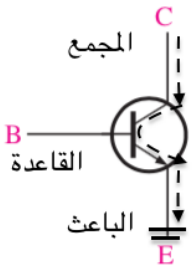
الفصل الأول

1.1 الترانزستور

الترانزستور هو اداة من مادة شبه موصلة يمكن ان تكون موصلة او عازلة للتيار في نفس الوقت. يعمل الترانزستور كمفتاح الكتروني للتحكم في امرار او اغلاق التيار المار من خلاله وكذلك كأداة فعالة لتكبير قيمة الإشارة الالكترونية او الصوتية الداخلة على دائرته. يعتبر الترانزستور حجر الأساس في بناء معظم الأجهزة الالكترونية الحديثة المستخدمة في وقتنا الحاضر.

يتألف الترانزستور كما هو موضح بالشكل (١-١) من ثلاث أطراف رئيسة (الباعث، القاعدة، المجمع). الفكرة الأساسية وراء عمل الترانزستور هي أنه يتيح بالتحكم في تدفق التيار الكهربائي المار من خلاله عبر قناة او مسار واحدة (من المجمع الى الباعث) عن طريق تغيير الشدة في تيار صغير يتدفق عبر قناة ثانية (طرف القاعدة). بمعنى اخر ان تيار صغير يتدفق بين القاعدة والباعث بمقداره التحكم في تدفق تيار كبير بين المجمع والباعث.

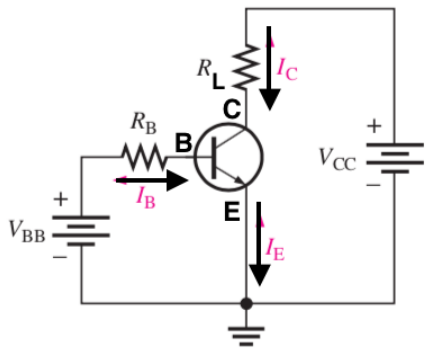


شكل (١-١)

2.1 مبدأ عمل الترانزستور

لفهم عمل الترانزستور بشكل أفضل نتصور ان هناك مجرى من الماء يتدفق في اتجاه واحد من المجمع الي الباعث ولكن إمكانية وصل الماء الى الباعث يتحكم بها طرف القاعدة. أي يمكن القول ان طرف القاعدة عبارة عن بوابة بحيث إذا كانت هذه البوابة مغلقة فلا يمكن للماء الوصل الى طرف الباعث اما إذا كانت البوابة مفتوحة بشكل قليل فان الماء سوف يصل الى الباعث بمقدار فتحة البوابة واما إذا تم فتح البوابة بشكل تام وكلي فان جميع الماء سوف يصل الى الباعث ولن يتدفق أكثر من ذلك. لهذا فان مقدار التيار الكهربائي المار في طرف القاعدة يتحكم بمقدار التيار المار بين المجمع والباعث مما يجعل الترانزستور يعمل كمفتاح كهربائي او مقاومة متغيرة.

يجب ان نتذكر دائما ان الجهد عند طرفي القاعدة يجب ان يكون أكبر من جهد الباعث (أي يجب ان يكون V 0.7 او أكبر) من اجل ان يمر تيار كهربائي في الترانزستور وبعدها يمكننا القول ان الترانزستور بدأ بالعمل. ان الترانزستور في هذه الحالة يعمل تماما كعمل مقاومة متغيرة مربوطة بين طرفي المجمع والباعث. ان ضخ تيار قاعدة I_B قليل يؤدي الى توليد تيار مجمع I_C قليل وبالتالي تزداد مقاومة الترانزستور والعكس صحيح إذا تم زيادة تيار القاعدة I_B. اما إذا كانت قيمة I_B تساوي صفر فمعناه انه لا يوجد تيار مجمع وبالتالي فان مقاومة الترانزستور ستكون عالية جدا وإذا كانت قيمة I_B عالية جدا فان المقاومة على طرفي الترانزستور ستكون صفر او مقاربة للصفر فولت (تقريبا 0.2 V).

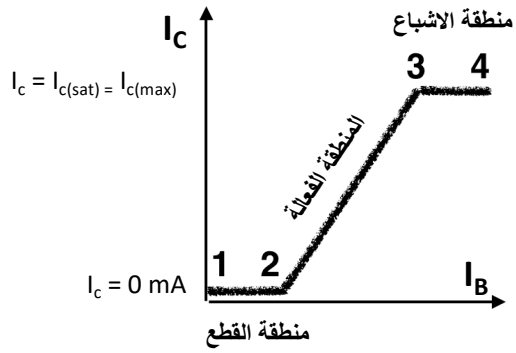


شكل (١-٢)

وبالنظر الى دائرة الترانزستور المربوط بهيئة NPN والموضحة بالشكل (١-٢)، نلاحظ ان مصدر الجهد المستمر V_{CC} سيعمل على ضخ تيار I_c عند طرف المجمع ولكن هذا التيار سوف يتوقف عن النقطة C ولا يمكنه العبور الى النقطة E (طرف الباعث) الى بعد ان تصبح الفولتية عن طرفي القاعدة-باعث V_{BE} حوالي 0.7 فولت عند النقطة B مؤدية الى توليد تيار I_B. يمكن تسمية I_B بتيار التحكم لأنه يتحكم بمقدار فتح البوابة بين طرفي المجمع-باعث وتيار I_C يسمى تيار الحمل لأنه مسؤول عن امرار التيار في مقاومة الحمل R_L التي هي بالأساس تمثل مصباح او محرك كهربائي او أي عنصر كهربائي يراد التحكم في تشغيله باستخدام الترانزستور. ان التحكم بتشغيل مصباح كهربائي يحتاج حوالي الى نصف أمبير باستخدام تيار قاعدة بحدود 100 مايكرو-أمبير هو فعلا من المميزات الرائعة لاستخدام الترانزستور في التطبيقات الالكترونية.

3.1 العلاقة بين تيار الحمل (I_C) وتيار التحكم (I_B)

ندرس الان كيفية عمل I_B في التحكم بخصائص الترانزستور. بالنظر الى شكل (١-٣)، نجد ما يأتي:



شكل (١-٣)

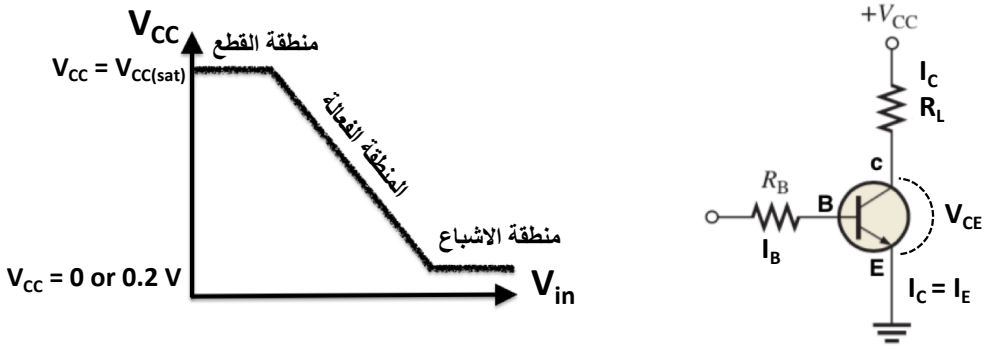
أ- من نقطة ١ الى ٢ تكون قيمة V_{BE} اقل من 0.7 وتكون قيمة $I_C = 0$ لان $I_B = 0$ ويكون الترانزستور في منطقة القطع. يمكن اعتبار الترانزستور كسلك مقطوع لا يمرر التيار ابدا وان الترانزستور يعمل كمفتاح مفتوح.

ب- من نقطة ٢ الى ٣ تكون قيمة V_{BE} مساوية او أكبر من 0.7 V ويبدأ بعدها I_C بالمرور الى طرف الباعث المؤرض ويعتمد مقداره على قيمة I_B. ان العلاقة بين تيار الحمل وتيار القاعدة هي علاقة خطية بمعنى ان تيار المجمع سوف يزداد خطيا مع زيادة تيار القاعدة. الترانزستور سوف يكون في المنطقة الفعالة او الخطية والترانزستور في هذه الحالة سيعمل كمقاومة متغيرة. ان عمل الترانزستور كمقاومة متغير له أهمية كبيرة في تطبيقات تكبير التيار والفولتية كما سوف نراه لاحقا. يجب ان نذكر بان العلاقة ($I_C = \beta I_B$) التي تم شرحها سابقا يمكن فقط تطبيقها عندما يكون الترانزستور في المنطقة الفعالة.

ج- من نقطة ٣ الى ٤ تتوقف العلاقة بين تيار الحمل وتيار التحكم وذلك لان أي زيادة في تيار التحكم بعد النقطة ٣ سوف لا يقابله زيادة في تيار الحمل. يكون الترانزستور في هذه الحالة في منطقة الاشباع. يحدث الاشباع للترانزستور وذلك لان اعلى قيمة ال ($I_{C(sat)}$) تعتمد على قيمة V_{CC} وان زيادة I_B سوف لن تؤدي الى زيادة تيار الحمل I_C وبهذا فان الترانزستور سوف يكون مشبعا. يمكن اعتبار الترانزستور كسلك مغلق يمرر تيار عالي جدا وبهذا فان مقاومة الترانزستور ستكون صغيرة جدا والترانزستور سوف يعمل كمفتاح مغلق.

4.1 العلاقة بين جهد الادخال (V_{in}) وجهد (V_{CE})

من العلاقات المهمة التي تتحكم في خصائص الترانزستور هي علاقة مقدار الجهد V_{in} عند دائرة ادخال الترانزستور ومقدار الجهد V_{CE} على طرفي الترانزستور في دائرة الإخراج. بالنظر الى شكل (١-٤) (أ)، نجد ما يأتي:



شكل (١-٤)

(أ) (ب)

أ- عندما يكون جهد V_{in} ذو قيمة سالبة او صفر او اقل من 0.7 V فان $I_B=0$ وبالتالي لا يمر تيار حمل $I_C=0$ وبهذا يكون الترانزستور كمفتاح مفتوح.

عند تحليل دائرة الإخراج للدائرة الموضحة بالشكل (١-٤) (ب) نجد ان ($V_{CC} - I_C R_L - V_{CE} = 0$). بمعنى اخر، ان هناك جزء من جهد ال V_{CC} سوف يؤخذ على طرفي مقاومة الحمل R_L وجزأ اخر على طرفي الترانزستور V_{CE}. ان فرق الجهد على طرفي مقاومة الحمل يمكن ايجاده باستخدام قانون اوم ($V_L = I_C R_L$). بما ان $I_C = 0$ فمعناه انه لا يوجد فرق جهد مسلط على طرفي مقاومة الحمل وبهذا فان كل قيمة جهد ال V_{CC} سوف يتم تسليطها على طرفي الترانزستور أي ($V_{CC} = V_{CE}$). وهذا هو شرط القطع للترانزستور كما تعلمناه سابقا.

ب- عندما يكون جهد V_{in} مساويا الى 0.7 V فان I_B يعمل على زيادة I_C حسب العلاقة الخطية بينهما. ان زيادة I_C يعني زيادة الجهد المسلط على مقاومة الحمل V_L وبالتالي يقل الجهد على طرفي الترانزستور V_{CE}. في هذه الحالة يكون الترانزستور في الوضع الفعال.

ج- عندما زيادة جهد V_{in} الى قيمة عالية، فان I_C سوف يزداد ويزداد نتيجة لذلك قيمة V_L وتقل قيمة V_{CE} الى ان تصل الى الصفر او تقريبا $V_{CE(sat)}= 0.2$ V. في هذه الحالة يكون جميع جهد متركزا حول مقاومة الحمل. وهذه هو شرط حصول الاشباع للترانزستور.

سؤال: إذا كان الترانزستور يعمل كمفتاح لماذا لا نستخدم المفتاح العادي؟

الجواب:

١- المفتاح العادي يحتاج الى قوة ميكانيكية ليعمل ولكن الترانزستور يحتاج الى إشارة كهربائية صغيرة.

٢- سرعة غلق وفتح المفتاح العادي محددة جدا ولكن الترانزستور يوفر سرعات كبيرة للفتح والغلق.

سؤال: إذا كان الترانزستور يعمل كمقاومة متغيرة لماذا لا نستخدم مقاومة متغيرة عادية؟

الجواب:

١- المقاومة المتغيرة العادية تحتاج الى قوة ميكانيكية لكي تعمل ولكن الترانزستور يحتاج الى إشارة كهربائية صغيرة.

٢- المقاومة المتغيرة العادية تتحمل تيارات كهربائية محدودة ولكن الترانزستور يتحمل تيارات عالية.

٣- العمر الافتراضي للمقاومة المتغيرة العادية اقل من الترانزستور إذا تم استخدامها بشكل متكرر وبكثرة.

سؤال واجب: هل من الممكن ان يتم قياس تيار في دائرة الإخراج إذا كان الترانزستور لا يعمل أي في منطقة القطع؟ إذا كان الجواب بنعم فاثبت ذلك؟

سؤال واجب: لماذا يصل الترانزستور الى حالة الاشباع؟ ومتى تكون قيمة ال V_{CE} تساوي صفر او 0.2 V؟

5.1 التحقق من حالة الترانزستور حسابيا

إذا كانت لدينا دائرة ترانزستور ونود التعرف فيما إذا كان الترانزستور يعمل في أحد المناطق الثلاثة (القطع – الفعالة – الاشباع)، فالعامل الأساسي لتحقيق هذه الحاسبات هو معرفة قيمة تيار القاعدة I_B واجراء ما يلي:

أ- إذا كانت قيمة I_B مساوية للصفر، فان الترانزستور بلا شك يعمل في منطقة القطع.

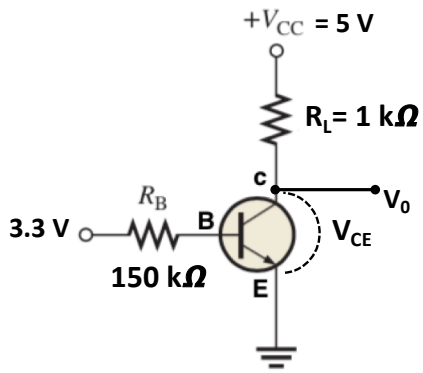
ب- إذا كانت قيمة I_B أكبر من 0.7 فولت فيجب حساب قيمة V_{CE} للتحقق من ان الترانزستور يعمل في المنطقة الفعالة او منطقة الاشباع. فاذا كانت ال V_{CE} أكبر من 0.2 فولت فان الترانزستور يعمل في المنطقة الفعالة ومنها يمكن تطبيق العلاقة ($I_C = \beta I_B$). اما اذا كانت ال V_{CE} مساوية او اصغر من 0.2 فولت فان الترانزستور يعمل في منطقة الاشباع ومنها يمكن تطبيق العلاقة ($I_C = I_{C(sat)}$).

مثال (١-١):

إذا كانت لدينا دائرة ترانزستور موضحة بالشكال (١-٥). في أي منطقة يعمل الترانزستور؟ ما قيمة فولتية الإخراج V_o؟ افترض قيمة ال $V_{BE} = 0.7\ V$ وان قيمة ال $\beta = 120$.

الحل/

المطلب الأول:



شكل (١-٥)

بتطبيق قانون كيروشوف للجهد على دائرة الادخال، يمكن إيجاد قيمة تيار القاعدة:

$$3.3\ V - (150 \times 10^3 \Omega \times I_B) - 0.7 = 0$$

$$\therefore I_B = \frac{3.3\ V - 0.7\ V}{(150 \times 10^3 \Omega)} = 1.73 \times 10^{-5} A = 17.3\ \mu A\ > 0$$

بما ان I_B أكبر من الصفر, فنستبعد ان يكون الترانزستور في حالة القطع. بقي لدينا التعرف على قيمة V_{CE} لتحديد منطقة عمل الترانزستور. يمكن ايجادها بتطبيق قانون كيرشوف للجهد على دائرة الإخراج

$$\therefore 5V - (10^3 \Omega \times I_{C)}) - V_{CE} = 0$$

لدينا هنا مجهولين (V_{CE} و I_C)! لحل هذه المسالة نستخدم طريقتين للحل،

أولا: نفترض ان الترانزستور يعمل في المنطقة الفعالة. على هذا الأساس يمكن ان نحصل على I_C كالاتي:

$$I_C = \beta\ I_B = 120 \times 17.3\ \mu A = 2.076\ mA$$

الان يمكننا إيجاد قيمة V_{CE}

$$5\ V - (10^3 \Omega \times 2.076\ mA) - V_{CE} = 0$$

$$V_{CE} = 5\ V - (10^3 \Omega \times 2.076\ \times 10^{-3} A)$$

$$\therefore V_{CE} = 2.92\ V\ > 0.2. \qquad [\Omega \times A = V]$$

بما ان V_{CE} أكبر من *0.2 V* فان الترانزستور بالفعل يعمل في المنطقة الفعالة وان افتراضنا كان صحيحا.

ثانيا: كما تعلمنا سابقا, يمكن حساب قيمة $I_{C(sat)}$ ومقارنتها مع I_C كلاتي

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_L} = \frac{5\ V - 0.2\ V}{10^3\Omega} = 4.8\ \times 10^{-3} A = 4.8\ mA$$

بما ان قيمة I_C اقل من $I_{C(sat)}$ فان الترانزستور يعمل في المنطقة الفعالة وهذا تأكيد اخر على افتراضنا.

المطلب الثاني:

بما ان الفولتية الخارجة على طرفي الترانزستور, فان

$$\therefore\ V_o = V_{CE} = 2.92\ V$$

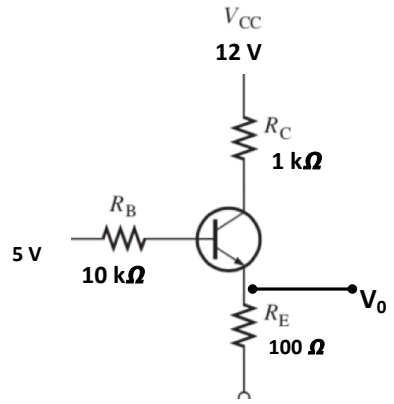
2.92 V هي الفولتية المتوقع قياسها عمليا إذا ما ربطت أطراف الفولتميتر على طرفي الترانزستور.

واجب١ : *كيف تجعل الترانزستور في المثال (١-١) يصل الى حالة الاشباع؟ هناك عنصر مطلوب تغيروه لتحقيق هذا الشرط؟*

مثال (١-٢): *إذا كانت لدينا دائرة ترانزستور موضحة بالشكال (١-٦). في أي منطقة يعمل الترانزستور؟ ما قيمة فولتية الإخراج V_o؟ افترض قيمة ال $V_{BE} = 0.7\ V$ وان قيمة ال* $\beta = 120$.

الحل/

المطلب الأول:



شكل (١-٦)

بتطبيق قانون كيروشوف للجهد على دائرة الادخال، على فرض ان ($I_E = I_C$) يمكن إيجاد قيمة تيار القاعدة:

$$5\ V - (10 \times 10^3\Omega \times I_B) - 0.7 - (100\ \Omega \times I_C) = 0$$

نعوض عن قيمة I_C بالعلاقة ($I_C = \beta\ I_B$)

$$5\,V - (10 \times 10^3\Omega \times I_B) - 0.7 - (100\ \Omega \times \beta \times I_B) = 0$$

$$\therefore I_B = \frac{5\,V - 0.7\,V}{(10 \times 10^3\Omega) + (100\ \Omega \times 120)} = 1.95 \times 10^{-4}A = 195.5\ \mu A\ > 0$$

بما ان I_B أكبر من الصفر, فنستبعد ان يكون الترانزستور في حالة القطع. بقي لدينا التعرف على قيمة V_{CE} لتحديد منطقة عمل الترانزستور. يمكن ايجادها بتطبيق قانون كيرشوف للجهد على دائرة الإخراج

$$12V - (10^3\Omega \times I_C) - V_{CE} - (100\ \Omega \times I_C) = 0$$

لدينا هنا مجهولين (V_{CE} و I_C)! لحل هذه المسالة نستخدم طريقتين للحل،

<u>أولا:</u> نفترض ان الترانزستور يعمل في المنطقة الفعالة. على هذا الأساس يمكن ان نحصل على I_C كالاتي:

$$I_C = \beta\ I_B = 120 \times 195.5\ \mu A = 23.46\ mA$$

الان يمكننا إيجاد قيمة V_{CE}

$$12V - (1100\ \Omega \times I_C) - V_{CE} = 0$$

$$\therefore V_{CE} = 12\,V - (1100\ \Omega \times 23.46\ \times 10^{-3}A) = -13.8\,V\ < 0.2 \qquad [\Omega \times A = V]$$

بما ان V_{CE} أصغر من $0.2\ V$ فان الترانزستور يعمل في منطقة الاشباع وان افتراضنا كان غير صحيح.

<u>ثانيا:</u> يمكن حساب قيمة $I_{C(sat)}$ ومقارنتها مع I_C كلاتي

$$\therefore I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_L} = \frac{12\,V - 0.2\,V}{1100\ \Omega} = 10.7\ \times 10^{-3}A = 10.7\ mA$$

بما ان قيمة I_C أكبر من $I_{C(sat)}$ فان الترانزستور يعمل في منطقة الاشباع.

إذا القيمة الحقيقة ل I_C تساوي 10.7 mA وليس 23.46 mA.

المطلب الثاني:

بما ان الفولتية الخارجة مأخوذة على طرفي المقاومة R_E, فان

$$\therefore\ V_o = 100\ \Omega \times 10.7\ mA = 1.1\ V$$

6.1 القدرة المبددة في الترانزستور

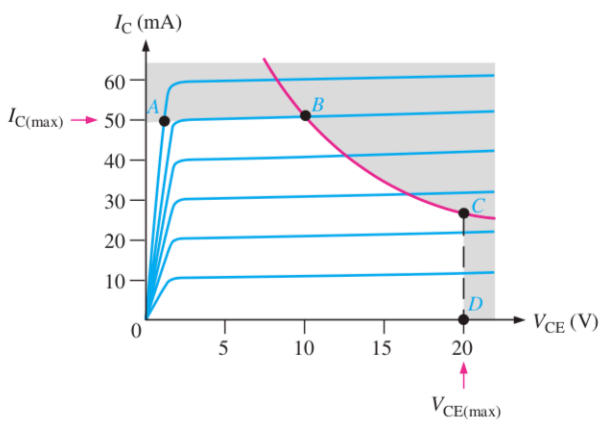
ترانزستور ثنائي القطبية مثله مثل أي أداة الكترونية له قيود في عمليه. يتم تحديد هذه القيود في شكل معدلات قصوى ويتم تحديدها عادةً في ورقة بيانات الشركة المصنعة. عادة، يتم إعطاء الحد الأقصى لمعدل جهد مجمع-قاعدة، جهد مجمع-باعث، جهد باعث-قاعدة، تيار المجمع، وتبديد الطاقة.

يجب ألا يتجاوز حاصل ضرب V_{CE} في I_C الحد الأقصى لمعدل تبديد الطاقة. لا يمكن أن يكون كل من V_{CE} و I_C بحد أقصى في نفس الوقت. إذا كان V_{CE} هو الحد الأقصى، يمكن حساب I_C كالاتي

$$I_C = \frac{P_{D(\max)}}{V_{CE}}$$

إذا كان الحد الأقصى هو I_C، يمكن حساب V_{CE} بإعادة ترتيب المعادلة السابقة كما يلي:

$$V_{CE} = \frac{P_{D(\max)}}{I_C}$$



(أ)

$P_{D(max)}$	V_{CE}	I_C
500 mW	5 V	100 mA
500 mW	10 V	50 mA
500 mW	15 V	33 mA
500 mW	20 V	25 mA

(ب)

شكل (١-٧)

بالنسبة لأي ترانزستور معطى، يمكن رسم منحنى تبديد الطاقة الأقصى على منحنيات خواص المجمّع، كما هو موضح في الشكل (١-٧) (أ). يتم جدولة هذه القيم في الشكل (١-٧) (ب). تفترض ان $P_{D(max)} = 500$ mW، $V_{CE(max)}$ 20 V، و $I_{C(max)} = 50$ mA. يظهر المنحنى أنه لا يمكن تشغيل هذا الترانزستور في الجزء المظلل من الرسم البياني.

$I_{C(max)}$ هو الحد المقيد بين النقطتين A و B ، و $P_{D(max)}$ هو الحد المقيد بين النقطتين B و C ، و $V_{CE(max)}$ هو الحد المقيد بين النقطتين C و D.

مثال (١-٣): *يجب تشغيل ترانزستور معين باستخدام $V_{CE} = 6\ V$. إذا كان الحد الأقصى لمعدل الطاقة هو 250 mW، فما هو أكبر تيار مجمع يمكن ان يتحمله الترانزستور؟*

الحل/

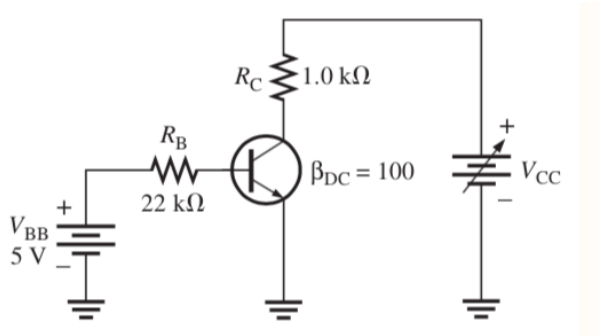
$$I_C = \frac{P_{D(\max)}}{V_{CE}} = \frac{250\ mW}{6\ V} = 41.7\ mA$$

هذا هو الحد الأقصى الحالي لهذه القيمة الخاصة من V_{CE}. يمكن أن يعالج الترانزستور تيارًا مجمعًا أكثر إذا تم تقليل V_{CE}، طالما لا يتم تجاوز $P_{D(max)}$ و $I_{C(max)}$.

واجب٢: *إذا كان* $P_{D(max)} = 1\ W$ *، كم مقدار الجهد المسموح به من المجمع إلى الباعث* V_{CE} *إذا كان الترانزستور يعمل مع* $I_C = 100\ mA$*؟*

مثال (١-٤): *يحتوي الترانزستور في الشكل (١-٨) على المعدلات القصوى التالية: $P_{D\ (max)} = 800\ mW$ و $V_{CE\ (max)} = 15\ V$ و $I_{C\ (max)} = 100\ mA$. اوجد الحد الأعلى التي يمكن من خلالها تعديل قيمة V_{CC} دون ان تتجاوز المعدل المسموح. ما هو المعدل الذي سيتم تجاوزه أولاً؟*

الحل/



شكل (١-٨)

المطلب الأول:

نحسب قيمة I_B لكي نحدد قيمة ال I_C

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{5\ V - 0.7\ V}{22\ k\Omega} = \frac{4.3\ V}{22 \times 10^3\ \Omega} = 0.195\ \times 10^{-3}\ A$$

$$\therefore I_B = 195\ \times 10^{-6}\ A = 195\ \mu A$$

$$\therefore I_C = \beta \times I_B = 100 \times 195\ \mu A = 19.5\ mA$$

قيمة I_C اقل بكثر من $I_{C\ (max)}$ ومن الناحية المثالية سوف لن تتغير مع V_{CC} بل ان I_C تتغير فقط مع I_B و β.

الان قيمة الجهد المطبق على المقاومة R_C هو

$$V_{RC} = I_C \times\ R_C = 19.5\ \times 10^{-3} A\ \times\ 10^3 \Omega = 19.5\ V$$

يمكن ان نحدد قيمة V_{CC} عندما $V_{CC} = V_{CC(max)} = 15\ V$

$$V_{RC} = V_{CC} - V_{CE}$$

لذلك فان

$$V_{CC(\max)} = V_{CE(max)} + V_{RC} = 15\ V + 19.5\ V = 34.5\ V$$

يمكن زيادة V_{CC} إلى 34.5 V، في ظل الظروف الحالية، قبل تجاوز $V_{CE(max)}$. ومع ذلك، في هذه الفترة، من غير المعروف ما إذا كان قد تم تجاوز $P_{D(max)}$ أم لا.

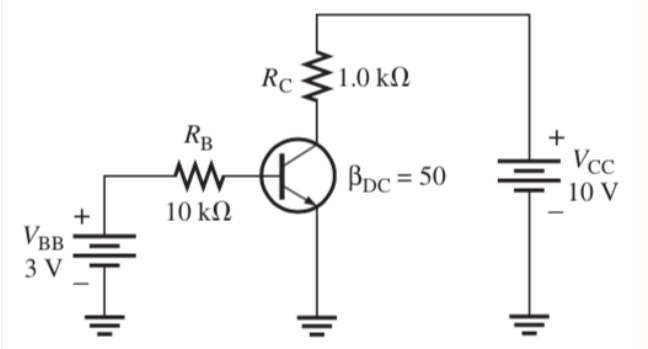
$$P_D = V_{CE(max)} \times I_C = 15\ V + 19.5\ mA = 293\ W$$

نظرًا لأن $P_{D(max)}$ هو 800 mW، فإنه لا يتم تجاوزه عند $V_{CC} = 34.5\ V$. لذا ، $V_{CE(max)} = 15\ V$ هو الحد الاعلى في هذه الحالة.

المطلب الثاني:

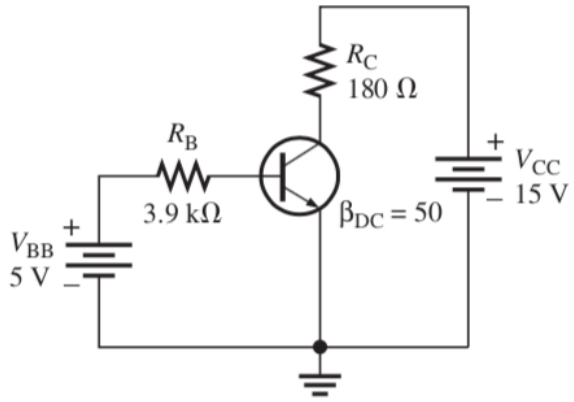
إذا تمت إزالة I_B مما يؤدي إلى إيقاف تشغيل الترانزستور، فسيتم تجاوز معدل $V_{CE(max)}$ **<u>أولاً</u>** لأنه سيتم جهد V_{CC} سوف يتم تسليطه بالكامل عبر طرفي الترانزستور.

واجب٣: *في أي منطقة يعمل الترانزستور الموضح بالشكل (١-٩) ؟ اتبع نفس الخطوات في المثال (١-١)!*



شكل (١-٩)

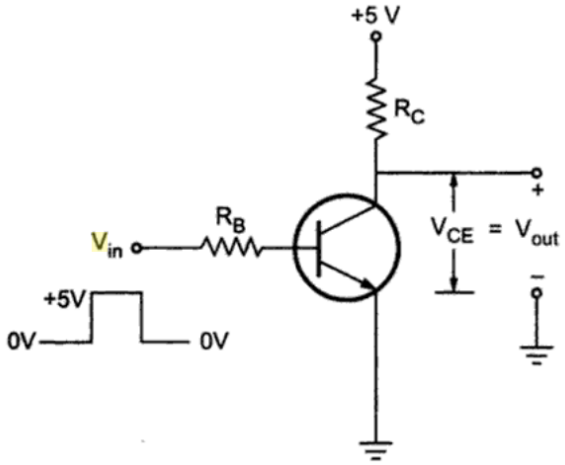
واجب٤: *في أي منطقة يعمل الترانزستور الموضح بالشكل (١-١٠) ؟ اتبع نفس الخطوات في المثال (١-١)!*



شكل (١-١٠)

واجب٥: *يتم تشغيل ترانزستور معين بتيار جامع 50 ميلي أمبير. الى أي حد يمكن أن تصل اليه قيمة* V_{CE} *دون تجاوز اعظم قدرة* ($P_{D(max)} = 1.2$ W) *؟*

واجب٦: *كيف تتوقع شكل الموجة المربعة الخارجة من دائرة الترانزستور الموضحة في الشكل (١-١١)؟*



شكل (١-١١)

الفصل الثاني

7.1 دوائر انحياز الترانزستور

في هذا الفصل، سنبدأ بمعرفة دوائر انحياز الترانزستورات. يتطلب تحليل دائرة الترانزستور لاستخدامه كمكبر معرفة استجابة الترانزستور لكل من التيار المستمر (DC) والتيار المتردد (AC) (سوف نتكلم عن استخدام التيار المتردد في الفصل القادم). يمكن أن نقوم بتحليل دائرة ال DC وAC للترانزستور بشكل منفصل لكن الشروط المختارة في تحليل دائرة DC ستؤثر على استجابة AC والعكس صحيح أيضا. بمجرد تحديد قيم التيارات والجهود المطلوبة في دائرة ال DC، يمكننا بناء دائرة تحدد نقطة التشغيل (Q-Point) المرغوبة للترانزستور. إضافة الى ذلك, يجب ضبط نقطة تشغيل التيار المستمر بحيث ان أي تغير يحدث على الإشارة المتناوبة عند طرف الإدخال يجب ان يؤدي الى تكبير هذه الاشارة وإعادة إنتاجها بدقة عند طرف الاخراج. يمكن اعطاء تعرف لنقطة التشغيل للترانزستور، والمعروفة أيضًا بنقطة التحيز، أو نقطة Q، على انها النقطة التي تقابل جهد أو تيار مستمر DC محدد تم تطبيقه على اطراف دائرة الادخال والإخراج للترانزستور عند عدم وجود إشارة إدخال متناوبة. تسمى ايضا قيم الفولتية والتيار المستمرة بإحداثيات نقطة التشغيل.

