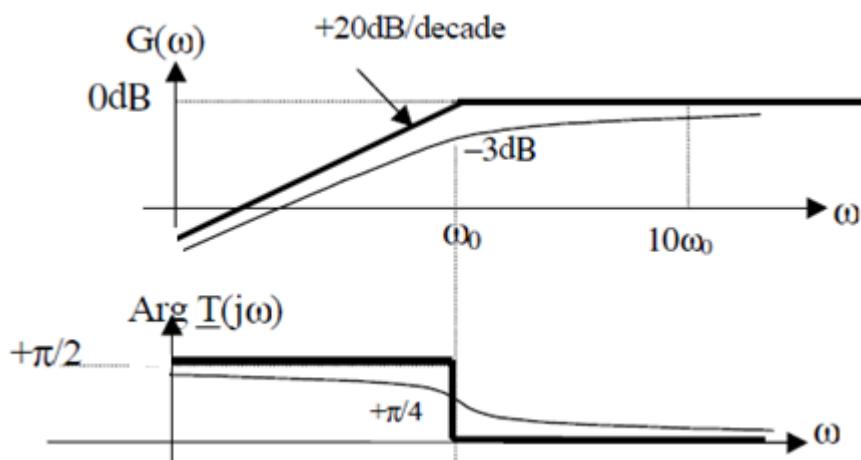
$$G = 20 \log T = -10 \log \left(1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \quad (II.13)$$

ج) دراسة القوى الحدية:

$$\omega \rightarrow 0; G \rightarrow -\infty; \varphi \rightarrow \frac{\pi}{2} \quad \text{من أجل}$$

$$\omega \rightarrow \infty; G \rightarrow 0; \varphi \rightarrow 0 \quad \text{من أجل}$$

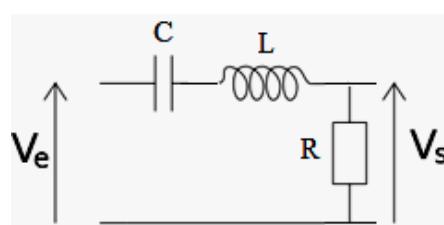
$$\omega = \omega_0; G = -3 \text{ dB}; \varphi = \frac{\pi}{4} \quad \text{من أجل}$$



الشكل 5.II تمثيل المنحنيين $G(\omega)$ و $\varphi(\omega)$

6.II مرشح تمرير الحزمة (band-pass filters):

بالنسبة لهذا النوع من المرشحات، نعتمد دارة RLC على القسلسل حيث يتم أخذ المخرج بين طرفي المقاومة (الشكل 6.II.6):



الشكل 6.II مرشح تمرير الحزمة (band-pass filters)

المرشحات

وبما أن المكثفة تعتبر كدارة مفتوحة عند الترددات المنخفضة، فلا يمر أي تيار عبر المقاومة. ومن ناحية أخرى، عند الترددات العالية، تعتبر الوسعة كدارة مفتوحة، ومن ثم لا يمر أي تيار عبر المقاومة. إذن يحدث انتقال الطاقة من المدخل إلى المخرج بين الترددات العالية والمنخفضة.

عند تردد معين، تلغى ممانعة المكثفة (التي تكون سالبة) ممانعة الوسعة، وتكون طولية دالة التحويل حقيقية، ويكون الجهد عند المخرج هو نفسه عند المدخل.

(أ) دالة التحويل:

$T(\omega)$

وهي ذات الشكل الموجي:

Q : معامل الجودة.

ب) عبارة الطولية T ، والطور ϕ :

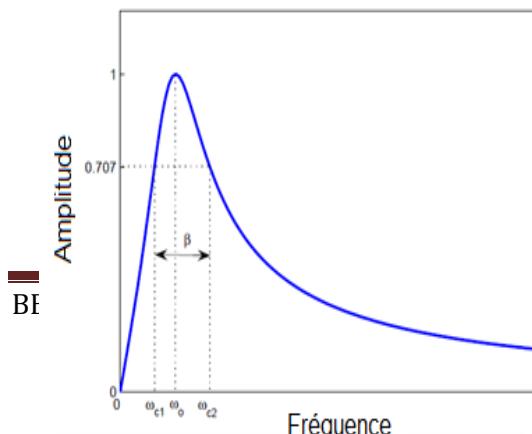
T

ج) نبض أو تردد القطع: نتحصل عليها عن طريق حل المعادلة :

تردد القطع هما :

د) عرض النطاق الترددي للمرشح:

هو الفرق بين ω_{C2} و ω_{C1}



يوضح الشكل II-16 استجابة مرحش ممر النطاق.

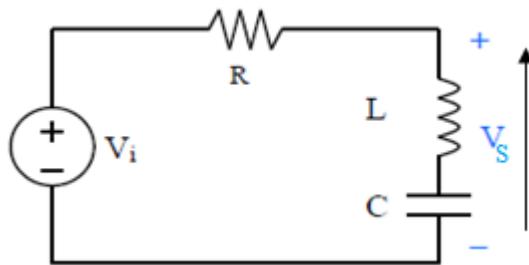
وتحدد ترددات القطع بالنقاط التي تصل فيها

السعة إلى $2\sqrt{1}$ من القيمة القصوى.

الشكل II-7 تمثل استجا

7.II مرحش إيقاف أو منع الحزمة (band-stop filters):

نستخدم نفس دارة RLC الموصولة على التوالى مثل المرحش السابق، ولكن هذه المرة يتم أخذ المخرج عبر معامل الحث والسعنة على التوالى (الشكل II-17).



الشكل II-7 مرحش إيقاف أو منع الحزمة

مبدأ التشغيل:

عند الترددات المنخفضة: تعمل المكثفة كدارة مفتوحة، وبالتالي يكون جهد المخرج هو نفسه جهد المدخل.

عند الترددات العالية: يتصرف الحث كدارة مفتوحة، ويكون املخرج هو نفسه جهد المدخل.

عند تردد الرنين: تلغى معاوقة الوشيعة معاوقة المكثفة، ومن ثم تكون هناك دارة قصر وامخرج يساوي صفرًا.

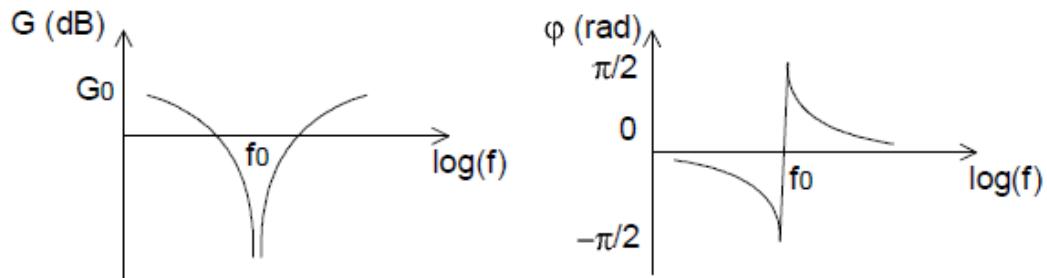
أ) دالة تحويل هذه الدارة هي :

$$T(\omega)$$

ب) عبارة الطوبية T ، والطور φ :

$$T(\omega)$$

يوضح الشكل II.8 استجابة مرشح إيقاف أو منع الحزمة و كذا الطور .



الشكل II.8 تمثيل المنحنيين $G(\omega)$ و $\varphi(\omega)$

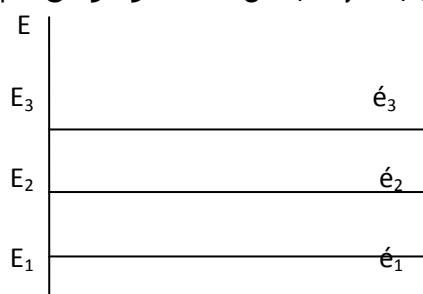
الفصل III

الوصلة PN والصمام الثنائي

في هذا الفصل سندرس الوصلة PN والدايود، بدءاً بمفاهيم نطاقات الطاقة، حيث سنميز ثلاثة أنواع من المواد. ستركز دراستنا بشكل أكبر على نوع أشباه الموصلات. ومن هنا يأتي ارتباط جزأين من أشباه الموصلات معاً لتكوين ما نسميه بالوصلة PN. الصمام الثنائي هو المكون الذي تكوّنه الوصلة PN. سنقدم دراسة شاملة إلى حد ما لهذا المكون، بما في ذلك استقطابه الأمامي والعكسي وتطبيقاته، خاصةً التقويم، وسنصف بعض الأنواع الخاصة من الدياود.

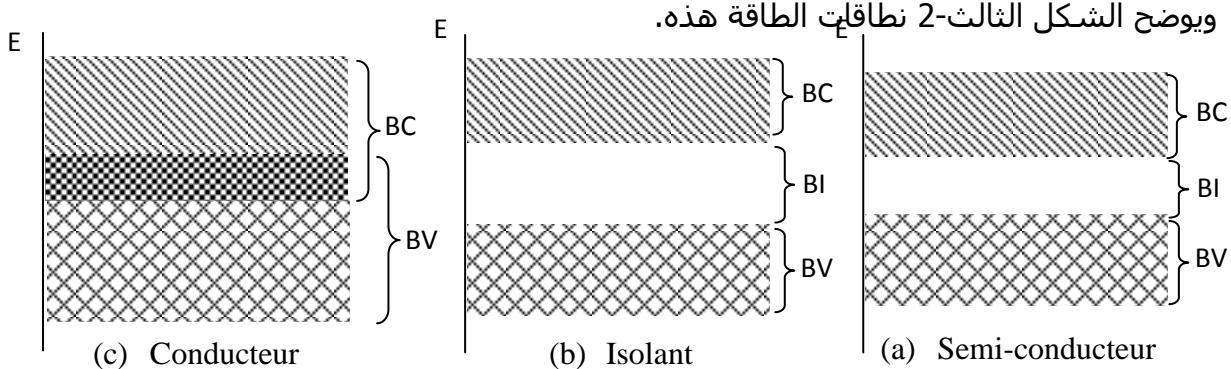
1.III مفاهيم نطاق الطاقة :

ولفهم مفهوم نطاقات الطاقة في المادة الصلبة بشكل أفضل، دعونا نبدأ بتمثيلها البسيط، وهو الذرة فقط. إذا نظرنا إلى ذرة واحدة منفصلة عن الذرات الأخرى، فإن إلكتروناتها تشغل مستويات طاقة "Ei" منفصلة عن بعضها البعض، كما هو موضح في الشكل 1.III.



الشكل 1.III توزيع الإلكترونات على مستويات الطاقة.

في البلورة، وبسبب العدد الكبير من الذرات، ستكون هناك تداخلات، وتصبح مستويات الطاقة المنفصلة حزم طاقة تشغّلها إلكترونات تسمى حزام التوصيل وحزام التكافؤ، والحزم المحظورة. ويوضح الشكل الثالث-2 نطاقات الطاقة هذه.



الشكل 2.III النموذج الكمي لنطاقات الطاقة في العوازل والموصلات وأشباه الموصلات.

نطاق التوصيل: يُطلق عليه اسم BC، وهو يجمع مستويات الطاقة التي يمكن أن تشغّلها الإلكترونات القادمة من نطاق التكافؤ، المعروفة باسم إلكترونات التوصيل، وهي المسؤولة عن توصيل الكهرباء.

نطاق التكافؤ: يشار إليه باسم BV، وهو مجموعة مستويات الطاقة التي يمكن أن تشغله إلكترونات التكافؤ. توفر هذه الإلكترونات الروابط التساهمية بين الذرات المختلفة في المادة الصلبة.

النطاق المحظور: BI، وهو يجمع كل الحالات غير المسموح بها.

2.III أنواع مختلفة من المواد وفقاً لنطاقات الطاقة:

من الشكل 2، يمكننا أن نرى أن هناك ثلاثة أنواع من المواد، تتميز عن بعضها البعض بعرض فجوة النطاق:

- في الموصلات: تداخل نطاقات التوصيل والتكافؤ. فجوة النطاق غائبة تماماً (الشكل III. 2. أ).
- في العوازل : يتم الفصل بين نطاقات التوصيل والتكافؤ بواسطة فجوة نطاق BI التي يكون ارتفاعها أكبر من V_3 . لا توجد مستويات طاقة معقولة ولا يوجد توصيل (الشكل III. 2. ب).
مثال: الماس له $Eg=5.47 \text{ eV}$
- بالنسبة لأشباه الموصلات (S/C): يتم الفصل بين نطاقي التوصيل والتكافؤ بواسطة فجوة نطاق عرضها EG أقل من 2 eV (الشكل III. 2. ج).
مثال: السيليكون ((Si)) $Eg=1.12 \text{ eV}$
الجرمانيوم ((Ge)) $Eg=0.66 \text{ eV}$
زرنيخيد الجاليموم ((AsGa)) $Eg=1.43 \text{ eV}$

3.III أشباه الموصلات:

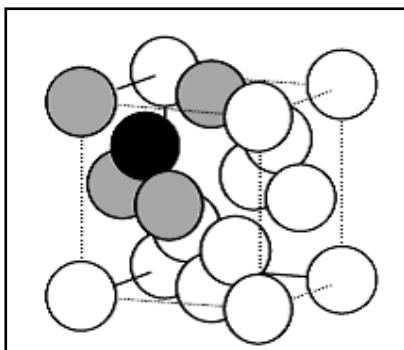
حسب التعريف، تُعرف أشباه الموصلات عادةً بأنها مادة تعتمد موصلية (أو مقاومة) توصيلها (أو مقاومتها) على درجة الحرارة على النحو التالي:

- إذا زادت درجة الحرارة T، تزداد الموصليّة (تنخفض المقاومة النوعية).
- إذا انخفضت درجة الحرارة T، تنخفض الموصليّة (تزيد المقاومة النوعية).

