الفصل الثاني

2.0 مقدمة

2.1 بارمترات الدارة المكافئة للترانزستور

2.2 استخدام الترانزستور كمكبر

2.3 استخدام الترانزستور كقاطع إلكتروني

2.4 مكثفات الربط و التمرير

2.5 مبدأ تكبير الإشارة المتناوبة ac في الترانزستور

2.6 مكبر الباعث المشترك (Common Emitter Amplifier)

2.7 مكبر التابع الباعثي (Emitter Follower Amplifier)

Dr.Sadek pro

2.0 مقدمة

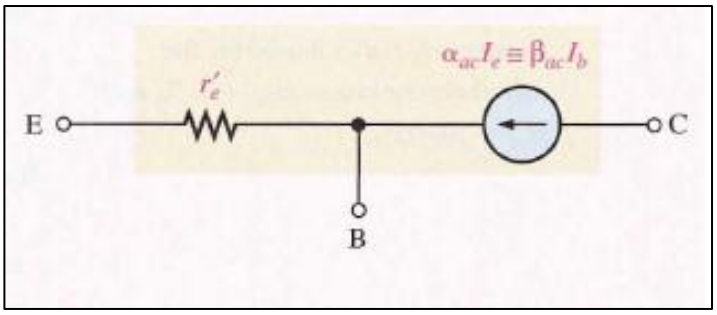
كما هو معلوم تتضمّن الإشارة معلومات معينة مثل الإشارات الصوتية المستقبلة على الأرض من سفينة فضاء، و إشارات الفيديو المستقبلة من الأقمار الصناعية.

إن الدارة الكهربائية التي تعالج الإشارات التشابهية تدعى بالدارة التشابهية مثل دارات المكبرات الخطية حيث يتم فيها تكبير إشارة الدخل، و يكون مطال إشارة الخرج أكبر من مطال إشارة الدخل و متناسباً معه.

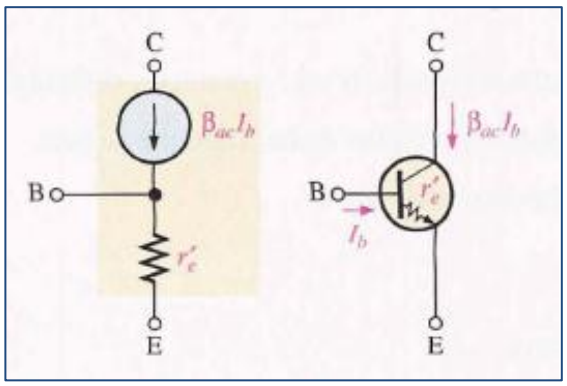
في هذا الفصل نهتم بدراسة الإشارة الكهربائية التشابهية و التي تكون على شكل جهود أو تيارات متغّيرة بالنسبة للزمن. و ندرس مبدأ التكبير الخطي للإشارات الكهربائية و تحليل مكبر الباعث المشترك بالإضافة إلى دراسة ربح الجهد و استطاعة دارة مكبر الباعث المشترك.

2.1 بارمترات الدارة المكافئة للترانزستور

إنه يمكن استبدال الترانزستور BJT بدارة مكافئة بارمتراتها مبينة بالشكل (2.1) . وبما أن تأثير مقاومة القاعدة المتناوبة r'_b صغير فإنه يمكن اعتبار $r'_b = 0$ والمقاومة r'_e بين القاعدة والباعث في حالة التحييز الأمامي، ويعمل المجمع كمنبع تيار شدته $\beta_{ac} I_b$ أو αI_e . هذه العوامل موضحة مع رمز الترانزستور في الشكل (2.2) .



الشكل (2.1) بارمترات الدارة المكافئة للترانزستور



الشكل (2.2) العلاقة بين رمز الترانزستور وبارمترات الدارة المكافئة

و كذلك تعطى مقاومة الباعث المتناوبة r'_e بالعلاقة التالية:

Dr.Sadek pro

$$r_e' = \frac{0.025}{I_E}$$

إن بارمترات الدارة المكافئة (المقاومات الداخلية للترانزستور r) هي الأكثر استخداماً للترانزستور، ومبينة بالجدول(1 -6) التالي :

الجدول (1 -2) بارمترات الدارة المكافئة للترانزستور

الوصف	البارمتر (r)
$\alpha_{ac} = \frac{I_c}{I_e}$	α_{ac}
$\beta_{ac} = \frac{I_c}{I_b}$	β_{ac}
مقاومة الباعث المتناوبة	r_e'
مقاومة القاعدة المتناوبة	r_b'
مقاومة المجمع المتناوبة	r_c'

2.2 استخدام الترانزستور كمكبر

إن تكبير الإشارة الكهربائية هي عملية ازدياد خطي لمطال الإشارة و تعتبر من أهم خواص الترانزستور.

فعندما يتم تحييز ترانزستور عامل ربحه (β) في المجال الفعال تكون مقاومة وصلة الباعث- القاعدة BE صغيرة لأنها في حالة تحييز أمامي بينما مقاومة وصلة المجمع – القاعدة BC كبيرة جداً بسبب كونها في حالة التحييز العكسي.