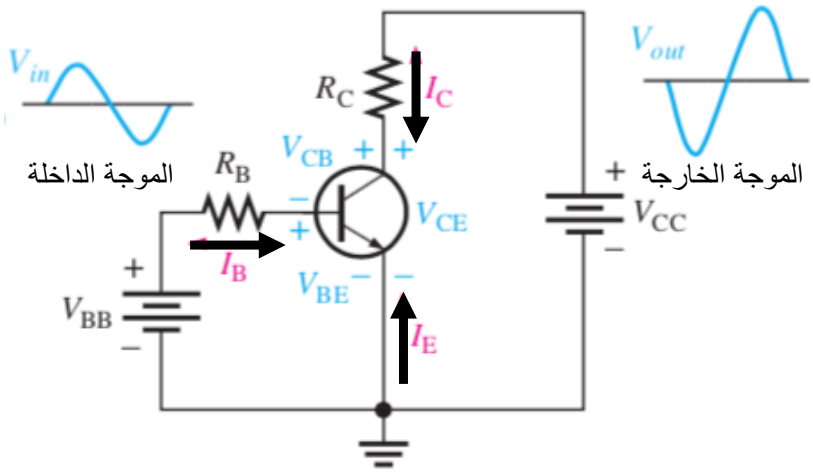
لذا يتعين علينا إنشاء دائرة مميزة للحصول على نقطة التشغيل المطلوبة. ولهذا الغرض، نستخدم التحيز. إذن ما هو التحيز؟ التحيز هو العملية التي يتم تطبيق فولتية خارجية معينة لتحديد نقطة التشغيل المناسبة للترانزستور. تسمى هذه الدوائر بدوائر الانحياز. وفي هذا الفصل، سوف يتم تحليل أنواع مختلفة من دوائر الانحياز لمعرفة خصائصها والغرض من استخدامها وكذلك بعض المشاكل المتعلقة في عمل كل دائرة.

8.1 نقطة التشغيل المستمر (DC Q-Point)

تعلمنا سابقا ان مناطق التشغيل الثلاثة للترانزستور هي **اولا** المنطقة الفعالة او الخطية **وثانيا** منطقة الاشباع **وثالثا** منطقة القطع. لاستخدام الترانزستور كمكبر للصوت او أي شارة كهربائية يجب ان يكون عمل الترانزستور في المنطقة الفعالة. لذلك نحن بحاجة إلى ان يكون تحيز الترانزستور أو تطبيق الفولتية الخارجية DC بطريقة بحيث تبقى نقطة تشغيل الترانزستور في المنطقة الفعالة طوال تحليلنا للدائرة.

في هذا الفصل، سوف نحلل دوائر انحياز الترانزستور باستخدام الترانزستور المربوط بهيئة الباعث المشترك NPN بسبب التكبير العالي للتيار. في حالة ترانزستور الباعث المشترك كما هو موضح بالشكل (٢-١)، يكون طرف الباعث المؤرض مشترك بين دائرة الادخال ودائرة الإخراج. وتكون المقاومة R_B مربوطة على التوالي مع طرف القاعدة ومصدر الجهد المستمر V_{BB} (دائرة الادخال). اما المقاومة R_C فتكون مربوطة على التوالي

مع طرف المجمع ومصدر الجهد المستمر V_{CC} (دائرة الاخراج). يكون تيار القاعدة I_B هو تيار الادخال وفولتية الادخال هي V_{BE} اما تيار المجمع I_C فهو تيار الاخراج وفولتية الإخراج هي V_{CE}.



شكل (١-٢)

إذا قمنا بتطبيق إشارة إدخال على الترانزستور فإننا نريد ان نحصل على إشارة اخراج مكبرة من دون أي تشويه. على سبيل المثال، إذا تم تطبيق إشارة ادخل جيبيه كما هو موضح بالشكل (٢-١)، فإن الإشارة الخارجة يجب ان تكون نسخة طبق الأصل من موجة الادخال أي جيبيه ومكبرة في نفس الوقت. بمعنى اخر يجب ان تحافظ أي موجة ادخال على شكلها عند دائرة الإخراج بالإضافة الى ان تكون مكبرة. لذلك يجب ان لا يتم قص أي جزء من شكل الموجة الخارجة. هذا ما نعنيه بالتكبير الاصيل لإشارة الإدخال. إذا التكبير الأصيل هو عملية زيادة قوة أي إشارة كهربائية او صوتية ضعيفة دون أي يحدث تغيير في شكلها العام. العامل الأساسي لتحقيق التكبير الاصيل هو أن جهد الادخال للترانزستور يبقى دائما منحازًا اماميا وجهد الاخراج يكون دائما منحازا عكسيا. إضافة الى ذلك, يجب أن لا يتم اضطراب نقطة التشغيل حيث يجب أن تظل ثابتة لتحقيق التكبير الاصيل. ومن ثم فإن النقطة Q هي القيمة التي يتحقق فيها التكبير الاصيل.

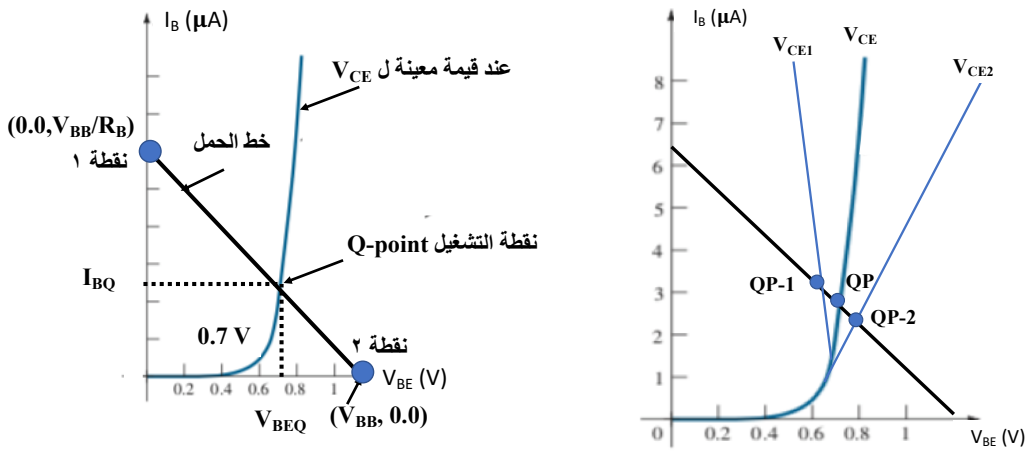
الشيء الأهم الان هو نقطة التشغيل. لدينا نوعان من نقاط التشغيل: الأول هو نقطة التشغيل لدائرة الإدخال والثاني هو نقطة التشغيل لدائرة الإخراج. يمكننا تحديد نقطة تشغيل دائرة الإدخال بواسطة الإحداثيات التي تم الحصول عليها من خلال تقاطع خط الحمل مع خصائص الادخال للترانزستور عند قيمة خاصة لجهد الاخراج V_{CE}. ولهذا الغرض نحتاج الاتي:

أ- تطبيق قوانين كيرشوف على دائرة الإدخال.

ب- رسم خصائص الإدخال للترانزستور عند قيمة خاصة لجهد الاخراج V_{CE}.

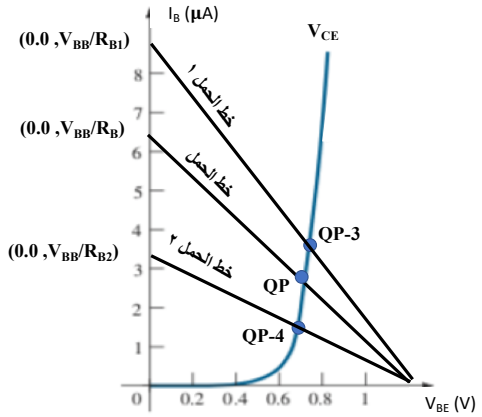
ج- رسم خط الحمل.

د- إيجاد نقطة التقاطع بين خط الحمل وخصائص منحني الإدخال لجهد اخراج معين من اجل تحديد **نقطة التشغيل**.



شكل (٢-٢)

(أ) **(ب)**



(ج)

الشكل (أ) (٢-٢) يوضح منحني خواص الادخال للترانزستور ذو الباعث المشترك. في البداية، يكون تيار I_B صفرًا، ثم يزداد ببطء، وعندما تكون قيمة V_{BE} أكبر من حاجز الجهد 0.7 فولت، يزداد التيار بسرعة.

الآن سنقوم بتطبيق قانون كيرشوف على دائرة الإدخال بحيث يكون لدينا

$$V_{BB} - (I_B \times R_B) - V_{BE} = 0 \qquad (1)$$

المعادلة رقم (١) سوف تساعدنا في رسم خط الحمل المستمر وتحديد نقطة التشغيل.

يمكن وصف دائرة تشغيل التيار المستمر للترانزستور بيانيا باستخدام خط الحمل المستمر. خط الحمل المستمر هو خط مستقيم يرسم على منحنيات الخواص للترانزستور (سواء كانت منحنيات خواص الادخال او الإخراج) ويحتاج الى نقطتين ليتم رسمه: نقطة عند محور y والأخرى عند محور x. إضافة الى ذلك, يتم تحديد خط الحمل بواسطة تحديد قيم (مصادر الجهد V_{BB}، V_{CC} وعناصر المقاومة R_B، R_C) وليس من الترانزستور نفسه والذي يتم وصفه بواسطة منحنيات الخواص.

أولا، بالنسبة الى منحنيات الادخال وكما هو موضح بالشكل (٢-٢)، وبإعادة ترتيب المعادلة (١)، نجد ان

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{BB}}{R_B} - \frac{V_{BE}}{R_B} = -\frac{V_{BE}}{R_B} + \frac{V_{BB}}{R_B} = -\left(\frac{1}{R_B}\right)V_{BE} + \frac{V_{BB}}{R_B} \qquad (2)$$

معادلة (٢) هي معادلة خط مستقيم ($y = mx + c$) ذو ميل مقداره ($-\frac{1}{R_B}$) ويتقاطع مع محور x عند ($V_{BE} = V_{BB}$) و مع محور y عند ($I_B = V_{BB}/R_B$). اذا النقطة الأولى تقع على محور y وهي تمثل قيمة تيار I_B (قيمة V_{BE} ستكون مساوية للصفر) والنقطة الثانية تقع على محور x وهي تمثل قيمة V_{BE} (قيمة I_B ستكون مساوية للصفر). قيمة تيار I_B عند النقطة رقم ١ هو ($I_B = V_{BB}/R_B$) و قيمة فولتية V_{BE} عند النقطة رقم ٢ هو ($V_{BE} = V_{BB}$). الخط الواصل بين النقطتين يعرف بخط الحمل ونقطة التقاط بين خط الحمل ومنحي الخواص هي نقطة تشغيل الترانزستور (Q-Point) في دائرة الادخال.

V_{BEQ} هي احداثي تقاطع نقطة التشغيل عند قيمة محددة ل V_{CE}على محور x و I_{BQ} هو احداثي تقاطع نقطة التشغيل عند قيمة محددة ل V_{CE}على محور y. قيمة I_{BQ} هي القيمة الفعلية التي تحدد موقع نقطة التشغيل على منحنيات الإخراج للترانزستور.

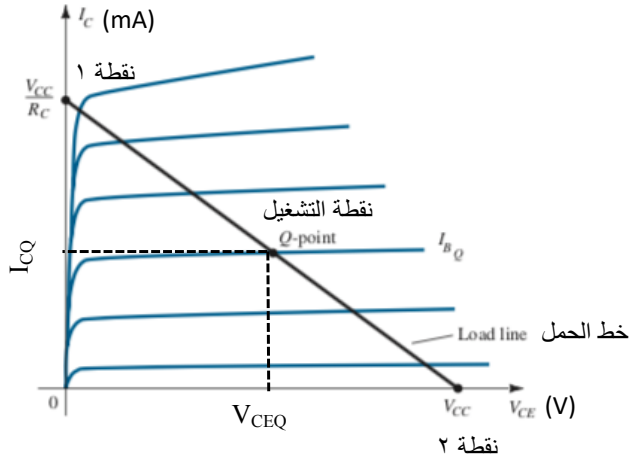
يجب ان نذكر ان هناك عوامل تؤدي الى تغيير موقع نقطة التشغيل الموضحة في الشكل (أ) (٢-٢) وتتغير نتيجة لذلك قيمة كلا من I_{BQ} و V_{BEQ}. مثلا وكما هو موضوح بالشكل (ب) (٢-٢)، إذا قمنا بزيادة جهد الإخراج (V_{CE})، فسوف ينزاح المنحنى إلى اليمين، وإذا قللنا من (V_{CE})، فإن المنحنى سوف يتحول إلى اليسار، حيث يمكنك أن نرى الان أن لدينا نقاط تشغيل جديدةQP-1 وأخرى QP-2. ويمكننا أيضًا تغيير نقطة التشغيل عن طريق تغيير ميل خط الحمل ($-\frac{1}{R_B}$) شكل (ج) (٢-٢). فإذا قمنا بتقليل قيمة R_B فسوف يزداد ميل خط الحمل وينتج لدينا خط حمل جديد (خط الحمل ١) وكذلك نقطة تشغيل جديدة QP-3. وإذا قمنا بزيادة

قيمة R_B سوف يقل ميل خط الحمل وينتج لدينا خط حمل جديد (خط الحمل ٢) وكذلك نقطة تشغيل جديدة QP-4.

سؤال ١: ما الذي يحدث لموقع نقطة التشغيل الموضحة في الشكل (ا) (٢-٢) إذا ما تم زيادة او نقصان قيمة مصدر الجهد V_{BB}؟

الآن سوف ننتقل إلى تحديد نقطة تشغيل دائرة الإخراج. في حالة نقطة تشغيل الاخراج، فإن نقطة التقاطع بين خط الحمل وخصائص منحنيات الإخراج للترانزستور لقيمة معينة لتيار القاعدة I_{BQ} تحدد نقطة التشغيل Q-Point.

شكل (٣-٢) يوضح خصائص منحنيات الاخراج للترانزستور ذو الباعث المشترك، وكذلك نقطة التشغيل (Q-point) الناتجة من تقاطع خط الحمل (Load line) مع منحني الخواص عند قيمة معينة لتيار القاعدة (I_{BQ}).



شكل (٣-٢)

الان لرسم خط الحمل وتحديد نقطة التشغيل لدائرة الإخراج للترانزستور, سوف نتبع نفس الخطوات التي اجريناها لتحديد نقطة التشغيل لدائرة الادخال.

الآن سنقوم بتطبيق قانون كيرشوف على دائرة الإخراج (شكل (١-٢)) بحيث يكون لدينا

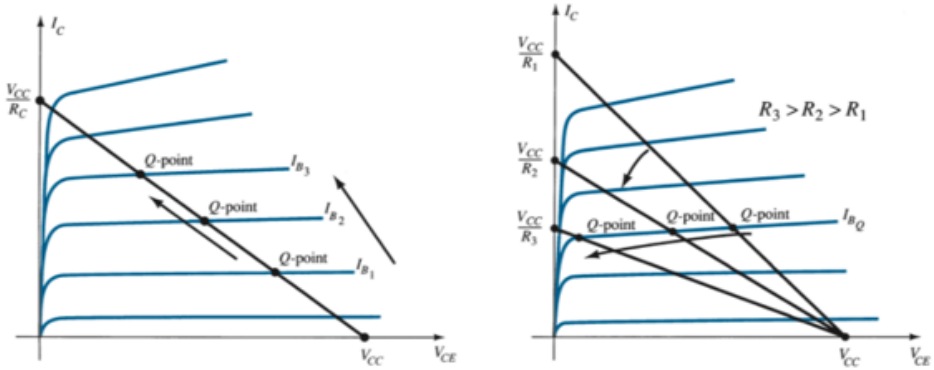
$$V_{CC} - (I_C \times R_C) - V_{CE} = 0 \qquad (3)$$

وبإعادة ترتيب المعادلة (٣)، نجد ان

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C} = -\frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} = -\left(\frac{1}{R_C}\right) V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} \qquad (4)$$

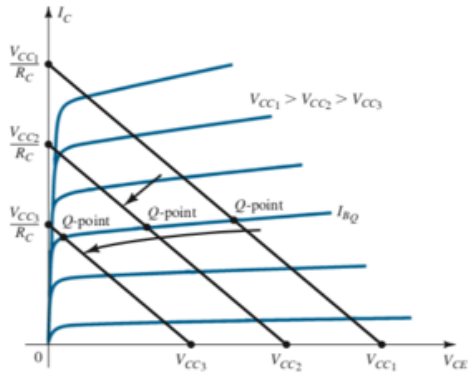
معادلة (٤) هي معادلة خط مستقيم ذو ميل مقداره ($-\frac{1}{R_C}$) ويتقاطع مع محور x عند ($V_{CE} = V_{CC}$) و مع محور y عند ($I_C = V_{CC}/R_C$). اذا النقطة الأولى تقع على محور y وهي تمثل اعظم قيمة لتيار I_C (قيمة V_{CE} ستكون مساوية للصفر) والنقطة الثانية تقع على محور x وهي تمثل قيمة V_{CE} (قيمة I_C ستكون مساوية للصفر). قيمة تيار I_C عند النقطة رقم ١ هو ($IC = V_{CC}/R_C$) و قيمة فولتية V_{CE} عند النقطة رقم ٢ هو ($V_{CE} = V_{CC}$). الخط الواصل بين النقطتين يعرف بخط الحمل ونقطة التقاط بين خط الحمل ومنحي الخواص هي نقطة تشغيل الترانزستور (Q-Point) في دائرة الاخراج.

V_{CEQ} هي احداثي تقاطع نقطة التشغيل عند قيمة محددة ل I_{BQ}على محور x و I_{CQ} هو احداثي تقاطع نقطة التشغيل عند قيمة محددة ل I_{BQ} على محور y. قيمة I_{CQ} هي القيمة الفعلية التي تحدد موقع نقطة التشغيل على منحنيات الإخراج للترانزستور.



(ب) (أ)

شكل (٤-٢)



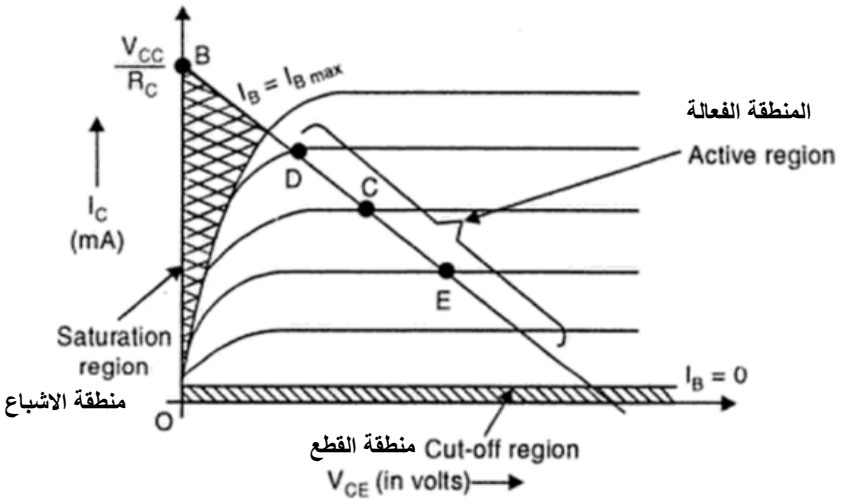
(ج)

ان ما تم توضيحه عن وجود بعض العوامل التي تؤثر على موقع نقطة التشغيل ضمن منحنيات الادخال يمكن تطبيقه كذلك على منحنيات الإخراج وكما هو موضح بالشكل (٤-٢). يوضح شكل (أ) (٤-٢) تأثر تغير مقدار المقاومة R_C على موقع نقطة التشغيل لنفس السبب الذي تم ذكره مسبقا. اما الشكل (ب) (٤-٢) فيوضح مدى تأثير زيادة او نقصان قيمة تيار القاعدة I_{BQ} على موقع نقطة التشغيل والشكل (ج) (٤-٢) فيمكن ان نرى بوضوح كيف ان زيادة او نقصان قيمة مصدر الجهد V_{CC} على موقع نقطة التشغيل.

9.1 اختيار نقطة التشغيل

كما ذكرنا سابقا، ان عملية تكبير الإشارة الضعيفة يعتمد أساسا على موقع نقطة التشغيل. حيث ان وجود نقطة التشغيل في موضع ما سوف يكون هناك احتمالية كبيرة في تشويه شكل الموجة الخارجة. لذلك يجب ان نكون حذرين في اختيار قيم مصادر الجهد والمقاومات وقيم التيارات سواء كانت في دائرة الادخال والإخراج. سوف نأخذ مثال على مدى تأثير موقع نقطة التشغيل في دائرة الإخراج على كفاءة عملية التكبير.

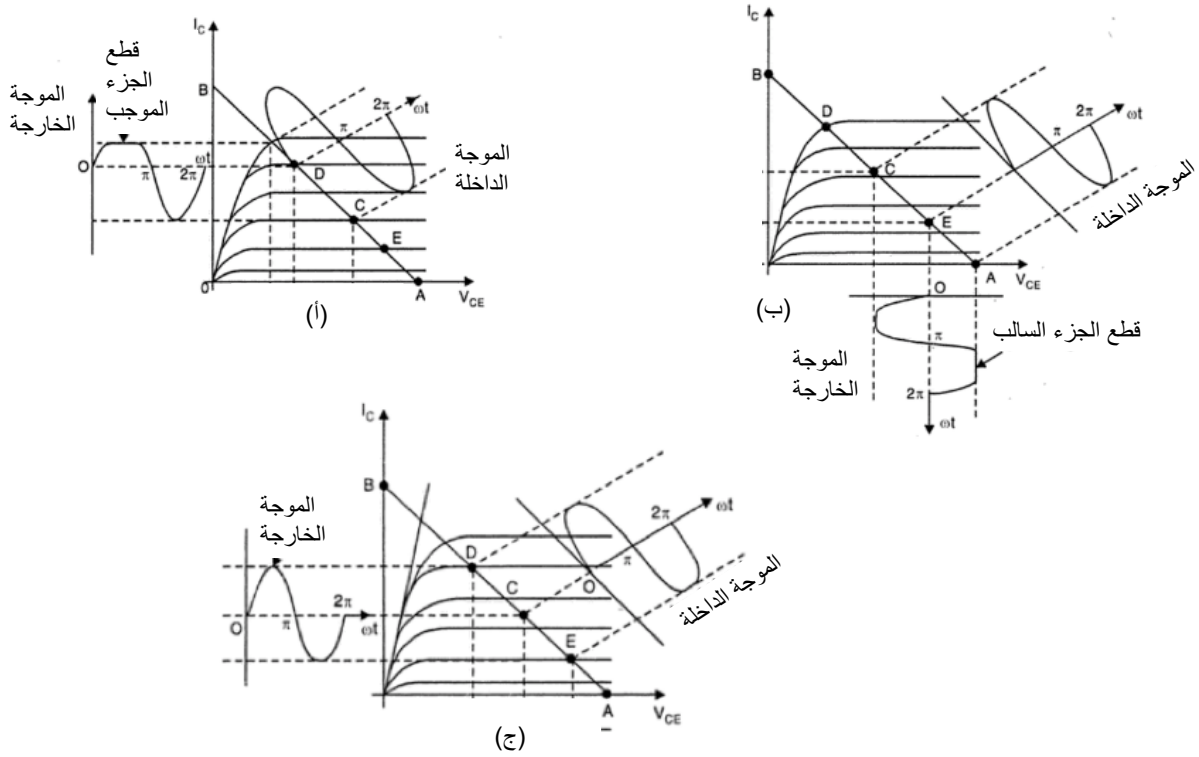
دعنا نفترض اننا نريد ان يعمل الترانزستور كمكبر. لذلك سوف نختار القيم المناسبة لمصادر الجهد، التيارات والمقاومات لكي نضمن وبشكل مستمر ان موقع نقطة التشغيل تقع في المنطقة الفعالة خلال تطبيق موجة ادخال على دائرة الترانزستور. السؤال المهم هنا في أي موقع على طول المنطقة الفعالة سوف يتم انحياز الترانزستور؟ لكي نفهم بشكل افضل، بالنظر الى شكل (٥-٢)، سوف نفترض ان هناك ثلاث مواقع محتملة (D, C, E) يمكن ان يتم انحياز الترانزستور عليها في المنطقة الفعالة لكي يعمل كمكبر.



شكل (٥-٢)

إذا تم اختيار النقطة D كنقطة تشغيل، سوف يتم قطع **الجزء العلوي من النصف الموجب** لموجة الإخراج وذلك لان هذه النقطة تقطع بقرب منطقة الاشباع كما هو ملاحظ في الشكل (أ) (٦-٢). من جانب اخر، إذا تم اختيار النقطة E كنقطة تشغيل، سوف يتم قطع **الجزء العلوي من النصف السالب** لموجة الإخراج وذلك لان هذه النقطة تقطع بقرب منطقة القطع كما هو ملاحظ في الشكل (ب) (٦-٢). في كلا الحالتين, سوف يكون هناك تشويه للموجة الخارجة.

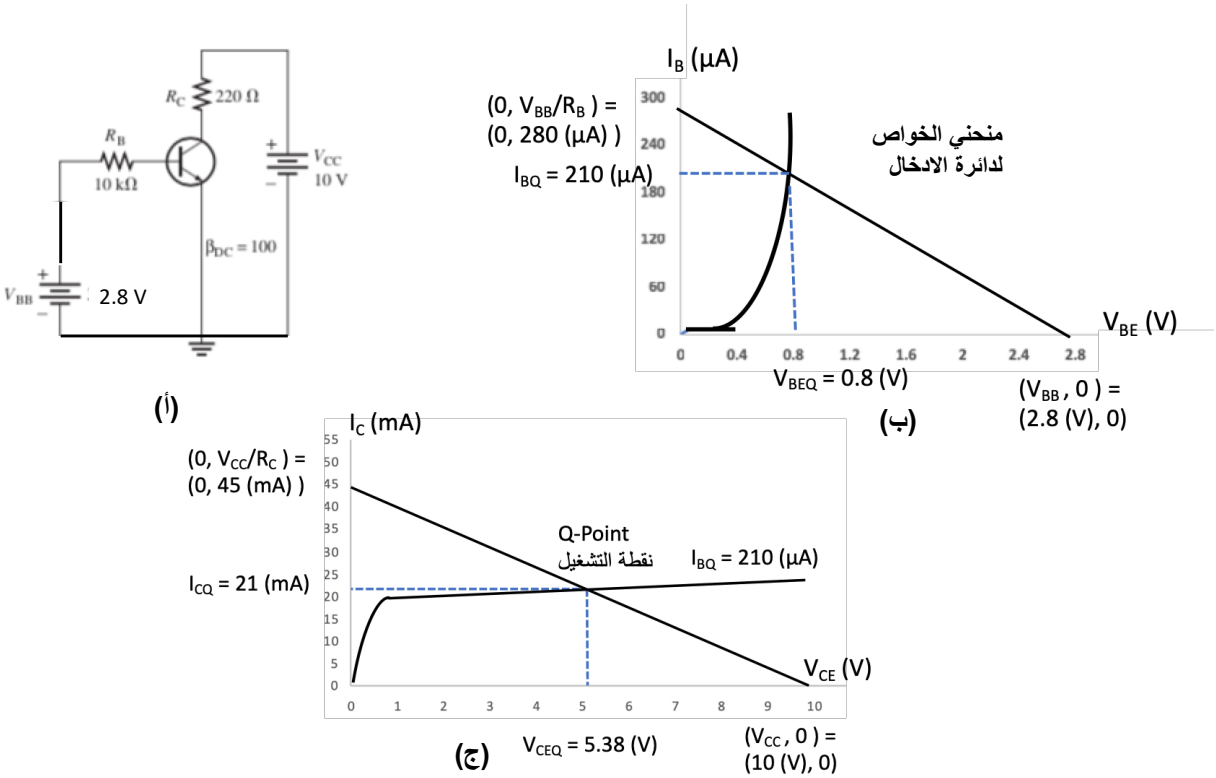
على اية حال، إذا تم اختيار النقطة C كنقطة تشغيل، فسوف يتم الحفاظ على شكل الموجة الخارجة المكبرة أي سوف لن تكون مشوه على الاطلاق كما هو مبين بالشكل (ج) (٦-٢).



شكل (٦-٢)

واجب١: لماذا يحدث قطع للجزء الموجب (السالب) للموجة الخارجة عندما تكون نقطة التشغيل قريبة على منطقة الاشباع (القطع)؟ ولماذا لا يحدث قطع عندما تكون نقطة التشغيل في منتصف المنطقة الفعالة؟

مثال (١-٢): ارسم خط الحمل وعين نقطة التشغيل لدائرة الترانزستور الموضحة بالشكل (أ) (٧-٢).
افترض ان $V_{BE} = 0.7$ V و $\beta = 100$.



شكل (٧-٢)

الحل:

<u>أولا:</u> شكل (ب) (٧-٢) يوضح منحني الخواص لدائرة الادخال للترانزستور. نحتاج في البداية ان نحدد قيمة تيار القاعدة I_{BQ} ولذلك من خلال رسم خط الحمل وتحديد نقطة التشغيل لدائرة الادخال. لتحقيق ذلك, سوف نتبع الخطوات التالية:

(أ) نطبق قانون كيرشوف على دائرة الادخال:

$$V_{BB} - (I_B \times R_B) - V_{BE} = 0 \qquad \text{(A)}$$

(ب) بوضع قيمة $V_{BE} = 0$ في معادلة (A)، نحدد النقطة الأولى على محور y والتي هي ($I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{2.8\,V}{10\times10^3\Omega} = \mathbf{280\ \mu A}$).

(ج) بوضع قيمة $I_B = 0$ في معادلة (A)، نحدد النقطة الثانية على محور x والتي هي ($V_{BE} = V_{BB} = \mathbf{2.8\ V}$).

الان يمكننا ان نرسم خط مستقيم يوصل بين النقطتين والذي يمثل خط الحمل لدائرة الادخال كما هو موضح بالشكل (ب) (٧-٢). نقطة التقاطع بين بين منحي الخواص وخط الحمل هي نقطة التشغيل في دائرة الادخال. ان ما يهمنا هو قيمة I_{BQ} والتي تساوي $210\ \mu A$. هذه القيمة سوف تحدد قيمة تيار I_{CQ} ومن ثم نقطة التشغيل في دائرة الإخراج.

ثانيا:

لرسم خط الحمل وتحديد نقطة التشغيل لدائرة الاخراج. سوف نتبع الخطوات التالية:

(أ) نطبق قانون كيرشوف على دائرة الاخراج:

$$V_{CC} - (I_C \times R_C) - V_{CE} = 0 \qquad \text{(B)}$$

(ب) بوضع قيمة $V_{CE} = 0$ في معادلة (B)، نحدد النقطة الأولى على محور y والتي هي ($I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{10\ V}{220\ \Omega} = \mathbf{45\ mA}$).

(ج) بوضع قيمة $I_C = 0$ في معادلة (B)، نحدد النقطة الثانية على محور x والتي هي ($V_{CE} = V_{CC} = \mathbf{10\ V}$).

الان يمكننا ان نرسم خط مستقيم يوصل بين النقطتين والذي يمثل خط الحمل لدائرة الاخراج كما هو موضح بالشكل (ج) (٧-٢). نقطة التقاطع بين بين منحي الخواص وخط الحمل هي نقطة التشغيل في دائرة الاخراج. يمكننا تحديد قيم نقطة التشغيل I_{CQ} و V_{CEQ} بواسطة الرسم او باستخدام العلاقات الرياضية الاتية:

$$\boldsymbol{I_{CQ}} = \beta \times I_{BQ} = 100 \times 210\ \mu A = \mathbf{21\ mA}$$

و كذلك

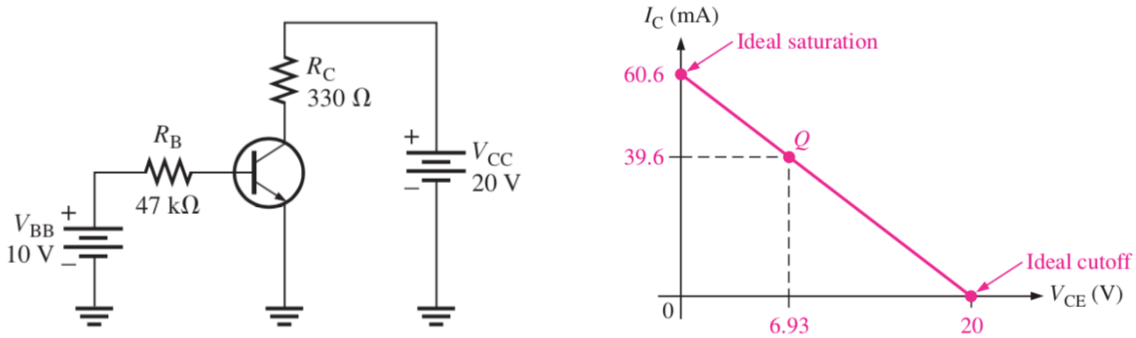
$$\boldsymbol{V_{CEQ}} = V_{CC} - \left(R_C \times I_{CQ}\right) = 10\ V - (220\ \Omega \times 21\ mA) = \mathbf{5.38\ V}$$

من خلال النتائج التي تم الحصول عليها, يمكن ان نلاحظ ان موقع نقطة التشغيل تقع في منتصف المنطقة الفعالة وهذا هو ما نريده عمليا في تحقيق التكبير الأصيل.