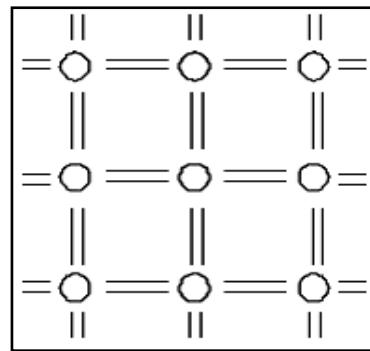
وبالتالي فإن أشباه الموصلات تكون عوازل في درجات الحرارة المنخفضة وموصلات في درجات الحرارة المرتفعة.

1.3.III بنية أشباه الموصلات:

السيليكون والجرمانيوم هما العنصران الأول والأكثر استخداماً من أشباه الموصلات. يتطابق تركيبهما مع بنية الماس (مكعب Fd3m، الشكل III.3).



الشكل III.3 البنية المكعبية الماسية



الشكل 4. بنية شبه موصل على مستوى

هذه العناصر رباعية التكافؤ. وترتبط كل ذرة بأربع ذرات مجاورة في قمم رباعي الأوجه بواسطة رابطة تساهمية. يوضح الشكل 4-III استنساخ البنية على مستوى. تمثل الخطوط إلكترونات التكافؤ.

2.3.III أشباه الموصلات الذاتية:

ترتبط الإلكترونات المحيطية في أشباه الموصلات غير المثارة ارتباطاً جيداً بالذرات بواسطة روابط تسمى الروابط التساهمية. لا تظهر أي شحنة متحركة على السطح وبالتالي لا يظهر أي تيار كهربائي. لذا يمكن اعتبار هذه المادة عازلاً حيث يكون نطاق تكافئها ممتنعاً، بينما يكون نطاق توصيلها فارغاً.

1.2.3.III التأين الحراري

تنكسر الروابط التساهمية بتأثير ارتفاع درجة الحرارة وتصبح الإلكترونات حرة، وتتحرك تاركة وراءها شحنات موجبة. هذه الفراغات أو الفجوات ستشغلها إلكترونات أخرى تتحرر بفعل التأثير الحراري، والتي بدورها تترك ثقوباً. يبدو الأمر كما لو أن الثقوب تتحرك ولكن بحركة أقل من الإلكترونات.

2.2.3.III تركيز الإلكترونات الحرة والثقوب في أشباه الموصلات

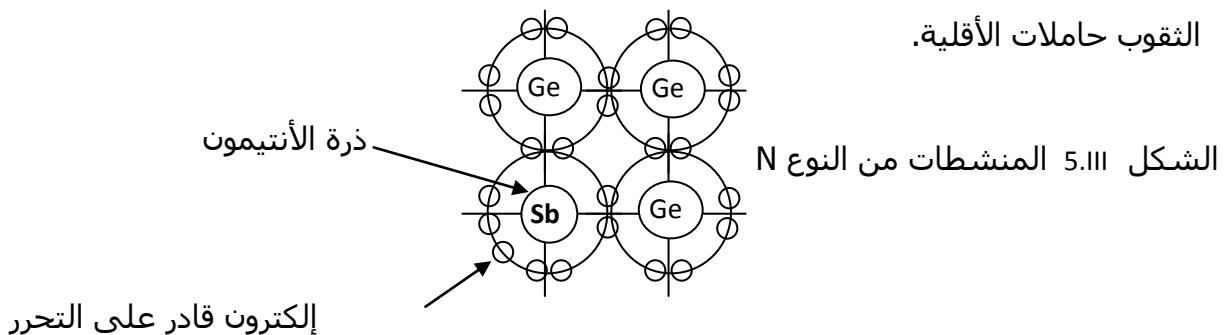
ويتم التعويض عن تكوين أزواج الإلكترونات والثقوب بظاهرة أخرى تسمى إعادة التركيب، حيث يتم التفاظ الإلكترونات الحرة بواسطة الثقوب. وفي حالة الاتزان بين هاتين الظاهرتين، يكون عدد الإلكترونات مساوياً لعدد الثقوب.

لنفترض أن n هو تركيز الإلكترونات الحرة في نطاق التوصيل لكل وحدة حجم (سم³)، و p هو تركيز الفجوات الحرة في نطاق التكافؤ لكل وحدة حجم (سم³)، وهذا التركيزان يساويان n_i التركيز الجوهري. :

3.3.3. III أشباه الموصلات الخارجية:

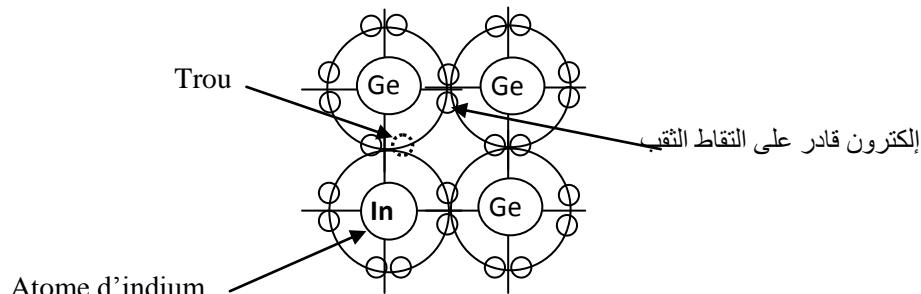
1.3.3. III المنشطات من النوع N

تُدخل ذرات خماسية التكافؤ الغريبة مثل أنتيمون Sb في شبكة بلورة الجermanيوم. تشغل كل ذرة أنتيمون إلكترون تكافؤ زائد. يربط هذا الإلكترون ارتباطاً ضعيفاً بالنواة ويمر بسهولة إلى نطاق التوصيل. وهذا يزيد من التوصيلية. تتحول ذرات الأنتيمون المانحة إلى أيونات موجبة عندما تُطلق الإلكترون الخامس. في هذه الحالة، تكون الإلكترونات حاملات الأغلبية بينما تكون الثقوب حاملات الأقلية.



2.3.3. III المنشطات من النوع P

يتم ذلك عن طريق الشوائب ثلاثية التكافؤ مثل الإنديوم In. تفتقر هذه الشوائب إلى إلكترون لكي تكون البنية مستقرة، لذلك سيتمكن التقاط الإلكترون من الجermanيوم بواسطة الشوائب، مما يؤدي إلى تكوين ثقب. وتصبح الثقوب هي الناقلات الأكثرية لوجود عدد أكبر منها.



3.3.3. III آلية انتقال حاملات الشحنة

في وجود المجال الكهربائي \vec{E} ، تصبح حركة حاملات الشحنة مرتبة، مما يجعل حركة الإلكترونات الحرة في الاتجاه المعاكس للمجال وحركة الثقوب في اتجاه المجال. تتناسب سرعتها V_n و V_p على التوالي مع المجال الكهربائي E.

بالنسبة للإلكترونات لدينا :

بالنسبة للثقوب لدينا :

μ_n et μ_p هما حركيتا الإلكترون والفجوات على التوالي، ($\mu_n > \mu_p$).

مثال: بالنسبة للسيليكون، $\mu_n = 0,14 \text{ m}^2/\text{v.s}$ et $\mu_p = 0,05 \text{ m}^2/\text{v.s}$

بالنسبة للجرمانيوم $\mu_n = 0,38 \text{ m}^2/\text{v.s}$ et $\mu_p = 0,17 \text{ m}^2/\text{v.s}$

4.3.3.III التيار الناتج عن المجال الكهربائي

تنسب القوة الكهرومغناطيسية $F=qE$ الناتجة عن المجال الكهربائي في تحرك حاملات الشحنة، حيث تتحرك الإلكترونات في الاتجاه المعاكس للمجال، بينما تتحرك الثقوب في نفس اتجاه المجال.

من القانون الأساسي للديناميكا: $F=mdV/dt$ ، نستنتج تعبيرات كثافة التيار للإلكترونات والفجوات:

إذن التيار الكلي الناتج عن المجال سيكون :

4.III وصلة PN:

تُعرف الوصلة بأنها تجميع جزأين من أشباه الموصلات N و P لهما حدود مشتركة تسمى مستوى الوصلة.

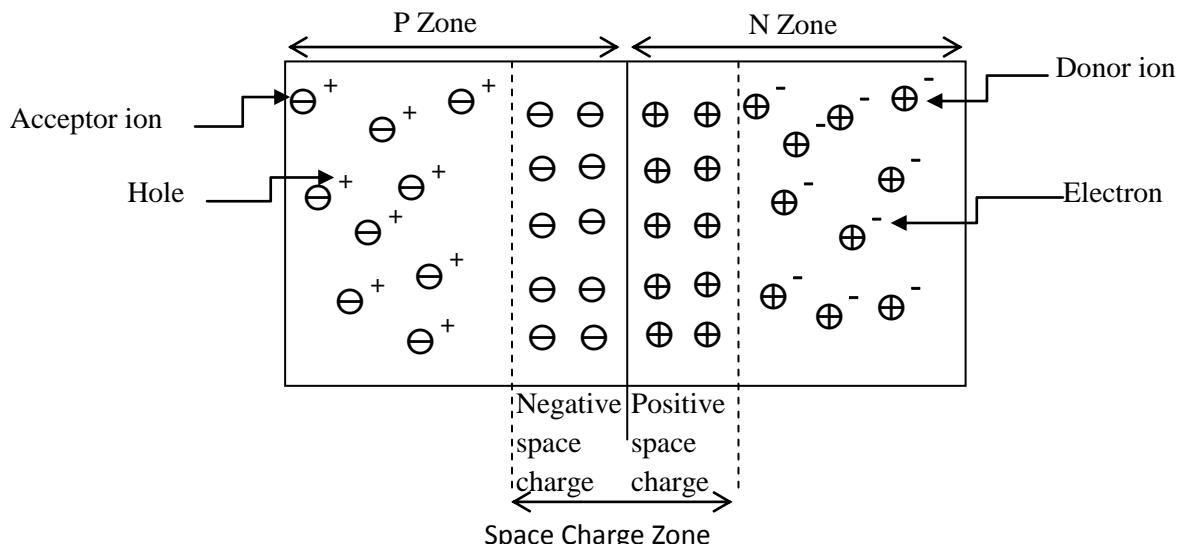
في الواقع، لا يتم تجميع جزأين من أشباه الموصلات N و P معاً، ولكن يتم تشعييب منطقة مطعممة P doped في رقاقة السيليكون مطعممة N doped.

1.4.III وصف الظاهرة:

بسبب الاختلاف في التركيز بين حاملات الشحنة في المنطقتين N و P، تميل حاملات الأغلبية إلى الانتشار نحو الجانب الذي توجد فيه الأقلية، وبالتالي ستنتشر الإلكترونات من الجانب N نحو الجانب P والفجوات من الجانب P نحو N. في المنطقة المجاورة للوصلة، تكون الثقوب والإلكترونات بكميات كبيرة وبالتالي يكون احتمال إعادة التركيب مرتفعاً. ستترك هذه الإلكترونات أيونات موجبة ثابتة في المنطقة N عند حدود الوصلة وكذلك الثقوب، مما يؤدي إلى إنشاء منطقة تسمى منطقة الشحنة الفضائية (SCZ) حول الوصلة وهي خالية من الناقلات الحرة

(انظر الشكل III.7). وتكون نتيجة هذه المنطقة مجالاً كهربائياً موجهاً من N إلى P، وهو ما يساعد على مرور ناقلات الأقلية.

ويحدث التوازن عندما تتساوى تيارات الانتشار لحامليات الأغلبية والأقلية.



الشكل III. 7. مبدأ إنشاء منطقة انتقالية.

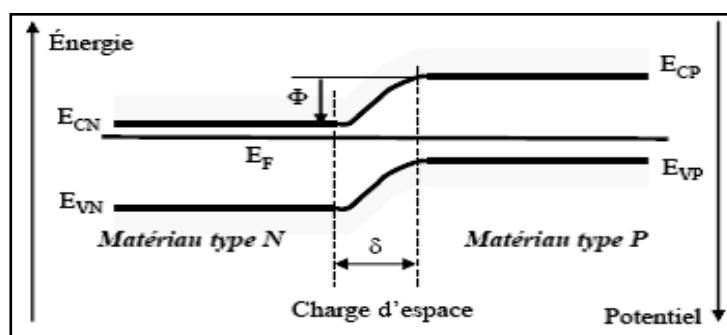
تحتوي المنطقة الانتقالية على :

- في المنطقة P، منطقة سالبة الشحنة بواسطة ذرات مستقبلة متأينة;
- في المنطقة N، منطقة موجبة الشحنة بواسطة ذرات مانحة متأينة.

2.4.III الرسم البياني لنطاق الطاقة:

تكون نطاقات الطاقة في الوصلة الثنائية PN متصلة دائماً، ولكن سيكون هناك انحناء عند الوصلة الثنائية لأن مرور الناقلات من المنطقة N إلى المنطقة P يحدث تدريجياً.

ويحدد الفرق في مستويات الطاقة، كما هو موضح في الشكل III.8، حاجز الجهد أو جهد العتبة VD بسبب المجال الكهربائي الذي سيعارض مرور الناقلات من مناطق التركيز العالي إلى مناطق التركيز المنخفض.



الشكل III. 8. مخطط نطاق الطاقة لوصلة PN.

3.4.III وصلة PN في حالة الاتزان:

يمنع المجال الكهربائي الداخلي الناتج عن الشحنة الفراغية في منطقة الاستنفاد مرور ناقلات الأغلبية ويفضل مرور ناقلات الأقلية، مما يؤدي إلى توليد تيار معاكس لتيار انتشار ناقلات الأغلبية. وفي حالة الاتزان، يكون هذان التياران متساوين، وبالتالي لا يوجد تيار توصيل.

4.4.III وصلة PN غير المتوازنة:

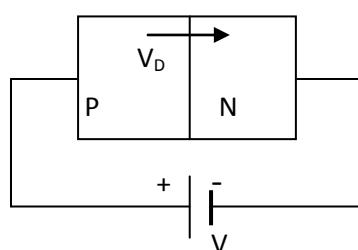
1.4.4.III وصلة PN ذات الاستقطاب المباشر:

بتطبيق الجهد V كما هو موضح في الشكل III.9، فإن الجهد V_j عبر الوصلة: $V_j = V_D - V$ سيكون أقل من V_D .