قيم *DC* و *AC* للترانزستور:

إن القيم المستمرة DC للترانزستور هي:

Dr.Sadek pro

(a) تيارات الترانزستور المستمرة DC : I_B , I_C , I_E

(b) الجهود المستمرة (DC) بين نهايات الترانزستور: V_{BE} , V_{CB}, V_{CE}

(c) الجهود المستمرة DC لنهايات الترانزستور بالنسبة للأرض: V_B, V_C, V_E

أما القيم المتناوبة AC للترانزستور فهي:

(a) تيارات الترانزستور المتناوبة AC : I_b , I_c , I_e

(b) الجهود المتناوبة AC بين نهايات الترانزستور: V_{be} , V_{cb}, V_{ce}

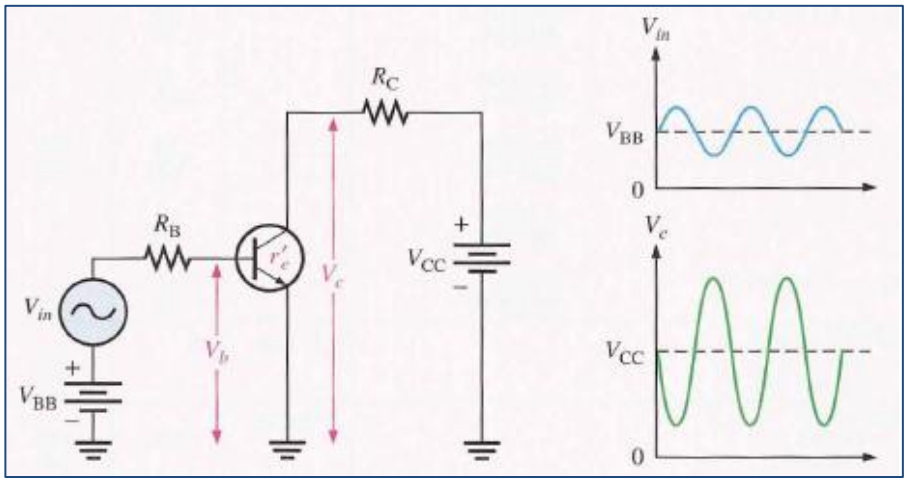
(c) الجهود المتناوبة AC لنهايات الترانزستور بالنسبة للأرض: V_b, V_c, V_e

فعندما يطبق إشارة متناوبة على الترانزستور فإنه يملك مقاومة داخلية متناوبة r' . فمثلاً يرمز لمقاومة الباعث الداخلية المتناوبة بالرمز: r'_e .

تكبير الترانزستور:

يقوم الترانزستور بتكبير تيار القاعدة I_B لأن تيار المجمع I_C يساوي جداء عامل ربح الترانزستور β بتيار القاعدة، أي أن: $I_C = \beta I_B$ ، وبما أن I_B صغير بالمقارنة مع تيار المجمع I_C وتيار الباعث فإن $I_C = I_E$.

في دارة المكبر الموضحة بالشكل (2.3a) يطبق على القاعدة إشارة دخل متناوبة V_{in} مركبة على جهد انحياز مستمر V_{BB} ، وذلك بوصلها على التسلسل مع المقاومة R_B . بينما جهد الانحياز V_{CC} يطبق على المجمع عبر مقاومة المجمع R_C .



(a) (b)

الشكل (2.3 a) إشارة دخل V_{in} مركبة على جهد انحياز V_{BB} في دارة الباعث المشترك

Dr.Sadek pro

يولّد جهد الدخل المتناوب تيار قاعدة متناوبة I_b وينتج بدوره تيار مجمع I_c متناوب أكبر بكثير من تيار القاعدة I_b .

وبالتالي يولّد تيار المجمع إشارة جهد متناوب بين طرفي مقاومة المجمع R_C ، مكبرة ومعكوسة بالنسبة لإشارة الدخل في المجال الفعال لعمل الترانزستور كما هو موضح بالشكل (2.3 b) .

إن التحييز الأمامي لوصلة القاعدة – باعث تبدي مقاومة متناوبة صغيرة بالنسبة للإشارة المتناوبة r'_e وبالتالي فإن تيار الباعث المتناوب يساوي:

$$I_e = I_c = \frac{V_b}{r'_e}$$

وجهد المجمع المتناوب V_c يساوي هبوط الجهد المتناوب بين طرفي المقاومة R_c

$$V_c = I_c R_c$$

وبما أن $I_c = I_e$ فإن جهد المجمع المتناوب يساوي :

$$V_c = I_e R_c$$

إن V_b يمثل جهد الدخل المتناوب ويساوي:

$$V_b = V_{in} - I_b R_B$$

و V_c: يمثل جهد الخرج المتناوب للترانزستور.

وعامل ربح الجهد المتناوب A_v للترانزستور يساوي :

$$A_v = \frac{V_c}{V_b}$$

وبتبديل القيم المتناوبة لـ V_c و V_b نستنتج:

$$A_v = \frac{I_e R_C}{I_e r'_e}$$

ومنه نستنتج A_v :

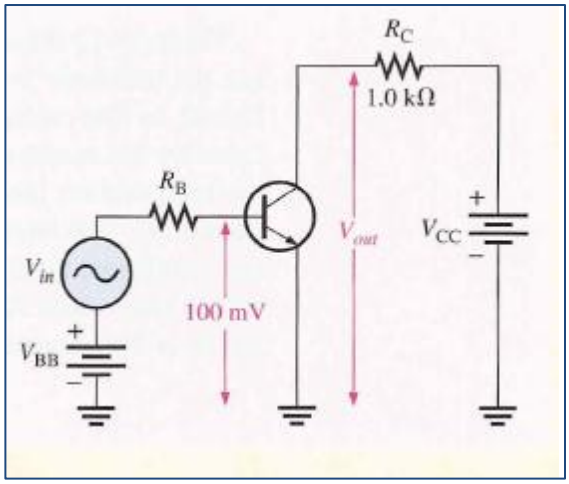
$$A_v = \frac{R_C}{r'_e}$$

وبما أن $R_C >> r'_e$ فإن إشارة الخرج أكبر بكثير من إشارة الدخل .

مثال (2.1)

احسب عامل ربح الجهد وجهد الخرج المتناوب في دارة الباعث المشترك الموضحة بالشكل (2.4) إذا كان المقاومة الداخلية المتناوبة للباعث $r'_e = 50\Omega$.