مثال (٢-٢): ارسم خط الحمل وعين نقطة التشغيل لدائرة الترانزستور الموضحة بالشكل (٨-٢). افترض ان $V_{BE} = 0.7$ V و $\beta = 200$.

الحل:

ملاحظة: إذا لم يعطي منحني خواص الادخال او الإخراج في السؤال فيمكننا ان نجري حسابتنا مباشرة كالاتي:



(أ) (ب)

شكل (٨-٢)

أولا: نحدد نقطة تقاطع خط الحمل مع محور x و محور y.

1 - على محور x لدينا (($V_{CE} = V_{CC} = 20\ V$)). نقطة القطع للترانزستور.

2 - على محور y لدينا ($I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20\ V}{330\ \Omega} = 60.6\ mA$). نقطة الاشباع للترانزستور.

ان ما يهمنا عمليا هو ملاحظة عملية التكبير في دائرة الإخراج وذلك يجب تحديد نقطة التشغيل (I_{CQ} و V_{CEQ}) بدقة. لحساب I_{CQ} يجب في البداية حساب I_{BQ} كالتي:

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10\ V - 0.7\ V}{47 \times 10^3 \Omega} = \mathbf{198\ \mu A}.$$

الان يمكننا حساب I_{CQ}

$$I_{CQ} = \beta \times I_{BQ} = 200 \times 198\ \mu A = \mathbf{39.6\ mA}.$$

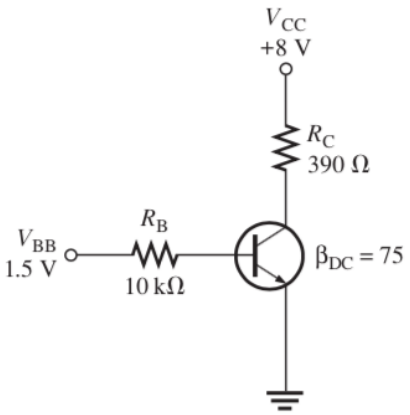
و V_{CEQ}

$$\boldsymbol{V_{CEQ}} = V_{CC} - (R_C \times I_{CQ}) = 20\ V - (330\ \Omega \times 39.6\ mA) = \mathbf{6.93\ V}$$

إذا نقطة التشغيل الفعلية للترانزستور كما هو موضح بالشكل (ب) (٨-٢) هي عند $I_{CQ} = 39.6\ mA$ و عند $\boldsymbol{V_{CEQ}} = 6.93\ V$.

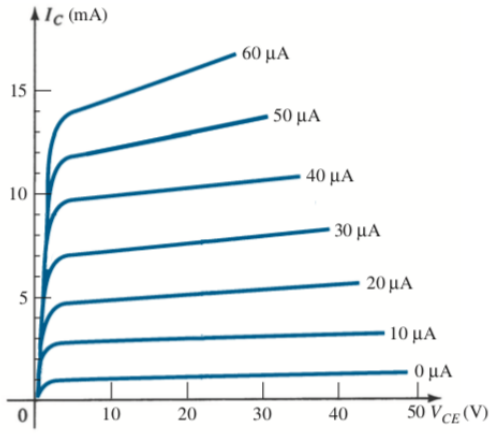
واجب ٢: ارسم خط الحمل وعين نقطة التشغيل لدائرة الترانزستور في المثال (٢-٢). لكن افترض ان $V_{BE} = 0.7$ V و β = 100 و $V_{CC} = 24\ V$ و $R_C = 1\ k\Omega$؟ ما الفرق في موقع نقطة التشغيل عند تغير قيم β و V_{CC} و R_C؟

واجب ٣: حدد ما إذا كان الترانزستور في الشكل (٩-٢) منحازة في منطقة القطع، الاشباع، أو المنطقة الفعالة. ثم ارسم خط الحمل وعين نقطة التشغيل لدائرة الاخراج. اتبع الخطوات التي اجريناها في الفصل السابق.



شكل (٩-٢)

واجب ٤: اعتمد نتائج منحنيات خواص الإخراج في الشكل (١٠-٢) لتصميم دائرة لانحياز الترانزستور بهيئة الباعث المشترك (أي حدد قيم مصادر الجهد والمقاومات والتيارات) بحيث تكون نقطة التشغيل في منتصف المنقطة الفعالة؟ افترض ان $V_{BE} = 0.7$ V و $\beta = 100$.



شكل (١٠-٢)

10.1 استقراريه نقطة التشغيل.

بمجرد ضبط الموضع المناسب لنقطة التشغيل في دائرة الإخراج، يجب ان نكون دائما متأكدين ان لا يحدث تغير او إزاحة في هذا الموضع. السبب الرئيسي في تغير او إزاحة نقطة التشغيل هو التغير في **تيار المجمع** (I_C). ان أي تغير في قيمة تيار المجمع سوف يقابله تغير في قيمة (I_{CQ}) وقيمة (V_{CEQ}) وبالتالي تغير موضع نقطة التشغيل. عملية إبقاء نقطة التشغيل مستقلة وغير متأثرة بتغيرات درجة الحرارة او التغيرات في ثوابت الترانزستور تعرف **باستقراريه نقطة التشغيل**. الترانزستور في حالة ثبوت نقطة التشغيل عند تغير درجة الحرارة او تغير عوامل اخرى يكون في **حالة استقرار**. اما الترانزستور **الغير مستقر** فان نقطة التشغيل تتأثر ويتغير موضعها بتغير درجة الحرارة او عوامل أخرى.

ان أي زيادة او نقصان في تيار المجمع سوف يؤدي الى تغير موضع نقطة التشغيل للأسباب الاتية:

1 - **التغير في ثوابت الترانزستور**. ان تغير قيمة احد ثوابت الترانزستور كمثال على ذلك عامل التكبير (β) سوف يؤدي الى تغير قيمة تيار المجمع وذلك لان ال I_C يرتبط مع β بالعلاقة ($I_C = \beta\ I_B$). ان سبب تغير قيمة β ناتج من تغير درجة الحرارة لنفس الترانزستور او استبدال الترانزستور باخر وذلك لأنه لا يوجد اثنين من الترانزستورات لهما نفس قيمة β.

ان القصان او الزيادة في قيمة β سوف يؤدي الى نقصان او زيادة المسافات بين منحنيات الخواص وعلى التوالي وبالتالي تغير موقع نقطة التشغيل الى الأسفل او الى الأعلى وعلى التوالي.

2 - **التغير في درجة الحرارة**. المشكلة الرئيسية التي تؤثر على نقطة التشغيل هي درجة الحرارة. عندما تزداد درجة الحرارة فان تيار التسرب العكسي سوف يزداد ويؤدي نتيجة لذلك زيادة في تيار المجمع. العلاقة التي تربط بين تيار المجمع وتيار التسرب العكسي كلاتي:

$$I_C = \beta\ I_B + I_{CEO} \qquad (5)$$

وكذلك يمكننا اعادة كتابة المعادلة (٥) بالصيغة الاتية

$$I_C = \beta\ I_B + (\mathbf{1} + \boldsymbol{\beta})\ \boldsymbol{I_{CBO}} \qquad (6)$$

هنا I_{CEO} هو تيار التسرب العكسي المار من المجمع C الى الباعث E عندما يكون طرف القاعدة مفتوح O.

اما $\boldsymbol{I_{CBO}}$ فهو تيار التسرب العكسي المار من المجمع C الى القاعدة B عندما يكون طرف الباعث مفتوح

O(دائرة مفتوحة). المعادلة رقم (٦) تعتبر صيغة عامة سوف نستعملها في حساباتنا لإيجاد تيار المجمع لأي ترتيب من دوائر الانحياز التي سوف نتطرق عليها لاحقا.

واجب ٥: ان العلاقة بين I_{CBO} و I_{CEO} تعطى بالشكل $I_{CEO} = (1+\beta)\, I_{CBO}$ ، اثبت ذلك؟

سوف يؤدي ارتفاع I_{CBO} في المعادلة رقم (٦) نتيجة لارتفاع درجة الحرارة الى زيادة تيار المجمع I_C. ولنكون أكثر دقة، مع كل 10 درجات ارتفاع في درجة الحرارة، سيتضاعف قيمة تيار التسرب العكسي I_{CBO}، وبالتالي ارتفاع تيار المجمع. في بعض الأحيان، قد تؤدي الحرارة الزائدة الناتجة إلى تدمير ذاتي للترانزستور الغير مستقر بسبب الهروب الحراري Thermal runaway.

يتسبب تدفق تيار المجمع وكذلك تيار التسرب في تبديد الحرارة. إذا لم تستقر نقطة التشغيل، سوف يحدث تأثير تراكمي يزيد من تبديد الحرارة. من أجل تجنب الهروب الحراري وتدمير الترانزستور، من الضروري تثبيت نقطة التشغيل، أي للحفاظ على I_C ثابتًا.

3 - **التغير في فولتية الادخال V_{BE}.** هناك تأثير ملحوظ في زيادة درجة الحرارة على قيمة V_{BE}. ان زيادة درجة الحرارة بمقدار درجة واحدة سوف يؤدي الى نقصان قيمة V_{BE} بمقدار 2.5 mV. ان أي تغير في قيمة V_{BE} سوف ينتج عنه تغير قيمة I_B وبالتالي سوف تتغير قيمة نقطة التشغيل لتيار القاعدة I_{BQ}. وكما هو معلوم فان أي تغير في قيمة I_{BQ} سوف ينتج عنه تغير في قيمة I_{CQ} وبالتالي تغير او إزاحة موضع نقطة التشغيل.

11.1 عامل استقرار نقطة التشغيل

عامل الاستقرار هو معدل التغير الطفيف في تيار المجمع I_C نسبة الى التغير الطفيف الناتج من تيار الترسب العكسي I_{CO} عند قيمة ثبات لجهد الادخال V_{BE} وعامل التكبير β. **I_{CO}** هو تعبير عام عن تيار التسرب العكسي للترانزستور والذي يمكن ان يستبدل ب I_{CBO} كما سوف نلاحظ لاحقا.

هناك ثلاث أنواع لعامل الاستقرار.

النوع الأول يرمز له ب S ويعبر عنه رياضيا بالعلاقة الاتية:

$$S = \left.\frac{dI_C}{dI_{CO}}\right|_{\text{at constant } V_{BE} \text{ and } \beta} \qquad (7)$$

يمكن تفسير معادلة رقم (٧) على انها المشتقة الأولى لتيار المجمع بالنسبة الى تيار التسرب العكسي عند ثبات قيمة جهد الادخال وعامل التكبير. بمفهوم اخر ينبغي الحفاظ على I_C ثابتًا على الرغم من التغير في I_{CO}.
ومن هنا يمكننا أن نفهم أن أي تغيير في تيار تسرب المجمع يغير تيار المجمع إلى حد كبير. لذلك يجب أن يكون عامل الاستقرار منخفضًا قدر الإمكان حتى لا يتأثر تيار المجمع. القيمة المثالية لمعامل الاستقرار $S = 1$.

النوع الثاني يرمز له ب S' ويعبر عنه رياضيا بالعلاقة الاتية:

$$S' = \left.\frac{dI_C}{dV_{BE}}\right|_{\text{at constant } I_{CO} \text{ and } \beta} \qquad (8)$$

يمكن تفسير معادلة رقم (٨) على انها المشتقة الأولى لتيار المجمع بالنسبة الى جهد الادخال عند ثبات قيمة تيار التسرب العكسي وعامل التكبير.

النوع الثالث يرمز له ب S'' ويعبر عنه رياضيا بالعلاقة الاتية:

$$S'' = \left.\frac{dI_C}{d\beta}\right|_{\text{at constant } I_{CO} \text{ and } V_{BE}} \qquad (9)$$

يمكن تفسير معادلة رقم (٩) على انها المشتقة الأولى لتيار المجمع بالنسبة الى عامل التكبير عند ثبات قيمة تيار التسرب العكسي وجهد الادخال.

الان سوف نستخدم معادلة (٦) لإيجاد صيغة عامة لحساب عامل الاستقرار S ولذلك لأنه يعتبر أكثر أهمية من العوامل الأخرى S' و S''.

نفاضل طرفي المعادلة (٦) بالنسبة الى تيار المجمع I_C

$$\frac{dI_C}{dI_C} = \beta\,\frac{dI_B}{dI_C} + (1+\beta)\frac{dI_{CBO}}{dI_C} \qquad (A)$$

$$= \qquad 1 = \beta\,\frac{dI_B}{dI_C} + (1+\beta)\frac{dI_{CBO}}{dI_C} \qquad (B)$$

$$= \qquad 1 = \beta\,\frac{dI_B}{dI_C} + (1+\beta)\frac{1}{S} \qquad (C)$$

إذا

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1-\beta\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)\right)} \qquad (10)$$

وبالتالي يعتمد عامل الاستقرار S على β و I_B و I_C. تعتبر معادلة (١٠) صيغة عامة في حساب عامل الاستقرار S لأي دائرة انحياز الترانزستور **بهيئة الباعث المشترك**. ان العامل المهم الذي يمز معامل الاستقرار بين الدوائر هو $\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)$.

سوف نأخذ مثال على كيفية حساب معامل الاستقرار بالاستعانة بدائرة الترانزستور الموضحة بالشكل (١-٢).

لإيجاد عامل الاستقرار **نتبع الخطوات الاتية:**

1 - نطبق قانون كيرشوف على دائرة الادخال من اجل الحصول على قيمة تيار القاعدة I_B :

$$I_B = \frac{(\boldsymbol{V_{BB}} - \boldsymbol{V_{BE}})}{\boldsymbol{R_B}} \qquad (AA)$$

2 - نفاضل قيمة تيار القاعدة I_B في المعادلة (AA) بالنسبة الى تيار المجمع I_C لنحصل على:

$$\frac{dI_B}{dI_C} = \frac{d}{dI_C}\frac{(\boldsymbol{V_{BB}} - \boldsymbol{V_{BE}})}{\boldsymbol{R_B}} \qquad (BB)$$

3 - نعوض قيمة التفاضل من معادلة (BB) في معادلة (١٠) لنحصل على قيمة عامل الاستقرار S.

ان ناتج التفاضل لمعادلة (BB) يساوي **صفر** وذلك لان قيم كل من V_{BB} و V_{BE} و R_B هي ثوابت (مشتقة الثابت صفر). بمعنى اخر ان تيار القاعدة غير معتمد على تيار المجمع. نتيجة لذلك, فان قيمة عامل الاستقرار هو

$$S = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{(1+\beta)}{(1-0)} = (\boldsymbol{1+\beta})$$

يمكن ملاحظة ان معامل الاستقرار يعتمد كليا على قيمة $\boldsymbol{\beta}$. مثلا إذا كانت قيمة $\boldsymbol{\beta}$ تساوي 50 فان S تساوي51 وهذا يعني ان I_C سوف يزداد $(\boldsymbol{1+\beta})$ اي51 مرة بقدر أي تغيير في I_{CBO}. بمعنى اخر ان معامل الاستقرار S سوف يكون حساس جدا لأي تغير في قيمة β. لذلك فان استخدام الترانزستور بنفس الهيئة الموضحة بشكل (١-٢) غير مرغوب به في تصميم دوائر التكبير لأنه سوف يؤدي الى عدم استقراريه نقطة

التشغيل وازاحتها باستمرار عند موضع قريب من منطقة الاشباع (أي بعيدا عن منتصف المنطقة الفعالة). إضافة الى مشاكل التكبير فان هذه الدائرة غير مرغوب فيها من الناحية الاقتصادية ذلك لاستخدامها مصدرين للجهد V_{CC} و V_{BB} مما يعني زيادة في الاستهلاك وزيادة في الحجم كذلك.

12.1 طرق انحياز الترانزستور

المبدأ الأساسي لدائرة الانحياز هو الحفاظ على موضع نقطة التشغيل من خلال الحفاظ على قيمة ثابتة لـ I_C و V_{CE} من أي دائرة معينة. وكذلك يجب ان تعطي دائرة الانحياز نتائج تكبير اصيل لأي موجة ادخال. لذلك فان أي دائرة انحياز يجب ان تمتلك الاتي:

(أ) يجب الحفاظ بشكل دائمي على الانحياز الامامي لدائرة الادخال والانحياز العكسي لدائرة الإخراج.

(ب) يجب أن تثبت نقطة التشغيل في وسط المنطقة الفعالة (الخطية) من اجل ضمان عدم حصول تشوه في الموجة الخارجة.

(ت) يجب ان تجعل من نقطة التشغيل غير متأثرة أي مستقلة عن معاملات الترانزستور.

(ث) يجب ان تضمن من ان قيمة V_{CE} لا تقل عن الحد المطلوب وهو (1 V) للترانزستور من نوع السيلكون. تسمى هذه القيمة بفولتية العتبة. إذا كانت قيمة V_{CE} اقل من 1 V فان وصلة المجمع-باعث لن تكون منحازة عكسيا بشكل عملي وبهذا فان المجمع لا يكون قادر جذب جميع الالكترونات المحقونة في الباعث. من هنا فان تيار المجمع سوف يقل بينما يزداد تيار القاعدة وبالتالي فان قيمة β سوف تهبط هي الأخرى. لذل فان هبوط قيمة V_{CE} خلال أي جزء من الموجة الداخلة سيؤدي الى عدم تكبير هذا الجزء من الإشارة الداخلة وبالتالي يحدث تشويها في شكل الموجة الخارجة وعدم حصول التكبير المطلوب.

هناك طريقتين تستخدمان في انحياز الترانزستور بصرف النظر عن طريقة الربط الموضحة في الشكل (١-٢) للمشاكل التي تم ذكرها سابقا:

1 - طريقة التحيز المناسبة.

2 - طريقة التعويض المناسبة.

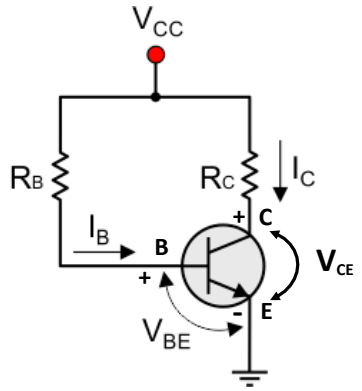
6.1.1 طريقة التحيز المناسبة

تتضمن هذه الطريقة استخدام دائرة انحياز مكونة من شبكة مقاومات تحافظ على I_C ومن ثم V_{CE} على الرغم من تغير كل من I_B وI_{CO} و β وV_{BE}. سنحاول هنا التركيز على عدد معين من دوائر الانحياز وسيكون اختيارنا لهذه الدائرة او تلك قائما على أساس من التعرف على محاسنها ومساوئها وكذلك محاولة التعرف على معاملات الاستقرارية الثلاث لهذه الدوائر.

أ- الانحياز الثابت fixed biasing

ويسمى هذا النوع من الانحياز أيضًا الانحياز الأساسي أو الانحياز الثابت للمقاومة. الشكل (١١-٢) يوضح ترتيب الدائرة باستخدام ترانزستور من نوع NPN.

يتم استخدام مصدر جهد واحد فقط (V_{CC}) لتوفير تيار جامع I_C لدائرة الجامع-باعث و تيار قاعدة I_B لدائرة القاعدة-باعث للترانزستور وبهذا فائدة في تقليل مصادر الجهد المستخدمة لانحياز الترانزستور. وكذلك يحافظ مصدر الجهد V_{CC} أيضا على ان تبقى فولتية القاعدة موجبة بالنسبة الى الباعث مما ينتج عنه ان تبقى وصلة القاعدة-باعث منحازة اماميا. يتم اختيار مقاومة R_B مناسبة وعادتا ما تكون كبيرة من اجل ان يبقى قيمة تيار القاعدة I_B ثابت. لهذا السبب تسمى هذه الدائرة بالانحياز الثابت.



شكل (١١-٢)

لإيجاد عامل الاستقرار S يجب في البداية كما ذكرنا سابقا إيجاد قيمة تيار القاعدة I_B. باستخدام قانون كيرشوف على دائرة القاعدة، نحصل على صيغة تيار القاعدة كلاتي:

$$\boldsymbol{V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} = 0} \qquad \text{(A1)}$$

ومن ثم فان I_B يساوي

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}} \qquad \text{(A2)}$$

نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع نحصل على:

$$\boldsymbol{V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0} \qquad \text{(A3)}$$

ومن ثم فان I_C يساوي

$$\boldsymbol{I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}} \qquad (A4)$$

ان مصدر الجهد V_{CC} يوفر تيار المجمع وكذلك فولتية على طرفي المقاومة ($I_C R_C$). هناك شرط مهم لتجنب إزاحة نقطة التشغيل الى منطقة الاشباع وهو ان I_C يجب ان يكون دائما أصغر من $\boldsymbol{\frac{V_{CC}}{R_C}}$.

الان لحساب عامل الاستقرار S هناك طريقتين يجب ان نتبعها:

أولا:

باستخدام معادلة (٦)

$$I_C = \beta\, I_B + \boldsymbol{(1+\beta)\, I_{CBO}} \qquad (A5)$$

نعوض قيمة I_B من معادلة (A2) في معادلة (A5) لنحصل على:

$$I_C = \beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE})}}{\boldsymbol{R_B}}\right) + (1+\beta)\, I_{CBO} \qquad (A6)$$

الان نفاضل طرفي معادلة (A6) بالنسبة الى تيار المجمع I_C

$$\frac{d}{dI_C} I_C = \frac{d}{dI_C}\left[\beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE})}}{\boldsymbol{R_B}}\right) + (1+\beta)\, I_{CBO}\right] \qquad (A7)$$

$$\frac{dI_C}{dI_C} = \left[\frac{d}{dI_C}\beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE})}}{\boldsymbol{R_B}}\right)\right] + \left[(1+\beta)\, \frac{dI_{CBO}}{dI_C}\right] \qquad (A8)$$

الطرف الايسر من المعادلة (A8) $\frac{dI_C}{dI_C}$ يساوي **واحد**. اما الحد الأول من الطرف الايمن فيساوي **صفر** وذلك لان قيمة V_{BE} و V_{CC} و R_C ثوابت (مشتقة الثابت صفر). اما الحد الثاني وهو المهم فيساوي مقلوب عامل الاستقرار ($\frac{1}{S}$). إذا يمكن إعادة كتابة معادلة (A8) كلاتي:

$$1 = 0 + (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad (A9)$$

إذا فان معامل الاستقرار S هو:

$$\boldsymbol{S = \frac{dI_C}{dI_{CO}} = (1+\beta)} \qquad (A10)$$

يمكن ان نلاحظ ان قيمة معامل الاستقرار **S** كذلك يعتمد **على $\boldsymbol{\beta}$**. ولهذا الاعتماد له سلبيات تم ذكرها مسبقا.

ثانيا:

باستخدام الصيغة العامة لمعامل الاستقرار S من معادلة (١٠) كلاتي:

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1-\beta\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)\right)} \qquad (A11)$$

من معادلة (A2) نجد انه لا توجد علاقة بين I_B و I_C بسبب كون تيار المجمع غير موجود. لذلك فان الحد $\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)$ يساوي **صفر.** فينتج عن ذلك

$$S = \frac{(1+\beta)}{(1-0)} = (1+\beta) \qquad (A11)$$

وهي نفس النتيجة المتوقعة من معادلة (A10).

اما إذا اريد حساب معامل الاستقرار من النوع الثاني S' فنتبع ما يأتي:

نفاضل طرفي معادلة (A6) بالنسبة الى تيار المجمع V_{BE}

$$\frac{d}{dV_{BE}} I_C = \frac{d}{dV_{BE}}\left[\beta\left(\frac{(\boldsymbol{V_{CC}}-\boldsymbol{V_{BE}})}{\boldsymbol{R_B}}\right) + (1+\beta)\, I_{CBO}\right] \qquad (A12)$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \left[\frac{d}{dV_{BE}}\beta\left(\frac{\boldsymbol{V_{CC}}}{\boldsymbol{R_B}}\right)\right] - \left[\frac{d}{dV_{BE}}\beta\left(\frac{\boldsymbol{V_{BE}}}{\boldsymbol{R_B}}\right)\right] + \left[\frac{d}{dV_{BE}}(1+\beta)\, I_{CBO}\right] \qquad (A13)$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = 0 - \frac{\beta}{\boldsymbol{R_B}} + 0 = \frac{-\beta}{\boldsymbol{R_B}} \qquad (A14)$$

$$S' = \frac{-\beta}{\boldsymbol{R_B}} \qquad (A15)$$

كما هو ملاحظ من المعادلة (A14) ان الحد الذي يقبل التفاضل هو فقط الحد الثاني من الطرف الأيمن اما الحد الأول والثالث فيساوي صفر وذلك لعدم وجود علاقة مع V_{BE}.

واجب ٦: استخدم معادلة رقم (A6) لإيجاد عامل الاستقرار من النوع الثالث "S؟

مزايا هذه الطريقة هي:

1. الدائرة بسيطة.
2. تتطلب الدائرة مقاومة واحد R_B وبذلك يتم تعيين شروط التحيز وتحديد نقطة التشغيل في منتصف المنطقة الفعالة بسهولة.
3. لا يوجد تأثير حمل زائد على الدائرة لأنه لا توجد مقاومة على طرفي القاعدة-باعث.

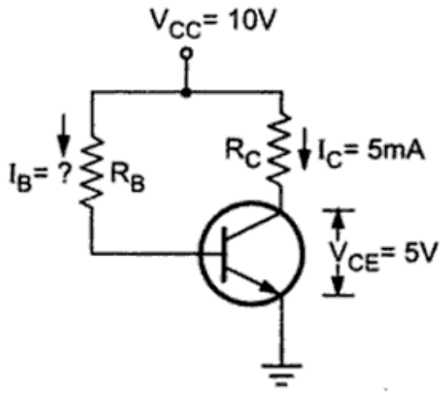
سلبيات هذه الطريقة هي:

1 - الاستقرارية الحرارية لهذا الدائرة ضعيفة حيث لا يمكن إيقاف النمو الحراري.

2 - عامل الاستقرار مرتفع جدا. لذلك هناك فرصة قوية للهروب الحراري.

وبالتالي، بسبب هذه المساوئ فان هذا الطريقة نادرا ما تستخدم في تطبيقات الدوائر الالكترونية.

مثال (٢-٣): اوجد قيمة R_C و I_B و R_B المطلوبة لاتمام انحياز الترانزستور بطريقة الانحياز الثابت وكما هو موضح بالشكل (١٢-٢). افترض ان $V_{BE} = 0.7$ V و $\beta = 100$.



شكل (١٢-٢)

الحل:

أولا: لإيجاد قيمة R_C نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0 \qquad \text{(A1)}$$

ومن ثم فان R_C

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{10\,V - 5\,V}{5 \times 10^{-3} A} = 1 \times 10^3 \Omega = 1\,k\Omega \qquad \text{(A2)}$$

ثانيا: لإيجاد قيمة I_B فنحصل عليها من العلاقة

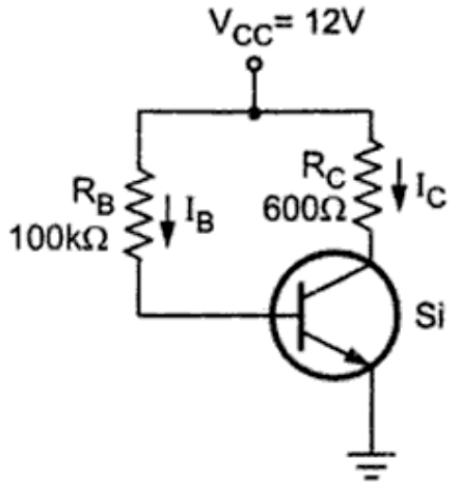
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{5 \times 10^{-3} A}{100} = 5 \times 10^{-5} A = 50 \times 10^{-6} A = 50\,\mu A \qquad \text{(A3)}$$

ثالثا: لإيجاد قيمة R_B فنحصل عليها بعد تطبيق قانون كيرشوف على دائرة القاعدة كلاتي:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{10\,V - 0.7\,V}{5 \times 10^{-5} A} = 1.86 \times 10^5 \Omega \qquad \text{(A2)}$$

$$\therefore R_B = 186 \times 10^3\,\Omega = 186\,k\Omega$$

مثال (٢-٤): يخضع الترانزستور المربوط بدائرة الانحياز الثابت والموضحة بالشكل (١٣-٢) لزيادة في درجة حرارته من 25 °C الى 75 °C. اذا كانت $\beta = 100$ عند 25 °C تتغير الى $\beta = 125$ عند 75 °C, فأوجد النسبة المئوية للتغير في نقطة التشغيل (قيم IC و VCE) على مدى درجة الحرارة. الغي تأثير أي تغير في قيمة VBE وافترض ان $V_{BE} = 0.7$ V.



شكل (١٣-٢)

الحل:

أولا: عند درجة حرارة 25 درجة مئوية

نطبق قانون كيرشوف على دائرة القاعدة لإيجاد تيار القاعدة ومن ثم تيار الجامع كلاتي:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12\,V - 0.7\,V}{100 \times 10^3 \Omega} = 113\ \mu A$$

$$I_C = \beta \times I_B = 100\ \times 113\ \times 10^{-6} A = 11.3\ mA.$$

نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع لإيجاد فولتية المجمع-باعث كلاتي:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12\,V - (11.3\ \times 10^{-3} A \times 600\ \Omega)\ = 5.22\,V.$$

ثانيا: عند درجة حرارة 75 درجة مئوية

نكرر نفس الخطوات السابقة لنحصل على الاتي

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12\,V - 0.7\,V}{100 \times 10^3 \Omega} = 113\ \mu A$$

$$I_C = \beta \times I_B = 125\ \times 113\ \times 10^{-6} A = 14.125\ mA.$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12\,V - (14.125\ \times 10^{-3} A \times 600\ \Omega)\ = 3.525\,V.$$

يمكن ملاحظة ان قيمة تيار القاعدة ثابت حتى عند زيادة درجة الحرارة وهذا هو السبب في إعطاء الدائرة اسم الانحياز الثابت.

إذا النسبة المئوية لتغير قيمة تيار المجمع I_C هو

$$\%\partial I_C = \frac{I_C(75°C) - I_C(25°C)}{I_C(25°C)} \times 100$$

$$= \frac{14.125 \times 10^{-3} - 11.3 \times 10^{-3}}{11.3 \times 10^{-3}} \times 100 = 25\%\ (\text{زيادة})$$

والنسبة المئوية لتغير قيمة فولتية مجمع-باعث V_{CE} هو

$$\%\partial V_{CE} = \frac{V_{CE}(75°C) - V_{CE}(25°C)}{V_{CE}(25°C)} \times 100$$

$$= \frac{3.525 - 5.22}{5.22} \times 100 = -32.47\ \%\ (\text{نقصان})$$

ان زيادة تيار المجمع ونقصان قيمة فولتية مجمع-باعث هو دليل واضح على ان نقطة التشغيل انزاحت الى منطقة الاشباع. لهذا السبب فان هذا النوع من طرق الانحياز لا يرغب فيه.

1.4 استقراريه نقطة التشغيل.

بمجرد ضبط الموضع المناسب لنقطة التشغيل في دائرة الإخراج، يجب ان نكون دائما متأكدين ان لا يحدث تغير او إزاحة في هذا الموضع. السبب الرئيسي في تغير او إزاحة نقطة التشغيل هو التغير في **تيار المجمع** (I_C). ان أي تغير في قيمة تيار المجمع سوف يقابله تغير في قيمة (I_{CQ}) وقيمة (V_{CEQ}) وبالتالي تغير موضع نقطة التشغيل. عملية إبقاء نقطة التشغيل مستقلة وغير متأثرة بتغيرات درجة الحرارة او التغيرات في ثوابت الترانزستور تعرف **باستقراريه نقطة التشغيل**. الترانزستور في حالة ثبوت نقطة التشغيل عند تغير درجة الحرارة او تغير عوامل اخرى يكون في **حالة استقرار**. اما الترانزستور **الغير مستقر** فان نقطة التشغيل تتأثر ويتغير موضعها بتغير درجة الحرارة او عوامل أخرى.