يصبح الحاجز الذي يجب أن تتغلب عليه الناقلات للمرور من منطقة إلى أخرى أصغر الآن، وسيكون هناك المزيد منها للمرور وبالتالي سيزداد تيار أغلبية الناقلات.

ملاحظة: يجب أن يكون الجهد المطبق V أكبر من جهد العتبة V_D .

مثال بالنسبة إلى V : $V_D \approx 0.55$ فولت وبالنسبة إلى V_j : $V \approx 0.15$ فولت

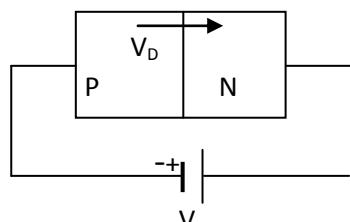


الشكل III. 9. وصلة PN ذات الاستقطاب المباشر

2.4.4.III وصلة PN ذات الاستقطاب العكسي

في هذه الحالة، يكون الجهد المطبق $V > 0$ ، أي V_j أكبر من V_D ، وسيكون حاجز الجهد أكبر من جهد العتبة وسيمنع أي مرور لحملات الأغلبية.

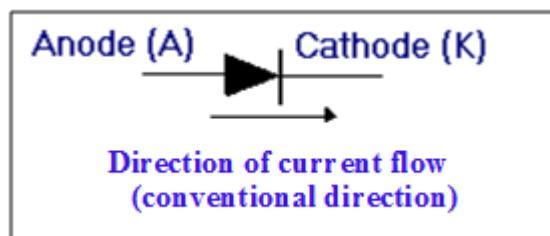
يكون تيار الأقلية فقط ممكناً عبر الوصلة. وهذا هو التيار العكسي أو تيار التسرب (الشكل III-10).



الشكل III. 10. وصلة PN ذات الاستقطاب العكسي

5.III الصمام الثنائي الوصلي:

من الناحية العملية، فإن الوصلة PN (المصنوعة من الجermanيوم أو السيليكون) هي ببساطة الصمام الثنائي، وهو جهاز معروف يستخدمه الجميع، ويوضح الشكل III.11 رمز الرسم الخاص به. يُشار إلى اتجاه توصيل الصمام الثنائي من خلال اتجاه السهم.



الشكل III. 11. رمز الصمام الثنائي

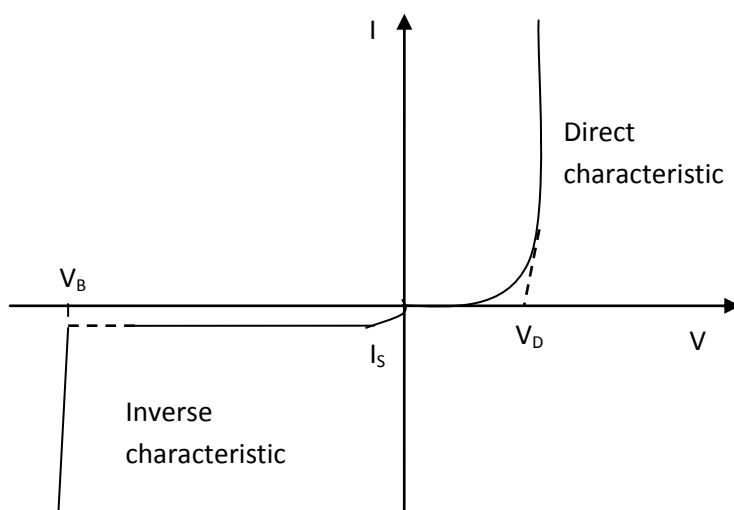
يتافق القطب الموجب (A) مع المنطقة P من الوصلة والكافود (K) مع المنطقة N؛ ويطلب الطرف "A" جهدًا موجباً بالنسبة إلى الطرف الآخر "K".

1.5.III خصائص الصمام الثنائي

يتولد تيار نتيجة للجهد المباشر المطبق. ويرتبط هذا التيار، الذي يرجع أساساً إلى حاملات الأغلبية، بالجهد V بعلاقة أسيّة:

I_S هو تيار التشبع (التيار العكسي).

يوضح الشكل III.12 خاصية I للصمام الثنائي. حيث V_D هو جهد عتبة الصمام الثنائي، و V_B هو جهد الانهيار، المقابل لقيمة الجهد العكسي الذي يحفز ظاهرة الانهيار.

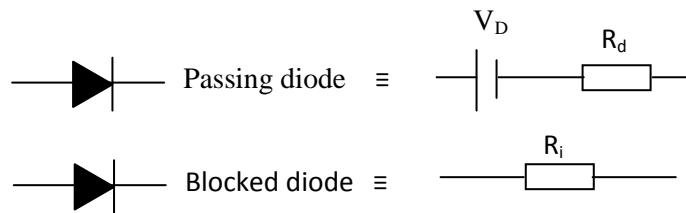


الشكل III. 12. III. الخصائص المباشرة والعكسية للصمام الثنائي

2.5.III تصميم كهربائي مكافئ لصمام ثنائى حقيقى

يتم استبدال الصمام الثنائى في الشبكات الكهربائية بمخطط مكافئ له. ويسُتخرج ذلك من حالة المنع أو حالة التوصيل:

- يُستبدل الصمام الثنائى في حالة التشغيل بمولد (e.m.f.)، وهو عتبة الصمام الثنائى، على التسلسل مع المقاومة R_d (المقاومة المباشرة)،
- في حالة المنع ، يتم استبدال الصمام الثنائى بمقاومة كبيرة R_i (الشكل 13.III .).

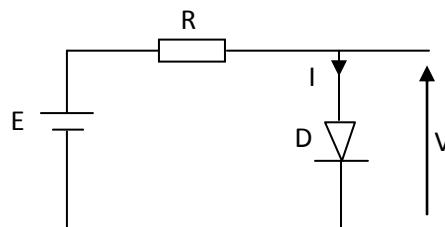


الشكل 13. III. مخطط مكافئ الصمام الثنائى

3.5.III مقاومة ثابتة أو الساكنة

تُعرّف المقاومة الاستاتيكية RS للديايد بأنها المقاومة المكافئة للديايد عندما يتتدفق تيار ثابت عبره (بمرور الوقت):

يمكن أيضًا تحديد قيمة هذه المقاومة بيانياً. تسمح لنا الدارة في الشكل 14.III بالتعبير عن I كدالة في V .

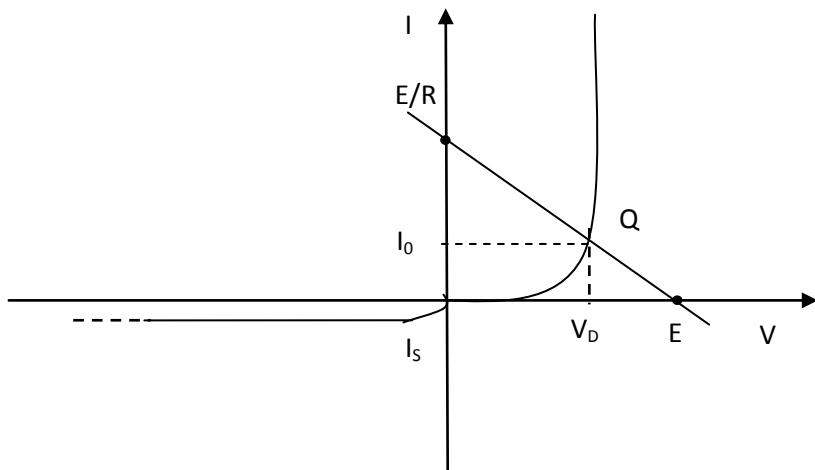


الشكل 14. III. دارة تحتوي على صمام ثنائى

$$E = RI + V \quad (III.8)$$

تحدد إحداثيات نقطة التقاطع Q لخط الحمل الذي تمثله المعادلة (III.9) وخاصية الصمام الثنائى قيمة المقاومة الساكنة. النقطة Q ذات الإحداثيات (I_0 , V_D) هي نقطة تشغيل الصمام الثنائى:

$$R_S = \frac{V_D}{I_0} .$$



الشكل III. 15. إحداثيات نقطة التشغيل.

4.5.III المقاومة الديناميكية

المقاومة الديناميكية هي المقاومة المكافئة للديود في التشغيل المتغير وتسمى أيضاً المقاومة الاشتلاقية. ويعبر عنها بأنها نسبة التغير في الجهد عبر الصمام الثنائي إلى التغير في التيار المار عبره، أي :

وباستناد المعادلة (III.6) من خاصية الصمام الثنائي نحصل على :

$$\frac{dI}{dV} = \frac{e}{KT} I_S e^{\frac{eV}{KT}} = \frac{e}{KT} (I + I_S) \quad (III.11)$$

وبما أن I_S مولدة مقارنة بـ I ، فلدينا :

$$U_T = \frac{KT}{e} \text{ هو الجهد الحراري، والذي يأخذ قيمة من رتبة } 0.026 \text{ عند درجة حرارة } 300^\circ\text{C}$$

يمكن الحصول على المقاومة الديناميكية من خلال العلاقة :

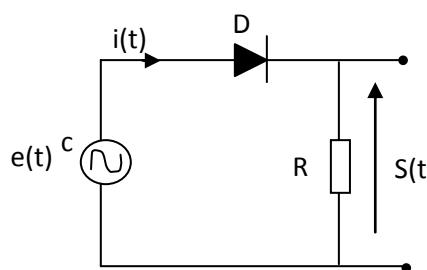
5.5.III التقويم

1.5.5.III تقويم أحادي الموجة البسيط

التقويم هو وظيفة أساسية في الإلكترونيات، وهو عبارة عن تحويل إشارة ثنائية القطب إلى إشارة أحادية القطب. هناك حالتان ممكنتان: الحصول على إشارة تيار مستمر موجبة أو إشارة تيار مستمر سالبة من إشارة تيار متناوب.

أ) تحويل التيار المتردد إلى تيار مستمر موجب :

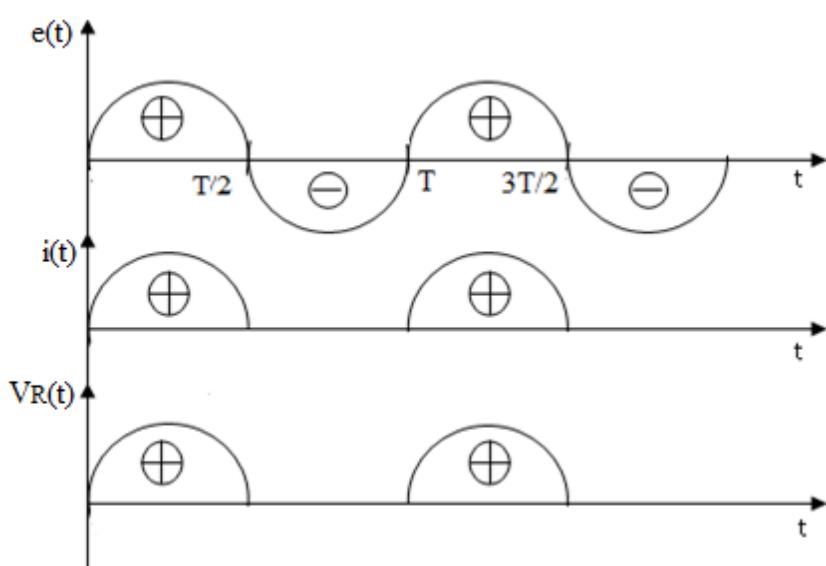
تزيل الدارة المستخدمة في هذا التحويل الجزء السالب من إشارة التيار المتردد وتحتفظ بالجزء الموجب. يوضح الشكل III-16 دارة بسيطة لتحويل إشارة جيبية إلى إشارة تيار مستمر موجبة.



الشكل III. 16. الدارة الأساسية لمقوم أحدى الموجة الموجب

يتم توضيح مبدأ التشغيل من خلال الكرونوغرام (المخطط) في الشكل III.17 حيث يفترض أن يكون الصمام الثنائي المستخدم مثالياً:

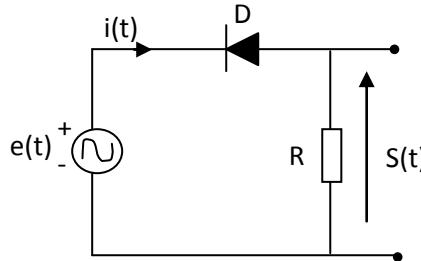
- من أجل $0 < t < T/2 \Leftrightarrow e(t) > 0$ يكون الدياود موصلًا. يتصرف مثل الدارة القصيرة. ثم يتم استرداد النصف الموجب من الموجة $e(t)$ عند طرفي R .
- من أجل $T/2 < t < T \Leftrightarrow e(t) < 0$. تميل إلى أن تكون أقل من الصفر، ما يؤدي إلى حجب الصمام الثنائي. في هذه الحالة، يمكن استبدال الدياود بدائرة مفتوحة، وهو ما ينتج عنه تيار $i(t)$ يساوي صفرًا. ونتيجة لذلك، سيكون الجهد عبر R صفرًا.