Dr.Sadek pro



الشكل (2.4) دارة الباعث المشترك

الحل:

نحسب عامل ربح الجهد A_v :

لدينا :

$$A_v = \frac{R_C}{r_e'} = \frac{10^3}{50} = 20$$

وبالتالي فإن جهد الخرج المتناوب يحسب كما يلي:

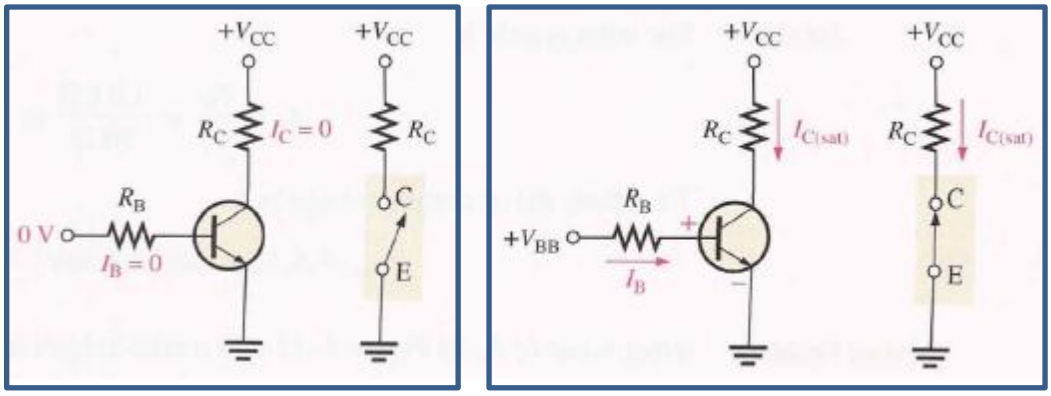
$$V_{out} = A_v . V_b = (20)(0.1) = 2V$$

2.3 استخدام الترانزستور كقاطع إلكتروني

الشكل (2.5) يوضح العمل الأساسي للترانزستور كقاطع إلكتروني . ففي الجزء (a) يكون الترانزستور في نمط القطع (cutoff) لأن وصلة القاعدة – باعث BE في حالة تحييز عكسي، و ($I_C = 0, I_B = 0$) وبالتالي في هذه الحالة تكونا نهايتي المجمع C والباعث E مفصولتين ويكافئ قاطع في حالة قطع . ويكون $V_{CE(sat)} = V_{CC}$.

وفي الجزء (b) يكون الترانزستور في نمط الاشباع لأن الوصلة القاعدة – باعث والوصلة القاعدة- مجمع في حالة تحييز أمامي وكذلك يكون تيار القاعدة I_B كبيراً بحيث يولد تيار مجمع I_C يسا وي قيمة تيار الإشباع. و في هذه الحالة يوجد قصر بين المجمع و الباعث و يكافيء قاطع في حالة توصيل .

Dr.Sadek pro



(a) (b)

الشكل(2.5) عمل الترانزستور كقاطع إلكتروني

وفي حالة الإشباع يكون تيار المجمع في حالة الإشباع ويعطى بالعلاقة:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C}$$

وبما أن $V_{CE(sat)}$ صغيراً جداً فإن $V_{CC} \gg V_{CE(sat)}$

و تيار القاعدة الأصغري لتوليد حالة الإشباع يساوي:

$$I_{B(min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{DC}}$$

اي يجب أن يتحقق $I_B > I_{B(min)}$ كي يعمل الترانزستور في نمط الإشباع.

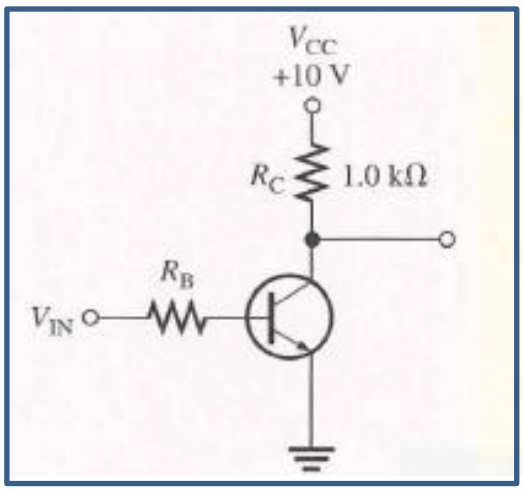
مثال (2.2a)

a) في الدارة المبينة بالشكل (2.6). أوجد V_{CE} عندما $V_{IN} = 0V$

b) ما هي قيمة $I_{B(min)}$ اللازمة كي يعمل الترانزستور في نمط الإشباع إذا كان $\beta_{DC} = 200$

c) احسب $R_{B(max)}$ عندما $V_{IN} = 5\ V$.

Dr.Sadek pro



الشكل(2.6) دارة الترانزستور كقاطع إلكتروني

الحل

عندما $V_{IN} = 0\ V$ يكون الترانزستور في حالة قطع وبالتالي:

$$V_{CE} = V_{CC} = 10\ V$$

وعندما $V_{CE(sat)} = 0$ فإن:

$$I_{C\,(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{10}{10^3} = 10mA$$

وبالتالي فإن قيمة $I_{B(min)}$ اللازمة كي يعمل الترانزستور في نمط الإشباع

$$I_{B\,(\min)} = \frac{I_{C\,(sat)}}{\beta_{DC}} = \frac{10\times10^{-3}}{200} = 50\mu A$$