ان أي زيادة او نقصان في تيار المجمع سوف يؤدي الى تغير موضع نقطة التشغيل للأسباب الاتية:

4 - **التغير في ثوابت الترانزستور**. ان تغير قيمة احد ثوابت الترانزستور كمثال على ذلك عامل التكبير (β) سوف يؤدي الى تغير قيمة تيار المجمع وذلك لان ال I_C يرتبط مع β بالعلاقة ($I_C = \beta\ I_B$). ان سبب تغير قيمة β ناتج من تغير درجة الحرارة لنفس الترانزستور او استبدال الترانزستور باخر وذلك لأنه لا يوجد اثنين من الترانزستورات لهما نفس قيمة β.

ان القصان او الزيادة في قيمة β سوف يؤدي الى نقصان او زيادة المسافات بين منحنيات الخواص وعلى التوالي وبالتالي تغير موقع نقطة التشغيل الى الأسفل او الى الأعلى وعلى التوالي.

5 - **التغير في درجة الحرارة**. المشكلة الرئيسية التي تؤثر على نقطة التشغيل هي درجة الحرارة. عندما تزداد درجة الحرارة فان تيار التسرب العكسي سوف يزداد ويؤدي نتيجة لذلك زيادة في تيار المجمع. العلاقة التي تربط بين تيار المجمع وتيار التسرب العكسي كلاتي:

$$I_C = \beta\ I_B + I_{CEO} \qquad (5)$$

وكذلك يمكننا اعادة كتابة المعادلة (٥) بالصيغة الاتية

$$I_C = \beta\ I_B + (\mathbf{1} + \boldsymbol{\beta})\ \boldsymbol{I_{CBO}} \qquad (6)$$

هنا I_{CEO} هو تيار التسرب العكسي المار من المجمع C الى الباعث E عندما يكون طرف القاعدة مفتوح O.

اما $\boldsymbol{I_{CBO}}$ فهو تيار التسرب العكسي المار من المجمع C الى القاعدة B عندما يكون طرف الباعث مفتوح

O(دائرة مفتوحة). المعادلة رقم (٦) تعتبر صيغة عامة سوف نستعملها في حساباتنا لإيجاد تيار المجمع لأي ترتيب من دوائر الانحياز التي سوف نتطرق عليها لاحقا.

واجب ٥: ان العلاقة بين I_{CBO} و I_{CEO} تعطى بالشكل $I_{CEO} = (1+\beta)\, I_{CBO}$ ، اثبت ذلك؟

سوف يؤدي ارتفاع I_{CBO} في المعادلة رقم (٦) نتيجة لارتفاع درجة الحرارة الى زيادة تيار المجمع I_C. ولنكون أكثر دقة، مع كل 10 درجات ارتفاع في درجة الحرارة، سيتضاعف قيمة تيار التسرب العكسي I_{CBO}، وبالتالي ارتفاع تيار المجمع. في بعض الأحيان، قد تؤدي الحرارة الزائدة الناتجة إلى تدمير ذاتي للترانزستور الغير مستقر بسبب الهروب الحراري Thermal runaway.

يتسبب تدفق تيار المجمع وكذلك تيار التسرب في تبديد الحرارة. إذا لم تستقر نقطة التشغيل، سوف يحدث تأثير تراكمي يزيد من تبديد الحرارة. من أجل تجنب الهروب الحراري وتدمير الترانزستور، من الضروري تثبيت نقطة التشغيل، أي للحفاظ على I_C ثابتًا.

6 - **التغير في فولتية الادخال V_{BE}.** هناك تأثير ملحوظ في زيادة درجة الحرارة على قيمة V_{BE}. ان زيادة درجة الحرارة بمقدار درجة واحدة سوف يؤدي الى نقصان قيمة V_{BE} بمقدار 2.5 mV. ان أي تغير في قيمة V_{BE} سوف ينتج عنه تغير قيمة I_B وبالتالي سوف تتغير قيمة نقطة التشغيل لتيار القاعدة I_{BQ}. وكما هو معلوم فان أي تغير في قيمة I_{BQ} سوف ينتج عنه تغير في قيمة I_{CQ} وبالتالي تغير او إزاحة موضع نقطة التشغيل.

1.5 عامل استقرار نقطة التشغيل

عامل الاستقرار هو معدل التغير الطفيف في تيار المجمع I_C نسبة الى التغير الطفيف الناتج من تيار الترسب العكسي I_{CO} عند قيمة ثبات لجهد الادخال V_{BE} وعامل التكبير β. **I_{CO}** هو تعبير عام عن تيار التسرب العكسي للترانزستور والذي يمكن ان يستبدل ب I_{CBO} كما سوف نلاحظ لاحقا.

هناك ثلاث أنواع لعامل الاستقرار.

النوع الأول يرمز له ب S ويعبر عنه رياضيا بالعلاقة الاتية:

$$S = \left.\frac{dI_C}{dI_{CO}}\right|_{\text{at constant } V_{BE} \text{ and } \beta} \qquad (7)$$

يمكن تفسير معادلة رقم (٧) على انها المشتقة الأولى لتيار المجمع بالنسبة الى تيار التسرب العكسي عند ثبات قيمة جهد الادخال وعامل التكبير. بمفهوم اخر ينبغي الحفاظ على I_C ثابتًا على الرغم من التغير في I_{CO}.
ومن هنا يمكننا أن نفهم أن أي تغيير في تيار تسرب المجمع يغير تيار المجمع إلى حد كبير. لذلك يجب أن يكون عامل الاستقرار منخفضًا قدر الإمكان حتى لا يتأثر تيار المجمع. القيمة المثالية لمعامل الاستقرار $S = 1$.

النوع الثاني يرمز له ب S' ويعبر عنه رياضيا بالعلاقة الاتية:

$$S' = \left.\frac{dI_C}{dV_{BE}}\right|_{\text{at constant } I_{CO} \text{ and } \beta} \qquad (8)$$

يمكن تفسير معادلة رقم (٨) على انها المشتقة الأولى لتيار المجمع بالنسبة الى جهد الادخال عند ثبات قيمة تيار التسرب العكسي وعامل التكبير.

النوع الثالث يرمز له ب S'' ويعبر عنه رياضيا بالعلاقة الاتية:

$$S'' = \left.\frac{dI_C}{d\beta}\right|_{\text{at constant } I_{CO} \text{ and } V_{BE}} \qquad (9)$$

يمكن تفسير معادلة رقم (٩) على انها المشتقة الأولى لتيار المجمع بالنسبة الى عامل التكبير عند ثبات قيمة تيار التسرب العكسي وجهد الادخال.

الان سوف نستخدم معادلة (٦) لإيجاد صيغة عامة لحساب عامل الاستقرار S ولذلك لأنه يعتبر أكثر أهمية من العوامل الأخرى S' و S''.

نفاضل طرفي المعادلة (٦) بالنسبة الى تيار المجمع I_C

$$\frac{dI_C}{dI_C} = \beta\,\frac{dI_B}{dI_C} + (1+\beta)\frac{dI_{CBO}}{dI_C} \qquad (A)$$

$$= \qquad 1 = \beta\,\frac{dI_B}{dI_C} + (1+\beta)\frac{dI_{CBO}}{dI_C} \qquad (B)$$

$$= \qquad 1 = \beta\,\frac{dI_B}{dI_C} + (1+\beta)\frac{1}{S} \qquad (C)$$

إذا

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1-\beta\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)\right)} \qquad (10)$$

وبالتالي يعتمد عامل الاستقرار S على β و I_B و I_C. تعتبر معادلة (١٠) صيغة عامة في حساب عامل الاستقرار S لأي دائرة انحياز الترانزستور **بهيئة الباعث المشترك**. ان العامل المهم الذي يمز معامل الاستقرار بين الدوائر هو $\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)$.

سوف نأخذ مثال على كيفية حساب معامل الاستقرار بالاستعانة بدائرة الترانزستور الموضحة بالشكل (١-٢).

لإيجاد عامل الاستقرار **نتبع الخطوات الاتية:**

4 - نطبق قانون كيرشوف على دائرة الادخال من اجل الحصول على قيمة تيار القاعدة I_B :

$$I_B = \frac{(\boldsymbol{V_{BB}} - \boldsymbol{V_{BE}})}{\boldsymbol{R_B}} \qquad (AA)$$

5 - نفاضل قيمة تيار القاعدة I_B في المعادلة (AA) بالنسبة الى تيار المجمع I_C لنحصل على:

$$\frac{dI_B}{dI_C} = \frac{d}{dI_C}\frac{(\boldsymbol{V_{BB}} - \boldsymbol{V_{BE}})}{\boldsymbol{R_B}} \qquad (BB)$$

6 - نعوض قيمة التفاضل من معادلة (BB) في معادلة (١٠) لنحصل على قيمة عامل الاستقرار S.

ان ناتج التفاضل لمعادلة (BB) يساوي **صفر** وذلك لان قيم كل من V_{BB} و V_{BE} و R_B هي ثوابت (مشتقة الثابت صفر). بمعنى اخر ان تيار القاعدة غير معتمد على تيار المجمع. نتيجة لذلك, فان قيمة عامل الاستقرار هو

$$S = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{(1+\beta)}{(1-0)} = (\boldsymbol{1+\beta})$$

يمكن ملاحظة ان معامل الاستقرار يعتمد كليا على قيمة $\boldsymbol{\beta}$. مثلا إذا كانت قيمة $\boldsymbol{\beta}$ تساوي 50 فان S تساوي51 وهذا يعني ان I_C سوف يزداد $(\boldsymbol{1+\beta})$ اي51 مرة بقدر أي تغيير في I_{CBO}. بمعنى اخر ان معامل الاستقرار S سوف يكون حساس جدا لأي تغير في قيمة β. لذلك فان استخدام الترانزستور بنفس الهيئة الموضحة بشكل (١-٢) غير مرغوب به في تصميم دوائر التكبير لأنه سوف يؤدي الى عدم استقراريه نقطة

التشغيل وازاحتها باستمرار عند موضع قريب من منطقة الاشباع (أي بعيدا عن منتصف المنطقة الفعالة). إضافة الى مشاكل التكبير فان هذه الدائرة غير مرغوب فيها من الناحية الاقتصادية ذلك لاستخدامها مصدرين للجهد V_{CC} و V_{BB} مما يعني زيادة في الاستهلاك وزيادة في الحجم كذلك.

1.6 طرق انحياز الترانزستور

المبدأ الأساسي لدائرة الانحياز هو الحفاظ على موضع نقطة التشغيل من خلال الحفاظ على قيمة ثابتة لـ I_C و V_{CE} من أي دائرة معينة. وكذلك يجب ان تعطي دائرة الانحياز نتائج تكبير اصيل لأي موجة ادخال. لذلك فان أي دائرة انحياز يجب ان تمتلك الاتي:

(ج) يجب الحفاظ بشكل دائمي على الانحياز الامامي لدائرة الادخال والانحياز العكسي لدائرة الإخراج.

(ح)يجب أن تثبت نقطة التشغيل في وسط المنطقة الفعالة (الخطية) من اجل ضمان عدم حصول تشوه في الموجة الخارجة.

(خ)يجب ان تجعل من نقطة التشغيل غير متأثرة أي مستقلة عن معاملات الترانزستور.

(د) يجب ان تضمن من ان قيمة V_{CE} لا تقل عن الحد المطلوب وهو (1 V) للترانزستور من نوع السيلكون. تسمى هذه القيمة بفولتية العتبة. إذا كانت قيمة V_{CE} اقل من 1 V فان وصلة المجمع-باعث لن تكون منحازة عكسيا بشكل عملي وبهذا فان المجمع لا يكون قادر جذب جميع الالكترونات المحقونة في الباعث. من هنا فان تيار المجمع سوف يقل بينما يزداد تيار القاعدة وبالتالي فان قيمة β سوف تهبط هي الأخرى. لذل فان هبوط قيمة V_{CE} خلال أي جزء من الموجة الداخلة سيؤدي الى عدم تكبير هذا الجزء من الإشارة الداخلة وبالتالي يحدث تشويها في شكل الموجة الخارجة وعدم حصول التكبير المطلوب.

هناك طريقتين تستخدمان في انحياز الترانزستور بصرف النظر عن طريقة الربط الموضحة في الشكل (١-٢) للمشاكل التي تم ذكرها سابقا:

3 - طريقة التحيز المناسبة.

4 - طريقة التعويض المناسبة.

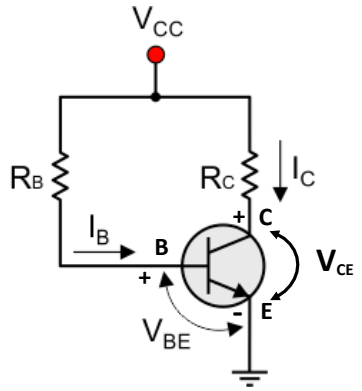
1.6.1 طريقة التحيز المناسبة

تتضمن هذه الطريقة استخدام دائرة انحياز مكونة من شبكة مقاومات تحافظ على I_C ومن ثم V_{CE} على الرغم من تغير كل من I_B وI_{CO} و $\boldsymbol{\beta}$ وV_{BE}. سنحاول هنا التركيز على عدد معين من دوائر الانحياز وسيكون اختيارنا لهذه الدائرة او تلك قائما على أساس من التعرف على محاسنها ومساوئها وكذلك محاولة التعرف على معاملات الاستقرارية الثلاث لهذه الدوائر.

ب- الانحياز الثابت fixed biasing

ويسمى هذا النوع من الانحياز أيضًا الانحياز الأساسي أو الانحياز الثابت للمقاومة. الشكل (١١-٢) يوضح ترتيب الدائرة باستخدام ترانزستور من نوع NPN.

يتم استخدام مصدر جهد واحد فقط (V_{CC}) لتوفير تيار جامع I_C لدائرة الجامع-باعث و تيار قاعدة I_B لدائرة القاعدة-باعث للترانزستور وبهذا فائدة في تقليل مصادر الجهد المستخدمة لانحياز الترانزستور. وكذلك يحافظ مصدر الجهد V_{CC} أيضا على ان تبقى فولتية القاعدة موجبة بالنسبة الى الباعث مما ينتج عنه ان تبقى وصلة القاعدة-باعث منحازة اماميا. يتم اختيار مقاومة R_B مناسبة وعادتا ما تكون كبيرة من اجل ان يبقى قيمة تيار القاعدة I_B ثابت. لهذا السبب تسمى هذه الدائرة بالانحياز الثابت.



شكل (١١-٢)

لإيجاد عامل الاستقرار S يجب في البداية كما ذكرنا سابقا إيجاد قيمة تيار القاعدة I_B. باستخدام قانون كيرشوف على دائرة القاعدة، نحصل على صيغة تيار القاعدة كلاتي:

$$\boldsymbol{V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} = 0} \qquad \text{(A1)}$$

ومن ثم فان I_B يساوي

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}} \qquad \text{(A2)}$$

نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع نحصل على:

$$\boldsymbol{V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0} \qquad \text{(A3)}$$

ومن ثم فان I_C يساوي

$$\boldsymbol{I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}} \qquad (A4)$$

ان مصدر الجهد V_{CC} يوفر تيار المجمع وكذلك فولتية على طرفي المقاومة ($I_C R_C$). هناك شرط مهم لتجنب إزاحة نقطة التشغيل الى منطقة الاشباع وهو ان I_C يجب ان يكون دائما أصغر من $\boldsymbol{\frac{V_{CC}}{R_C}}$.

الان لحساب عامل الاستقرار S هناك طريقتين يجب ان نتبعها:

أولا:

باستخدام معادلة (٦)

$$I_C = \beta\, I_B + \boldsymbol{(1+\beta)\, I_{CBO}} \qquad (A5)$$

نعوض قيمة I_B من معادلة (A2) في معادلة (A5) لنحصل على:

$$I_C = \beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE})}}{\boldsymbol{R_B}}\right) + (1+\beta)\, I_{CBO} \qquad (A6)$$

الان نفاضل طرفي معادلة (A6) بالنسبة الى تيار المجمع I_C

$$\frac{d}{dI_C} I_C = \frac{d}{dI_C}\left[\beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE})}}{\boldsymbol{R_B}}\right) + (1+\beta)\, I_{CBO}\right] \qquad (A7)$$

$$\frac{dI_C}{dI_C} = \left[\frac{d}{dI_C}\beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE})}}{\boldsymbol{R_B}}\right)\right] + \left[(1+\beta)\, \frac{dI_{CBO}}{dI_C}\right] \qquad (A8)$$

الطرف الايسر من المعادلة (A8) $\frac{dI_C}{dI_C}$ يساوي **واحد**. اما الحد الأول من الطرف الايمن فيساوي **صفر** وذلك لان قيمة V_{BE} و V_{CC} و R_C ثوابت (مشتقة الثابت صفر). اما الحد الثاني وهو المهم فيساوي مقلوب عامل الاستقرار ($\frac{1}{S}$). إذا يمكن إعادة كتابة معادلة (A8) كلاتي:

$$1 = 0 + (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad (A9)$$

إذا فان معامل الاستقرار S هو:

$$\boldsymbol{S = \frac{dI_C}{dI_{CO}} = (1+\beta)} \qquad (A10)$$

يمكن ان نلاحظ ان قيمة معامل الاستقرار **S** كذلك يعتمد **على $\boldsymbol{\beta}$**. ولهذا الاعتماد له سلبيات تم ذكرها مسبقا.

ثانيا:

باستخدام الصيغة العامة لمعامل الاستقرار S من معادلة (١٠) كلاتي:

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1-\beta\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)\right)} \qquad \text{(A11)}$$

من معادلة (A2) نجد انه لا توجد علاقة بين I_B و I_C بسبب كون تيار المجمع غير موجود. لذلك فان الحد $\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)$ يساوي **صفر.** فينتج عن ذلك

$$S = \frac{(1+\beta)}{(1-0)} = (1+\beta) \qquad \text{(A11)}$$

وهي نفس النتيجة المتوقعة من معادلة (A10).

اما إذا اريد حساب معامل الاستقرار من النوع الثاني S' فنتبع ما يأتي:

نفاضل طرفي معادلة (A6) بالنسبة الى تيار المجمع V_{BE}

$$\frac{d}{dV_{BE}} I_C = \frac{d}{dV_{BE}}\left[\beta\left(\frac{(\boldsymbol{V_{CC}}-\boldsymbol{V_{BE}})}{\boldsymbol{R_B}}\right) + (1+\beta)\, I_{CBO}\right] \qquad \text{(A12)}$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \left[\frac{d}{dV_{BE}}\beta\left(\frac{\boldsymbol{V_{CC}}}{\boldsymbol{R_B}}\right)\right] - \left[\frac{d}{dV_{BE}}\beta\left(\frac{\boldsymbol{V_{BE}}}{\boldsymbol{R_B}}\right)\right] + \left[\frac{d}{dV_{BE}}(1+\beta)\, I_{CBO}\right] \qquad \text{(A13)}$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = 0 - \frac{\beta}{\boldsymbol{R_B}} + 0 = \frac{-\beta}{\boldsymbol{R_B}} \qquad \text{(A14)}$$

$$S' = \frac{-\beta}{\boldsymbol{R_B}} \qquad \text{(A15)}$$

كما هو ملاحظ من المعادلة (A14) ان الحد الذي يقبل التفاضل هو فقط الحد الثاني من الطرف الأيمن اما الحد الأول والثالث فيساوي صفر وذلك لعدم وجود علاقة مع V_{BE}.

واجب ٦: استخدم معادلة رقم (A6) لإيجاد عامل الاستقرار من النوع الثالث "S؟

مزايا هذه الطريقة هي:

4. الدائرة بسيطة.
5. تتطلب الدائرة مقاومة واحد R_B وبذلك يتم تعيين شروط التحيز وتحديد نقطة التشغيل في منتصف المنطقة الفعالة بسهولة.
6. لا يوجد تأثير حمل زائد على الدائرة لأنه لا توجد مقاومة على طرفي القاعدة-باعث.

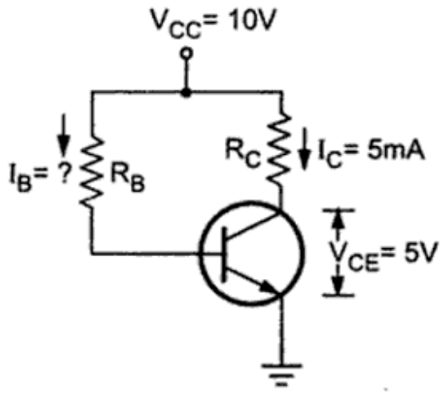
سلبيات هذه الطريقة هي:

3 - الاستقرارية الحرارية لهذا الدائرة ضعيفة حيث لا يمكن إيقاف النمو الحراري.

4 - عامل الاستقرار مرتفع جدا. لذلك هناك فرصة قوية للهروب الحراري.

وبالتالي، بسبب هذه المساوئ فان هذا الطريقة نادرا ما تستخدم في تطبيقات الدوائر الالكترونية.

مثال (٢-٣): اوجد قيمة R_C و I_B و R_B المطلوبة لاتمام انحياز الترانزستور بطريقة الانحياز الثابت وكما هو موضح بالشكل (١٢-٢). افترض ان $V_{BE} = 0.7$ V و $\beta = 100$.



شكل (١٢-٢)

الحل:

أولا: لإيجاد قيمة R_C نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0 \qquad \text{(A1)}$$

ومن ثم فان R_C

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{10\,V - 5\,V}{5 \times 10^{-3} A} = 1 \times 10^3 \Omega = 1\,k\Omega \qquad \text{(A2)}$$

ثانيا: لإيجاد قيمة I_B فنحصل عليها من العلاقة

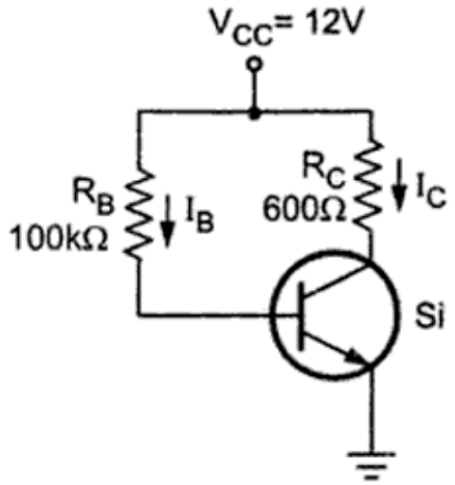
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{5 \times 10^{-3} A}{100} = 5 \times 10^{-5} A = 50 \times 10^{-6} A = 50\,\mu A \qquad \text{(A3)}$$

ثالثا: لإيجاد قيمة R_B فنحصل عليها بعد تطبيق قانون كيرشوف على دائرة القاعدة كلاتي:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{10\,V - 0.7\,V}{5 \times 10^{-5} A} = 1.86 \times 10^5 \Omega \qquad \text{(A2)}$$

$$\therefore R_B = 186 \times 10^3\,\Omega = 186\,k\Omega$$

مثال (٢-٤): يخضع الترانزستور المربوط بدائرة الانحياز الثابت والموضحة بالشكل (١٣-٢) لزيادة في درجة حرارته من 25 °C الى 75 °C. اذا كانت $\beta = 100$ عند 25 °C تتغير الى $\beta = 125$ عند 75 °C, فأوجد النسبة المئوية للتغير في نقطة التشغيل (قيم I_C و V_{CE}) على مدى درجة الحرارة. الغي تأثير أي تغير في قيمة V_{BE} وافترض ان $V_{BE} = 0.7$ V.



شكل (١٣-٢)

الحل:

أولا: عند درجة حرارة 25 درجة مئوية

نطبق قانون كيرشوف على دائرة القاعدة لإيجاد تيار القاعدة ومن ثم تيار الجامع كلاتي:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12\,V - 0.7\,V}{100 \times 10^3 \Omega} = 113\ \mu A$$

$$I_C = \beta \times I_B = 100 \times 113 \times 10^{-6} A = 11.3\ mA.$$

نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع لإيجاد فولتية المجمع-باعث كلاتي:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12\,V - (11.3 \times 10^{-3} A \times 600\ \Omega) = 5.22\,V.$$

ثانيا: عند درجة حرارة 75 درجة مئوية

نكرر نفس الخطوات السابقة لنحصل على الاتي

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12\,V - 0.7\,V}{100 \times 10^3 \Omega} = 113\ \mu A$$

$$I_C = \beta \times I_B = 125 \times 113 \times 10^{-6} A = 14.125\ mA.$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12\,V - (14.125 \times 10^{-3} A \times 600\ \Omega) = 3.525\,V.$$

يمكن ملاحظة ان قيمة تيار القاعدة ثابت حتى عند زيادة درجة الحرارة وهذا هو السبب في إعطاء الدائرة اسم الانحياز الثابت.

إذا النسبة المئوية لتغير قيمة تيار المجمع I_C هو

$$\%\partial I_C = \frac{I_C(75°C) - I_C(25°C)}{I_C(25°C)} \times 100$$

$$= \frac{14.125 \times 10^{-3} - 11.3 \times 10^{-3}}{11.3 \times 10^{-3}} \times 100 = 25\% \text{ (زيادة)}$$

والنسبة المئوية لتغير قيمة فولتية مجمع-باعث V_{CE} هو

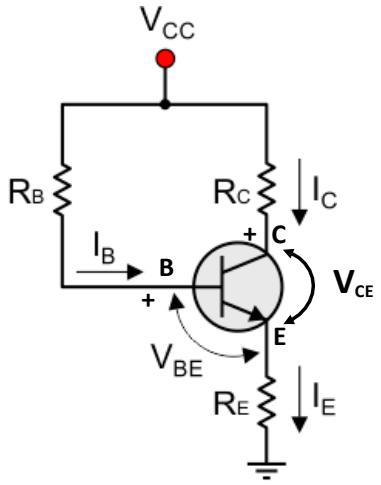
$$\%\partial V_{CE} = \frac{V_{CE}(75°C) - V_{CE}(25°C)}{V_{CE}(25°C)} \times 100$$

$$= \frac{3.525 - 5.22}{5.22} \times 100 = -32.47\ \% \text{ (نقصان)}$$

ان زيادة تيار المجمع ونقصان قيمة فولتية مجمع-باعث هو دليل واضح على ان نقطة التشغيل انزاحت الى منطقة الاشباع. لهذا السبب فان هذا النوع من طرق الانحياز لا يرغب فيه.

ت- انحياز مقاومة الباعث emitter resistance biasing

ان هذا النوع من طرق انحياز الترانزستور يشبه طريقة الانحياز الثابت لكن هنا يتم وضع مقاومة R_E عند طرف الباعث كما هو موضح بالشكل (١٤-٢). ان أهمية المقاومة R_E تكمن في تحسين استقرارية نقطة التشغيل وكذلك إمكانية تقليل معامل الاستقرار وبالتالي تقليل من مشكلة الهروب الحراري. في هذه الدائرة سيكون لدينا مصدر جهد واحد V_{CC} وثلاث مقاومات R_B و R_C و R_E.



شكل (١٤-٢)

لإيجاد عامل الاستقرار S يجب في البداية كما ذكرنا سابقا إيجاد قيمة تيار القاعدة I_B. باستخدام قانون كيرشوف على دائرة القاعدة، نحصل على صيغة تيار القاعدة كلاتي:

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \qquad \text{(A1)}$$

تيار الباعث I_E يساوي

$$I_E = I_C + I_B \quad \Rightarrow I_E = \beta I_B + I_B \quad \Rightarrow I_E = (1+\beta) I_B$$

نعوض عن قيمة تيار الباعث يساوي بالمعادلة (A1) لنحصل على

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - (1+\beta) I_B R_E = 0 \qquad \text{(A2)}$$

$$I_B R_B + (1+\beta) I_B R_E = V_{CC} - V_{BE} \qquad \text{(A3)}$$

ومن ثم فان I_B يساوي

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E}} \qquad (A4)$$

الفرق بين هذا النوع من الانحياز والانحياز الثابت هي القيمة $\boldsymbol{(1+\beta)R_E}$.

نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع نحصل على:

$$\boldsymbol{V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} - I_E R_E = 0} \qquad (A5)$$

بما ان $I_E = I_C$ فمعادلة (A5) تصبح كالاتي

$$\boldsymbol{V_{CC} - V_{CE} - I_C(R_C + R_E) = 0} \qquad (A6)$$

ومن ثم فان V_{CE} تساوي

$$\boldsymbol{V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)} \qquad (A7)$$

قيمة I_C في المعادلة (A7) يتم حسابها بالاعتماد على قيمة I_B من معادلة (A4) ومن من العلاقة المعرفة ($I_C = \beta\, I_B$).

الان لحساب عامل الاستقرار S هناك طريقتين يجب ان نتبعها:

<u>أولا:</u>

باستخدام معادلة (٦)

$$I_C = \beta\, I_B + \boldsymbol{(1+\beta)\, I_{CBO}} \qquad (A8)$$

هنا يجب ان نعوض عن قيمة I_B في معادلة (A1) بالصيغة الاتية من اجل حساب معامل الاستقرار :

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E}{R_B + R_E}} \qquad (A9)$$

اذا تيار المجمع

$$I_C = \beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_B + R_E}} \right) + (1+\beta)\, I_{CBO} \qquad (A10)$$

الان نفاضل طرفي معادلة (A10) بالنسبة الى تيار المجمع I_C

$$\frac{d}{dI_C} I_C = \frac{d}{dI_C} \left[\beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_B + R_E}} \right) + (1+\beta)\, I_{CBO} \right] \qquad (A11)$$

$$\frac{dI_C}{dI_C} = \left[\frac{d}{dI_C} \beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_B + R_E}} \right) \right] + \left[(1+\beta)\, \frac{dI_{CBO}}{dI_C} \right] \qquad (A12)$$

الطرف الايسر من المعادلة (A12) $\frac{dI_C}{dI_C}$ يساوي **واحد**. اما الحد الأول من الطرف الأيمن فنأخذ المشتقة فقط على $\frac{-I_C R_E}{R_B+R_E}$ اما الباقي فيساوي **صفر** وذلك لان قيمة V_{BE} و V_{CC} و R_C ثوابت (مشتقة الثابت صفر). اما الحد الثاني وهو المهم فيساوي مقلوب عامل الاستقرار ($\frac{1}{S}$). إذا يمكن إعادة كتابة معادلة (A12) كلاتي:

$$1 = \frac{-\beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} + (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A13)}$$

$$1 + \frac{\beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} = (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A14)}$$

$$\frac{\boldsymbol{R_E} + \boldsymbol{R_B} + \beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} = (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A15)}$$

إذا فان معامل الاستقرار S هو:

$$\boldsymbol{S} = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{\left((\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E}) \times (\boldsymbol{1} + \boldsymbol{\beta})\right)}{(\boldsymbol{R_E} \times (\boldsymbol{1} + \boldsymbol{\beta}) + \boldsymbol{R_B})} \qquad \text{(A16)}$$

يمكن ان نلاحظ ان قيمة معامل الاستقرار **S** كذلك يعتمد **على $\boldsymbol{\beta}$**. ولهذا الاعتماد له سلبيات تم ذكرها مسبقا.

ثانيا:

باستخدام الصيغة العامة لمعامل الاستقرار S من معادلة (١٠) كلاتي:

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1 - \beta\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)\right)} \qquad \text{(A17)}$$

من معادلة (A9) نجد انه

$$\frac{dI_B}{dI_C} = \frac{-\boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} \qquad \text{(A18)}$$

نعوض ناتج معادلة (A18) في (A17) فينتج عن ذلك

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1+\beta\frac{\boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B}+\boldsymbol{R_E})}\right)} = (\beta+1)\frac{\left(1+\frac{\boldsymbol{R_B}}{\boldsymbol{R_E}}\right)}{\left(1+\beta+\frac{\boldsymbol{R_B}}{\boldsymbol{R_E}}\right)} \qquad \text{(A19)}$$

يلاحظ من المعادلة (A19) انه في حالة كون $\frac{R_B}{R_E} << 1$ فان $S = 1$ وتزداد قيمة S كلما زادت النسبة $\frac{R_B}{R_E}$ حتى تصبح مساوية ل $(1+\beta)$ عندما تقترب $\frac{R_B}{R_E}$ من المالانهاية.

مما جاء أعلاه, يمكن القول انه كلما كبرت β كلما قلت الاستقرارية بينما تزداد الاستقرارية كلما صغرت R_B او زادت R_E.

تعمل R_E على تحسين عامل الثبات بالاعتماد على تقنية التغذية الخلفية السالبة *negative feedback* . وهي تقنية تستخدم في تحسين اداء عمل الترانزستور كمكبر بواسطة إبقاء نقطة تشغيل الترانزستور ثابتة وغير متأثرة بتغيرات درجة الحرارة او تغير قيمة β .

الطريقة التي تتحكم بها التغذية الخلفية في نقطة التحيز هي كما يلي:

1 - إذا تم إبقاء قيمة V_{BE} ثابتة وزادت درجة الحرارة، فان تيار الباعث يزداد.

2 - مع ذلك، الزيادة العالية في I_E سوف يقابلها زيادة في الجهد المسلط على R_E أي في زيادة $V_E = I_E R_E$، مما يؤدي الى تقليل الجهد V_{BE} على طرفي R_B.