الشكل III. 17. مخطط يوضح مبدأ تشغيل الدائرة الكهربائية

ب) تحويل التيار المتردد إلى تيار مستمر سالب :

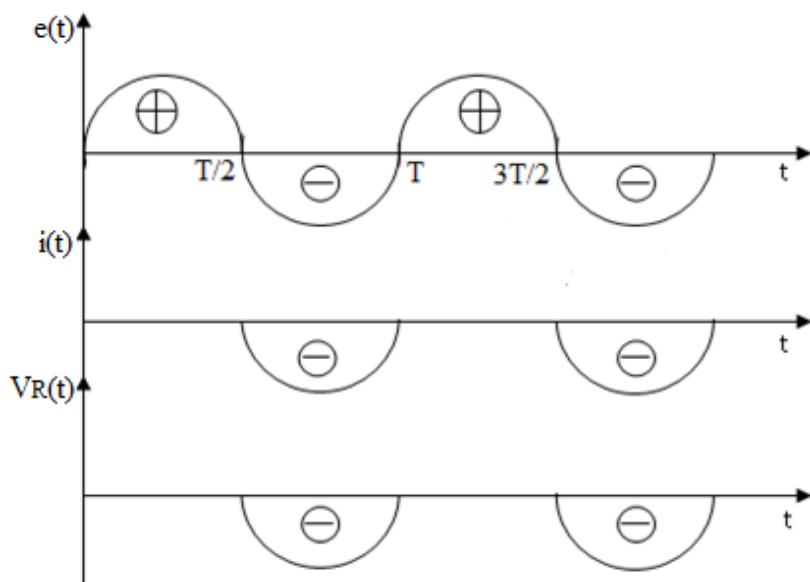
تستبعد الدائرة الموضحة في الشكل III.18 الجزء الموجب من إشارة التيار المتردد، تاركةً الجزء السالب فقط ليمر:



الشكل III. 18. الدارة الأساسية لمحوّم أحادي الموجة السالب

ويتضح مبدأ التشغيل من خلال مخطط التسلسل الزمني في الشكل III.19 :

- من أجل $0 < t < T/2$. $i(t) \leftarrow e(t)$ تميل إلى أن تكون أكبر من الصفر، ما يؤدي إلى حجب الصمام الثنائي. في هذه الحالة، يمكن استبدال الدياود بدائرة مفتوحة، وهو ما ينتج عنه تيار $i(t)$ يساوي صفرًا. ونتيجة لذلك، سيكون الجهد عبر R صفرًا.
- من أجل $T/2 < t < T$. $i(t) \leftarrow e(t)$ تميل إلى أن تكون أقل من الصفر، الصمام الثنائي يقطعه تيار موجب من الأنود إلى الكاتود . وبالتالي الدياود موصل. في هذه الحالة، يمكن استبدال الدياود بدائرة مغلقة، واسترداد النصف السالب من الموجة $e(t)$ عند طرف R .



الشكل III. 19. مخطط يوضح مبدأ تشغيل الدائرة الكهربائية

2.5.5.III تقويم مزدوج الموجة

يمكن أيضًا استخدام تقويم الموجة الكاملة للتحويل من إشارة تيار متردد إلى إشارة تيار مستمر، مع الاحتفاظ بكلتا الجزأين من إشارة التيار المتردد.

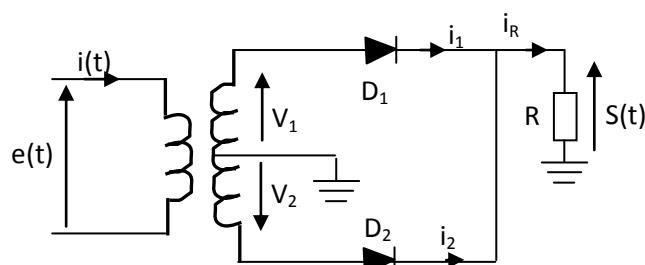
- للحصول على إشارة موجبة أحادية القطب، يتم الاحتفاظ بنصف الموجة الموجبة لإشارة التيار المتردد، ولكن يتم تحويل نصف الموجة السالبة إلى نصف موجة موجبة.
- للحصول على إشارة سالبة أحادية القطب، يتم الاحتفاظ بنصف الموجة السالبة لإشارة التيار المتردد، ولكن يتم تحويل نصف الموجة الموجبة إلى نصف موجة سالبة.

من الناحية العملية، غالباً ما تستخدم دارتان رئيسيتان لتقويم الموجة الكاملة. ويعتمد اختيار إحداهما أو الأخرى على نوع التطبيق. الدارتان هما:

- تقويم الموجة المزدوجة مع محول منتصف النقطة.
- تقويم الموجة المزدوجة مع جسر الصمام الثنائي أو جسر غرييتز.

(أ) تقويم الموجة المزدوجة مع محول نقطة المنتصف:

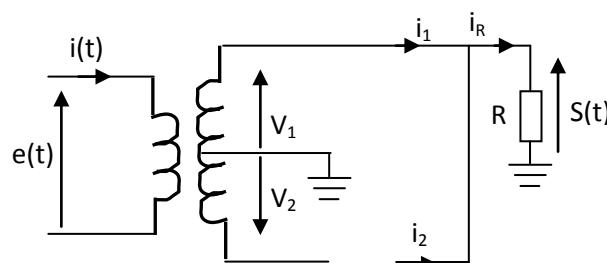
ينقسم متغير المخرج عند المحول الثانوي إلى إشارتين متساويتين في السعة ولكن متعاكستين في الطور.



الشكل III. 20. تقويم الموجة المزدوجة مع محول نقطة المنتصف

لدراسة تشغيل الدائرة الكهربائية في الشكل III.20، نأخذ جهدًا جيبيًا $e(t)$ لتقويمه. يؤخذ المحول بحيث يكون الجهد V_1 متواافق في الطور مع $e(t)$.

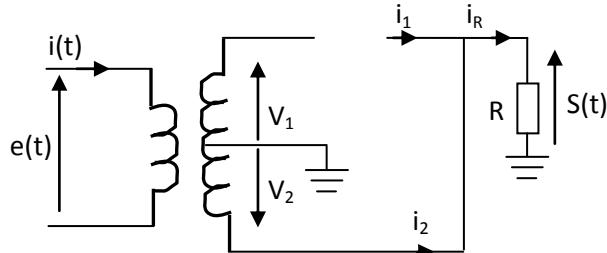
يتم استبدال الصمام الثنائي D_1 بدائرة قصر (SC) بينما يتم استبدال D_2 بدائرة مفتوحة (OC) (الشكل III.21).



الشكل III. 21. تم استبدال D_1 الماردة بـ SC وتم استبدال D_2 المحظورة بـ OC

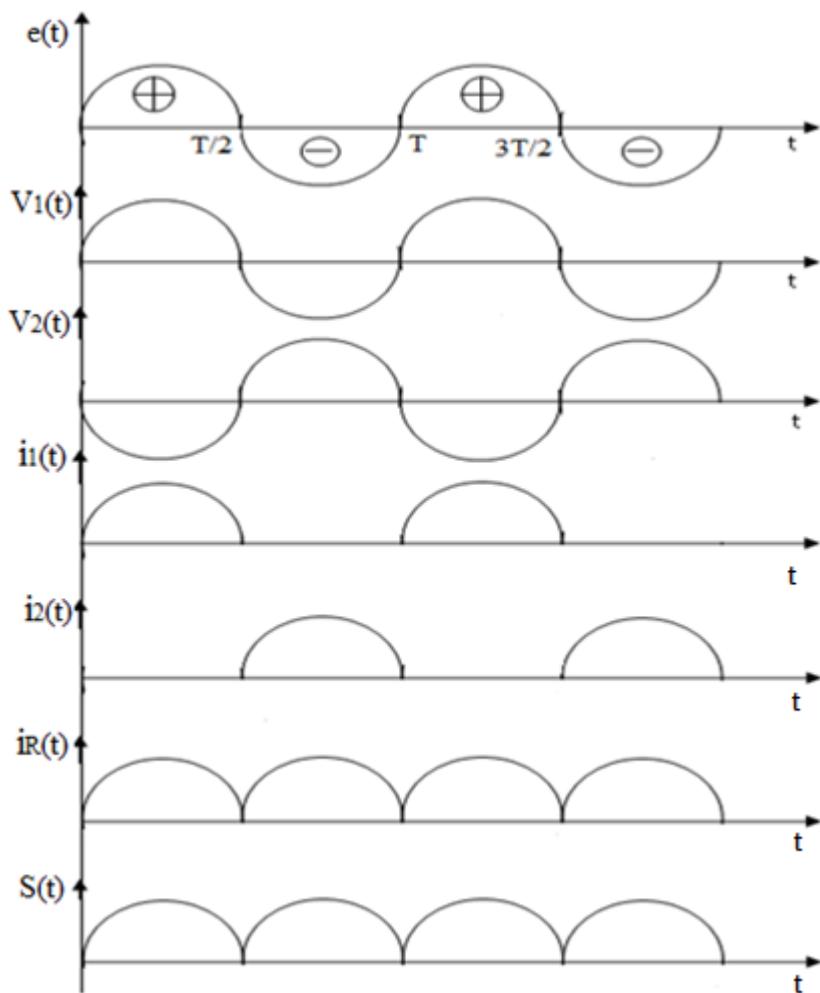
$$\text{For } \frac{T}{2} < t < T \Rightarrow e(t) < 0 \Rightarrow \begin{cases} V_1 < 0 \Rightarrow D_1 \text{ blocked} \\ V_1 > 0 \Rightarrow D_2 \text{ pass} \end{cases}$$

يكون الصمام الثنائي D_1 محظوراً ويتم استبداله بدائرة مفتوحة (OC)، في حين أن D_2 موصل ويتم استبداله بدائرة قصيرة (SC) (الشكل III.22). بما أن التيار i_1 يساوي صفرًا لأن D_1 محظوراً، فإن التيار في الحمل R يساوي i_2 .



الشكل III.22. تم استبدال D_2 المارة بـ SC وتم استبدال D_1 المحظورة بـ OC.

ويبين الشكل III.23 مخطط الكرونوكرام الإشارات المختلفة:

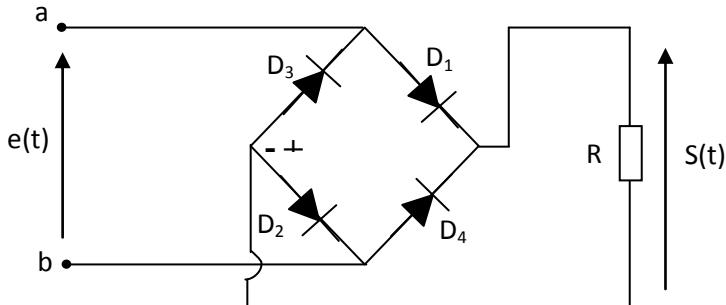


الشكل III.23. مخطط يوضح مبدأ تشغيل الدائرة الكهربائية

نجد أن الصمامات يعملان بطريقة متناوبة. خلال كل نوبة من الوجة، يتم توصيل صمام ثبائي واحد في تسلسل مع الحمل R

ب) تقويم الموجة المزدوجة مع جسر الصمام الثنائي أو جسر غريتز:

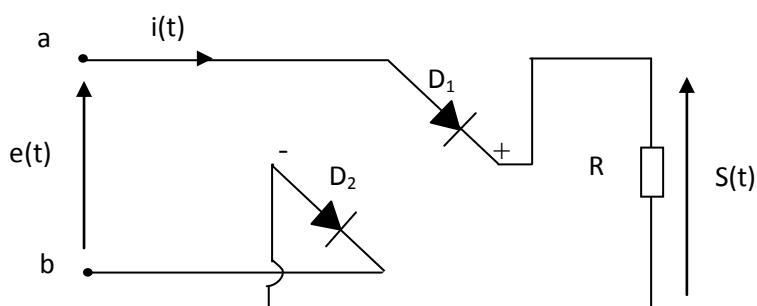
في هذا النوع من التقويم (الشكل III-24)، لا يلزم وجود محول، مما يقلل من حجم الجهاز وتكلفته.



الشكل III. 24. تقويم الموجة المزدوجة مع جسر الصمام الثنائي أو جسر غريتز
تشير الإشارة + للجسر إلى المخرج الموجب للتيار. على العموم، مهما كانت إشارة $e(t)$
فإن التيار الموجب يمر دائمًا عبر الحمل في نفس الاتجاه من + إلى -.

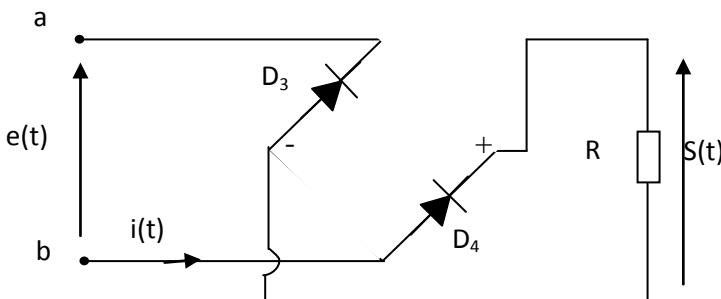
مبدأ التشغيل :

يخرج تيار موجب من خلال النقطة a ويدخل من خلال المحطة b. وهذا يسبب انسداد D3 و D4 وتوصيل D1 و D2. الدارة الموافقة لهذه الحالة تتمثل في الشكل III.25.



الشكل III. 22. تم استبدال D1 و D2 الموصلين بـ SC و استبدال D3 و D4 المحظوريين بـ OC

يخرج تيار موجب من خلال النقطة b ويدخل عبر النقطة a. يتم حظر الصمامات D1 و D2، بينما يتم تمرير الصمامات D3 و D4. الدارة المتواقة مع هذه الحالة موضحة في الشكل III.26.



الشكل III.26. تم استبدال D_3 و D_4 الموصلين بـ SC واستبدال D_1 و D_2 المحظوريين بـ OC .

ملاحظة: من الصائب تجنب استخدام هذا النوع من التركيب لتقويم الإشارات ذات السعات المنخفضة، خاصة ذات السعة أقل من ضعف عتبة الصمام الثنائي لأن الحمل R مثبت في سلسلة مع اثنين من الثنائيات.

6.III الأنواع المختلفة من الصمامات أو الصمامات الخاصة

1.6.III الصمام زينر

قبل دراسة ثنائي زينر، سنحدد تأثيرين مهمين:

(أ) تأثير الزنر:

يؤدي الاستقطاب العكسي للوصلة PN إلى زيادة المجال الكهربائي الداخلي. عند قيمة معينة، سيكون هذا المجال قادرًا على كسر الروابط وإطلاق أزواج ثقب الإلكترون، وتعرف هذه الظاهرة باسم تأثير زينر.