عندما يكون الترانزستور في حالة عمل فإن $V_{BE} = 0.7\ V$ ، و بالتالي فإن هبوط الكمون بين طرفي المقاومة R_B يساوي:

$$V_{R_B} = V_{IN} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

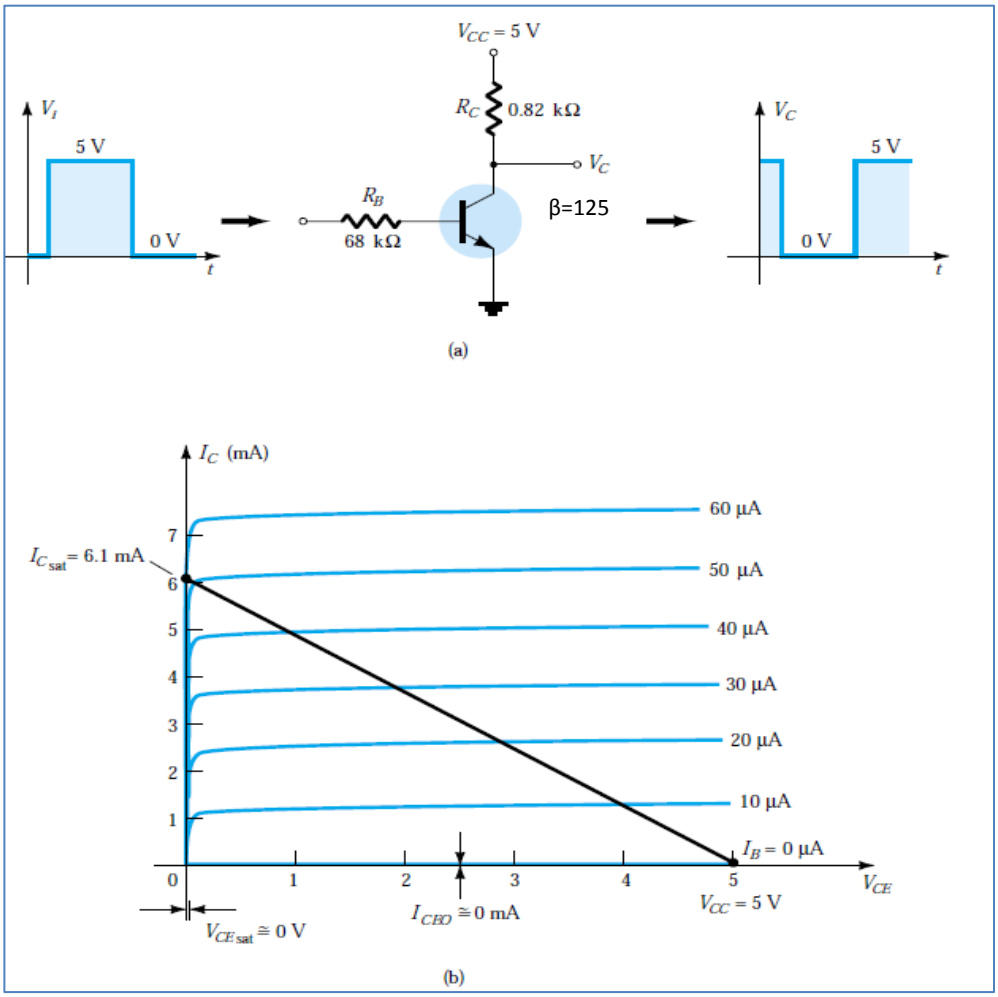
و القيمة العظمى لـ R_B توافق $I_{B(min)}$ ، و بتطبيق قانون أوم نجد:

$$R_{B\,(\max)} = \frac{V_{B_R}}{I_{B\,(\min)}} = \frac{4.3}{50\times10^{-6}} = 86K\,\Omega$$

Dr.Sadek pro

دارة العاكس الترانزستوري

بالإضافة لاستخدام الترانزستور كمضخم إشارة فإنه يمكن استخدامه كقاطع في دارات الحاسب ودارات التحكم. فالدارة المبينة بالشكل (2.7 a) تستخدم كعاكس في دارات الحاسب المنطقية، حيث يوجد منبع جهد وحيد يتم وصله في دارة خرج الدارة يزود الدارة بجهد بما يتناسب مع الجهود المطبقة في دارات الحاسب.



الشكل (2.7) العاكس الترانزستوري

يتطلب التصميم الأمثل للعاكس تغيير نقطة العمل من مجال القطع (cutoff) إلى مجال الإشباع (saturation) وفق خط الحمل كما هو مبيّن بالشكل (2.7b).

عندما $V_i = 5V$ يكون الترانزستور بحالة (on)، و هذا يتطلب أن تكون الدارة بحالة إشباع، و بالتالي لدينا:

$$I_B = \frac{V_i - 0.7}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{68 \times 10^3} = 63\,\mu A$$

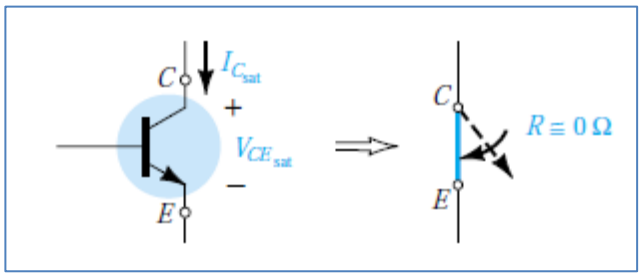
$$I_{C\,(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{5}{0.82 \times 10^3} = 6.1mA$$

Dr.Sadek pro

فالترانزستور يستخدم كقاطع عندما يعمل بين نقطتي القطع و الاشباع لخط الحمل.

فعند **نقطة الإشباع** تكون I كبيرة جداً، و V_{CE} صغيرة جداً، و بالتالي مقاومة الترانزستور في حالة الإشباع تساوي:

$$R_{sat} = \frac{V_{CC}}{I_{C(sat)}} = 0\ \Omega$$ كما هو مبيّن بالشكل (2.8a).



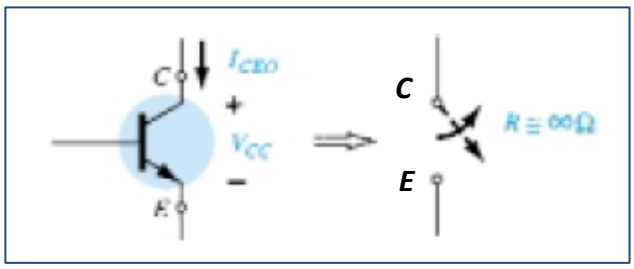
الشكل (2.8a) حالة الإشباع و الترانزستور يكون في حالة توصيل (دارة قصر).