3 - ان تقليل الفرق $(V_E - V_B)$ او V_{BE} يؤدي بدوره الى تقليل تيار القاعدة. يمكن اثبات ذلك بإعادة ترتيب معادلة (A1) لتصبح

$$\boldsymbol{I_B} = \frac{\boldsymbol{V_{CC}} - \boldsymbol{V_{BE}} - \boldsymbol{I_E R_E}}{\boldsymbol{R_B}} \qquad \text{(A20)}$$

زيادة القيمة $(\boldsymbol{I_E R_E})$ في البسطة سوف تقلل من قيمة I_B. وينتج عن ذلك انخفاض تيار المجمع لأنه يرتبط مع I_B بالعلاقة $(I_C = \beta I_B)$.

4 - يرتبط تيار المجمع وبتيار الباعث بواسطة $I_C = \alpha I_E$ مع $\alpha \approx 1$، أي ان تيار المجمع سوف يزداد بازدياد تيار الباعث. **لكن تعارض هذه <u>الزيادة</u>** في تيار المجمع مع تيار الباعث و**<u>النقصان</u>** الذي يحدث لتيار المجمع بسبب نقصان تيار القاعدة **<u>يؤدي</u>** الى **ابقاء نقطة التشغيل مستقرة وهو المطلوب.**

5 - ان تيار الجامع سوف يكون غير معتمد على β. يمكن التحقق من ذلك باستخدام معادلة (A4) وباستخدام العلاقة $(I_C = \beta I_B)$.

$$I_C = \beta \times \left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E}\right] \quad \text{(A18)}$$

$$I_C = \frac{\beta \times (V_{CC} - V_{BE})}{R_B + (1+\beta)R_E} \quad \text{we can say } (1+\beta) = \beta, \text{then} \quad \text{(A19)}$$

$$I_C = \frac{\beta \times (V_{CC} - V_{BE})}{R_B + \beta R_E} \quad \text{if } R_B \ll \beta R_E, \text{then} \quad \text{(A20)}$$

$$I_C = \frac{\beta \times (V_{CC} - V_{BE})}{\beta R_E} \quad \text{(A21)}$$

$$\therefore\ I_C = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_E} \quad \text{(A22)}$$

كما هو ملاحظ من معادلة (A22) ان I_C لا يعتمد على β بشرط ان تكون قيمة R_B اقل بكثير من قيمة βR_E. بمعنى اخر هذا الشرط يتحقق فقط عندما تكون قيمة R_B صغيرة وقيمة R_E كبيرة وذلك لان قيمة β غير معلومة في كثير من الأحيان.

<u>على اية حال، هناك مساوئ في استخدام هذه الطريقة وهي:</u>

1 - ان الزيادة في R_E يلزمها زيادة في V_{CC} لتشغيل الترانزستور عند نفس نقطة التشغيل مما يعني زيادة في القدرة الضائعة.

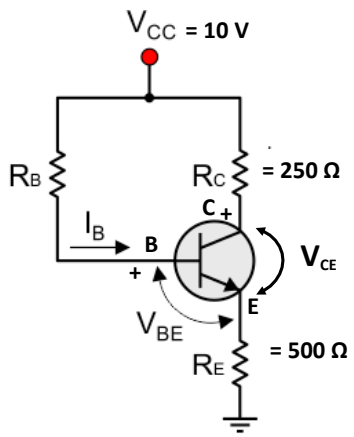
2 - ان التغذية الخلفية السالبة لها مساوئ وهي تقليل الكسب في الجهد بصورة ملحوظة للترانزستور. لكن يمكن حل هذه المشكلة بواسطة ادخال متسعة امرار ذات قيمة مناسبة تربط على التوازي مع R_E.

3 - إذا كانت R_B *منخفضة*، يجب استخدام مصدر جهد كهربي منخفض في دائرة القاعدة. ان استخدام اثنين من مصادر الفولتية المختلفة غير عملي.

4 - ان تقليل قيمة R_B سوف يؤدي الى تقليل قيمة جهد المجمع-قاعدة V_{CB} مما يؤثر على عمل الترانزستور.

ان عامل الاستقرار لهذا النوع من طرق الانحياز يبقى عالي ومتأثرا بدرجات الحرارة وتغيرات قيمة β تقليل من كفاءة واستعمال هذه الدائرة في تطبيقات تكبير الإشارة الصوتية او الكهربائية باستخدام الترانزستور.

مثال (٢-٥): اوجد قيمة المقاومة R_B الموضحة بالشكل (١٥-٢) والتي تجعل من قيمة نقطة التشغيل I_C = 6.4 mA و V_{CE} = 8.4 V و β = 80. الغي تأثير أي تغير في قيمة V_{BE} وافترض ان V_{BE} = 0.7 V.



شكل (١٥-٢)

الحل:

نطبق قانون كيرشوف على دائرة الادخال

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \qquad \text{(A1)}$$

نعوض عن قيمة تيار الباعث يساوي $I_E = I_C + I_B$ بالمعادلة (A1) لنحصل على

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - (I_C + I_B) R_E = 0 \qquad \text{(A2)}$$

نعوض عن قيمة I_C ب βI_B لنحصل على

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - [(\beta + 1) R_E \times I_B] = 0 \qquad \text{(A3)}$$

ومن ثم فان R_B يساوي

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - [(\beta + 1) R_E \times I_B]}{I_B} \qquad \text{(A4)}$$

يجب ان نحصل على تيار القاعدة I_B وذلك بواسطة العلاقة

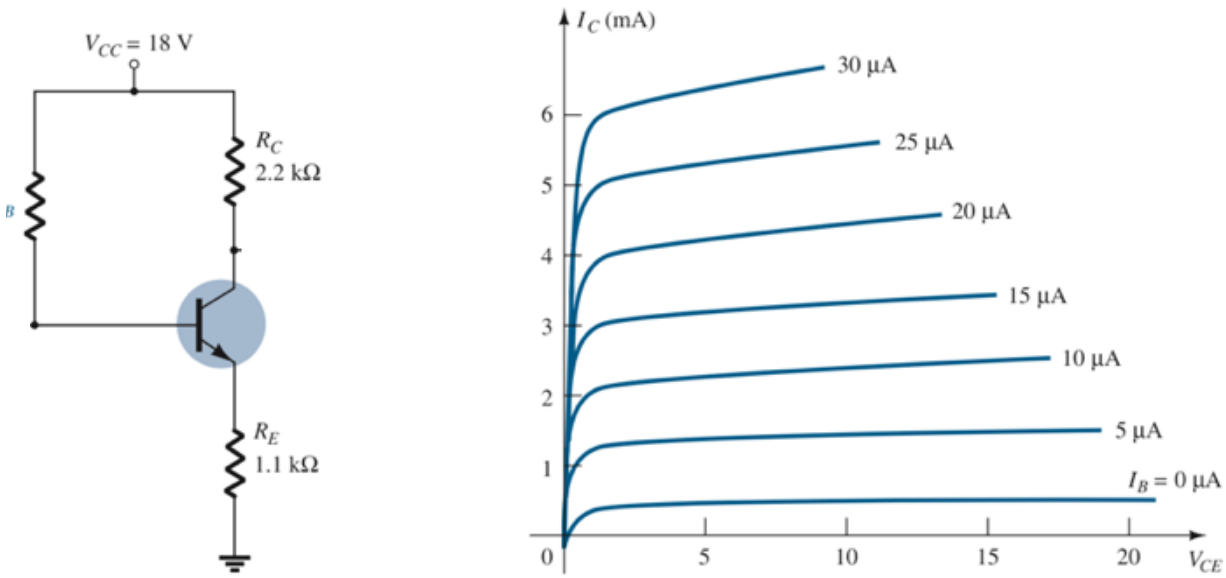
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{6.4\ mA}{80} = 80\ \mu A \qquad \text{(A5)}$$

إذا

$$\boldsymbol{R_B} = \frac{10\,V - \mathbf{0.7}\,\boldsymbol{V} - [(\mathbf{80}+\mathbf{1}) \times \mathbf{500}\,\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{80}\ \times 10^{-6}A]}{\mathbf{80}\ \times 10^{-6}A}$$

$$\therefore \boldsymbol{R_B} = 75.8\ k\boldsymbol{\Omega} \qquad \text{(A6)}$$

واجب ٧: اوجد عامل الاستقرار S للمثال السابق (٢-٥)؟
مثال (٦-٥): بالاستعانة بدائرة انحياز مقاومة بالباعث الموضحة بالشكل (١٦-٢) وخواص الإخراج حدد ما يأتي: ١- نقطة التشغيل وخط الحمل, ٢- قيمة β, ٣- قيمة R_B. الغي تأثير أي تغير في قيمة V_{BE} وافترض ان $V_{BE} = 0.7$ V.



شكل (١٦-٢)

<u>الحل:</u>

أولا:

سوف يكون اختيارنا على نقطة تقع في منتصف المنطقة الفعالة لمنحي الخواص وهو عند قيمة $I_{BQ} = 15\ \mu A$.

الان نحتاج ان نرسم خط الحمل ليكتمل تعريف نقطة التشغيل. لذلك نحتاج الى نقطتين: **الأولى** على محور x أي عند $I_C = 0$ فينتج ($V_{CE} = V_{CC} = \mathbf{18}$ V) **والثانية** على محور y أي عند $V_{CE} = 0$ فينتج

$\left(I_C = \frac{V_{CC}}{R_C+R_E} = \frac{18\,V}{2{,}2\,k\Omega+1.1\,k\Omega} = 5.45\,mA\right)$. يمكن ملاحظة خط الحمل ونقطة التشغيل من الشكل (٢-١٧).

ثانيا:

كما هو ملاحظ من الشكل (٢-١٧) ان قيمة $I_{CQ} = 3.3$ mA و قيمة $V_{CEQ} = 7.5$ V. اذا قيمة β

$$\beta = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} = \frac{3.3\,mA}{15\,\mu A} = \frac{3.3\,mA}{15\times 10^{-3}\,mA} = 220$$

ثالثا:

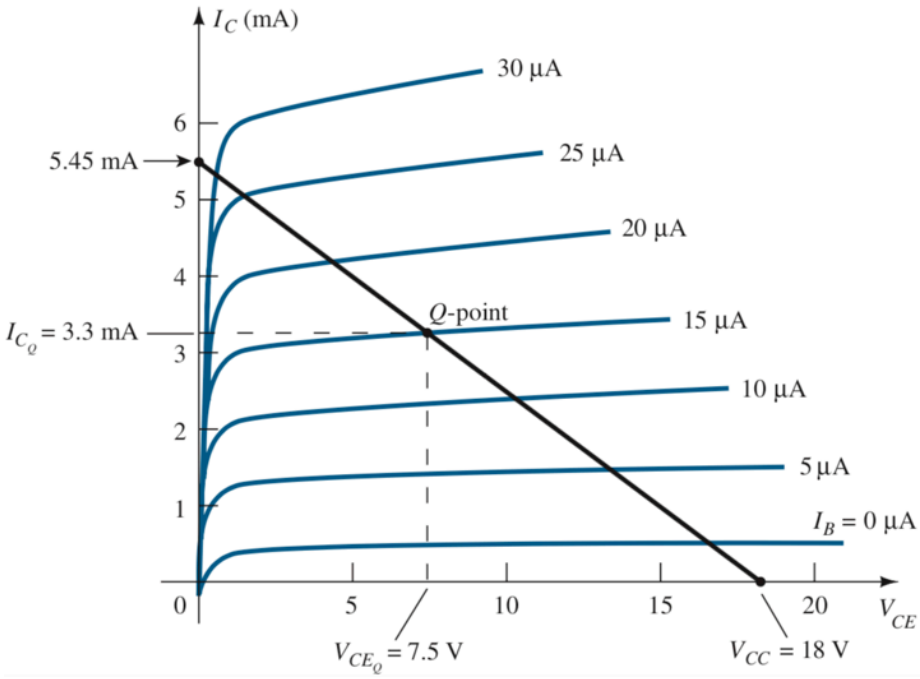
قيمة R_B كلاتي

$$I_B = \frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_E} = \frac{18\,V-0.7\,V}{R_B+\left((1+220)\times 1.1\,k\Omega\right)}$$

$$\Rightarrow (15\,\mu A\times R_B)+(15\,\mu A\times 243.1k\Omega) = 17.3\text{ V}$$

$$\Rightarrow\ (15\,\mu A\times R_B) = 17.3\,V-3.65\,V$$

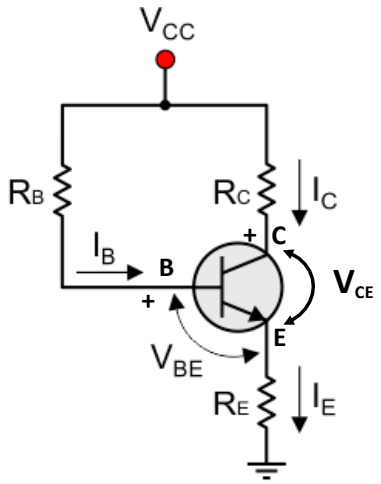
$$\therefore\ R_B = \frac{13.65\,V}{15\,\mu A} = \frac{13.65\,V}{15\times 10^{-6}A} = 910\,k\Omega$$



شكل (٢-١٧)

ب- انحياز مقاومة الباعث emitter resistance biasing

ان هذا النوع من طرق انحياز الترانزستور يشبه طريقة الانحياز الثابت لكن هنا يتم وضع مقاومة R_E عند طرف الباعث كما هو موضح بالشكل (١٤-٢). ان أهمية المقاومة R_E تكمن في تحسين استقرارية نقطة التشغيل وكذلك إمكانية تقليل معامل الاستقرار وبالتالي تقليل من مشكلة الهروب الحراري. في هذه الدائرة سيكون لدينا مصدر جهد واحد V_{CC} وثلاث مقاومات R_B و R_C و R_E.



شكل (١٤-٢)

لإيجاد عامل الاستقرار S يجب في البداية كما ذكرنا سابقا إيجاد قيمة تيار القاعدة I_B. باستخدام قانون كيرشوف على دائرة القاعدة، نحصل على صيغة تيار القاعدة كلاتي:

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \qquad \text{(A1)}$$

تيار الباعث I_E يساوي

$$I_E = I_C + I_B \quad \Rightarrow I_E = \beta I_B + I_B \quad \Rightarrow I_E = (1+\beta) I_B$$

نعوض عن قيمة تيار الباعث يساوي بالمعادلة (A1) لنحصل على

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - (1+\beta) I_B R_E = 0 \qquad \text{(A2)}$$

$$I_B R_B + (1+\beta) I_B R_E = V_{CC} - V_{BE} \qquad \text{(A3)}$$

ومن ثم فان I_B يساوي

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E}} \qquad (A4)$$

الفرق بين هذا النوع من الانحياز والانحياز الثابت هي القيمة $\boldsymbol{(1+\beta)R_E}$.

نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع نحصل على:

$$\boldsymbol{V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} - I_E R_E = 0} \qquad (A5)$$

بما ان $I_E = I_C$ فمعادلة (A5) تصبح كالاتي

$$\boldsymbol{V_{CC} - V_{CE} - I_C(R_C + R_E) = 0} \qquad (A6)$$

ومن ثم فان V_{CE} تساوي

$$\boldsymbol{V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)} \qquad (A7)$$

قيمة I_C في المعادلة (A7) يتم حسابها بالاعتماد على قيمة I_B من معادلة (A4) ومن من العلاقة المعرفة ($I_C = \beta\, I_B$).

الان لحساب عامل الاستقرار S هناك طريقتين يجب ان نتبعها:

<u>أولا:</u>

باستخدام معادلة (٦)

$$I_C = \beta\, I_B + \boldsymbol{(1+\beta)\, I_{CBO}} \qquad (A8)$$

هنا يجب ان نعوض عن قيمة I_B في معادلة (A1) بالصيغة الاتية من اجل حساب معامل الاستقرار :

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E}{R_B + R_E}} \qquad (A9)$$

اذا تيار المجمع

$$I_C = \beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_B + R_E}} \right) + (1+\beta)\, I_{CBO} \qquad (A10)$$

الان نفاضل طرفي معادلة (A10) بالنسبة الى تيار المجمع I_C

$$\frac{d}{dI_C} I_C = \frac{d}{dI_C} \left[\beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_B + R_E}} \right) + (1+\beta)\, I_{CBO} \right] \qquad (A11)$$

$$\frac{dI_C}{dI_C} = \left[\frac{d}{dI_C} \beta \left(\frac{\boldsymbol{(V_{CC} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_B + R_E}} \right) \right] + \left[(1+\beta)\, \frac{dI_{CBO}}{dI_C} \right] \qquad (A12)$$

الطرف الايسر من المعادلة (A12) $\frac{dI_C}{dI_C}$ يساوي **واحد**. اما الحد الأول من الطرف الأيمن فنأخذ المشتقة فقط على $\frac{-I_C R_E}{R_B+R_E}$ اما الباقي فيساوي **صفر** وذلك لان قيمة V_{BE} و V_{CC} و R_C ثوابت (مشتقة الثابت صفر). اما الحد الثاني وهو المهم فيساوي مقلوب عامل الاستقرار ($\frac{1}{S}$). إذا يمكن إعادة كتابة معادلة (A12) كلاتي:

$$1 = \frac{-\beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} + (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A13)}$$

$$1 + \frac{\beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} = (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A14)}$$

$$\frac{\boldsymbol{R_E} + \boldsymbol{R_B} + \beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} = (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A15)}$$

إذا فان معامل الاستقرار S هو:

$$\boldsymbol{S} = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{\left((\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E}) \times (\boldsymbol{1} + \boldsymbol{\beta})\right)}{(\boldsymbol{R_E} \times (\boldsymbol{1} + \boldsymbol{\beta}) + \boldsymbol{R_B})} \qquad \text{(A16)}$$

يمكن ان نلاحظ ان قيمة معامل الاستقرار **S** كذلك يعتمد **على $\boldsymbol{\beta}$**. ولهذا الاعتماد له سلبيات تم ذكرها مسبقا.

ثانيا:

باستخدام الصيغة العامة لمعامل الاستقرار S من معادلة (١٠) كلاتي:

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1 - \beta\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)\right)} \qquad \text{(A17)}$$

من معادلة (A9) نجد انه

$$\frac{dI_B}{dI_C} = \frac{-\boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} \qquad \text{(A18)}$$

نعوض ناتج معادلة (A18) في (A17) فينتج عن ذلك

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1+\beta\frac{\boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B}+\boldsymbol{R_E})}\right)} = (\beta+1)\frac{\left(1+\frac{\boldsymbol{R_B}}{\boldsymbol{R_E}}\right)}{\left(1+\beta+\frac{\boldsymbol{R_B}}{\boldsymbol{R_E}}\right)} \qquad \text{(A19)}$$

يلاحظ من المعادلة (A19) انه في حالة كون $\frac{R_B}{R_E} << 1$ فان $S = 1$ وتزداد قيمة S كلما زادت النسبة $\frac{R_B}{R_E}$ حتى تصبح مساوية ل $(1+\beta)$ عندما تقترب $\frac{R_B}{R_E}$ من المالانهاية.

مما جاء أعلاه, يمكن القول انه كلما كبرت β كلما قلت الاستقرارية بينما تزداد الاستقرارية كلما صغرت R_B او زادت R_E.

تعمل R_E على تحسين عامل الثبات بالاعتماد على تقنية التغذية الخلفية السالبة *negative feedback* . وهي تقنية تستخدم في تحسين اداء عمل الترانزستور كمكبر بواسطة إبقاء نقطة تشغيل الترانزستور ثابتة وغير متأثرة بتغيرات درجة الحرارة او تغير قيمة β .

الطريقة التي تتحكم بها التغذية الخلفية في نقطة التحيز هي كما يلي:

6 - إذا تم إبقاء قيمة V_{BE} ثابتة وزادت درجة الحرارة، فان تيار الباعث يزداد.

7 - مع ذلك، الزيادة العالية في I_E سوف يقابلها زيادة في الجهد المسلط على R_E أي في زيادة $V_E = I_E R_E$، مما يؤدي الى تقليل الجهد V_{BE} على طرفي R_B.

8 - ان تقليل الفرق $(V_E - V_B)$ او V_{BE} يؤدي بدوره الى تقليل تيار القاعدة. يمكن اثبات ذلك بإعادة ترتيب معادلة (A1) لتصبح

$$\boldsymbol{I_B} = \frac{\boldsymbol{V_{CC}} - \boldsymbol{V_{BE}} - \boldsymbol{I_E R_E}}{\boldsymbol{R_B}} \qquad \text{(A20)}$$

زيادة القيمة $(\boldsymbol{I_E R_E})$ في البسطة سوف تقلل من قيمة I_B. وينتج عن ذلك انخفاض تيار المجمع لأنه يرتبط مع I_B بالعلاقة $(I_C = \beta I_B)$.

9 - يرتبط تيار المجمع وبتيار الباعث بواسطة $I_C = \alpha I_E$ مع $\alpha \approx 1$، أي ان تيار المجمع سوف يزداد بازدياد تيار الباعث. **لكن تعارض هذه <u>الزيادة</u>** في تيار المجمع مع تيار الباعث و**<u>النقصان</u>** الذي يحدث لتيار المجمع بسبب نقصان تيار القاعدة **<u>يؤدي</u>** الى **ابقاء نقطة التشغيل مستقرة وهو المطلوب.**

10 - ان تيار الجامع سوف يكون غير معتمد على β. يمكن التحقق من ذلك باستخدام معادلة (A4) وباستخدام العلاقة $(I_C = \beta I_B)$.

$$I_C = \beta \times \left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E}\right] \quad \text{(A18)}$$

$$I_C = \frac{\beta \times (V_{CC} - V_{BE})}{R_B + (1+\beta)R_E} \quad \text{we can say } (1+\beta) = \beta, \text{then} \quad \text{(A19)}$$

$$I_C = \frac{\beta \times (V_{CC} - V_{BE})}{R_B + \beta R_E} \quad \text{if } R_B \ll \beta R_E, \text{then} \quad \text{(A20)}$$

$$I_C = \frac{\beta \times (V_{CC} - V_{BE})}{\beta R_E} \quad \text{(A21)}$$

$$\therefore\ I_C = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_E} \quad \text{(A22)}$$

كما هو ملاحظ من معادلة (A22) ان I_C لا يعتمد على β بشرط ان تكون قيمة R_B اقل بكثير من قيمة βR_E. بمعنى اخر هذا الشرط يتحقق فقط عندما تكون قيمة R_B صغيرة وقيمة R_E كبيرة وذلك لان قيمة β غير معلومة في كثير من الأحيان.

<u>على اية حال، هناك مساوئ في استخدام هذه الطريقة وهي:</u>

5 - ان الزيادة في R_E يلزمها زيادة في V_{CC} لتشغيل الترانزستور عند نفس نقطة التشغيل مما يعني زيادة في القدرة الضائعة.

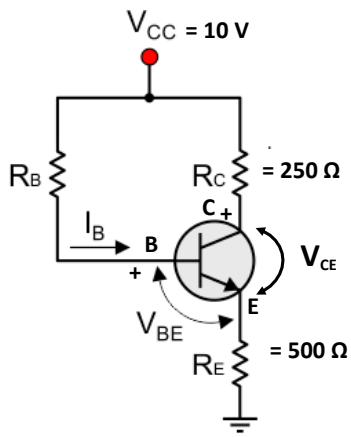
6 - ان التغذية الخلفية السالبة لها مساوئ وهي تقليل الكسب في الجهد بصورة ملحوظة للترانزستور. لكن يمكن حل هذه المشكلة بواسطة ادخال متسعة امرار ذات قيمة مناسبة تربط على التوازي مع R_E.

7 - إذا كانت R_B *منخفضة*، يجب استخدام مصدر جهد كهربي منخفض في دائرة القاعدة. ان استخدام اثنين من مصادر الفولتية المختلفة غير عملي.

8 - ان تقليل قيمة R_B سوف يؤدي الى تقليل قيمة جهد المجمع-قاعدة V_{CB} مما يؤثر على عمل الترانزستور.

ان عامل الاستقرار لهذا النوع من طرق الانحياز يبقى عالي ومتأثرا بدرجات الحرارة وتغيرات قيمة β تقليل من كفاءة واستعمال هذه الدائرة في تطبيقات تكبير الإشارة الصوتية او الكهربائية باستخدام الترانزستور.

مثال (٢-٥): اوجد قيمة المقاومة R_B الموضحة بالشكل (١٥-٢) والتي تجعل من قيمة نقطة التشغيل I_C = 6.4 mA و V_{CE} = 8.4 V و β = 80. الغي تأثير أي تغير في قيمة V_{BE} وافترض ان V_{BE} = 0.7 V.



شكل (١٥-٢)

الحل:

نطبق قانون كيرشوف على دائرة الادخال

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \qquad \text{(A1)}$$

نعوض عن قيمة تيار الباعث يساوي $I_E = I_C + I_B$ بالمعادلة (A1) لنحصل على

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - (I_C + I_B) R_E = 0 \qquad \text{(A2)}$$

نعوض عن قيمة I_C ب βI_B لنحصل على

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - [(\beta + 1) R_E \times I_B] = 0 \qquad \text{(A3)}$$

ومن ثم فان R_B يساوي

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - [(\beta + 1) R_E \times I_B]}{I_B} \qquad \text{(A4)}$$

يجب ان نحصل على تيار القاعدة I_B وذلك بواسطة العلاقة

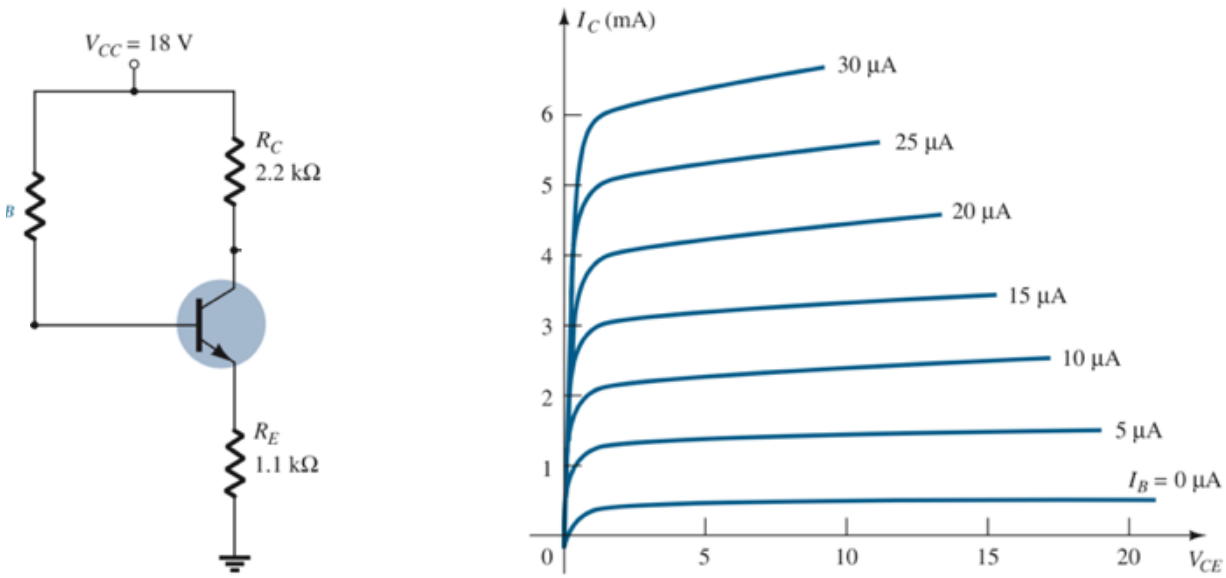
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{6.4\ mA}{80} = 80\ \mu A \qquad \text{(A5)}$$

إذا

$$\boldsymbol{R_B} = \frac{10\,V - \mathbf{0.7\,V} - [(\mathbf{80}+\mathbf{1}) \times \mathbf{500\,\Omega} \times \mathbf{80}\ \times 10^{-6}A]}{\mathbf{80}\ \times 10^{-6}A}$$

$$\therefore \boldsymbol{R_B} = 75.8\ k\boldsymbol{\Omega} \qquad \text{(A6)}$$

واجب ٧: اوجد عامل الاستقرار S للمثال السابق (٢-٥)؟
مثال (٦-٥): بالاستعانة بدائرة انحياز مقاومة بالباعث الموضحة بالشكل (١٦-٢) وخواص الإخراج حدد ما يأتي: ١- نقطة التشغيل وخط الحمل, ٢- قيمة β, ٣- قيمة R_B. الغي تأثير أي تغير في قيمة V_{BE} وافترض ان $V_{BE} = 0.7$ V.



شكل (١٦-٢)

<u>الحل:</u>

أولا:

سوف يكون اختيارنا على نقطة تقع في منتصف المنطقة الفعالة لمنحي الخواص وهو عند قيمة $I_{BQ} = 15\ \mu A$.

الان نحتاج ان نرسم خط الحمل ليكتمل تعريف نقطة التشغيل. لذلك نحتاج الى نقطتين: **الأولى** على محور x أي عند $I_C = 0$ فينتج ($V_{CE} = V_{CC} = \mathbf{18}$ V) **والثانية** على محور y أي عند $V_{CE} = 0$ فينتج

$\left(I_C = \frac{V_{CC}}{R_C+R_E} = \frac{18\,V}{2{,}2\,k\Omega+1.1\,k\Omega} = 5.45\,mA\right)$. يمكن ملاحظة خط الحمل ونقطة التشغيل من الشكل (٢-١٧).

ثانيا:

كما هو ملاحظ من الشكل (٢-١٧) ان قيمة $I_{CQ} = 3.3$ mA و قيمة $V_{CEQ} = 7.5$ V. اذا قيمة β

$$\beta = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} = \frac{3.3\,mA}{15\,\mu A} = \frac{3.3\,mA}{15\times 10^{-3}\,mA} = 220$$

ثالثا:

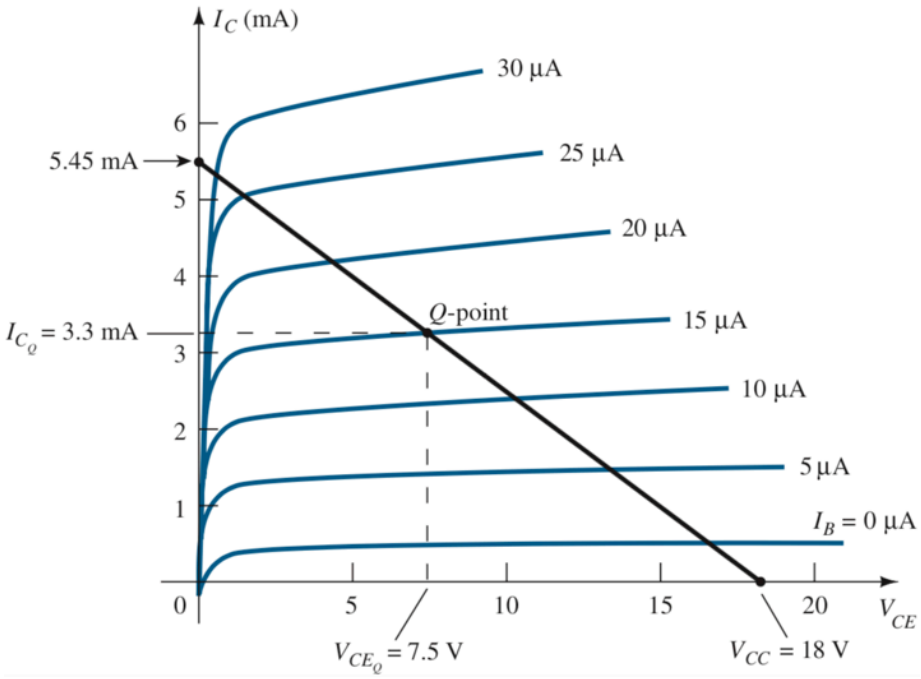
قيمة R_B كلاتي

$$I_B = \frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_E} = \frac{18\,V-0.7\,V}{R_B+\left((1+220)\times 1.1\,k\Omega\right)}$$

$$\Rightarrow (15\,\mu A\times R_B)+(15\,\mu A\times 243.1k\Omega) = 17.3\text{ V}$$

$$\Rightarrow (15\,\mu A\times R_B) = 17.3\,V - 3.65\,V$$

$$\therefore\ R_B = \frac{13.65\,V}{15\,\mu A} = \frac{13.65\,V}{15\times 10^{-6}A} = 910\,k\Omega$$

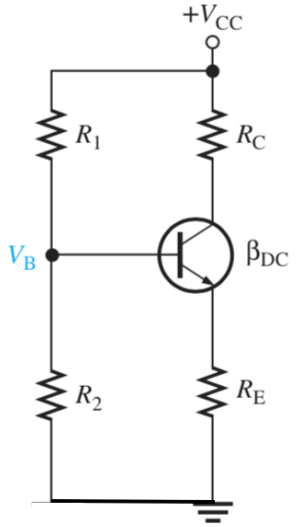


شكل (٢-١٧)

ج- انحياز مجزئ الجهد voltage divider biasing

راينا في دوائر الانحياز السابقة ان كل قيم نقاط التشغيل (I_{CQ} والجهد V_{CEQ}) هي دوال ل β للترانزستور. ومع ذلك، نظرًا لأن β حساسة لتغيرات لدرجة الحرارة، خاصة بالنسبة لترانزستورات السيليكون، وعادة ما لا تكون القيمة الفعلية β محددة بشكل جيد، **سيكون من المرغوب** فيه تطوير دائرة انحياز تكون أقل اعتمادًا على β أو في الواقع مستقلة عنه. لقد وجد إذا ما تم اختيار قيم مناسبة للجهد والمقاومات في الدائرة الموضحة بالشكل (١٨-٢) فيمكن أن تكون القيم الناتجة لـ I_{CQ} و V_{CEQ} مستقلة تمامًا عن β.