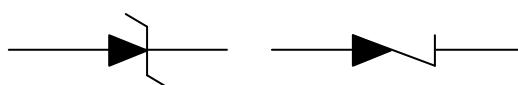
(ب) تأثير الانهيار الجليدي:

نظرًا للشدة العالية للمجال الكهربائي الداخلي بسبب الاستقطاب العكسي، سيتم تسريع الإلكترونات التي تكون طاقتها الحركية عالية بما يكفي وتدخل في اصطدام مع الذرات الأخرى حيث يتم تحرير الإلكترونات وإنشاء أزواج ثقب-إلكترون، إنه تأثير الانهيار الجليدي.

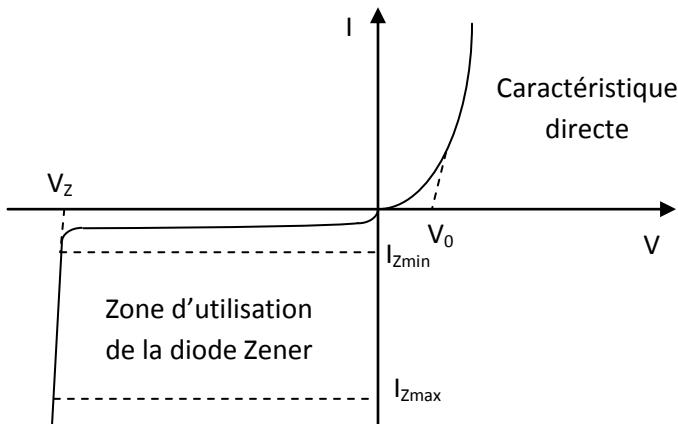
إذا هاتان الظاهرتان تسببان الزيادة المفاجئة للتيار العكسي

1.1.6.III تعريف الصمام زينر ورموزه

يتم الحصول على ثنائي زينر عن طريق استغلال تأثير زينر. ولتجنب تدمير الوصلة والتمكن من استغلال هذه الظاهرة، يكفي إبقاء التيار العكسي في مجال محدود. رموز ثنائي زينر هي:



من الشكل III.27، يمكننا أن نرى أن دايوود زينر يتصرف مثل الصمام الثنائي العادي في التشغيل المباشر. من ناحية أخرى في الاتجاه المعاكس وطالما أن التيار محصور بين I_{Zmin} وإن الجهد V_Z المطبق بين الكاثود والأئود من الصمام الثنائي سيبقى ثابتاً ومن ثم وظيفته الرئيسية.

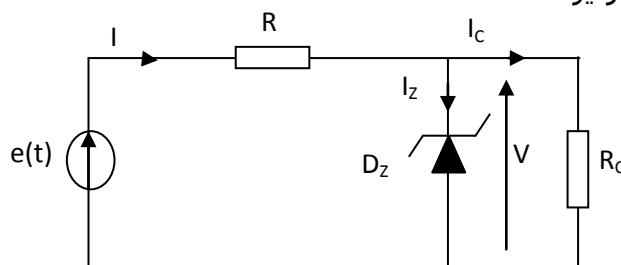


الشكل III. 27. دايوود زينر المشغولة في الاتجاه المعاكس

2.1.6.III مبدأ تنظيم الجهد عن طريق دايوود زينر

من بين تقنيات تنظيم الجهد، صمام زينر. يسمح بالحفاظ على جهد في الدارة مستقر مهما كانت اضطرابات العناصر الأخرى لهذه الدارة.

لتكن الدارة الممثلة في الشكل III - 28، يتم تغذية التحميل RC بواسطة الجهد بين طرفي الصمام الثنائي D_Z . طالما أن $I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$ ، فإن الجهد V سيكون ثابتاً ومساوياً لجهد V_Z للصمام زينير.



الشكل III. 28. الصمام الثنائي Zener كمنظم جهد لشحن RC.

3.1.6.III حماية العناصر الكهربائية عن طريق دايوود زينر

يتميز ثنائي زينر بجهده العكسي الثابت. يمكن استخدامه كعنصر أساسى في قص الدوائر ولحماية الدارة عند استخدامه في وضعية الموازاة مع الحمل. بهذه الطريقة لا يتجاوز الجهد بين طرفي الحمل عتبة موافقة لجهد زينر في الصمام الثنائي.

2.6.3 الصمام الثنائي الباعث للضوء LED

مبدأ الصمام الثنائي الباعث للضوء (LED) هو تحويل الطاقة الكهربائية إلى طاقة ضوئية. ينبعث منه إشعاع ضوئي عندما يعبره تيار في الاتجاه المباشر. في هذه الثنائيات، يتطلب مرور الإلكترونات من نطاق التكافؤ إلى نطاق التوصيل إدخال طاقة معينة ومن الواضح أن تغيير الحالة العكسية مصحوب بعودة نفس الطاقة. يظهر هذا في شكل إشعاع ضوئي.

توفر الثنائيات LED إمكانية تعديل شدة الإشعاع من خلال العمل على الكثافة الحالية واستخدامها أيضاً كمؤشرات للضوء.

3.6.3 الصمام الثنائي الضوئي

الصمام الثنائي الضوئي هو أشباه موصلات يتكون من وصل بسيط P-N يمكن إضاءته. عندما تدخل الفوتونات ذات الطاقة الكافية إلى أشباه الموصلات، يمكنها إنشاء حاملات صور زائدة في المواد. هذه المستقبلات الضوئية هي أزواج ثقوب إلكترونية. يتم ترجمة كل زوج يتم إنشاؤه عن طريق الدوران في الدائرة الخارجية لشحنة أولية. وبالتالي، نلاحظ زيادة في التيار. نظراً لأن التيارات الضوئية التي تم إنشاؤها منخفضة جداً، يجب أن يكون التقاطع مستقطباً عكسيّاً، من ناحية لتجنب التيار المباشر للإليود الضوئي الذي هو أكبر بكثير من تيار الصورة ومن ناحية أخرى لزيادة كفاءته.

التشغيل: يجب إدخال الصمام الثنائي في دائرة كهربائية يتم تغذيتها في الاتجاه المعاكس بواسطة مولد تيار مباشر. في الظلام، يسمح الصمام الثنائي فقط بمرور تيار منخفض للغاية، يسمى التيار المظلم. بمجرد إشعاله، يزداد التيار لأن عددًا معيناً من الناقلات التي تم إنشاؤها بالقرب من الوصل يتم تسريعها بواسطة المجال الكهربائي الموجود فيه.

4.6.3 الصمام الثنائي Varicap

يتصرف diode Varicap كسعة متغيرة، يتم تعديلها بواسطة جهد معكوس V_m يتم تطبيقه على أطرافه. يتكون من مكثف سعة C_0 في سلسلة مع صمام ثانوي يتم إعطاء سعة الصمام الثنائي الدوالى بالتعبير التالي:

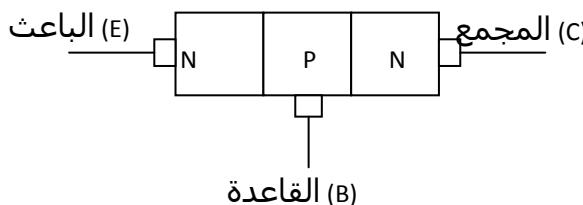
حيث C_0 و V_s (جهد عتبة الصمام الثنائي) هي ثوابت. يتم استخدام ثنائيات الدوالى كثيراً في الدوائر الإلكترونية وخاصة في تعديل FM.

Bipolar Transistor**مكحل ثنائى القطب**

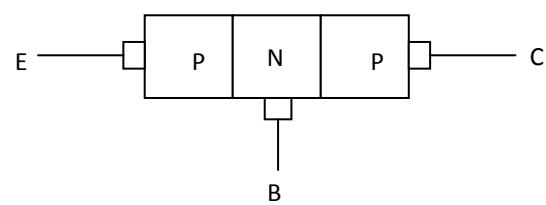
الترانزستور هو المكون الأساسي لجميع المكونات الإلكترونية التي تتراوح من مكبرات الصوت الصغيرة إلى الدوائر المتكاملة. إنه اجتماع وصلين، أحدهما مستقطب بشكل مباشر والآخر في الاتجاه المعاكس لضمان التشغيل الطبيعي للترانزستور. يطلق عليه اسم ثنائى القطب لأن التوصيل الكهربائي يتم بواسطة نوعين من حاملات الشحنة: الإلكترونات والثقوب. يتم إجراء دراسة ثابتة لتحديد نوع تشغيل الترانزستور من موقع نقطة الراحة. تتميز الدراسة الديناميكية بأربعة بارامترات: ممانعة المدخلات والمخرجات، وكسب الجهد وكسب التيار. تحدد قيم هذه الكميات خصائص الترانزستور وبالتالي تطبيقه.

1.IV تعريف

ويتكون الترانزستور من ثلاثة قطع من أشباه الموصلات مخدرة بالتناوب "N" أو "P". وبالتالي، هناك نوعان من الترانزستور:



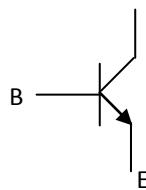
Transistor NPN



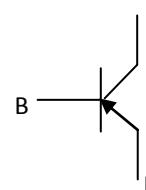
Transistor PNP

الشكل 1. IV إلى ترانزستور ثنائى القطب

يرمز إلى ترانزستور NPN بالتيار الباعث بسهم خارج والعكس صحيح بالنسبة لـ PNP :



Transistor NPN (courant émetteur sortant)



Transistor PNP (courant émetteur entrant)

الشكل 2. IV رمز ترانزستور ثنائى القطب**2.IV ترانزستور ثنائى القطب في النظام الساكن**

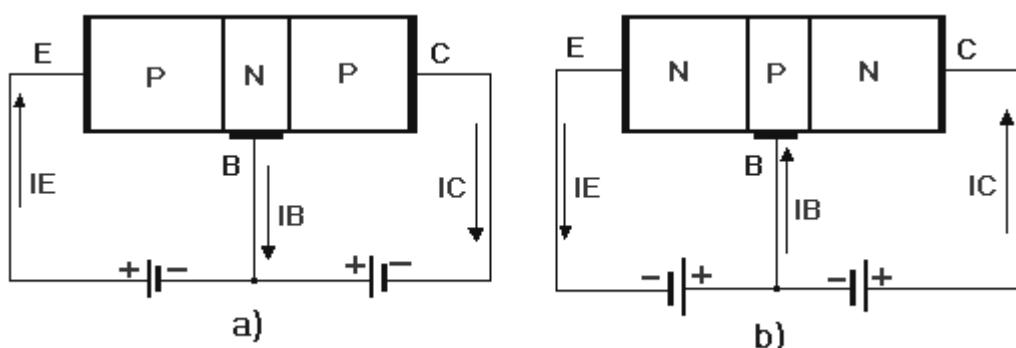
يجب توافر ثلاثة شروط للتشغيل العادي للترانزستور ثنائى القطب:

- تكون الوصلة بين الباعث والقاعدة (B.E) ذات استقطاب مباشر وتكون الوصلة بين الباعث والمجمع ذات استقطاب عكسي.

- يكون الباعث والمجمع مطعّمين بشدة، ويكون الباعث أكثر تعزيزاً من المجمع.
- القاعدة ضيقة ومطعمة بشكل خفيف.

1.2.IV مبدأ التشغيل (أثر الترانزستور)

على سبيل المثال، دعونا نختار ترانزستور PNP الموضح في الشكل IV.3-أ. تكون الوصلة الباعثة-القاعدة متحيزة للأمام.



الشكل IV. 3. استقطاب ترانزستور PNP و NPN .

وتعيد الإلكترونات التي تصل إلى الباعث الاتحاد مع الثقوب الموجودة بينما يضاف عدد مساوٍ من الإلكترونات إلى القاعدة بواسطة مصدر الطاقة المرتبط بين القاعدة والباعث.

وفي الوقت نفسه، تجذب البطارية نفسها عدداً مساوياً من الإلكترونات من الباعث حيث تتشكل ثقوب جديدة لتحل محل تلك التي اختفت بسبب إعادة الاتحاد.

وبما أن الوصلة بين المجمع والقاعدة ذات استقطاب عكسي، فإنها تمنع ناقلات الأغلبية من التقدم وتشجع ناقلات الأقلية على المرور، وبالتالي فإن الثقوب القادمة إلى القاعدة تضطر إلى عبور الوصلة بين المجمع والقاعدة والانضمام إلى المجمع.

في الواقع، لا تصل جميع الثقوب القادمة من الباعث إلى المجمع لأن نسبة صغيرة منها تعيد الاتحاد مع الإلكترونات الموجودة في القاعدة. وهذا يساعد على تكوين تيار القاعدة المعروف باسم IB .

تُتَّخذ عدة شروط لجعل تيار المجمع مساوياً قدر الإمكان لتيار الباعث: يجب تقليل ظاهرة إعادة الاتحاد في القاعدة عن طريق تقليل القاعدة وتطعيمها بتدمير خفيف. وهذا يقلل من عدد الإلكترونات الحرة في القاعدة.