و من أجل $V_i = 0V$: يكون $I_B = 0\ \mu A$ و بالتالي $I_C = 0\ mA$ ، و هبوط الجهد في المقاومة R_C يساوي الصفر $V_{R_C} = 0\ V$ و بالتالي نحصل على: $V_C = 5\ V$. ويكون الترانزستور في حالة قطع ومقاومة الترانزستور تصبح كبيرة جداً و تساوي:

$$R_{Cutoff} = \frac{V_{CC}}{I_{CEO}} = \frac{5}{0} = \infty\ \Omega$$

أي أن الترانزستور يكافيء دارة مفتوحة (open circuit) كما هو مبيّن بالشكل (2.8b). أما في الحالة العملية : $I_{CEO} = 10\mu A$ و بالتالي:

$$R_{Cutoff} = \frac{V_{CC}}{I_{CEO}} = \frac{5}{10\times10^{-6}} = 500\,K\ \Omega$$

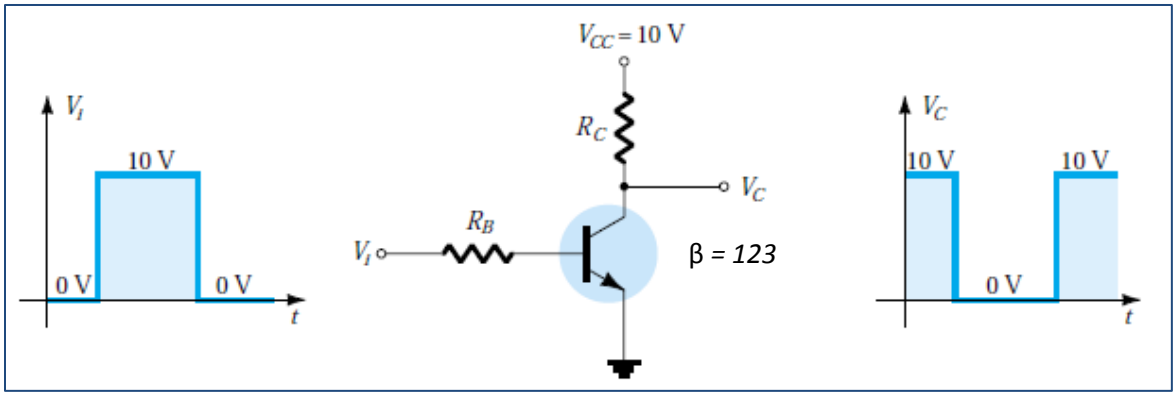


الشكل(2.8b) الترانزستور في حالة القطع و يكافيء دارة مفتوحة (حالة قطع)

مثال(2.2b)

عند تصميم عاكس ترانزستوري بحيث يكون $I_{C(sat)} = 10\ mA$ ، فما هي قيم R_B و R_C في دارة العاكس المبيّن بالشكل (2.8c).

Dr.Sadek pro



الشكل (2.8c) العاكس الترانزستوري

الحل:

عند نقط الإشباع لدينا:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} \rightarrow R_C = \frac{V_{CC}}{I_{C(sat)}} = \frac{10}{10\times10^{-3}} = 1K\Omega$$

و كذلك:

$$I_{B(\min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{DC}} = \frac{10\times10^{-3}}{150} = 40\,\mu A$$

في حالة الإشباع يجب أن يتحقق الشرط :

$$I_B > I_{B(\min)}$$

أي يجب أن يكون : $I_B > 40\,\mu A$ ، و يتم اختيار قيمة $I_B = 60\,\mu A$.

من دارة العاكس لدينا:

$$I_B = \frac{V_i - 0.7}{R_B} \Rightarrow \quad R_B = \frac{V_i - 0.7}{I_B} = \frac{10-0.7}{60\times10^{-6}} = 155K\Omega$$

2.4 مكثفات الربط و التمرير

إن مكثف الربط هو عنصر يمرر الإشارة المتناوبة بين نقطتين في الدارة الكهربائية، أي يشكل دارة قصر بالنسبة للإشارة المتناوبة . بينما يمنع تمرير التيار المستمر ويشكل دارة مفتوحة بالنسبة للإشارة المستمرة .

و مكثف التمرير يمرر الإشارة المتناوبة بين نقطة من الدارة مع أرضي الدارة.

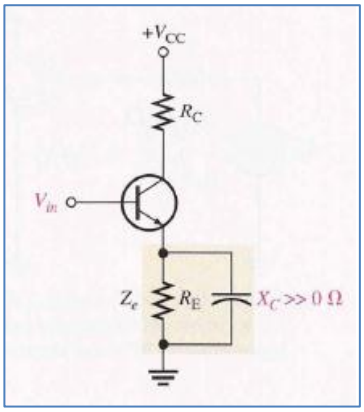
إن ممانعة المكثفة X_C تتناسب عكساً مع تردد الإشارة f و تعطى بالعلاقة التالية:

Dr.Sadek pro

$$X_C = \frac{1}{2\pi f\ C}$$

فمن أجل الترددات المنخفضة تكون ممانعة المكثفة كبيرة جداً ، و تتناقص مع ازدياد التردد. فمن أجل الترددات المنخفضة و بسبب هبوط جهد الإشارة بين طرفي المكثفة يتناقص ربح الجهد .

وكذلك عند الترددات المنخفضة تكون ممانعة مكثفة العبور X_{C2} كبيرة نسبياً و التي بدورها تكون موصولة على التوازي مع R_E ، و بالتالي تكون الممانعة المكافئة الناتجة ($Z_e = R_E || X_C$) لها قيمة $Z_e >> 0$ كما هو موضح بالشكل (2.7a).