يعد هذا النوع من دوائر الانحياز الاوسع انتشاراً في الدوائر الالكترونية والأكثر استخداما في تجهيز الترانزستور بالانحياز اللازم والاستقرار الحراري. يتم الحصول على النوع من الانحياز بإضافة المقاومة R_2 الى دائرة الترانزستور بين القاعدة والأرض كما هو موضح بالشكل (١٨-٢).



شكل (١٨-٢)

في هذه الدائرة, على فرض ان I_1 يسري خلال R_1 وان I_B هو صغير جداً يمكن اهماله, لذا فانه من الممكن اعتبار التيار المار في R_2 هو I_1 أيضا. لذا فان

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \qquad (A1)$$

ومن ثم فان الجهد المتولد حول R_1 يكون مساويا لـ

$$V_1 = I_1 R_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_1 \qquad (A2)$$

اما الجهد المتولد حول R_2 فيكون هو الاخر مساويا لـ

$$V_2 = I_1 R_2 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_2 \qquad (A3)$$

وهكذا يتم تجزئة الجهد V_{CC} الى V_1 و V_2 بحيث ان $V_{CC} = V_2 + V_1$ ومن هنا جاءت التسمية بمجزئ الجهد.

قيمة الفولتية V_1 حول المقاومة R_2 تساوي قيمة الفولتية عند طرف قاعدة الترانزستور V_B والموضحة بالشكل (١٨-٢). أي ان $V_B = V_2$ وان V_B تساوي

$$V_B = V_{BE} + V_E \qquad (A4)$$

حيث ان V_E تمثل الفولتية عند طرف الباعث وتساوي أيضا

$$V_E = V_C - V_{CE} \qquad (A5)$$

وان V_C تمثل الفولتية عند طرف المجمع.

لا يمكننا تطبيق قانون كيرشوف على الدائرة الموضحة في الشكل (١٨-٢) من اجل الحصول على تيار القاعدة وقيم نقاط التشغيل للترانزستور وكذلك لإيجاد عامل الاستقرار. لذلك يتطلب علينا استخدام طريقة تحليل أخرى

تعرف ب طريقة ثفنين. في هذه الطريقة, ان الفولتية على عند طرف القاعدة $\boldsymbol{V_B}$ تستبدل بفولتية ثفنين V_{TH} وان المقاومتين R_1 و R_2 المربوطتين على التوالي تستبدل بمقاومة ثفنين R_{TH} كلاتي:

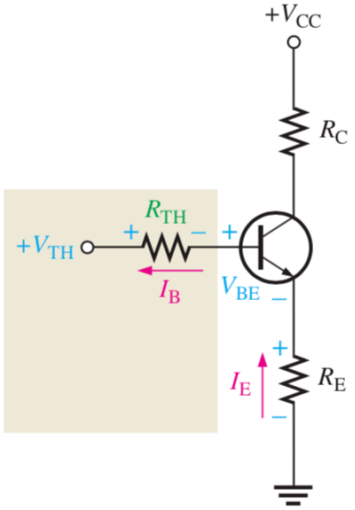
$$\boldsymbol{V_{TH} = V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}} \qquad \text{(A6)}$$

و

$$\boldsymbol{R_{TH} = R_1 || R_2 = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2}} \qquad \text{(A7)}$$

تفسر $\boldsymbol{R_1 || R_2}$ على ان المقاومة $\boldsymbol{R_1}$ توازي المقاومة $\boldsymbol{R_2}$.

الشكل (١٩-٢) هو الذي يعتمد فقط في تحليل دائرة انحياز مجزئ الجهد.



شكل (١٩-٢)

الان لإيجاد عامل الاستقرار S يجب في البداية إيجاد قيمة تيار القاعدة I_B. باستخدام قانون كيرشوف على دائرة القاعدة في الشكل (١٩-٢)، نحصل على صيغة تيار القاعدة كلاتي:

$$V_{TH} - I_B R_{TH} - V_{BE} - I_E R_E = 0 \qquad (A8)$$

يمكن كتابة تيار الباعث I_E بصيغتين:

الأولى هي $I_E = (1+\beta) I_B$

والثانية هي $I_E = I_C + I_B$.

إذا عوضنا الصيغة الأولى لتيار الباعث في المعادلة (A8) نحصل على

$$V_{TH} - I_B R_{TH} - V_{BE} - (1+\beta) I_B R_E = 0 \qquad (A9)$$

$$I_B R_{TH} + (1+\beta) I_B R_E = V_{TH} - V_{BE} \qquad (A10)$$

ومن ثم فان I_B يساوي

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (1+\beta) R_E} \qquad (A11)$$

الفرق بين هذا النوع من الانحياز والانحياز مقاومة الباعث هو القيمة R_{TH}.

اما إذا استخدما الصيغة الثانية لتيار الباعث وعوضنا في المعادلة (A8) فنحصل على

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE} - I_C R_E}{R_{TH} + R_E} \qquad (A12)$$

الان نطبق قانون كيرشوف على دائرة المجمع نحصل على:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} - I_E R_E = 0 \qquad (A13)$$

بما ان $I_E = I_C$ فمعادلة (A13) تصبح كالاتي

$$\boldsymbol{V_{CC} - V_{CE} - I_C(R_C + R_E)} = 0 \qquad \text{(A14)}$$

ومن ثم فان V_{CE} تساوي

$$\boldsymbol{V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)} \qquad \text{(A15)}$$

قيمة I_C في المعادلة (A15) يتم حسابها بالاعتماد على قيمة I_B من معادلة (A11 or A12) ومن من العلاقة المعرفة ($I_C = \beta\ I_B$).

الان لحساب عامل الاستقرار S هناك طريقتين يجب ان نتبعها:

أولا:

باستخدام معادلة (٦)

$$I_C = \beta\ I_B + \boldsymbol{(1 + \beta)\ I_{CBO}} \qquad \text{(A16)}$$

هنا يجب ان نعوض عن قيمة I_B في معادلة (A12) لحساب تيار المجمع I_C:

$$I_C = \beta\ \left(\frac{\boldsymbol{(V_{TH} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_{TH} + R_E}}\right) + (1 + \beta)\ I_{CBO} \qquad \text{(A17)}$$

الان نفاضل طرفي معادلة (A17) بالنسبة الى تيار المجمع I_C

$$\frac{d}{dI_C} I_C = \frac{d}{dI_C}\left[\beta\ \left(\frac{\boldsymbol{(V_{TH} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_{TH} + R_E}}\right) + (1 + \beta)\ I_{CBO}\right] \qquad \text{(A18)}$$

$$\frac{dI_C}{dI_C} = \left[\frac{d}{dI_C}\beta\ \left(\frac{\boldsymbol{(V_{TH} - V_{BE} - I_C R_E)}}{\boldsymbol{R_{TH} + R_E}}\right)\right] + \left[(1 + \beta)\ \frac{dI_{CBO}}{dI_C}\right] \qquad \text{(A19)}$$

الطرف الايسر من المعادلة (A19) $\frac{dI_C}{dI_C}$ يساوي **واحد**. اما الحد الأول من الطرف الأيمن فنأخذ المشتقة فقط على $\frac{-I_C R_E}{R_{TH}+R_E}$ اما الباقي فيساوي **صفر** وذلك لان قيمة V_{BE} و V_{TH} ثوابت (مشتقة الثابت صفر). اما الحد الثاني وهو المهم فيساوي مقلوب عامل الاستقرار ($\frac{1}{S}$). إذا يمكن إعادة كتابة معادلة (A12) كلاتي:

$$1 = \frac{-\beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_{TH}} + \boldsymbol{R_E})} + (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A20)}$$

$$1 + \frac{\beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_{TH}} + \boldsymbol{R_E})} = (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A21)}$$

$$\frac{\boldsymbol{R_E} + \boldsymbol{R_{TH}} + \beta \boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_{TH}} + \boldsymbol{R_E})} = (1+\beta) \times \frac{1}{S} \qquad \text{(A22)}$$

إذا فان معامل الاستقرار S هو:

$$\boldsymbol{S} = \frac{dI_C}{dI_{CBO}} = \frac{\left([\boldsymbol{R_{TH}} + \boldsymbol{R_E}] \times (\boldsymbol{1} + \boldsymbol{\beta})\right)}{(\boldsymbol{R_{TH}} + [\boldsymbol{R_E} \times (\boldsymbol{1} + \boldsymbol{\beta})])} \qquad \text{(A23)}$$

ثانيا:

باستخدام الصيغة العامة لمعامل الاستقرار S من معادلة (١٠) كلاتي:

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1 - \beta\left(\frac{dI_B}{dI_C}\right)\right)} \qquad \text{(A24)}$$

من معادلة (A12) نجد انه

$$\frac{dI_B}{dI_C} = \frac{-\boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_B} + \boldsymbol{R_E})} \qquad \text{(A25)}$$

نعوض ناتج معادلة (A25) في (A24) فينتج عن ذلك

$$S = \frac{(1+\beta)}{\left(1 + \beta \frac{\boldsymbol{R_E}}{(\boldsymbol{R_{TH}} + \boldsymbol{R_E})}\right)} = (\beta + 1)\frac{\left(1 + \frac{\boldsymbol{R_{TH}}}{\boldsymbol{R_E}}\right)}{\left(1 + \beta + \frac{\boldsymbol{R_{TH}}}{\boldsymbol{R_E}}\right)} \qquad \text{(A26)}$$

يلاحظ من المعادلة (A26) الاتي:

1- يلاحظ ان النسبة $\frac{\boldsymbol{R_{TH}}}{\boldsymbol{R_E}}$ تتحكم في قيمة عامل الاستقرار S. كلما كان النسبة $\frac{\boldsymbol{R_{TH}}}{\boldsymbol{R_E}} << 1$ فان المعادلة (A26) تصبح

$$S = (\beta + 1)\frac{1}{(1+\beta)} = 1 \qquad \text{(A27)}$$

بذلك يجب ان نحافظ على إبقاء النسبة $\frac{\boldsymbol{R_{TH}}}{\boldsymbol{R_E}}$ على اقل ما يمكن لنحصل على قيمة S = 1.

2- من اجل ان تبقى النسبة $\frac{\boldsymbol{R_{TH}}}{\boldsymbol{R_E}}$ صغيرة, فانه من الضروري إبقاء R_{TH} صغيرة. هذا يعني انه يجب ان تكون النسبة $R_1 \parallel R_2$ صغيرة. عمليا لا يمكن اختيار قيم صغيرة لكل من R_1 و R_2 من اجل إبقاء النسبة قليلة وذلك لان دائرة مجزئ الجهد سوف تستهلك تيار كهربائي بكمية كبيرة ينتج عنه تقليل عمر مصدر الجهد V_{CC}. لذلك يتوجب ان تكون قيمة المقاومة R_1 أكبر بكثير من R_2 من اجل تقليل النسبة $R_1 \parallel R_2$ وكذلك زيادة عمر مصدر الجهد V_{CC}. وبهذا تكون لدينا مرونة في اختيار قيم R_1 و R_2 من اجل إبقاء النسبة قليلة بدلا من اختيار قيمة واحد ل R_B كما لاحظنا في دائرة مقاومة الباعث. هذه الميزة في دائرة مجزئ الجهد جعلته اكثر استخداما وتطبيقا في دوائر استقرارية نقطة التشغيل.

3- هناك عامل اخر مهم في تقليل قيمة S وهو قيمة R_E. هنا قيمة R_E تختلف عن دائرة مقاومة الباعث حيث ان R_E لا تكون كبيرة من اجل تقليل قيمة S وبهذا لا نحتاج الى زيادة قيمة مصدر الجهد V_{CC}.

يمكن تلخيص دور التغذية الخلفية السالبة negative feedback في دائرة مجزئ الجهد كلاتي:

اذا تم زيادة تيار المجمع I_C نتيجة لزيادة درجة الحرارة او التغير في قيمة β ، فان تيار الباعث I_E سوف يزداد ويزداد نتيجة لذلك الفولتية V_E على طرفي المقاومة R_E. ان زيادة V_E سوف تؤدي الى نقصان قيمة V_{BE}. ينتج عن نقصان قيمة V_{BE} نقصان قيمة تيار القاعدة I_B وينتج عن ذلك نقصان في قيمة تيار المجمع I_C. ان الزيادة والنقصان في قيمة I_C في نفس الوقت يؤدي الى بقاء قيمة نقطة التشغيل ثابتة.

ان تيار الجامع سوف يكون غير معتمد على β. يمكن التحقق من ذلك باستخدام معادلة (A11) وباستخدام العلاقة ($I_C = \beta I_B$):

$$\boldsymbol{I_C = \beta \times \left[\frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (1+\beta)R_E}\right]} \qquad \text{(A28)}$$

$$\boldsymbol{I_C = \frac{\beta \times (V_{TH} - V_{BE})}{R_{TH} + (1+\beta)R_E}} \quad we\ can\ say\ \boldsymbol{(1+\beta) = \beta}, then \qquad \text{(A29)}$$

$$\boldsymbol{I_C = \frac{\beta \times (V_{TH} - V_{BE})}{R_{TH} + \beta R_E}} \quad if\ \boldsymbol{R_{TH} \ll \beta R_E}, then \qquad \text{(A30)}$$

$$\boldsymbol{I_C = \frac{\beta \times (V_{TH} - V_{BE})}{\beta R_E}} \qquad \text{(A31)}$$

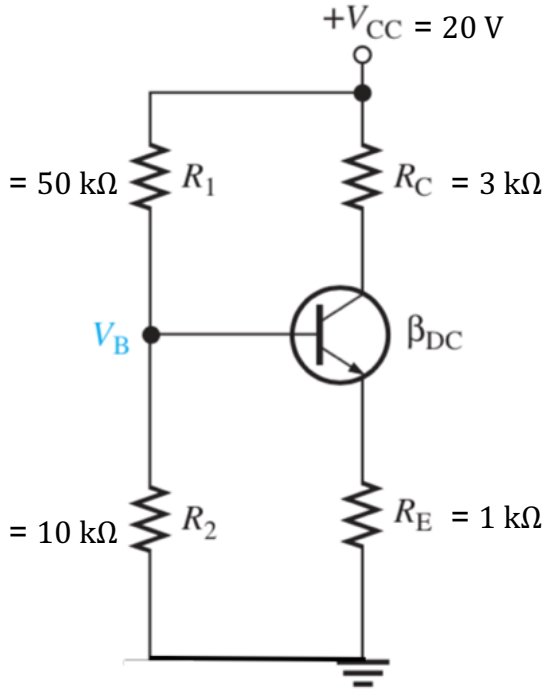
$$\therefore\ \boldsymbol{I_C = \frac{(V_{TH} - V_{BE})}{R_E}} \qquad \text{(A32)}$$

كما هو ملاحظ من معادلة (A32) ان I_C لا يعتمد على β بشرط ان تكون قيمة R_{TH} اقل بكثير من قيمة $\boldsymbol{\beta R_E}$.

على اية حال، ان مشكلة التغذية الخلفية السالبة في هذه النمط من دوائر الانحياز يقلل كذلك من الكسب في الجهد بصورة ملحوظة للترانزستور. لكن يمكن حل هذه المشكلة بواسطة ادخال متسعة امرار ذات قيمة مناسبة تربط على التوازي مع R_E.

واجب ٦: اوجد عامل الاستقرار S' و S'' لدائرة انحياز مجزئ الجهد.

مثال (٧-٥): في الدائرة الموضحة بالشكل (٢٠-٢), اوجد مقدار التغير في نقطة التشغيل عند تغير قيم $\boldsymbol{\beta}$ **من 200 و 100 و 300.**



شكل (٢٠-٢)

الحل:

في البداية يجب ان نحسب قيم فولتية ومقاومة ثفنين كلاتي:

$$\boldsymbol{V_{TH}} = \frac{\boldsymbol{R_2}}{\boldsymbol{R_1}+\boldsymbol{R_2}}\boldsymbol{V_{CC}} = \frac{(\boldsymbol{R_2}\times\boldsymbol{V_{CC}})}{(\boldsymbol{R_1}+\boldsymbol{R_2})} = \frac{(10\ \mathrm{k\Omega}\times 20\ \mathrm{V})}{(50\ \mathrm{k\Omega}+10\ \mathrm{k\Omega})} = \mathbf{3.33}\ \boldsymbol{V} \qquad \text{(A1)}$$

ومن ثم

$$\boldsymbol{R_{TH} = R_1 || R_2 = \frac{(R_2 \times R_1)}{(R_1 + R_2)}} = \frac{(50\ \text{k}\Omega \times 10\ \text{k}\Omega)}{(50\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega)} = 8.33\ \text{k}\Omega \qquad \text{(A2)}$$

الان نطبق قانون كيرشوف على دائرة الادخال من اجل الحصول على تيار القاعدة

$$\boldsymbol{V_{TH} - I_B R_{TH} - V_{BE} - (1 + \beta) I_B R_E = 0} \qquad \text{(A3)}$$

بعد التعويض عن قيمة I_E في معادلة (A1) نحصل على تيار القاعدة

<u>أولا</u> عند $\boldsymbol{\beta = 200}$

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (1 + \beta) R_E}}$$

$$\boldsymbol{I_B} = \frac{3.33\ \text{V} - 0.7\ \text{V}}{8330\ \Omega + (\boldsymbol{201} \times 1000\ \Omega)} = \boldsymbol{12.56\ \mu A} \qquad \text{(A4)}$$

و قيمة I_{CQ}

$$\boldsymbol{I_{CQ} = \beta \times I_B} = 200 \times\ 12.56\ \mu A = \boldsymbol{2.513\ mA} \qquad \text{(A5)}$$

ومن ثم فان V_{CEQ} تساوي

$$\boldsymbol{V_{CEQ} = V_{CC} - \left(I_{CQ} \times (R_C + R_E) \right)}$$

$$\boldsymbol{V_{CEQ}} = 20\ V - \left(2.513\ \times 10^{-3} A \times (3000\ \Omega + 1000\ \Omega)\right) \qquad \text{(A5)}$$

$$\boldsymbol{V_{CEQ} = 9.948\ V}$$

نقطة التشغيل الاولى عند $\boldsymbol{\beta = 200}$ هي (**I_{CQ} = 2.513 mA** و **V_{CEQ} = 9.948 V**)

ثانيا عند $\boldsymbol{\beta = 100}$

$$\boldsymbol{I_B} = \frac{3.33\ \mathrm{V} - 0.7\ \mathrm{V}}{8330\ \Omega + (\mathbf{101} \times 1000\ \Omega)} = \mathbf{24.1}\ \boldsymbol{\mu A}$$

و I_{CQ} تساوي

$$\boldsymbol{I_{CQ}} = \boldsymbol{\beta} \times \boldsymbol{I_B} = 100 \times\ 24.1\ \mu A = \mathbf{2.41}\ \boldsymbol{mA}$$

و V_{CEQ} تساوي

$$\boldsymbol{V_{CEQ}} =\ 20\ V - \left(2.41\ \times 10^{-3} A \times (3000\ \Omega + 1000\ \Omega)\right)$$

$$\boldsymbol{V_{CEQ}} = \mathbf{10.38}\ \boldsymbol{V}$$

نقطة التشغيل الثانية عند $\boldsymbol{\beta = 100}$ هي (**I_{CQ} = 2.41 mA و V_{CEQ} = 10.38 V**)

ثالثا عند $\boldsymbol{\beta = 300}$

$$\boldsymbol{I_B} = \frac{3.33\ \mathrm{V} - 0.7\ \mathrm{V}}{8330\ \Omega + (\mathbf{301} \times 1000\ \Omega)} = \mathbf{8.5}\ \boldsymbol{\mu A}$$

و I_{CQ} تساوي

$$\boldsymbol{I_{CQ}} = \boldsymbol{\beta} \times \boldsymbol{I_B} = 300 \times\ 8.5\ \mu A = \mathbf{2.551}\ \boldsymbol{mA}$$

و V_{CEQ} تساوي

$$\boldsymbol{V_{CEQ}} =\ 20\ V - \left(2.551\ \times 10^{-3} A \times (3000\ \Omega + 1000\ \Omega)\right)$$

$$\boldsymbol{V_{CEQ}} = \mathbf{9.796}\ \boldsymbol{V}$$

نقطة التشغيل الثالثة عند $\boldsymbol{\beta = 300}$ هي (**I_{CQ} = 2.551 mA و V_{CEQ} = 9.796 V**)

يلاحظ انه لا يوجد تغير ملحوظ في قيم نقاط التشغيل الثلاثة مما يؤكد الى استقرارية نقطة التشغيل عند اختلاف قيم β وهذا هو الشيء المطلوب في تصميم دوائر التكبير.

1.6.2 طريقة التعويض المناسبة

راينا عند دراستنا لدوائر الانحياز المختلفة، ان السبب الكامن وراء الاستقرارية الجيدة لبعض من هذه الدوائر، يعود الى امتلاك هذه الدوائر ما يمسى بالتغذية الخلفية السالبة. وحيث ان وجود مثل هذا النوع من التغذية يؤدي الى تقليل التكبير في هذه الدوائر. ان فقدان تكبير الاشرة يشكل في بعض التطبيقات عيبا كبيرا ومن هنا يفضل في مثل هذه الحالات ان تستخدم الطريقة التعويضية بدلا من التغذية الخلفية.

تستخدم طريقة التعويض أجهزة متحسسة لتغيرات درجة الحرارة مثال على ذلك الثنائي البلوري- الدايود- والترانزستور وغيرها من الأجهزة. المبدأ الأساسي من استخدام هذه الأجهزة هو الحفاظ على نقطة التشغيل وجعلها غير متأثرة بتغيرات درجات الحرارة. سوف نتطرق على كيفية عمل الدايود والذي يعد عنصر تعويض مثالي في استقرار نقطة التشغيل عند تغير قيم V_{BE} و I_{CO}.

(أ) عمل الدايود عند تغير قيمة I_{CO}

يلاحظ في الدائرة الموضحة بالشكل (٢١-٢)، ان المقاومة R_2 قد تم استبدالها بالدايود D للتعويض عن التغير في I_{CO}. على فرض ان الثنائي البلوري والترانزستور مصنوعان من نفس المادة، فان معدل الزيادة تيار الاشباع العكسي للثنائي I_S نتيجة لزيادة درجة الحرارة سيكون نفس معدل الزيادة في تيار الاشباع للترانزستورI_{CO}. يمكن اثبات صحة ذلك من معرفة ان :

$$\boldsymbol{I_B = I_1 - I_S} \qquad \text{(A1)}$$

وكذلك

$$\boldsymbol{I_C = (1+\beta)I_{CO} + \beta I_B} \qquad \text{(A2)}$$

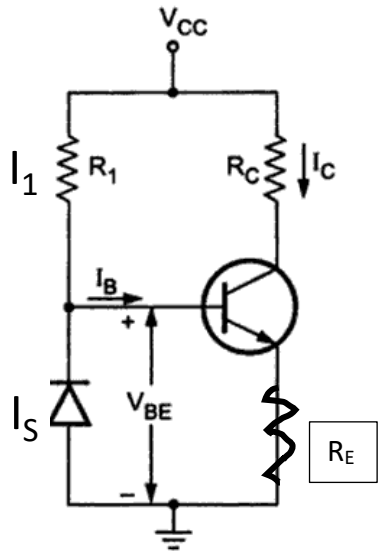
عند التعويض عن I_B في معادلة (A2) يكون لدينا

$$\boldsymbol{I_C = (1+\beta)I_{CO} + \beta I_1 - \beta I_S} \qquad \text{(A3)}$$

يسري I_{CO} خلال الترانزستور و I_S خلال الثنائي لذا فان الحد $\boldsymbol{(1+\beta)I_{CO}}$ سوف يلغى بوساطة الحد $\boldsymbol{\beta I_S}$. لذلك فان تيار المجمع في المعادلة (A3) سيكون مساويا الى

$$\boldsymbol{I_C = \beta I_1} \qquad \text{(A4)}$$

وحيث ان $\mathbf{I_1}$ هو ثابت تقريبا ويساوي $\frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_1}$ لذا فان $\mathbf{I_C}$ يكون ثابتا هو الاخر.



شكل (٢١-٢)

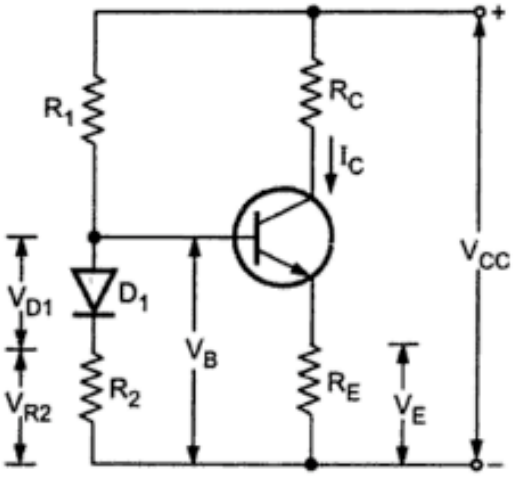
(ب) عمل الدايود عند تغير قيمة V_{BE}

يلاحظ في الدائرة الموضحة بالشكل (٢٢-٢)، ان التعويض عن التغير في V_{BE} يحدث عند ربط المقاومة R_2 على التوالي مع الدايود D الذي يكون في هذه الحالة في حالة انحياز امامي. على فرض ان الثنائي البلوري والترانزستور مصنوعان من نفس المادة، فعندما تتغير قيمة V_{BE} نتيجة لزيادة درجة الحرارة فان الفولتية على طرفي الدايود V_D سوف يتغير بنفس معدل تغير V_{BE} وبهذا تبقى قيمة تيار المجمع I_C ثابتة. يمكن اثبات صحة ذلك من معرفة ان :

أولا يمكن التعبير عن قيمة تيار الباعث كلاتي:

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \qquad \text{(A5)}$$

$$I_C = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \qquad \text{Where } I_C = I_E \qquad \text{(A6)}$$



شكل (٢٢-٢)

من معادلة (A6), يمكن ملاحظة ان تغير قيمة V_{BE} نتيجة لتغير درجة الحرارة سيؤدي الى تغير تيار المجمع I_C. لإلغاء هذا التغير في I_C يستخدم دايود كما هو موضوح بالشكل (٢٢-٢) من اجل التعويض.

قيمة الفولتية عند القاعدة V_B هي

$$\boldsymbol{V_B = V_{R2} + V_D} \qquad \text{(A7)}$$

نعوض قيمة V_B في معادلة (A6) لتحصل على

$$\boldsymbol{I_C = \frac{V_{R2} + V_D - V_{BE}}{R_E}} \qquad \text{(A8)}$$

هنا الفولتية على طرفي الدايود $\boldsymbol{V_D}$ ستؤدي الى الغاء الفولتية $\boldsymbol{V_{BE}}$ مؤديتا الى إبقاء قيمة تيار المجمع ثابت أي ان

$$\boldsymbol{I_C = \frac{V_{R2}}{R_E}} \qquad \text{(A9)}$$

3.1 دوائر تكبير الترانزستور

التكبير هو المصطلح العام المستخدم لوصف أي دائرة تنتج وتزيد من السعة الخطية للإشارة الكهربائية الإشارة الصوتية وهي واحدة من الخصائص الرئيسية للترانزستور. ان **شرط** حدوث التكبير للترانزستور هو ان يكون عمله في المنطقة الفعالة (أو الخطية). و**تحدث** عملية التكبير للترانزستور نتيجة لزيادة تيار المجمع الذي يرتبط بتيار القاعدة بمعامل التكبير $\boldsymbol{\beta}$ وكذلك من انخفاض مقاومة الادخال عند وصلة القاعدة - باعث نتيجة للانحياز الامامي وزيادة مقاومة الإخراج عند وصلة مجمع - باعث بسبب التحيز العكسي.

في "الإلكترونيات"، استخدام أجهزة مكبرات الإشارة الصغيرة هو امر شائعة لأنها تتمتع بالقدرة على تضخيم إشارة إدخال صغيرة نسبيًا. على سبيل المثال تكبير الإشارة الصغيرة للصوت الصادر من نبضات القلب او الضوء المنبعث من أجهزة الاستشعار..

هناك العديد من أشكال الدوائر الإلكترونية المصنفة كمكبرات للصوت، بدءًا من مكبرات الصوت التشغيلية ومكبرات الإشارة الصغيرة وحتى مكبرات القدرة. يعتمد تصنيف مكبر الصوت على حجم الإشارة، كبيرة أو صغيرة، وتكوينها الفعلي وكيفية معالجتها لإشارة الدخل، وهي العلاقة بين إشارة الدخل والتدفق الحالي في الحمل.

3.2 عناصر الدوائر المتناوبة AC والمستمرة DC

قبل مناقشة مفهوم تكبير الترانزستور، يجب شرح التسميات التي سوف نستخدمها لعناصر التيار، والجهد، والمقاومة لأن دوائر المكبر تحتوي كلاً من العناصر المتردد والعناصر المستمرة.

تحمل عناصر دوائر DC دائمًا أحرفًا كبيرة كما. على سبيل المثال، I_B، I_C، و I_E هي عناصر التيارات المستمرة و V_{BE} و V_{CB} و V_{CE} هي عناصر الفولتية المستمر. هناك أيضا عناصر الفولتية المنفردة مثل V_B و V_Cو V_E هي فولتية DC بين احد أطراف الترانزستور إلى الأرض.

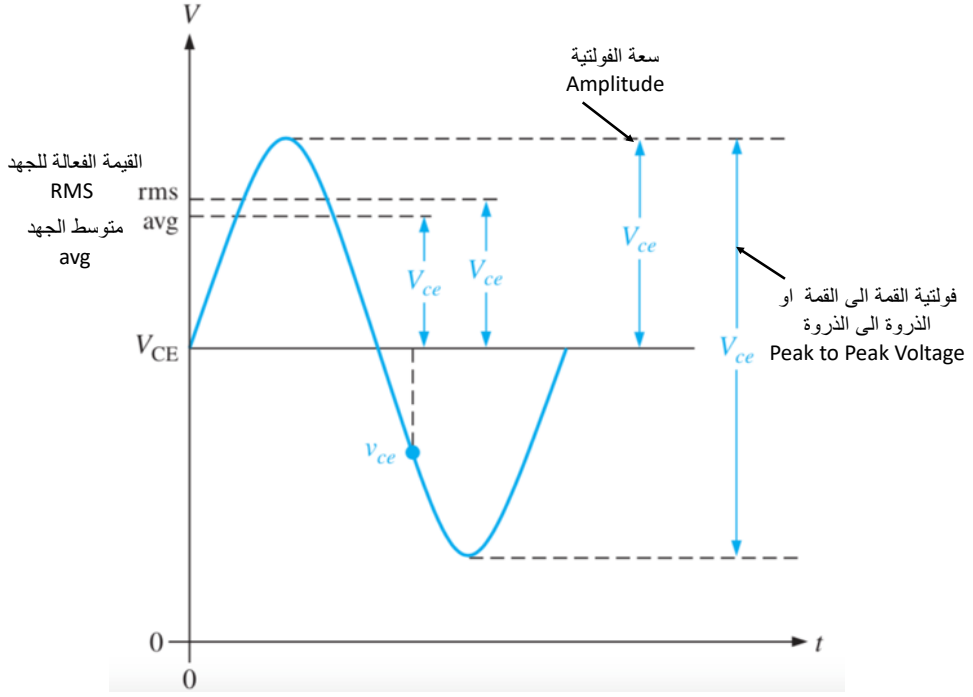
بينما تحمل عناصر دوائر AC المتغيرة بمرور الوقت دائمًا أحرفًا صغيرة مائلة. على سبيل المثال، I_b، I_c، و I_e هي عناصر التيارات المستمرة و V_{be} و V_{cb} و V_{ce} هي عناصر الفولتية المستمر. هناك أيضا عناصر الفولتية المنفردة مثل V_b و V_c و V_e هي فولتية AC بين احد أطراف الترانزستور إلى الأرض.

3.2.1 طرق التعبير عن قيم الموجة المتناوبة

التيار المتردد الجيبي أو التيار المتناوب الجيبي)بالإنجليزية (sinusoidal Alternating current: هو تيار كهربائي يعكس اتجاهه بشكل دوري ويتذبذب في مكانه ذهابا وإيابا 50 أو 60 مرة في الثانية حسب النظام الكهربائي المستخدم.