2.2.IV ترجمة مبدأ التشغيل إلى معادلات

يمكن ترجمة الرسم التوضيحي أعلاه على النحو التالي:

$$I_E = I_C + I_B \quad (\text{IV.1})$$

$$I_C = \beta I_B \quad (\text{IV.2})$$

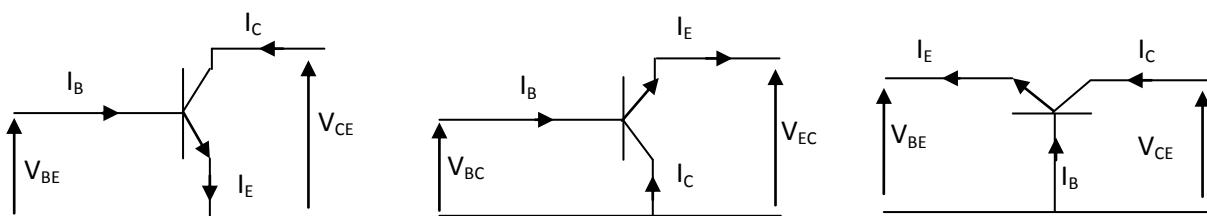
$$I_C = \alpha I_E \quad (\alpha \rightarrow 1) \quad (\text{IV.3})$$

$$(\text{IV.1}), (\text{IV.2}) \text{ و } (\text{IV.3}) \Rightarrow \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad \text{ou} \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

3.2.IV التركيبات الأساسية

ولتسهيل دراسة الترانزستور في الدوائر الإلكترونية، يتم تحويله إلى رباعي الأقطاب من خلال وضع إحدى الوصلات الثلاث مشتركة، وبذلك نحصل على ثلاث دوائر أساسية:

القاعدة المشتركة (CB) **المجمع المشترك (CC)** **الباعث المشترك (CE)**



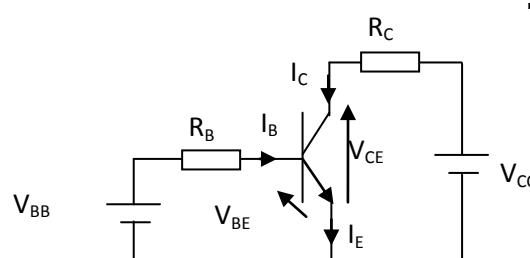
الشكل IV.4 التركيبات الأساسية لترانزستور NPN.

4.2.IV أنواع مختلفة من دوائر تحيز الترانزستور :

هناك أنواع مختلفة من دوائر تحيز الترانزستور المختلفة، وجميعها متصلة بمصادر التيار المستمر بحيث يتم الحصول على تأثير الترانزستور دائمًا. وترتبط المقاومات بدوائر التحيز للحد من التيار عند كل طرف ترانزستور وتسمح أيضًا بتحديد نقطة تشغيل الترانزستور.

1.4.2.IV الاستقطاب بواسطة مقاومة القاعدة:

أ) بدون مقاومة الباعث : R_E



الشكل IV.5 استقطاب ترانزستور NPN.

تُستخدم نقاط انحياز المحرك والحمل لتحديد حالة تشغيل الترانزستور. يتم تحديد إحداثيات هذه النقاط بواسطة المتغيرات: V_{CE} و I_C و V_{BE} و I_B :

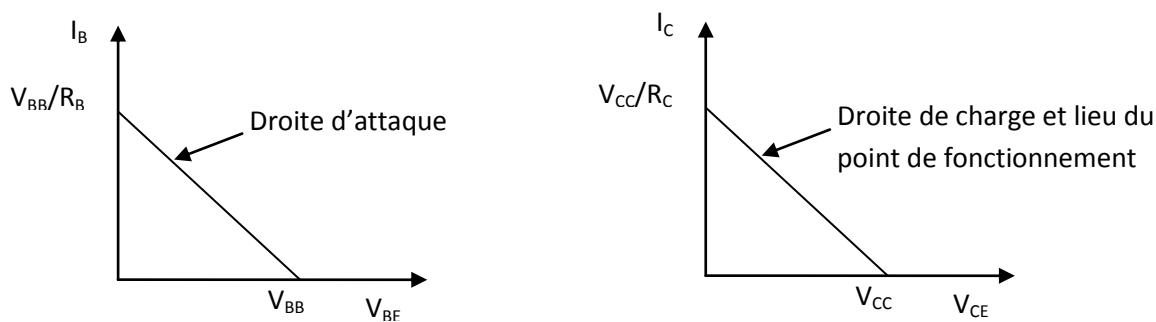
$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} \quad (\text{IV.4})$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (\text{IV.6}) \quad \text{المعادلة (IV.4) تعطينا:}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (\text{IV.7}) \quad \text{المعادلة (IV.5) تعطينا:}$$

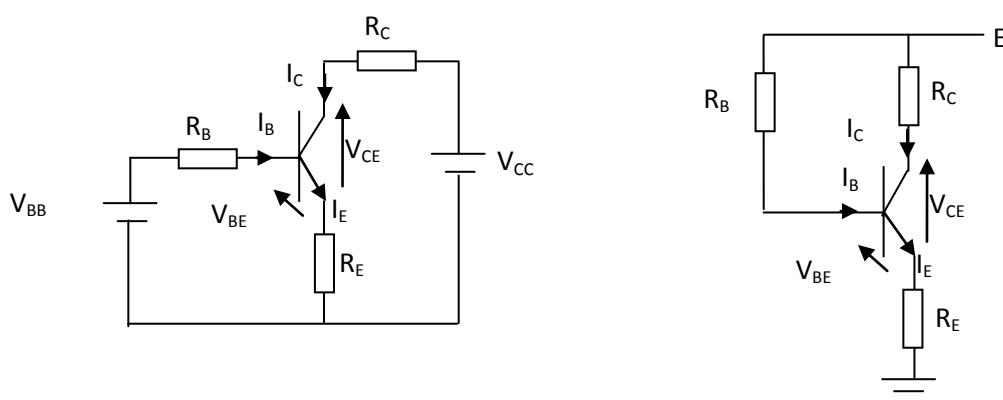
مع $I_B = f(V_{BE}) = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$ يسمى: مستقيم المدخل الساكن.

و $I_C = f(V_{CE}) = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$ يسمى: مستقيم الحمولة الساكن.



الشكل IV. 6. مستقيم المدخل الساكن و مستقيم الحمولة الساكن.

ب) استقطاب عن طريق مقاومة القاعدة مع RE :



الشكل IV. 7 أ) استقطاب عن طريق مقاومة القاعدة مع RE ب) عندما $V_{BB} = V_{CC} = E$

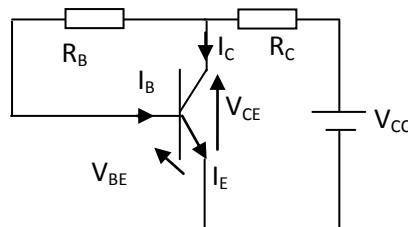
إن مبدأ حساب نقطة التشغيل هو نفسه كما في الحالة السابقة، حيث يجب علينا أولاً إيجاد تعبيرات معادلات خط الدفع وخط الحمل.

إذن:

$$I_B = -\frac{V_{BE}}{R_B + \beta R_E} + \frac{V_{BB}}{R_B + \beta R_E} \quad (\text{IV.10})$$

في حالة الشكل IV.7 (ب)، سيتم استبدال V_{BB} و V_{CC} في المعادلتين IV.10 و IV.11 بجهد إمداد واحد E .

2.4.2.IV الاستقطاب بواسطة مقاومة بين القاعدة و المجمع:



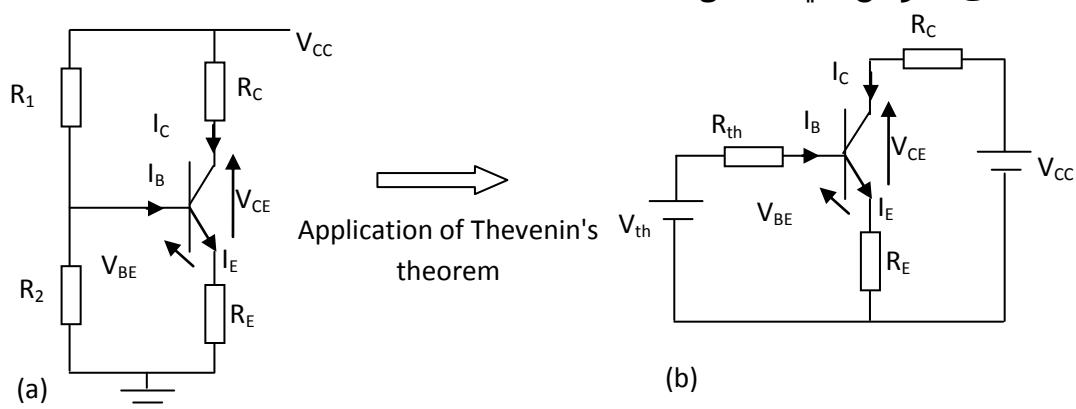
الشكل IV. 8. استقطاب عن طريق مقاومة بين القاعدة و المجمع.

$$I_B = -\frac{V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_C} + \frac{V_{CC}}{R_B + (\beta + 1)R_C} \quad (\text{IV.13}) \text{ Static attack line}$$

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)R_C} + \frac{V_{CC}}{\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)R_C} \quad (\text{IV.14}) \text{ Static load line}$$

3.4.2.IV الاستقطاب بواسطة جسر قاسم:

وبتطبيق نظرية ثيفينين على الدائرة كما تُرى من قاعدة الترانزستور نحصل على المخطط المكافئ الموضح في الشكل IV.9:



الشكل IV. 9 أ) استقطاب بواسطة جسر قاسم ب) الدارة المكافئة ثيفينين.

$$V_{th} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad \text{et} \quad R_{th} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{IV.15})$$

$$I_B = f(V_{BE}) = -\frac{V_{BE}}{R_{th} + (\beta + 1)R_E} + \frac{V_{th}}{R_{th} + (\beta + 1)R_E} \quad (\text{IV.16}) \quad \text{Static attack line.}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C = (R_C + R_E) I_C + V_{CE} \quad (\beta \gg 1) \quad (\text{IV.17})$$

$$I_C = f(V_{CE}) = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (\text{IV.18}) \quad \text{Static load line}$$

3.IV دراسة الترانزستور في النظام الديناميكي

تنقسم دراسة دارة مكبر الصوت إلى قسمين: الدراسة الساكنة التي تم إجراؤها بالفعل والدراسة الديناميكية.

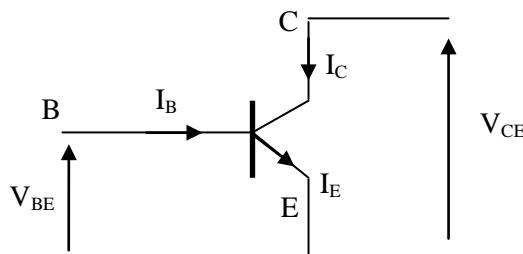
الدراسة الساكنة = استقطاب الترانزستور وخط الحمل الثابت وحساب نقطة التشغيل.

الدراسة الديناميكية = حساب تضخيم الجهد وتضخيم التيار ومقاومة الدخل ومقاومة الخرج.

1.3.IV مخطط مكافئ لترانزستور في النظام المتناوب

لأخذ كمثال دارة الباعث المشترك كما هو موضح في الشكل IV.10

تتكون الكميات الكهربائية (الجهد والتيار) الموجودة عند مختلف أطراف الترانزستور من مكونين: مكون تيار مستمر بسبب دائرة التحيز ومكون تيار متعدد بسبب الإشارة المفيدة.



الشكل IV.10. دارة الباعث المشترك.

تعطى المقادير الكهربائية المختلفة بالمقادير التالية :

$$v_{BE} = v_{be} + V_{BE} \quad \text{Voltage between base and emitter}$$

$$i_B = i_b + I_B \quad \text{Base current}$$

$$v_{CE} = v_{ce} + V_{CE} \quad \text{Voltage between collector and emitter}$$

$$i_C = i_c + I_C \quad \text{Collector current}$$

مع V_{BE} , V_{CE} , I_B , i_c , v_{ce} , v_{be} , v_b , v_i : مكونات الإشارة المستمرة، و v_{CE} , i_c , v_{ce} , v_{be} : مكونات الإشارة المتناوبة.

ترتبط نتائج مجموع المقادير الكهربائية المستمرة والمتناوبة معاً:

$$v_{BE} = f(i_B, v_{CE})$$

$$i_C = g(i_B, v_{CE})$$

الفرق بين هذين التعبيرين يعطينا :

$$\Delta v_{BE} = \frac{\partial f}{\partial i_B} \Delta i_B + \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} \Delta v_{CE} \quad (\text{IV. 19})$$

$$\Delta i_C = \frac{\partial g}{\partial i_B} \Delta i_B + \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} \Delta v_{CE} \quad (\text{IV. 20})$$

علماً أن:

$$\Delta v_{CE} = v_{ce} \text{ et } \Delta i_C = i_c \quad \text{و} \quad \Delta v_{BE} = v_{be} \text{ et } \Delta i_B = i_b$$

و المعادلات تصبح:

$$v_{be} = \frac{\partial f}{\partial i_B} i_b + \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} v_{ce} \quad (\text{IV. 21})$$

تشابه هاتان المعادلتان مع تمثيل المصفوفة الهجينية في الدارات الرباعية مثل :

$$v_{be} = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce} \quad (\text{IV. 23})$$

مع:

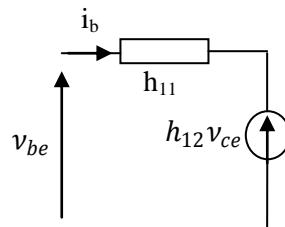
$$h_{11} = \frac{\partial f}{\partial i_B} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{ce}=cte} \quad cte \quad \text{et} \quad h_{12} = \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B=cte}$$

$$h_{21} = \frac{\partial g}{\partial i_B} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_B} \right|_{v_{ce}=cte} \quad cte \quad \text{et} \quad h_{22} = \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B=cte}$$

من المعادلتين (IV.23) و (IV.24)، يمكننا استنتاج مخطط مكافئ للترازستور للإشارات الصغيرة من خلال دراسة خصائص الدخل والخرج.