الشكل (2.7a) ممانعة مكثفة العبور X_{C2} موصولة على التوازي مع R_E

أما في حالة الترددات العالية يكون $X_C = 0$ ، و بالتالي فإن مكثفة التمرير تقوم بقصر مقاومة الباعث R_E

وبالتالي يزداد ربح جهد المضخم ويساوي:

$$A_v = \frac{R_C}{r_e'}$$

وعند الترددات المنخفضة تكون $X_C >> 0$ و بالتالي فإن ربح الجهد يتناقص و يعطى بالعلاقة التالية :

$$A_v = \frac{R_C}{r_e' + Z_e}$$

حيث: $Z_e = R_E || X_C$: الممانعة المكافئة لمكثفة العبور X_{C2} و مقاومة الباعث R_E

الاستجابة الترددية لمضخم الباعث المشترك

إن ربح مكبّر (مضخم) الباعث المشترك يتعلق بتردد إشارة الدخل ، حيث لا يكون ثابتاً من أجل كافة ترددات الإشارة المطبقة على دخل دارة المضخم. فإنه بسبب وجود مكثفات الربط و التمرير في دارة المضخم يتم تخفيض ربح المضخم عند الترددات المنخفضة.

فممانعة المكثف تكون كبيرة عند الترددات المنخفضة، و بالتالي فمكثفة تمرير الباعث C_E لا تقوم بتأريض الإشارة المتناوبة بشكل مثالي ، أي أنه يوجد هبوط جهد عبر مكثف الربط عند الترددات المنخفضة .

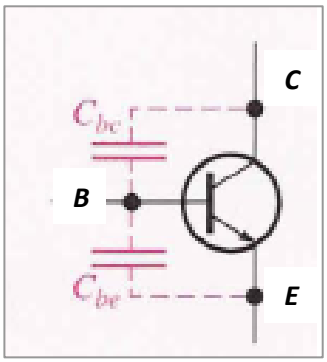
Dr.Sadek pro

كذلك يتناقص ربح مضخم الباعث المشترك A_v عند الترددات العالية جداً (في مجال الترددات الراديوية MHz ~) بسبب وجود المكثفات الداخلية للترانزستور (الطفيلية أو الشاردية) بين الباعث والقاعدة، وبين المجمع و القاعدة و بين المجمع والباعث ، و التي تقوم بتخفيض ممانعة المجمع عند الترددات العالية و بالتالي تخفض ربح الجهد.

تأثير المكثفات الداخلية للترانزستور:

عند الترددات العالية تبدو مكثفات الربط و التمرير دارة مقصورة، أما المكثفات الداخلية للترانزستور (مكثفات الانتشار و العبور) فإنها تخفّض ربح الجهد.

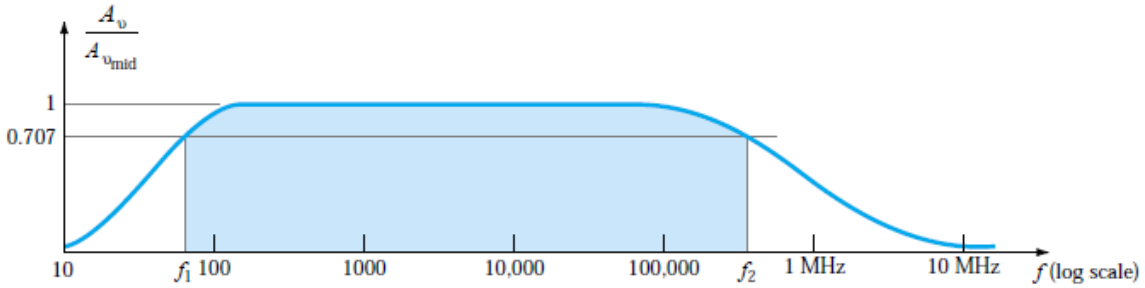
الشكل (2.7b) يوضّح مكثفات الوصلة الداخلية للترانزستور ، حيث C_{bc} تمثل سعة مكثفة وصلة الباعث- القاعدة، و C_{bc} تمثل سعة مكثفة وصلة المجمّع- القاعدة.



الشكل(2.7b) المكثفات الداخلية للترانزستور BJT

عند الترددات المنخفضة تكون ممانعة المكثفة الداخلية كبيرة جداً بسبب كون سعتها صغيرة جداً من مرتبة (pF ~) ، و بالتالي تبدو المكثفة دارة مفتوحة و لا تؤثر على ربح الجهد.

أما من أجل العالية فإن ممانعة المكثفة الداخلية تتناقص ، و عند قيم معينة للتردد فإنها تؤثر هذه المكثفات على ربح الجهد ، حيث عندما تكون ممانعة المكثفة الداخلية صغيرة فإنه يوجد هبوط جهد عليها و بالتالي يؤدي ذلك إلى تخفيض ربح الترانزستور. الشكل(2.7c) يبيّن تغيرات ربح الجهد كتابع للتردد لمضخم الباعث المشترك.



الشكل(2.7c) تغيرات ربح الجهد كتابع للتردد لمضخم الباعث المشترك

Dr.Sadek pro

2.5 مبدأ تكبير الإشارة المتناوبة ac في الترانزستور

نقطة العمل DC للترانزستور

إنه لكي يعمل الترانزستور كمكبر إشارة متناوبة يتطلب تحييزه وذلك بتطبيق جهود مستمرة مناسبة. فيجب تحديد نقطة العمل Q المستمرة *DC* (المميزات السكونية) بحيث أن تغيرات إشارة الدخل في دارة الدخل يتم تكبيرها بشكل تام في دارة الخرج.