بالنظر الى الشكل (٣-١) للموجة الجيبة المتناوبة، يمكن ان نوضح ما يأتي:

1- سعة الذروة Amplitude والمعروفة أيضا باسم ذروة السعة للموجة هي ارتفاع شكل موجة AC كما تم قياسها من علامة الصفر إلى أعلى نقطة موجبة أو أدنى نقطة سالبة.
2- السعة من الذروة إلى الذروة peak to peak هي الارتفاع الكلي لشكل الموجة AC كما تم قياسها من القمم الموجبة القصوى إلى القمم السالبة القصوى على الرسم البياني. يختصر في كثير من الأحيان باسم "P-P".
3- متوسط الجهد Avg هو "المتوسط" الرياضي لجميع نقاط الطول الموجي خلال فترة دورة واحدة.
4- يشير مصطلح "RMS" إلى معدل القيمة الفعالة للجهد او التيار، وهو وسيلة للتعبير عن كمية التيار المتردد من الجهد أو التيار من حيث ما يعادل وظيفيا قيمة التيار والجهد المستمر DC. على سبيل المثال، 10 فولت AC RMS هي مقدار الجهد الذي ينتج نفس مقدار تبديد الحرارة عبر المقاوم ذي القيمة المعطاة مثل مصدر طاقة 10 فولت DC. يتم حساب قيمة RMS بضرب قيمة سعة الموجة في القيمة 0.707.



شكل (٣-١)

3.3 مقدار الكسب في الجهد والتيار المتناوب

يقوم الترانزستور بتضخيم التيار لأن تيار المجمع I_c يساوي تيار القاعدة I_b مضروبًا في معامل كسب التيار، $\boldsymbol{\beta}$. تيار القاعدة في الترانزستور صغير جدًا مقارنة بتيارات المجمع والباعث I_e. وبسبب هذا، فإن تيار المجمع يساوي تقريبًا تيار الباعث.

في دائرة الادخال, تنتج الفولتية المتناوبة تيار قاعدة متناوب. وينتج عن تيار القاعدة تيار مجمع كبير ويكون تيار القاعدة في نفس الطور مع تيار المجمع, أي ينمو تيار المجمع في نفس اتجاه نمو تيار القاعدة. بعد ذلك يؤدي تيار المجمع الكبير الى توليد فولتية متناوبة كبيرة حول المقاومة R_C في دائرة الإخراج. لكن هناك فرق طور مقداره ١٨٠ درجة بين فولتية الادخال والإخراج. بمعنى اخر ان اتجاه نمو فولتية الإخراج هو بعكس اتجاه نمو فولتية الادخال المتناوبة.

يعرف مقدار الكسب في الجهد A_r بانه النسبة بين فولتية الإخراج V_{out} الى فولتية الادخال V_{in}. ويمكن تمثيله رياضيا كلاتي:

$$\boldsymbol{A_{rV}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_e \times R_C}{I_e \times r'_e} = \frac{\boldsymbol{R_C}}{\boldsymbol{r'_e}} \qquad (1)$$

تعطينا معادلة (١) صيغة مهمة لحساب الكسب في الجهد. نظرًا لأن R_C أكبر دائمًا من حيث القيمة من $\boldsymbol{r'_e}$، فإن جهد الخرج أكبر من جهد الدخل.

تشير $\boldsymbol{r'_e}$ الى مقاومة الباعث وتعطى بالعلاقة $\boldsymbol{r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{I_E\ (\text{mA})}}$. يمكننا أيضا حساب قيمة جهد الادخال من العلاقة ($V_{in} = V_s - I_b R_B$). حيث ان V_s هي قيمة الفولتية المتناوبة للمصدر المتناوب (أي قيمة RMS).

مثال ١: اوجد قيمة معامل الكسب للجهد ومقدار فولتية الإخراج لدائرة ترانزستور اذا كانت قيمة R_C = 1 KΩ و قيمة $\boldsymbol{r'_e = 50\ \Omega}$ و $\mathbf{V_{in} = 100\ mV}$؟

الحل:

مقدار الكسب في الجهد هو

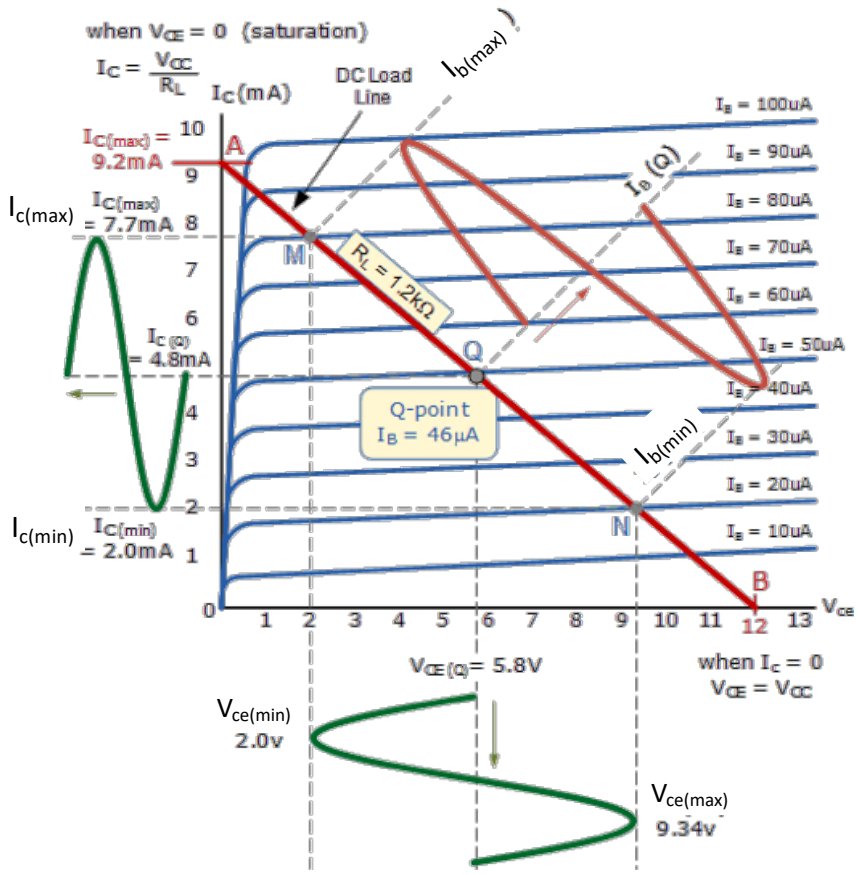
$$\boldsymbol{A_{rV} = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{1000\ \Omega}{50\ \Omega} = 20}$$

اذا فان فولتية الإخراج تعطى كلاتي

$$\boldsymbol{V_{out} = A_{rV} \times A_{in} = 20 \times 100 \times 10^{-3}\ V = 2\ V\ RMS}$$

واجب ١: استخدم نتائج مثال (١) لإيجاد قيمة فولتية المصدر المتناوب Vs اذا علمت ان قيمة تيار القاعدة $I_B = 20\ \boldsymbol{\mu A}$ ومقاومة القاعدة $R_B = 12\ K\Omega$.

هناك طريقة أخرى مهمة في حساب مقدار الكسب في الجهد وذلك بالاعتماد على شكل الموجة الداخلة والخارجة عند نقطة التشغيل في منحنيات خواص الإخراج للترانزستور. بالنظر الى شكل (٣-٢) يمكننا حساب قيم كسب الفولتية والتيار كلاتي:



شكل (٣-٢)

مقدار الكسب في الجهد المتناوبة يساوي:

$$\boldsymbol{A_{rV}} = \frac{V_{ce(\max)} - V_{ce(\min)}}{V_{in(\max)} - V_{in(\min)}} \qquad (2)$$

بالنظر الى شكل (٣-٢), نجد ان $V_{ce(max)} = 9.34$ V و $V_{ce(min)} = 2$ V. فلو فرضنا ان قيمة الفولتية المتناوبة لمصدر الادخال تتذبذب حول 0 V بقيمة تتراوح بين اعلى قيمة 10 mV و أوطأ قيمة 10 mV- فان قيمة

ذروة الى ذروة تساوي ($V_{p(+)} - V_{p(-)} = 10 - (-10) = 20\ V$). إذا فان قيمة $V_{in(\max)} - V_{in(\min)}$ في المعادلة (٢) سوف تساوي 20 V. يمكننا الان حساب مقدار الكسب في الجهد باستخدام معادلة (٢) كلاتي:

$$\boldsymbol{A_{rV}} = \frac{9.34\ V - 2\ V}{20\ mV} = \frac{7.34\ V}{20\ \times 10^{-3}\ V} = \mathbf{367}$$

اما بالنسبة لمقدار الكسب في التيار المتناوب:

$$\boldsymbol{A_{rI}} = \frac{I_{c(\max)} - I_{c(\min)}}{I_{b(\max)} - I_{b(\min)}} \qquad (3)$$

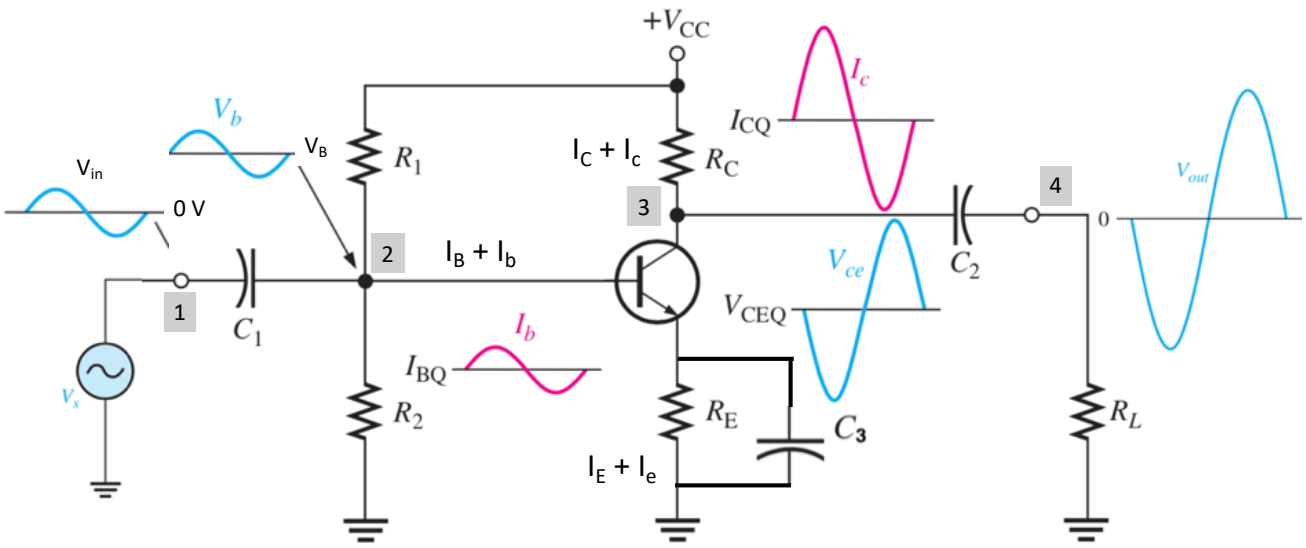
مرى أخرى بالنظر الى شكل (٣-٢), نجد ان $I_{c(max)} = 7.7\ mA$ و $I_{c(min)} = 2\ mA$. وأيضا فان قيمة تيار القاعدة المتناوب لمصدر الادخال تتذبذب حول نقطة التشغيل المستمرة ($I_B = 46\ \boldsymbol{\mu A}$) بقيمة تتراوح بين اعلى قيمة $80\ \boldsymbol{\mu A}$ و أوطأ قيمة $20\ \boldsymbol{\mu A}$ فان قيمة ذروة الى ذروة لتيار القاعدة المتناوب تساوي ($80\ \boldsymbol{\mu A} - 20\ \boldsymbol{\mu A} = 60\ \boldsymbol{\mu A}$). إذا فان قيمة $V_{in(\max)} - V_{in(\min)}$ في المعادلة (٣) سوف تساوي $60\ \boldsymbol{\mu A}$. يمكننا الان حساب مقدار الكسب في التيار باستخدام معادلة (٣) كلاتي:

$$\boldsymbol{A_{rI}} = \frac{7.7\ mA - 2\ mA}{60\ \boldsymbol{\mu A}} = \frac{5.7\ \times 10^{-3}\ A}{60\ \times 10^{-6}\ A} = \mathbf{95}$$

معامل الكسب للتيار المتناوب يساوي تقريبا قيمة معامل كسب للتيار المستمر $\boldsymbol{\beta}$ والذي يساوي **104**. لذلك سوف نعتمد في حساباتنا فقط على قيمة $\boldsymbol{\beta}$.

3.4 دائرة التكبير باستخدام الباعث المشترك.

الشكل (٣-٣) يوضح عملية تكبير الإشارة الداخلة من مصدر الجهد V_S الى دائرة الادخال للترانزستور المربوط بهيئة الباعث المشترك والذي تم انحيازه دائرته بواسطة طريقة مجزئ الجهد.



شكل (٣-٣)

يمكن تلخيص خطوات التكبير ودور كل عنصر في الدائرة كلاتي:

(أ) يجب في البداية ان نضمن ان يكون عمل الترانزستور في المنطقة الفعالة لأجل الحصول على تكبير اصيل. هذا الجزء كما تعلمنا سابقا هو في الحقيقة من مهمة مصدر الجهد المستمر V_{CC} وكل من المقاومات R_1، R_2، R_C، R_E. ان دائرة مجزي الجهد المستمر تعمل على إبقاء نقطة التشغيل في منتصف المنطقة الفعالة وكذلك الحفاظ على نقطة التشغيل من التغيرات التي تحدث لها نتيجة لتغير درجة الحرارة او V_{BE} او $\boldsymbol{\beta}$. وبهذا تكون دائرة مجزي الجهد مستعدة لاستقبال أي موجة صوتية او ضوئية تحتاج الى تكبير اصيل.

(ب) ينتج عند النقطة **رقم (١)**، فولتية ادخال متناوبة وهي فولتية المصدر. وتكون هذه الفولتية صغيرة القيمة وتكون متذبذبة حول قيمة 0 V. ان دخول الفولتية المتناوبة بهذه الحالة على دائرة القاعدة للترانزستور غير عملي وذلك لان الجزء السالب من فولتية الادخال سوف ينقل عمل الترانزستور من المنطقة الفعالة الى منطقة القطع لان الترانزستور سيكون منحازا عكسيا.

(ت) لحل المشكلة في (ب) يجب ان تكون قيم الفولتية الداخلة كلها موجبة أي فوق ال 0 V. يمكن تحقيق ذلك بواسطة اقتران الفولتية الداخلة مع القيمة المستمرة لجهد الادخال عند القاعدة وهو V_B او V_{TH}. وهذا ما تم تحقيقه عمليا عند النقطة **رقم (٢)** بمساعدة متسعة الاقتران (C_1). كذلك بما ان المتسعة C_1 لا تمرر أي تيار مستمر فان ذلك يؤدي الى الحفاظ على استقراريه نقطة التشغيل وذلك بمنعها لأي فولتية مستمرة خارجية قد يأتي من المصدر V_S.

(ث) الفولتية المتناوبة سوف تولد تيار قاعدة متناوب كما هو ملاحظ بالشكل (٣-٣). تيار القاعدة المتناوب سوف يتذبذب حول القيمة المستمر لنقطة التشغيل لتيار القاعدة I_{BQ}. لذلك سوف يكون لدينا في دائرة الادخال عن القاعدة تيار قاعدة متناوب وتيار قاعدة مستمر. كذلك ان وجود تيار القاعدة متناوب سوف يؤدي الى تولد تيار مجمع متناوب. وسوف يكون ليدينا أيضا تيار مجمع متناوب وتيار مجمع مستمر في دائرة الإخراج. تيار المجمع المتناوب سوف يتذبذب حول القيمة المستمر لنقطة التشغيل لتيار المجمع I_{CQ}

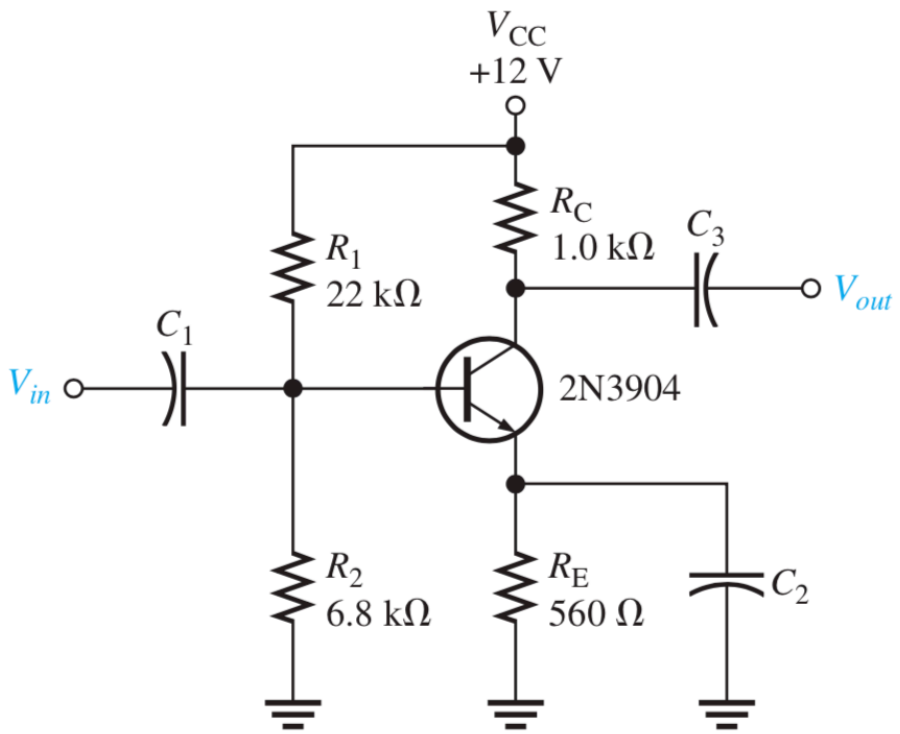
(ج) عند **رقم (٣)** سوف يتولد جهد متناوب Vce نتيجة لوجود تيار مجمع متناوب. ان قيمة Vce سوف تتذبذب حول القيمة المستمر لنقطة التشغيل V_{CEQ}. كما هو ملاحظ بالشكل (٣-٣) عند النقطة رقم (٣), فان هناك فرق طور مقداره ١٨٠ درجة لل Vce عن الفولتية V_{in}. **ماهو السبب؟**

(ح) عند **رقم (٤),** سوف يتم إزالة الجهد المستمر من الموجة الخارجة Vce وذلك بمساعدة متسعة الاقتران (C_2). لذلك فان الموجة الخارجة سوف تتذبذب حول 0 V ويتم اقترانها بمقاومة الحمل RL بواسطة المتسعة C_2. وبهذا نحصل على موجة طبق الأصل من الموجة الداخلة ولكنها مكبرة ومعكوسة في الطور. ان انعكاس الطور في الموجة الخارجة لا يؤثر عمل الترانزستور كمكبر. **لماذا؟**

(خ) المتسعة الأخيرة هي C_3 وتسمى بمتسعة الامرار والتي تربط على التوازي مع المقاومة R_E. تعمل المتسعة C_3 على ابعاد الجهد المتناوب على طرفي المقاومة R_E **وتمرر** هذا الجهد المتناوب من خلالها الى الأرض. متسعة الامرار لها دور أساسي في زيادة الكسب للجهد وكذلك في إبقاء نقطة التشغيل مستقرة وغير متأثرة بتغير قيم التيار المتناوب لل I_e او I_c. يجب أن تكون قيمة متسعة الامرار كبيرة بدرجة كافية بحيث يكون ممانعتها على مدى التردد للمكبر صغيرًا جدًا (من الناحية المثالية 0 Ω) بالمقارنة مع قيمة R_E. هناك قاعدة جيدة تتمثل في أن الممانعة ، X_C ، لمتسعة الامرار يجب أن يكون أصغر بعشر مرات على الأقل من R_E عند الحد الأدنى للتردد الذي يجب أن يعمل عليه المكبر. أي ان

$$\mathbf{10}\, \boldsymbol{X_c} \leq \mathrm{R}_E \;\Rightarrow\; \boldsymbol{X_c} = \frac{\mathrm{R}_E}{10} \qquad (3)$$

مثال 2: في الدائرة الموضحة بالشكل (٣-٤) اوجد مدى عدم وجود او وجود متسعة الامرار على مقدار الكسب في الجهد. ثم اوجد مقدار سعة متسعة الامرار الازم ربطها على التوازي مع R_E.



شكل (٣-٤)

الحل:

أولا:

لحساب مقدار الكسب في الجهد، نتبع الخطوات الاتية:

1- نحسب الفولتية V_B او V_{TH} من دون وجود المتسعة C_2

$$\boldsymbol{V_B = V_{TH}} = \frac{(\boldsymbol{R_2} \times \boldsymbol{V_{CC}})}{(\boldsymbol{R_1} + \boldsymbol{R_2})} = \frac{(6.8\ \text{k}\Omega \times 12\ \text{V})}{(6.8\ \text{k}\Omega + 22\ \text{k}\Omega)} = 2.83\ V \qquad \text{(A1)}$$

2- نحسب قيمة V_E بالاستفادة من قيمة V_B

$$\boldsymbol{V_E = V_B - V_{BE}} = 2.83\ V - 0.7\ V = 2.13\ V \qquad \text{(A2)}$$

3- نحسب قيمة I_E بالاستفادة من قيمة V_E و R_E

$$\boldsymbol{I_E} = \frac{\boldsymbol{V_E}}{\boldsymbol{R_E}} = \frac{2.13\ V}{\mathbf{560}\ \Omega} = \mathbf{3.804\ mA} \qquad \text{(A3)}$$

4- نحسب قيمة r'_e بالاستفادة من قيمة I_E

$$\boldsymbol{r'_e} = \frac{\mathbf{25\ mV}}{\boldsymbol{I_E}\ (\mathbf{mA})} = \frac{\mathbf{25\ mV}}{\mathbf{3.804\ mA}} = \mathbf{6.572}\ \Omega \qquad \text{(A4)}$$

5- الان نحسب قيمة الكسب في الجهد من دون متسعة الامرار

$$\boldsymbol{A_{rV1}} = \frac{\boldsymbol{R_C}}{\boldsymbol{r'_e + R_E}} = \frac{1000\ \Omega}{6.572\ \Omega + 560\ \Omega} = \mathbf{1.76} \qquad \text{(A5)}$$

6- الان نحسب قيمة الكسب في الجهد بوجود متسعة الامرار

$$\boldsymbol{A_{rV2}} = \frac{\boldsymbol{R_C}}{\boldsymbol{r'_e}} = \frac{1000\ \Omega}{6.572\ \Omega} = \mathbf{152} \qquad \text{(A6)}$$

7- مقدار الربح او الكسب في الجهد بوجود متسعة الامرار هو

$$\frac{\boldsymbol{A_{rV2}}}{\boldsymbol{A_{rV1}}} = \frac{152}{1.76} = \mathbf{86} \text{ مرة} \qquad \text{(A7)}$$

<u>ثانيا:</u>

نحسب مقدار سعة متسعة الامرار الازمة من اجل الحصول على اعلى كسب في الجهد. أولا نحسب قيمة ممانعة المتسعة من المعادلة (٣)

$$\boldsymbol{X_c} = \frac{\mathrm{R}_E}{10} = \frac{560\ \Omega}{10} = 56\ \Omega \qquad \text{(A8)}$$

ومن ثم نحسب قيمة سعة متسعة الامرار كلاتي:

$$\boldsymbol{C_c} = \frac{1}{2\pi f\ \boldsymbol{X_c}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 50\ \mathrm{Hz} \times 56\ \Omega} = 57\ \mu F \qquad \text{(A9)}$$

هذه هي اقل سعة يجب استخدامها في الدائرة الموضحة بالشكل (٣-٤) من اجل زيادة الكسب في الجهد. يمكننا استخدام متسعة امرار بسعة اكبر لكن سوف يؤدي الى زيادة تكلفة تصميم الدائرة.

الدوائر الرقمية

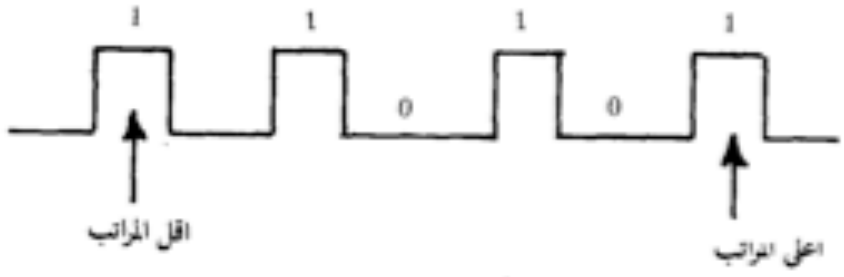
Digital Circuits

٤-١ المقدمة

لاشك أن بأمكان اي شخص يريد ان يحصل على المعلومات التي يحتاجها ، أن يقرأ عنها اذا كان باستطاعته القراءة أو يستفسر عنها من غيره . كذلك بامكانه حل المسائل الرياضية التي تهمه –مثلاً – اذا توفرت لديه القابلية والمعلومات اللازمة .

من جهة اخرى اذا ما اريد الحصول على هذه المعلومات والحلول بوساطة الحاسبات فانه يلزم والحالة هذه ان تغذى الحاسبة بالمعلومات الضرورية والشروط الخاصة بهذه المسائل لغرض تحليلها واعطاء النتائج أخيراً . ومن البديهي ان عملية ايصال المعلومات الى الحاسبة يجب ان يتم بالطريقة التي تفهمها الحاسبة اي ادخال هذه المعلومات بلغة التخاطب مع هذه الحاسبات .

ان لغة التخاطب هذه أو لغة الحاسبة machine language نفسها تكون ذات صيغة ثنائية binary form ويقصد بالصيغة الثنائية هو أن تمثيل الاعداد او الحروف يمكن ان يتم بمجموعة معينة من العددين واحد او الصفر او كليهما او بتعبير الكتروني بعدد من النبضات المستمرة أو المتقطعة حيث يمثل وجود النبضة حالة الواحد وعدم وجودها حالة الصفر – أنظر الشكل (٤-١) يتم تمثيل 110101 . (الذي يمثل عدداً معينا سيتم التعرف عليه) بوساطة عدد من النبضات (5 نبضات = عدد الآحاد الموجودة) وبفترتين (تساوي عدد الاصفار)



الشكل (٤-١) يمثل الاعداد كهربائيا .

ان عملية تحويل الاعداد او المعلومات الى الصيغة الثنائية تدعى بالترميز coding بعد عملية التحويل هذه تقوم الحاسبة بتحليل المعلومات الداخلة اليها تماماً كما يفعل العقل البشري ولكي تكون نتائج التحليل مفهومة تقوم الحاسبة بتحويل هذه النتائج من الصيغة الثنائية الى الصيغة المألوفة من الاعداد والمعلومات وتدعى هذه العملية بفتح الرموز decoding .

ان عملية التحليل بوساطة الحاسبة تتم عادة بوساطة عدد من دوائر الكترونية تدعى بدوائر المنطق logic circuits أو البوابات gates ومن البديهي ان العمليات الحسابية المعقدة تحتاج الى ربط عدد اكثر من غيرها من هذه البوابات . الا ان استخدام مايسمى بجبر بولين Boolean algebra يسمح باختصار اعداد هذه الدوائر الى أقل مايمكن ويبسط الكثير من التعقيد المرافق لها .

سنقوم في هذا الفصل بالتعرف على عدد من البوابات المنطقية الاساسية وشرح عملها وكذلك بعض من قواعدجبر بولين ولكن قبل هذا وذاك سنتطرق الى كيفية تمثيل الاعداد بالصيغة الثنائية وكذلك كيفية اجراء العمليات الحسابية من الجمع والطرح ... وغيرهما بهذه الصيغة .

٤-٢ الاعداد Binary Numbers - 2

يحتوي النظام العشري كما هو معروف ، على عشرة أرقام : هي الصفر الى 9 . ويمكن كتابة اي عدد مهما كبر أو صغر باستخدام هذه الارقام وبالتالي يمكن تمثيل اي عدد في هذا النظام بضرب أرقام ذلك العدد بالاساس base or radix – الذي هو العدد 10 – مرفوعا الى القوة المناسبة كل على انفراد ، ثم جمع نواتج هذا الضرب . فعلى سبيل المثال يمكن تمثيل العدد 435 على النحو الآتي :

$$435 = 4 \times 10^2 + 3 \times 10^1 + 5 \times 10^0$$
$$= 400 + 30 + 5$$

وعلى الرغم من ان النظام العشري يعدّ من أشهر الأنظمة المعروفة الا ان استخدامه بشكل مباشر مع دوائر الترانزستور يتطلب من هذه الدوائر ان تميز بين عشر حالات من 0 الى 9 وهذا يحتاج الى درجة من الدقة لايمكن تحقيقها في الاجهزة الالكترونية .

من جهة اخرى يتألف النظام الثنائي من رمزين أساسيين متميزين هما الصفر والواحد (1,0) ويمكن تمثيل اي عدد مهما كبر او صغر باستخدام هذين الرقمين فقط .

على أية حال . في النظام العشري نستعمل بعد الرقم 9 مرتبيتين لتمثيل الأعداد 10 و 11 و 12 ... الخ او بعبارة اخرى نحصل على العدد (10) الذي يلي 9 باستعمال الرقم الثاني من ارقام النظام (اي الرقم 1) ثم نتبعه بالرقم الاول (اي الصفر) وكذلك الحال بالنسبة الى العدد 11 ولكن نتبعه هنا ، بالرقم الثاني ايضا وهكذا .

في النظام الثنائي نستخدم نفس الاسلوب السابق فبوصولنا الى الرقم (1) نكون قد استنفذنا كل ارقام النظام الثنائي (حيث لايوجد 2 و 3 و .... الخ في النظام الثنائي) . ولتمثيل الاعداد نستخدم مرتبة اضافية لنحصل على 11, 10 ليمثلا 2 و 3 وعليه يكون حسابنا بالنظام الثنائي كالتالي 11 , 10 , 1 , 0

الآن ماالعدد الثاني الذي يلي 11 ؟ انه ليس 12 ، لأن 2 ليست ضمن الارقام الثنائية . وفي النظام العشري نكون قد استنفذنا كل الارقام العشرية عند وصولنا 99 ، مما يضطرنا الى اضافة مرتبة ثالثة للحصول على 100 , 101 , 102 ... الخ . وكذا الأمر في النظام الثنائي حيث يكون العد كما في الجدول أدناه .

النظـــام الثنائـــي	النظـــام العشري
0	1
10	2
11	3
100	4
101	5
110	6
111	7
1000	8
1001	9
1010	10

3 ٤-٣ التحويل من العشرى الى الثنائى

ذكرنا أن أساس النظام يتحدد بعدد الارقام الاساسية المستخدمة في هذا النظام. وعليه فان العدد (10) هو أساس النظام العشري لاحتواء هذا النظام على 10 أرقام بينما يكون اساس النظام الثنائي هو العدد (2) لاحتوائه على رقمين هما الصفر والواحد. لذا فان أي عدد في النظام الثنائي يمكن تمثيله بوساطة النظام الثنائي عن طريق ضرب 1 أوالصفربالاساس 2 مرفوعا الى القوة المناسبة . فعلى سبيل المثال يمكن تمثيل العدد 43 كما يـــلي : -

عشري $43 = 32 + 0 + 8 + 0 + 2 + 1$

ثنائي $101011 = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$

هناك ايضاً طريقة اخرى لتحويل الاعداد العشرية الى ما يكافئه من الثنائي . فبدلاً من تجزئة العدد العشري الى مكوناته الثنائية كما جاء اعلاه . يعمد الى تقسيم هذا العدد على الرقم 2 واعتبار الباقي بعد كل عملية قسمة احد المكونات الثنائية للعدد العشري ثم يقلب ترتيب هذه الارقام الباقية للحصول على المكافيء الثنائي – فالعدد العشري 43 يتحول على النحـــو الآتـــي :

المتبقي	ناتج القسمة
1	$\frac{43}{2} = 21$
1	$\frac{21}{2} = 10$
0	$\frac{10}{2} = 5$
1	$\frac{5}{2} = 2$
0	$\frac{2}{2} = 1$
1	$\frac{1}{2} = 0$

مرة اخرى يكون الثنائي المكافيء للعدد 43 بعد قلب الترتيب ، هـو 101011

ونتبع نفس طريقة التجزئة أعلاه عند تحويل الكسور العشرية الى مايكافئها من الكسور الثنائية فمثلا الكسر العشري 0·812 يتم تحويله على النحو الآتي :

$$0{\cdot}812 \text{ عشري} = 0{\cdot}5 + 0{\cdot}25 + 0{\cdot}062$$
$$0{\cdot}1101 \text{ ثنائي} = 1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 0 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4}$$

كذلك يمكن تحويل الكسور العشرية الى مايكافئها من الثنائيات ، بضرب هذه الكسور بالعدد 2 (الاساس) ثم يجزأ الناتج الى جزءين : عدد صحيح (يكون اما 1 أو صفر ويؤخذ على انه من جملة ارقام المكافيء الثنائي) والى كسر عشري .يضرب هذا الكسر العشري الناتج بـ 2 أيضا ، وتتكرر العملية ذاتها الى ان تصبح نتيجة 1.00 النتيجة مساوية الى بـ 2 ، على سبيل المثال عند تحويل الكسر العشري 0·9375 الى مايكافئه من الكسر الثنائي نتبع مايأتي :-

الكسر العشري		الكسر الثنائي
0·9375 × 2 = 1·8750		1
0·875 × 2 = 1·7500		1
0·75 × 2 = 1·500		1
0·5 × 2 = 1·000		1

وعليه فان الكسر الثنائي المكافىء للكسر العشري 0·9375 هو 0·1110 .