أ) خصائص المدخل:

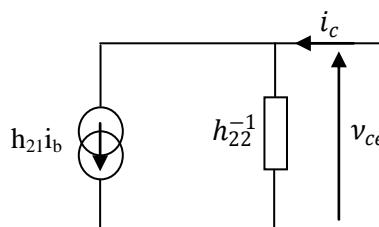
تعطي المعادلة (IV.23) المدخل، الذي يكافئ دائرة أحادية الشبكة تحتوي على المقاوم h_{11} الذي يتدفق من خلاله التيار i_b و $h_{12}v_{ce}$ كمصدر جهد متحكم فيه. h_{12} يمثل معامل الرجعة الداخلية للترانزستور ($h_{12} \approx 0$). وبالتالي تكون الدارة التي تظهر بين قاعدة الترانزستور وباعته على النحو التالي:



الشكل IV. 11. الرسم المكافئ لدارة المدخل

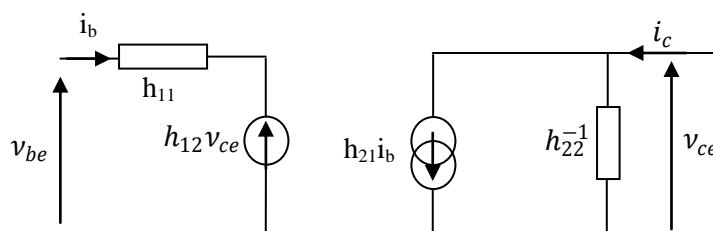
ب) خصائص المخرج:

تُستنتج دارة المخرج التي تظهر بين مجمع وباخت الترانزستور من المعادلة (IV.24)، وتتألف من عقدة واحدة ذات فرعين لها i_c كمصدر تيار كلي، h_{22}^{-1} مقاومة أحد الفرعين الذي لدينا عبره الجهد v_{ce} والفرع الثاني هو مصدر تيار متحكم فيه i_b . h_{21} يمثل كسب التيار للترانزستور في الباخت المشترك (h_{21} كبير جداً بشكل عام):



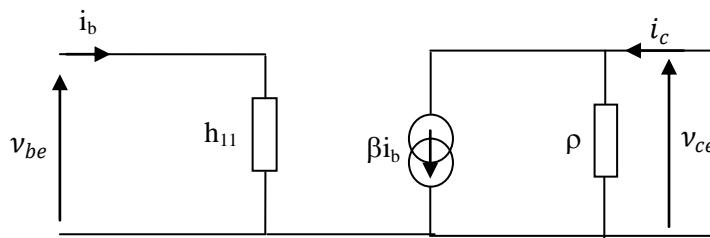
الشكل IV. 12. الرسم المكافئ لدارة المخرج

وبناءً على ذلك، فإن دمج الدائريتين (المدخل والخرج) يعطينا الشكل الكلي التالي:



الشكل IV. 13. الرسم المكافئ الكلي للدارة.

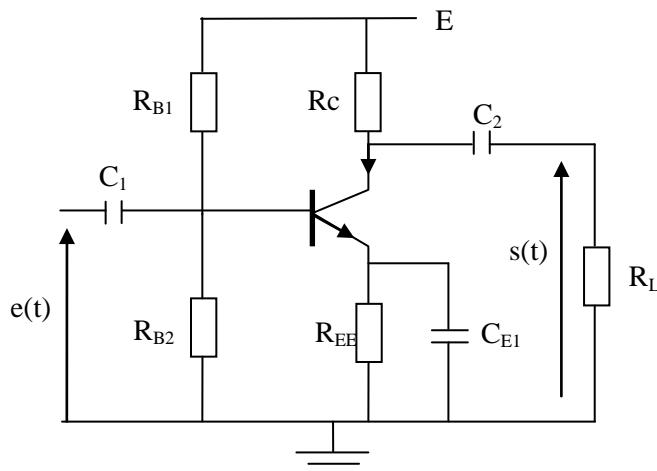
يمكن تبسيط الدائرة السابقة عن طريق إهمال h_{12} (قيمة صغيرة جداً)، وهو ما يعطي :



الشكل IV. 14. الرسم المكافئ المبسط لترانزستور ثنائي القطب.

2.3.IV دراسة الباعث المشترك (CE) مع R_E مفصول

الدائرة في الشكل IV.15 عبارة عن باعث مشترك مع R_E مفصول، ممثلاً بمضخم تردد منخفض متكون من جزء واحد و محمل بمقاومة R_L .

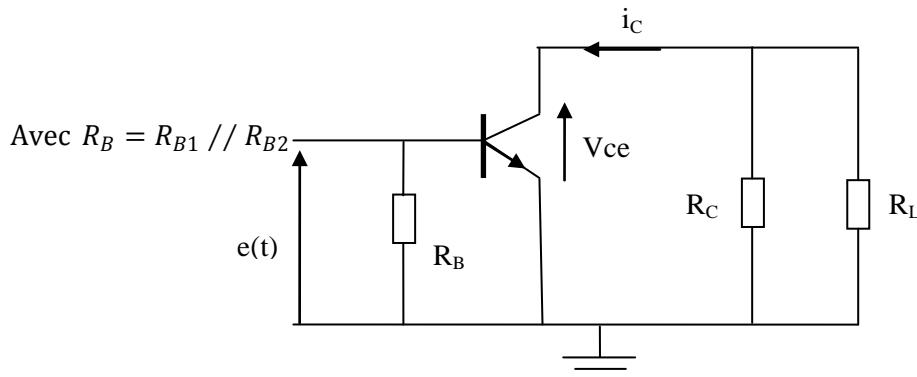


الشكل IV. 15. مضخم ذو أساس ترانزستور منخفض التواترات

يستلزم القيام بالدراسة الساكنة أولاً. بالنسبة للدراسة الديناميكية، يجب اتباع الخطوات التالية:

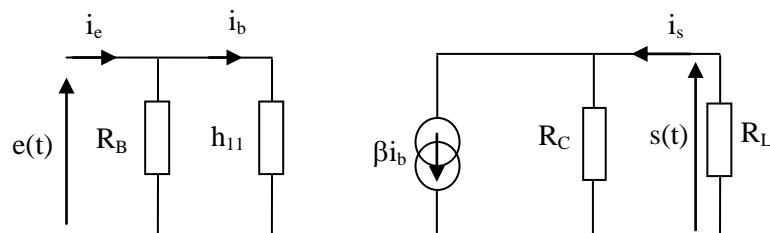
- قم بتقسيم دارة مصدر الجهد المستمر ($E=0$) واترك الإثارة بالتيار المتردد ($e(t)$) ;
- سيتم استبدال مكثفات الوصلة (مثل C_1 و C_2) ومكثفات فصل التيار المتردد (مثل C_E) بدواير تيار متردد قصيرة؛
- استبدل الترانزستور بمخطط التيار المتردد المكافئ له.

تصبح دارة مضخم التيار المتردد هي تلك الموضحة في الشكل الرابع 16:



الشكل IV. 16. مضخم في النظام المتناوب.

مخططها المكافئ الكامل على النحو التالي:

الشكل IV. 17. الرسم المكافئ للمضخم EC المتناوب مع R_E مفصول

أربع معاملات يجب تحديدها في الدراسة الديناميكية: تضخيم الجهد، وتضخيم التيار، ومقاومة المدخل، ومقاومة المخرج.

(أ) تضخيم الجهد

يُعطى تضخيم الجهد من خلال :

$$A_V = \frac{s}{e} \quad (\text{IV.25})$$

$$s = -R_C \parallel R_L \cdot \beta i_b \quad (\text{IV.26})$$

$$e = h_{11} i_b \quad (\text{IV.27})$$

$$\Rightarrow A_V = -\frac{\beta R_C \parallel R_L}{h_{11}} \quad (\text{IV.28})$$

(ب) تضخيم التيار :

تضخيم التيار يُعطى بواسطة :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e} \quad (\text{IV.29})$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b \quad (\text{IV.30})$$

نتحصل:

ج) ممانعة المدخل :

هذه هي نسبة جهد الدخل إلى تيار المدخل:

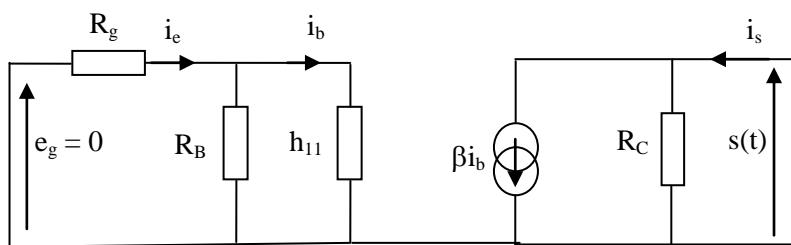
$$Z_i = \frac{e}{i_e} \quad (\text{IV.33})$$

و منه :

د) مقاومة المخرج :

هذه هي النسبة بين جهد المخرج وتيار الخرج مع قصر دارة المدخل وفصل RL (الشكل IV.18)

المقاوم R_L مفصول لأن دارة التشغيل الخاصة بها تم اختزالها إلى دارة ثيفينين (مصدر جهد الممانعة Z_S) أو دارة نورتون (مصدر تيار الممانعة i_s).



الشكل IV. 18. الرسم المكافئ للمضخم EC المتناوب عندما $e = 0$ و R_L مفصول.

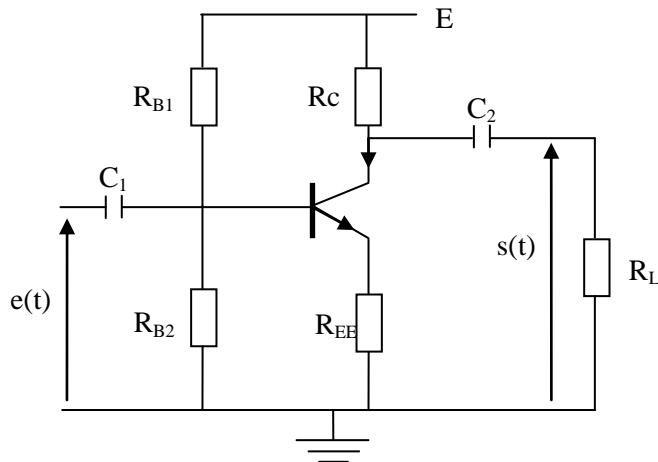
بتطبيق قانون الشبكات على جانب الدخل، نجد: $i_b = 0$ على جانب الخرج من الدائرة نفسها، بتطبيق قانون العقد :

$$i_s = \frac{S(t)}{R_C} + \beta i_b \quad \text{comme } i_b = 0 \text{ on a } i_s = \frac{S(t)}{R_C} \quad (\text{IV.37})$$

$$\text{Donc } Z_S = R_C \quad (\text{IV.38})$$

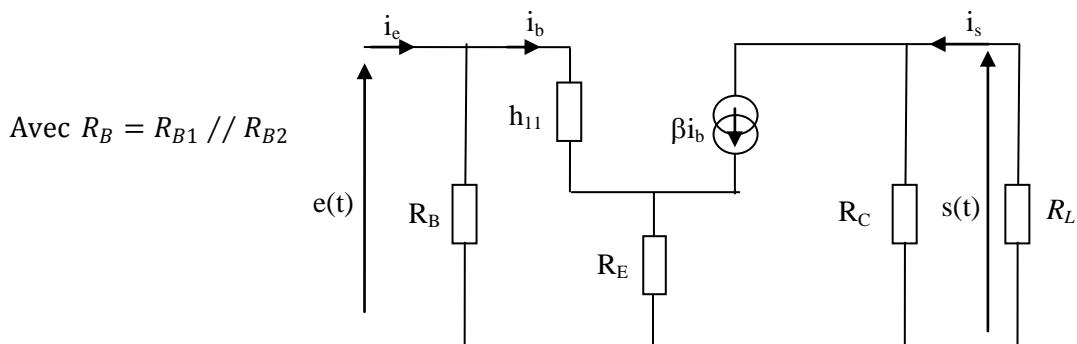
3.3.IV الباعث المشترك (CE) مع R_E غير مفصول

نستخدم نفس الدائرة كما في الفقرة السابقة ولكننا نزيل مكثف الفصل CE. تظهر الدائرة الناتجة في الشكل أدناه:



الشكل IV.19. الباعث المشترك (CE) مع R_E غير مفصل.

تظهر الدارة الديناميكية المكافئة في الشكل IV.20:



الشكل IV.20. الرسم المكافئ للباعث المشترك (CE) مع R_E غير مفصل.

أ) تضخيم الجهد

$$A_V = \frac{s}{e}$$

$$s = -(R_C \parallel R_L) \cdot \beta i_b \quad (\text{IV.39})$$

$$e = h_{11} i_b + (\beta + 1) i_b R_E = (h_{11} + (\beta + 1) R_E) i_b \quad (\text{IV.40})$$

$$A_V = -\frac{\beta R_C \parallel R_L}{(h_{11} + (\beta + 1) R_E)} \quad (\text{IV.41})$$

ب) تضخيم التيار

يعطى تضخيم التيار من خلال :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b \quad (\text{IV. 42})$$

$$i_e = \frac{R_B + (h_{11} + (\beta + 1)R_E)}{R_B} i_b \quad (\text{IV. 43})$$

$$A_i = \frac{\beta R_C}{(R_C + R_L)(R_B + (h_{11} + (\beta + 1)R_E))} \quad (\text{IV. 44})$$

ت) ممانعة المدخل

ممثلة بنسبة جهد المدخل إلى تيار المدخل:

$$Z_i = \frac{e}{i_e}$$

$$i_e = \frac{e}{R_B} + \frac{e}{(h_{11} + (\beta + 1)R_E)} \quad (\text{IV. 45})$$

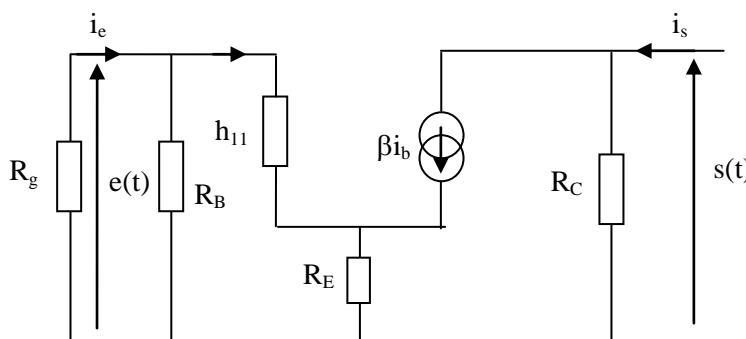
أين:

$$Z_e = R_B \parallel (h_{11} + (\beta + 1)R_E) = \frac{R_B(h_{11} + (\beta + 1)R_E)}{R_B + (h_{11} + (\beta + 1)R_E)} \quad (\text{IV. 46})$$

ث) ممانعة المخرج

هذه هي النسبة بين جهد المخرج وتيار الخرج مع قصر دارة المدخل وفصل RL

$$Z_S = \left. \frac{s(t)}{i_s} \right|_{e_g=0, R_L \text{ débranchée}}$$



الشكل IV. 21. الرسم المكافئ للمضخم EC المتناوب عندما $e_g = 0$ و R_L مفصولة.