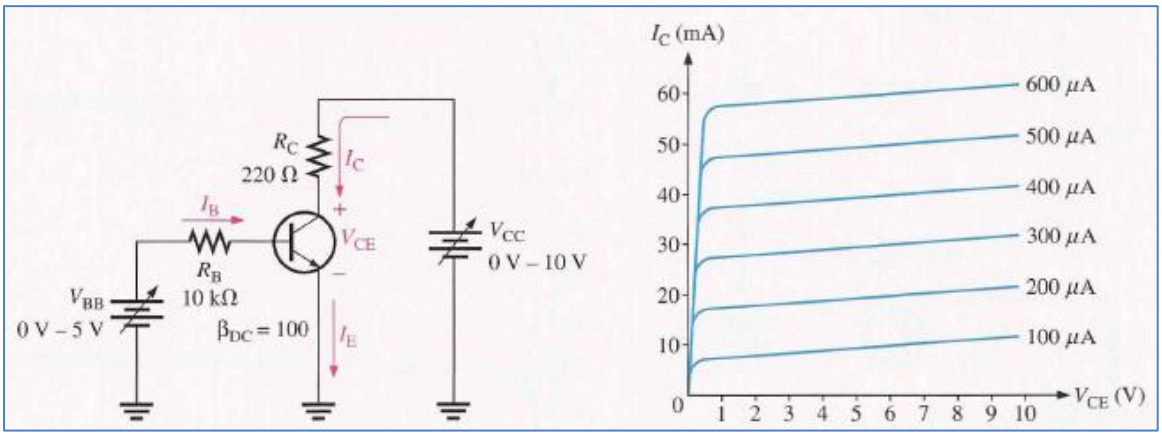
إن نقطة العمل السكونية Q للترانزستور توافق قيم محددة مستمرة لكل من تيار المجمع I_C وفرق الجهد بين المجمع والباعث V_{CE}.

التمثيل البياني

الترانزستور المبين بالشكل (2.9a) يتم تحييزه بواسطة منابع الجهود المستمرة V_{CC} و V_{BB} للحصول على القيم :

V_{CE}, I_E, I_C, I_B .

إن منحنيات خواص المجمع للترانزستور مبينة بالشكل (2.9 b)، وإننا سوف نستخدم هذه المنحنيات لتوضيح بيانياً تأثيرات التحييز المستمر.



(b) منحنيات خواص المجمع (a) دارة الانحياز المستمر

الشكل (2.9a) دارة الانحياز المستمرللترانزستور من إجل الحصول على منحنيات خواص المجمع

الشكل (2.9b) خواص المجمع

نحدد ثلاث قيم مختلفة لـ I_B وندرس قيم I_C و V_{CE} الموافقة لكل حالة.

أولاً: نأخذ قيمة لـ V_{BB} بحيث تولد تياراً $I_B = 200\mu A$ وبالتالي فإن تيار المجمع I_C يساوي:

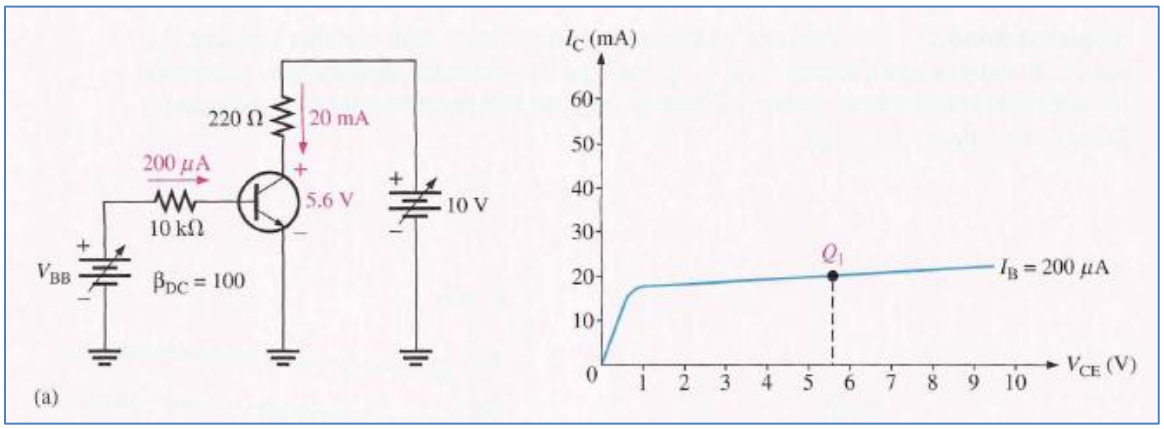
$$I_C = \beta_{DC} . I_B = (100)(200 \times 10^{-6}) = 20mA$$

وكذلك

Dr.Sadek pro

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - [(20\times10^{-3})(220)] = 5.6\,V$$

إن نقطة العمل Q موضحة على المنحني في الشكل (2.10a) بـ $Q_1(I_C, V_{CE})$.

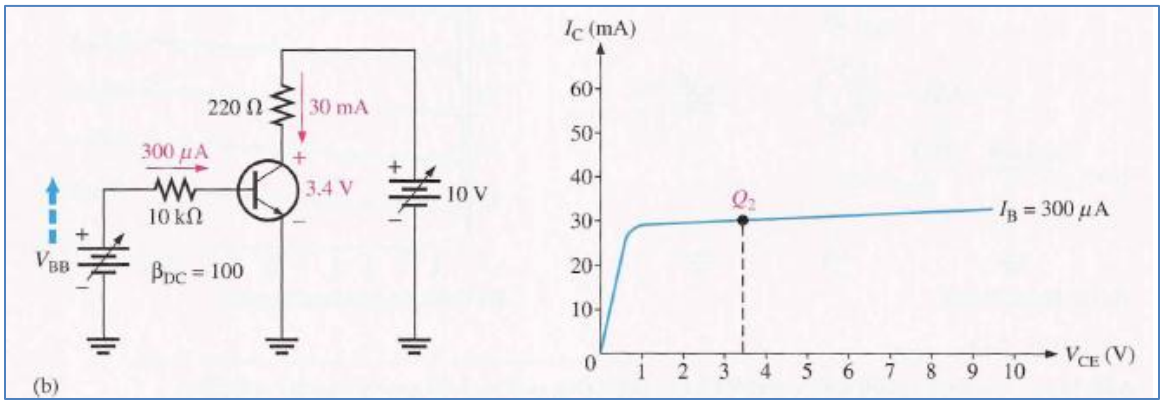


الشكل (2.10a) نقطة العمل $Q_1(I_C, V_{CE})$ على منحني خواص المجمع

ثانياً: نقوم بازدياد قيمة V_{BB} بحيث تولد تياراً $I_B = 300\mu A$ وبالتالي $I_C = 30mA$

وكذلك نوجد V_{CE} : $$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - [(30\times10^{-3})(220)] = 3.4\,V$$

و نقطة العمل موضحة على المنحني في الشكل (2.10b) بـ Q2.