٤-٤ التحويل من النظام الثنائي الى العشري

وللتحويل من النظام الثنائي الى العشري نتبع الخطوات الموضحة بالأسفل. فاذا اردنا تحويل العدد الثنائي (10101101) فيجب ان نتبع ما يأتي:

العدد الثنائي المعطى	1	0	1	0	1	1	0	1
ثم نظرب في	X	X	X	X	X	X	X	X
ثم يرفع للقوة	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0

قيمة العدد العشري

$$= (1X2^7) + (0X2^6) + (1X2^5) + (0X2^4) + (1X2^3) + (1X2^2) + (0X2^1) + (1X2^0)$$
$$= 128 + 0 + 32 + 0 + 8 + 4 + 0 + 1$$
$$= \mathbf{(173)_{10}}$$

إذا كان لدينا عدد عشري متكون من عدد صحيح وعدد كسري واردنا تحويله الى النظام الثاني فيجب ان نتعامل مع العدد بشكل منفصل ومن ثم نجمعهما. بمعنى اخر يجب في البداية تحويل العدد العشري الصحيح الى الثنائي ومن ثم تحويل العدد الكسري. اذا اردنا تحويل العدد (10.25) الى النظام الثنائي فنتبع ما يأتي

القسمة على	10	المتبقي
2	5	0
2	2	1
2	1	0

	1	0	2

ناتج العدد العشري الصحيح (10) يبدا من اسفل السهم الى الأعلى أي ان الناتج هو (1010).

اما تحويل العدد العشري الكسري (0.25) كلاتي

	العدد الثنائي	الناتج	نضرب ب	العدد الكسري
↓	0	0.5	2	0.25
	1	1.00	2	0.5

ناتج العدد العشري الكسري (0.25) يبدا من اعلى السهم الى الاسفل أي ان الناتج هو (0.01).

اذا الناتج النهائي من تحويل العدد العشري (10.25) الى الثنائي هو (1010.01)

٤ـ٥ الحساب الثنائي

لابد لنا قبل البدء بالتعرف على البوابات المنطقة ان نتعرف أولا على الكيفية التي تتم معها العمليات الحسابية كالجمع والطرح في النظام الثنائي

أ – الجمع الثنائي.

ان عمليات الجمع في النظام الثنائي تتبع القواعد الأربعة التالية

القاعدة الاولى	القاعدة الثانية	القاعدة الثالثة	القاعدة الرابعة	
0	0	1	1	+
0	1	0	1	
0	1	1	10	=

ان الشي المهم في عملية الجمع هي القاعدة الرابعة حيث لا يمكن ان يكون ناتج ١ + ١ يساوي ٢ حيث لا يوجد رقم ٢ في النظام الثنائي. لذلك فان حصل الجمع بينها هو 0 و واحد في اليد أي (10).
مثال على ذلك لو أردنا ان نجمع العدد 1010 و 1001 فان الناتج كلاتي

0	1	0	1	+
1	0	0	1	
1	1	0	10	=

إذا ناتج الجمع هو (10011). اذا اردنا التأكد من صحة ناتج الجمع يمكننا تحول العددين (1010) و (1001) الى النظام العشري ومن ثم مقارنة ناتج الجمع. العدد 1010 يقابل العدد العشري 10 والعدد 1001 يقابل العدد 9 وناتج جمعها هو 19. العدد العشري 19 يقابل العدد الثنائي 10011.

ب – **الطرح الثنائي.**

ان عمليات الطرح في النظام الثنائي تتبع القواعد الأربعة التالية

القاعدة الاولى	القاعدة الثانية	القاعدة الثالثة	القاعدة الرابعة	
0	1	1	0	-
0	1	0	1	
0	0	1	1	=

ان الشي المهم في عملية الطرح هي القاعدة الرابعة حيث لا يمكن ان نطرح العدد 0 من العدد 1 حيث لا يوجد رقم سالب في النظام الثنائي. لذلك فان حصل الطرح بينها هو 1 بعد الاستعارة.

مثال على ذلك لو أردنا ان نطرح العدد 10 و 1 فان الناتج كلاتي

العمود الاول	العمود الثاني	
0	1	-
1		
1	0	=

إذا ناتج الجمع هو (01) وهو نتيجة استعارة العدد 1 من العمود الثاني (السطر الأولى) واضافته الى العدد 0 في العمود الأول (السطر الأولى) فيتحول العدد 1 في العمود الثاني (السطر الأولى) الى 0. اما العدد 0 في العمود الأولى (السطر الأولى) فيتحول الى 2 ومن ثم يطرح من العدد 1 (السطر الثاني) فتكون النتيجة النهائية (01).

اذا اردنا التأكد من صحة ناتج الطرح يمكننا تحول العددين (110) و (1) الى النظام العشري ومن ثم مقارنة ناتج الجمع. العدد 10 يقابل العدد العشري 2 والعدد 1 يقابل العدد 1 وناتج جمعها هو 1. العدد العشري 1 يقابل العدد الثنائي 1 او 01.

مثال اخر مثال على ذلك لو أردنا ان نطرح العدد 100 و 1 فان الناتج كلاتي

العمود الاول	العمود الثاني	العمود الثالث	
0	0	1	-
1			
1	1	0	=

إذا ناتج الطرح هو (011) وهو نتيجة استعارة العدد 1 من العمود الثالث (السطر الأولى) واضافته الى العدد 0 في العمود الثاني (السطر الأولى) فيتحول العدد 1 في العمود الثالث (السطر الأولى) الى 0. اما العدد 0 في العمود الثاني (السطر الأولى) فيتحول الى 2 . العدد 0 في العمود الأول (السطر الأول) سوف يتحول الى العدد 2 بعدما يستعير 1 من العمود الثاني (السطر الأول). ينتج عن ذلك تحول اعداد السطر الأول من العمود الأول الى الثالث الى (012). يطرح العدد 2 من العدد 1 (السطر الثاني) فتكون النتيجة النهائية (011).

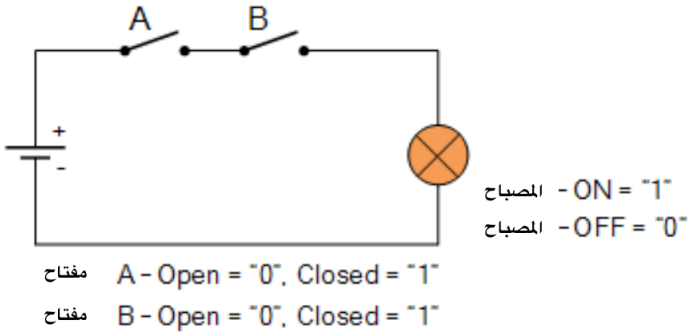
٤-٦ البوابات المنطقية الأساسية

تعرف البوابة gate بانها جهاز يسيطر على سريان المعلومات وعادة ما تكون هذه المعلومات على هيئة نبضات وبهذا فان البوابة تحدد نوع العلاقة بين اشارتي الإدخال والإخراج وعادة ما تحتوي البوابة على طرفين او اكثر للإدخال وطرف واحد للإخراج وبالتالي فان إشارة الإخراج تنتج من تشكيلة من إشارات الداخل.

على اية حال, هناك ثلاث بوابات منطقية أساسية تعتبر حجر الأساس في تصميم الدوائر الرقيمة (١) بوابة مع AND gate (٢) بوابة أو OR gate (٣) بوابة ليس NOT gate. سوف نتطرق أيضا الى بوابتين مهمتين أخرى وهما (٤) بوابة ليس مع NAND gate و (٥) بوابة ليس أو NOR gate.

(1) **بوابة مع** AND gate

تعد بوابة مع من أولى البوابات وسنعمد أولا الى توضيح عملها باستخدام دائرة كهربائية تحتوي على مصدر للتيار ومفتاحين مربوطين على التوالي ومصباح- انظر الشكل (٤-٢)



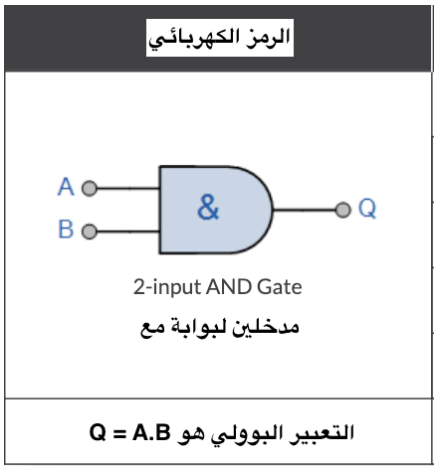
شكل (٤-٢)

في هذه الدائرة يعد حالة غلق اين من المفتاحين A و B مكافئة ل 1 وكذلك هي حالة اضاءة المصباح. وحيث اننا نتعامل مع قيمتين فقط هما الصفر والواحد، لذلك يصبح منطقيا ان نفترض ان حالة فتح أي من المفتاحين وانطفاء المصباح يمثلان حالة الصفر. هناك اربع حالات يمكن تلخصيها بالجدول الذي يعرف بجدول الحقائق Truth table

جدول الحقائق		
B	A	Q
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1
تقرأ كالاتي A و B يعطي Q		

يلاحظ من الجدول ان المصباح يكون مضيئا فقط في حالة واحد فقط وهي عندما يكون المصباح A مع المصباح B مساوي ل 1.

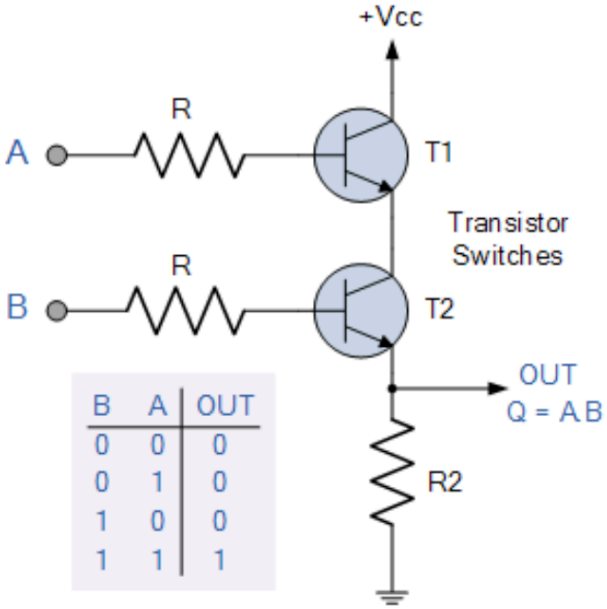
الرمز الكهربائي لدائرة المنطق AND هو



ان العلاقة الرياضية التي تربط بين المدخلين A و B و المخرج Q هي

Q = A AND B also Q = A.B also Q=AB

يمكن تمثيل بوابة مع باستخدام الدائرة الكهربائية الموضحة في الشكل (٤-٣)

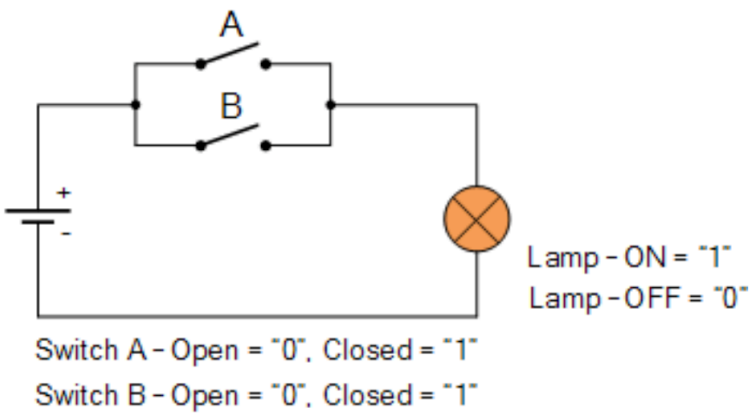


شكل (٤-٣)

يلاحظ من الدائرة, انه لو وضع مصباح عند طرف الإخراج Q فانه سوف يضيء فقط عندما يكون كلا من الترانزستور A و B في حالة اشباع أي ON وبذلك يمر تيار كهربائي من المصدر V_{CC} الى المصباح. اما اذا كان احد الترانزستورين او كلاهما في حالة قطع أي OFF فان المصباح سيكون مطفئ لعدم وصول التيار من مصدر الجهد V_{CC}.

(2) بوابة أو OR gate

على غرار ما تعلمناه مع بوابة AND سنحاول هنا أيضا شرح عمل بوابة OR باستخدام الدائرة الكهربائية في الشكل (٤-٤) والتي تحتوي على مصدر للتيار ومفتاحين مربوطين على التوازي ومصباح- انظر الشكل (٤-٢)



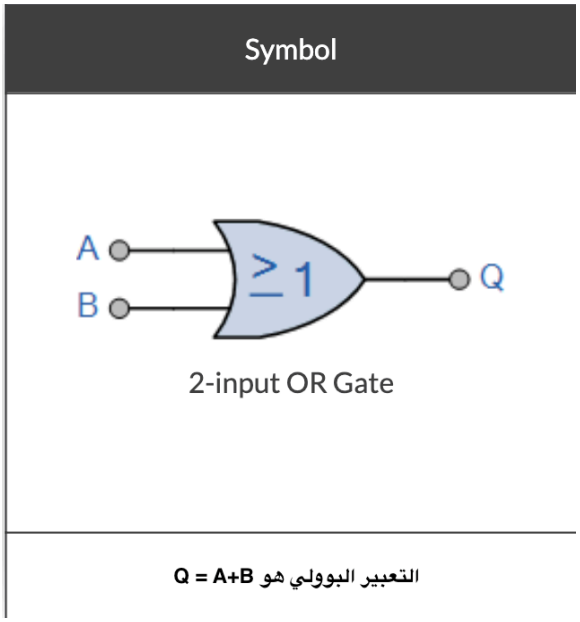
شكل (٤-٤)

. هناك أربع حالات يمكن تلخصيها بالجدول الذي يعرف بجدول الحقائق Truth table

Truth Table		
B	A	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1
تقرأ كلاتي المفتاح A او B يعطي Q		

يلاحظ من الجدول ان المصباح يكون مضيئا في الحالة التي يكون فيها المصباح A أو المصباح B أو كلاهما مساوي ل 1.

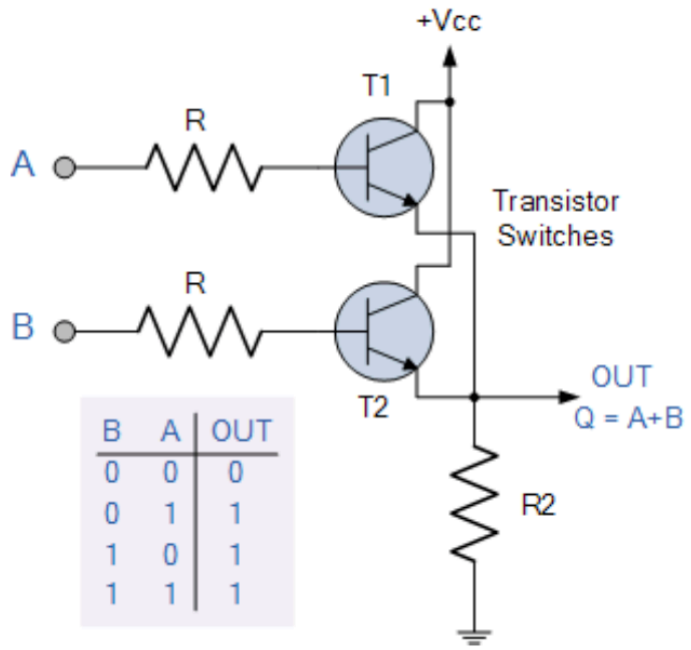
الرمز الكهربائي لدائرة المنطق OR هو



ان العلاقة الرياضية التي تربط بين المدخلين A و B و المخرج Q هي

Q = A OR B also Q = A+B

يمكن تمثيل بوابة او باستخدام الدائرة الكهربائية الموضحة في الشكل (٤-٥)



شكل (٤-٥)

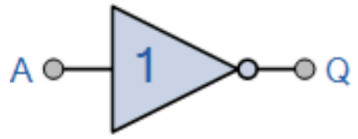
يلاحظ من الدائرة, انه لو وضع مصباح عند طرف الإخراج Q فانه سوف يضيء فقط عندما يكون احد الترانزستورين A أو B أو كلاهما في حالة اشباع أي ON وبذلك يمر تيار كهربائي من المصدر V_{CC} الى المصباح. اما اذا كان كلا الترانزستورين في حالة قطع أي OFF فان المصباح سيكون مطفئ لعدم وصول التيار من مصدر الجهد V_{CC}.

(3) بوابة ليس NOT gate

يتلخص عمل بوابة ليس في قلب الجهد الداخل الى هذه البوابة. فاذا كان الجهد الداخل صفر فان جهد الإخراج سيكون ١ وبالعكس صحيح وعليه فان هذه البوابة تمتلك مدخلا واحدا ومخرجا واحدا وان جدول الحقائق الخاص بها هو بالشكل ادناه

Truth Table	
A	Q
0	1
1	0
تقرأ كلاتي : مقلوب A يعطي Q	

الرمز الكهربائي لدائرة المنطق NOT هو

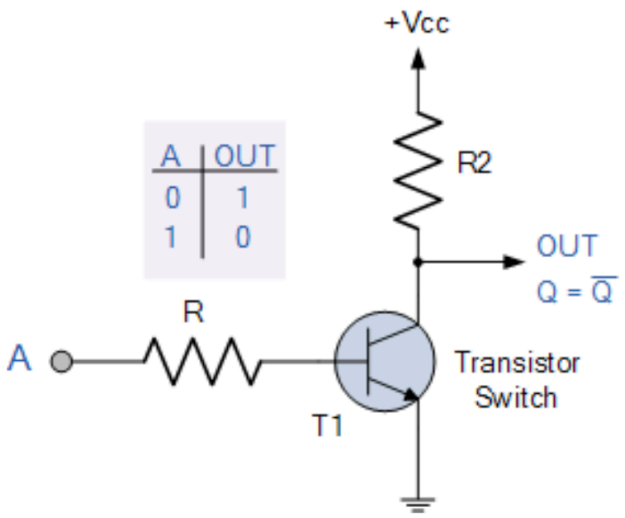
Symbol	
 Inverter or NOT Gate	
التعبير البوولي هو	Q = not A or $\overline{A}$

ان العلاقة الرياضية التي تربط بين جهدي الادخال A والإخراج Q تكون بالصيغة الاتية

Q = NOT A also Q = $\overline{A}$

حيث ان $\overline{A}$ هو معكوس A.

يمكن تمثيل بوابة او باستخدام الدائرة الكهربائية الموضحة في الشكل (٤-٦)



شكل (٤-٦)

يلاحظ من الدائرة, عند تولد تيار قاعدة عالي نتيجة لوجود فولتية ادخال V_{in} (منطقيا يساوي 1) فان تيار المجمع سوف يصل على قيمته المشبعة وبذلك يصبح الترانزستور في حالة اشباع وبالتالي يكون الجهد عند V_{CE} مساويا للصفر (منطقيا يساوي 0) . والعكس صحيح اذا لم يوجد تيار قاعدة لكون فولتية الادخال مساوية للصفر (منطقيا تساوي 0) فان تيار المجمع سوف يساوي صفر أيضا ولكن فولتية V_{CE} سوف تكون اعلى ما يمكن (منطقيا تساوي 1) وتساوي فولتية V_{CC}.

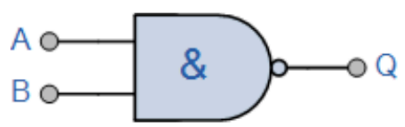
(4) **بوابة ليس مع** NAND gate

تتكون هذه الدائرة من بوابة مع وبوابة ليس وعليه فان عملها يكون معاكسا تماما لعمل بوابة AND وبالتالي فان هذه البوابة تمتاز بان جهد إخراجها يكون مساويا ل 1 الا في الحالة التي تكون فيها جميع المداخيل مساوية ل 1 عندئذ يكون جهد الإخراج مساويا للصفر وهذا ما يوضحه جدول الحقائق لهذه البوابة

Truth Table		
B	A	Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0
تقرأ كلاتي : A و B تعطي نفي Q		

الرمز الكهربائي لدائرة المنطق NAND هو

Symbol



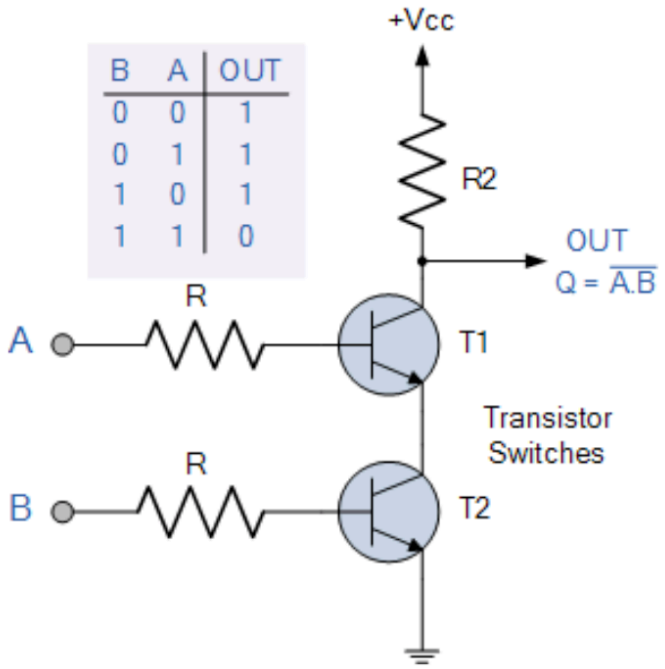
2-input NAND Gate

التعبير البوولي هو $Q = \overline{A.B}$

ان العلاقة الرياضية التي تربط بين جهدي الادخال A والإخراج Q تكون بالصيغة الاتية

Q = NOT A.B also $Q = \overline{A.B}$

يمكن تمثيل بوابة او باستخدام الدائرة الكهربائية الموضحة في الشكل (٤-٧)



شكل (٤-٧)

يلاحظ من الدائرة, تكون قيمة فولتية الإخراج V_{CE} اوطأ ما يمكن (منطقيا تساوي 0) وتساوي قيمة V_{CC} فقط عندما يكون الترانزستور A وB في حالة اشباع أي جهد الادخال لهما يساوي واحد (منطقيا تساوي 1).

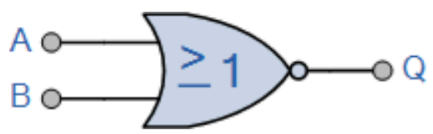
(5) **بوابة ليس أو** NOR gate

تتكون هذه الدائرة من بوابة أو وبوابة ليس وعليه فان عملها يكون معاكسا تماما لعمل بوابة OR وبالتالي فان هذه البوابة تمتاز بان جهد إخراجها يكون مساويا ل 1 فقط في الحالة التي تكون فيها جميع المداخيل مساوية ل 0 وهذا ما يوضحه جدول الحقائق لهذه البوابة

Truth Table		
B	A	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0
تقرا كلاتي: A او B يعطي نفي Q		

الرمز الكهربائي لدائرة المنطق NOR هو

Symbol



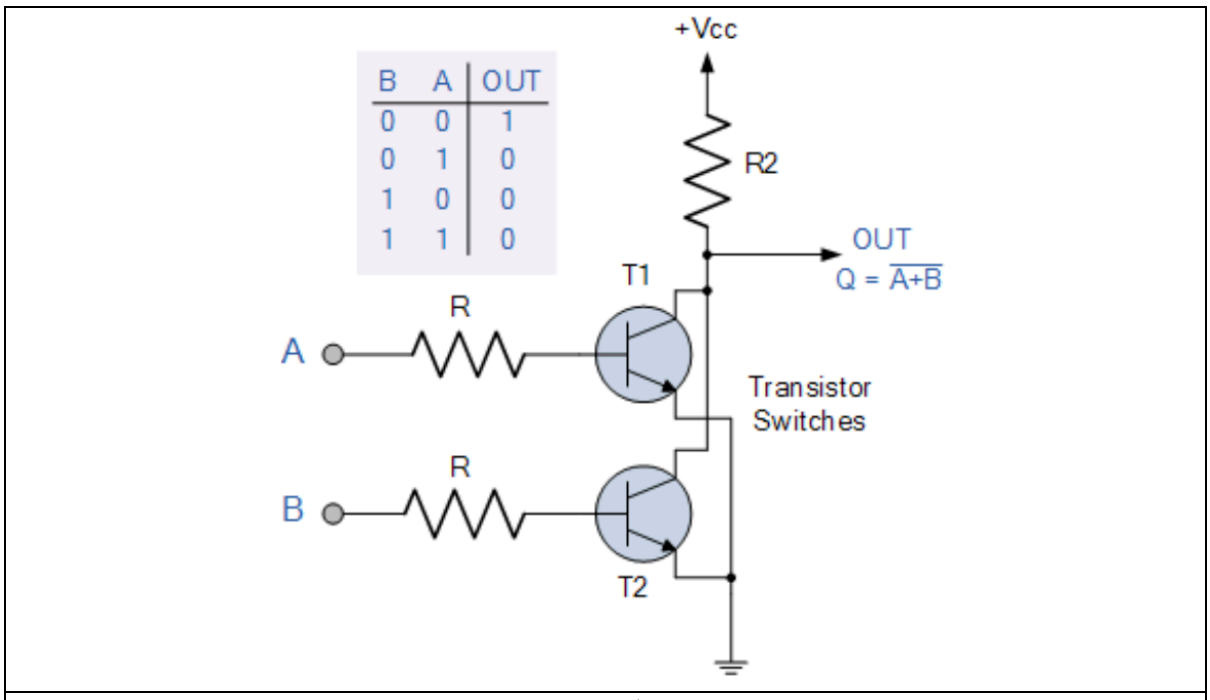
2-input NOR Gate

التعبير البوولي هو $Q = \overline{A+B}$

ان العلاقة الرياضية التي تربط بين جهدي الادخال A والإخراج Q تكون بالصيغة الاتية

Q = NOT A+B also $Q = \overline{A+B}$ also $Q = \bar{A} + \bar{B}$

يمكن تمثيل بوابة او باستخدام الدائرة الكهربائية الموضحة في الشكل (٤-٨)



شكل (٤-٨)

يلاحظ من الدائرة, تكون قيمة فولتية الإخراج V_{CE} اعلى ما يمكن (منطقيا تساوي 1) وتساوي قيمة V_{CC} فقط عندما يكون الترانزستور A وB في حالة قطع أي جهد الادخال لهما يساوي صفرا (منطقيا تساوي 0).

الجبر البوولي Boolean Algebra

اقترح جورج بول (وهو عالم رياضي إنكليزي في عام ١٨٥٠ أي قبل حوالي ١٠٠ سنه من اختراع اول حاسبه رقمية) عدد من القواعد التي تحكم العلاقة بين متغيرات مسموح لها ان تاخ قيمتين فقط: اما حقيقي او زائف وعادة كما تكتب كما راينا: 0 او 1. هذا واطلق أخيرا على هذه القواعد بالجبر البوولي.
كلو شانون في عام ١٩٨٣ ادرك التطابق بين هذا النوع من الجبر ووظيفة الأنظمة الكهربائية ذات الخاصية الثنائية: الفتح ON والغلق OFF وقد استمر هذا الجبر الجديد في بناء مفاتيح الهاتف Telephone.
سوف نتطرق بشكل مختصر على هذا الجبر وكيفية استخدامه لتبسيط تصميم (الاختيار الى أدني حد ممكن في العدد) من الدوائر الرقمية المقعدة. فالبرنامج الصحيح بين دوائر (مع) و (أو) و (ليس المنطقية تستطيع بناء دوائر تقوم بعمليات الحساب الثنائي مثلا الجمع والطرح.
يبين الجدول ادناه قائمة بالنظريات الخاصة بالجبر البوولي :

العدد	الصيغة	العدد	الصيغة
1	A + 0 = A	11	A . B = B . A
2	A + 1 = 1	12	A + (B + C) = (A + B) + C
3	A + A = A	13	A . (B . C) = (A . B) . C
4	A + $\overline{A}$ = 1	14	A . (B + C) = A . B + A . C
5	A . 0 = 0	15	(A + B) . (A + C) = A + B . C
6	A . 1 = A	16	A + A . B = A
7	A . A = A	17	A . (A + B) = A
8	A . $\overline{A}$ = 0	18	$\overline{A+B} = \overline{A} . \overline{B}$
9	$\overline{\overline{A}} = A$	19	$\overline{A.B} = \overline{A} + \overline{B}$
10	A + B = B + A		

يلاحظ من الجدول ما يأتي

- الإشارة (+) تعني في الجبر المألوف عملية الإضافة، بينما تعني في الجبر البوولي (أ)، أي اذا كان لدينا Y = A+B فأننا نقول ان Y تساوي A او B.
- يشير قانون التبادل الى ان ترتيب الاضافة والضرب غير مهم أي اننا نحصل على الجواب نفسه بإضافة A الى B او بالعكس وكذلك الحال نفسه بضرب A في B او بالعكس.
- اما قانون الترابط فان بإمكاننا التعبير عن (A + B + C) بان نستعملها لإضافة A الى B أولا ثم إضافة النتيجة الى A او إضافة A الى B أولا ثم إضافة النتيجة الى C وهكذا الحال نفسه ينطبق على حالات الضرب أيضا.
- اما قانون التوزيع فيشير الى إمكانية فتح اقواس التعبير البوولي بالطريقة نفسها والتي نستعملها في الجبر المألوف كما يتضمن هذا القانون أيضا إمكانية اخراج العوامل المشتركة في أي تعبير كان نكتب (AB +BC) بالصيغة الاتية : A (B + C)

بعض الأمثلة على الجبر البوولي كلاتي:

مثال (١)

بسط المعادلة Y = AC + ABC بالاستعانة المعادلات المذكرة بالجدول أعلاه.

الحل

المخرج Y ناتج من بوابة أو وذلك لوجود الإشارة (+) اما المداخل فهي ناتجة من بوابة مع ذات مدخلين وذلك بسبب حاصل الضرب بين AC وبوابة مع كذلك لكن بثلاث مداخل ABC. سنحاول ان نبسط الدائرة بجعل المخرج Y يعتمد على مدخلين فقط باستخدام بوابة مع كلاتي

$$Y = AC + ABC = AC\,(1+B)$$

لدينا الان

$$B + 1 = 1$$

لذا فان

$$Y = AC$$

وهكذا نرى ان المخرج Y ناتج الان من مدخلين فقط A و C باستخدام بوابة مع. وهذا هو أهمية الجبر البوولي في اختصار تصميم الدوائر المنطقية.

مثال (٢)

بسط المعادلة $Y = \overline{(\bar{A} + \bar{B})\,.\,(\bar{A} + \bar{B})}$ بالاستعانة المعادلات المذكرة بالجدول أعلاه.

الحل

$$Y = \overline{(\bar{A} + \bar{B})}\,.\,\overline{(\bar{A} + \bar{B})}$$

$$Y = \left(\bar{\bar{A}}\,.\bar{\bar{B}}\right) + \left(\bar{\bar{A}}.\ \bar{\bar{B}}\right)$$

$$Y = (A.B) + (A + B) = A\,(B + 1) + B$$

اون ان

$$Y = A + B$$

حيث ان (B+1) يساوي 1.

لهذا يمكن ان نرى ان مدخلات دائرة الإخراج Y قد تم اختصارها الى مدخلين فقط باستخدام بوابة أو لوجد إشارة (+).

مثال (٣)

بسط المعادلة $Y = A.B.C + \bar{A} + A.\bar{B}.C$ بالاستعانة المعادلات المذكرة بالجدول أعلاه.

الحل :

$$Y = A.C.(B + \bar{B}) + \bar{A}$$

لدينا $(B + \bar{B})$ يساوي واحد، اذا

$$Y = A.C.(1) + \bar{A}$$

ومن ثم

$$Y = A.C. + \bar{A}$$

مثال (٤)

بسط المعادلة $Y = \bar{A}.\bar{B}.\bar{C} + \bar{A}.\bar{B}.C + \bar{A}.\bar{C}$ بالاستعانة المعادلات المذكرة بالجدول أعلاه.

الحل :

$$Y = \bar{A}.\bar{B}.(\bar{C} + C) + \bar{A}.\bar{C}$$

لدينا $(C + \bar{C})$ يساوي واحد، اذا

$$Y = \bar{A}.\bar{B}.(1) + \bar{A}.\bar{C}$$

ومن ثم

$$Y = \bar{A}.\bar{B} + \bar{A}.\bar{C}$$

او

$$Y = \bar{A}.(\bar{B} + \bar{C})$$

او

$$Y = \bar{A}.(\overline{BC})$$