بتطبيق قانون الشبكات على جانب المدخل، نجد: $i_b = 0$

على جانب المخرج من الدارة نفسها، بتطبيق قانون العقد :

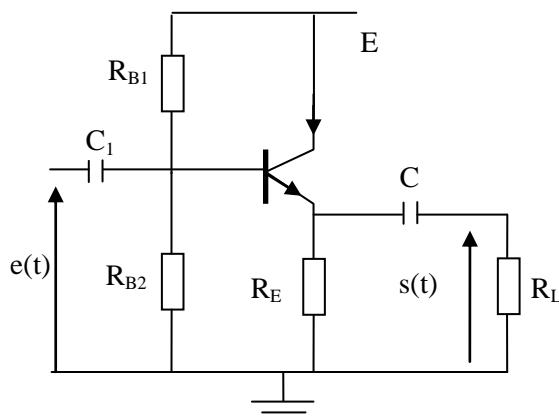
$$i_s = \frac{S(t)}{R_C} + \beta i_b \quad \text{comme } i_b = 0 \text{ on a } i_s = \frac{S(t)}{R_C} \quad (\text{IV. 47})$$

$$\text{Donc } Z_S = R_C \quad (\text{IV. 48})$$

4.3.IV المجمع المشترك (CC)

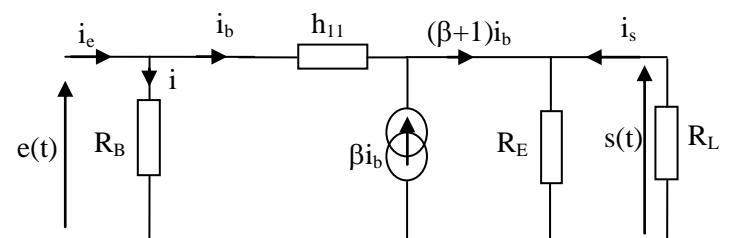
لتحديد نوع الدارة، نحتاج أولاً إلى تحديد طرق إشارة المدخل والمخرج، ويحدّد الطرفان المتبقيان نوع الدارة.

في حالة الدائرة الكهربية الموضحة في الشكل الآتي، يكون المدخل مطبقاً على القاعدة B، والخرج مأخوذاً من الباعث E، ومن ثم، تكون الدارة مجمعاً مشتركاً.



الشكل IV. 22. مضخم منخفض التواترات مكون من ترانزistor CC.
أ) تصخيم الجهد

$$A_V = \frac{s}{e} \text{ يعطى تصخيم الجهد من خلال:}$$



الشكل IV. 23. الرسم المكافئ للمضخم المكون من ترانزistor CC.

$$s = (R_E \parallel R_L)(\beta + 1)i_b \quad (\text{IV.49})$$

$$e = h_{11} i_b + (R_E \parallel R_L)(\beta + 1)i_b \quad (\text{IV.50})$$

$$\left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} A_V = \frac{(R_E \parallel R_L)(\beta + 1)}{(h_{11} + (\beta + 1)(R_E \parallel R_L))} \quad (\text{IV.51})$$

ب) تصخيم التيار

يعطى تصخيم التيار من خلال :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

بتطبيق مفهوم التيار على الخرج، نحصل على i

$$i_s = \frac{R_E}{R_E + R_L} (\beta + 1) i_b \quad (\text{IV.52})$$

$$i_e = i + i_b = \frac{e(t)}{R_B} + \frac{e(t)}{h_{11} + (\beta + 1)(R_E \parallel R_L)} \quad (\text{IV.53})$$

من هذه المعادلة يمكننا أن نرى أن التيار "ie" ينقسم إلى تيارين على طول فرعين من المقاومة R_B و $R_E \parallel R_L$

بتطبيق مفهوم التيار:

$$i_e = \frac{R_B + h_{11} + (\beta + 1)(R_E \parallel R_L)}{R_B} i_b \quad (\text{IV.54})$$

$$A_i = -\frac{R_E(\beta + 1)}{R_E + R_L} \frac{R_B}{R_B + h_{11} + (\beta + 1)(R_E \parallel R_L)} \quad (\text{IV.55})$$

ت) ممانعة المدخل

ممثلة بـ نسبة جهد المدخل إلى تيار المدخل:

$$Z_i = \frac{e}{i_e}$$

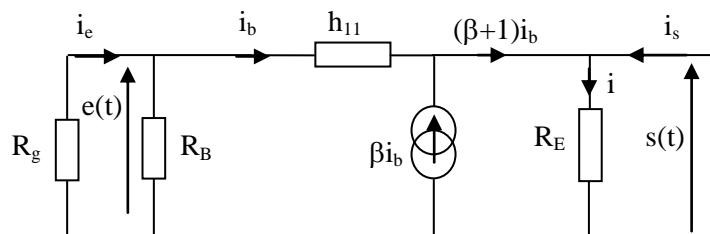
بالتعويض به كـ $e(t)$ في هذه النسبة، نجد أن :

$$Z_e = R_B \parallel (h_{11} + (\beta + 1)(R_E \parallel R_L)) \quad (\text{IV.56})$$

ث) ممانعة المخرج

هذه هي النسبة بين جهد المخرج وتـيار الخـرج مع قـصر دـارة المـدخل وـفصل R_L

بهذه الشروط، سيتم استبدال الدائرة بالدائرة الموضحة في الشكل التالي:



الشكل IV. 24. الرسم المكافئ للمضخم EC المتداوب عندما $e = 0$ و R_L مفصولة.

وفقاً للشكل، فإن عبارة i_s يعطى بالصيغة :

$$i_s = i - (\beta + 1)i_b = \frac{s(t)}{R_E} + (\beta + 1) \frac{s(t)}{h_{11}} \quad (\text{IV.57})$$

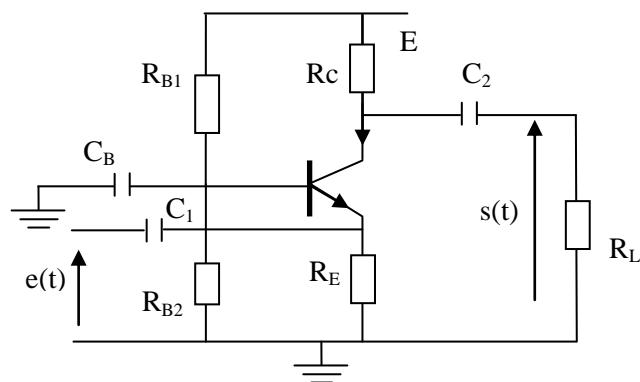
$$i_b = -\frac{s(t)}{h_{11}}$$

$$i_s = \frac{s(t)}{R_E} + \frac{s(t)}{\frac{h_{11}}{\beta + 1}} \Rightarrow Z_s = R_E \parallel \left(\frac{h_{11}}{\beta + 1} \right) \quad (\text{IV.58})$$

نظرًا لأن h_{11} يمثل المقاومة الديناميكية للديود الممر (مقاومة صغيرة القيمة) و β كسب التيار الساكن (كبير جدًا بشكل عام) فإن ممانعة المخرج Z_s تكون في معظم الحالات تقريرية بواسطة :

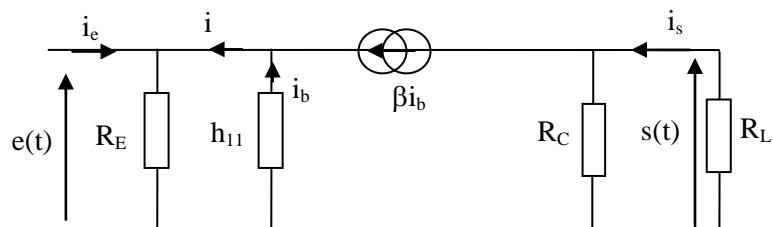
5.3.IV القاعدة المشتركة (CB)

في دائرة ذات قاعدة مشتركة (CB)، يتم توفير الإثارة من الباعث ويتم أخذ الخرج من المجموع.



الشكل IV. 25 مضخم منخفض التواترات مكون من ترانزistor BC.

في التيار المتردد، $E = 0$ ، يتم استبدال المكثفات بمعاوقة صفرية ويتم استبدال الترانزistor بمخطط مكافئ:



الشكل IV. 26 الرسم المكافئ للمضخم المكون من ترانزistor BC.

أ) تضخيم الجهد

يُعطى تضخيم الجهد من خلال:

$$s = -(R_C \parallel R_L) \cdot \beta i_b \quad (\text{IV.60}) \quad A_V = \beta \frac{R_C \parallel R_L}{h_{11}} \quad (\text{IV.62})$$

ب) تضخيم التيار

يعطى تضخيم التيار من خلال:

$$A_i = \frac{i_s}{i_e} \quad (\text{IV.63})$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b \quad (\text{IV.64})$$

بالتعويض عن i_s بدلالة i_b في التعبير عن i_e ، نحصل على:

$$i_e = -\frac{h_{11} i_b}{R_E} - (\beta + 1) i_b \quad (\text{IV.65})$$

$$i_e = -\left(\frac{h_{11}}{R_E} + (\beta + 1)\right) i_b \quad (\text{IV.66})$$

ونتيجة لذلك، يكون مقدار الكسب الحالي هو:

ت) ممانعة المدخل

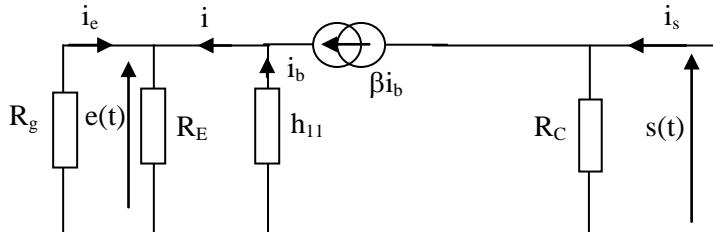
ممثلة بنسبة جهد المدخل إلى تيار المدخل:

من عبارة i_e بدلالة $e(t)$ ، و بقسمة الطرف الأيسر والأيمن على (t) ، نحصل على عبارة Z_e :

ث) ممانعة المخرج

هذه هي النسبة بين جهد المخرج وتيار الخرج مع قصر دارة المدخل وفصل R_L

بهذه الشروط، سيتم استبدال الدائرة بالدائرة الموضحة في الشكل التالي:

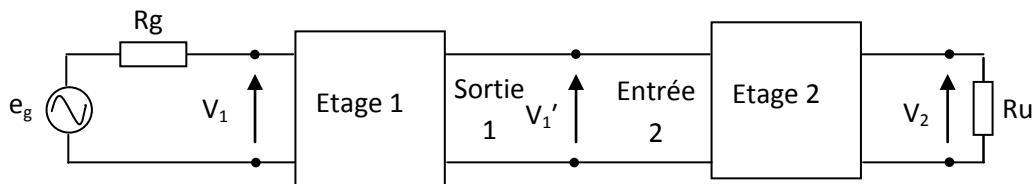


الشكل IV. 27. الرسم المكافئ للمضخم EC المتناوب عندما $e = 0$ و R_L مفصولة.

$$i_b = 0 \text{ يعطي } e_g(t) = 0$$

4. التضخيم متعدد المستويات

إذا كان المضخم أحادي الترانزستور أو المضخم أحادي المرحلة غير كافٍ، أو إذا كانت معاوقة مدخلاته أو مخرجاته غير متوافقة مع العناصر الأخرى التي يدمج فيها، فإن الحل هو أن يتم دمج عدة حلقات متتالية بحيث يكون التضخيم الكلي مساوياً لحاصل ضرب تضخيمات الحلقات المكونة له. بالنسبة لحلقتين، على سبيل المثال :



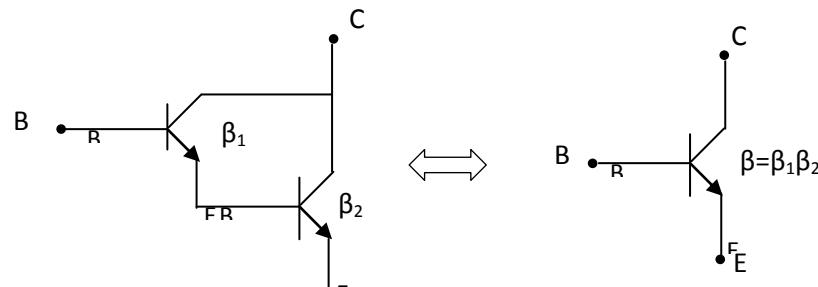
الشكل IV. 28. تضخيم على مرحلتين. المخرج 1 = المدخل 2.

تكون مقاومة المدخل للتجميع هي مقاومة الحلقة الأولى و مقاومة المخرج هي مقاومة الحلقة الأخيرة.

هناك طرق مختلفة لتوصيل الحلقات معًا في مضم الصوت: التوصيل بواسطة مكثف اقتران أو التوصيل بواسطة محول أو التوصيل المباشر مثل دائرة دارلينغتون.

دائرة دارلينغتون:

هو ربط ترانزستورين (مجمع مشترك)، للحصول على مقاومة مدخل عالية:



الشكل 29. IV دائرة دارلينغتون.

يتم التعامل مع الترانزستورين على أنهما ترانزستور واحد يكسب تيار عالي جداً. يتم تركيبهما في نفس العلبة التي تخرج منها ثلاثة أطراف: E و C و B.