الشكل (2.10b) نقطة العمل $Q_2(I_C, V_{CE})$ على منحني خواص المجمع

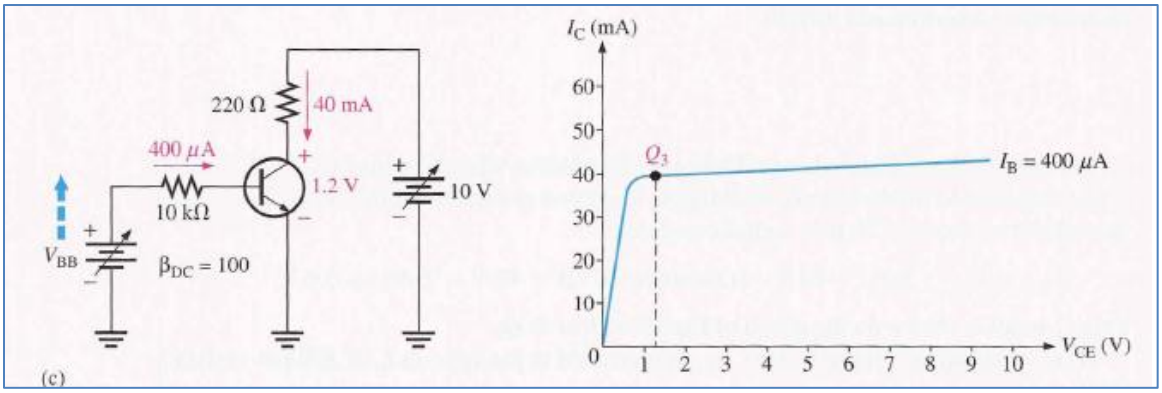
ثالثاً: يتم ازدياد قيمة V_{BB} بحيث يكون $I_B = 400\mu A$ وينتج تيار المجمع $I_C = 40mA$

وكذلك نوجد V_{CE} :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - [(40\times10^{-3})(220)] = 1.2\,V$$

و نقطة العمل موضحة على المنحني في الشكل (2.8c) توافق Q_3 .

Dr.Sadek pro

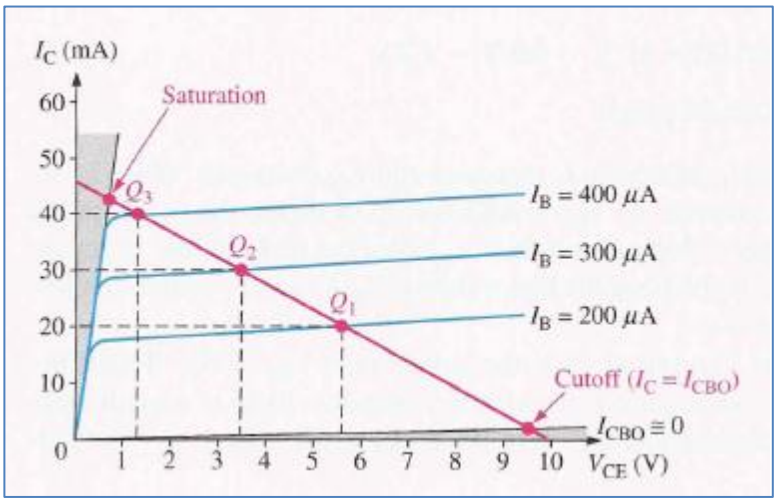


الشكل (2.10c) نقطة العمل $Q_3(I_C, V_{CE})$ على منحني خواص المجمع

خط الحمل المستمر

نجد أنه عندما يزداد I_B فإن I_C يزداد بينما V_{CE} يتناقص. وكذلك عندما يتناقص I_B فإن I_C يتناقص بينما V_{CE} يزداد.

وعندما يتغير V_{BB} زيادة أو نقصاناً فإن نقطة عمل الترانزستور Q تتحرك على خط الحمل DC كما هو موضح بالشكل (2.10d).



الشكل (2.10d) خط الحمل dc و يو ضح ضبط نقطة العمل Q

إن خط الحمل يقطع محور V_{CE} عند القيمة 10V و الموافقة $V_{CE} = V_{CC}$ و توافق نقطة قطع الترانزستور (في الحالة المثالية: $I_B = 0$ و $I_C = 0$).

و كذلك يتقاطع خط الحمل مع المحور I_C عند القيمة 45.5 mA في الحالة المثالية وهذه النقطة توافق نقطة إشباع الترانزستور لأن I_C يكون أعظمياً عندما: $V_{CE} = 0$ و $I_c = \frac{V_{CC}}{R_C}$.

بتطبيق قانون كيرشوف للجهد *KVL* حول حلقة المجمع نجد:

Dr.Sadek pro

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

ويمكننا كتابة معادلة I_C بدلالة V_{CE} كالشكل التالي:

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

و هي معادلة خط مستقيم ميله: $-(\frac{1}{R_C})$ ونقطة تقاطعه مع المحور I_C : $(\frac{V_{CC}}{R_C})$

عمل الترانزستور كمكبر في المجال الخطي (linear region)

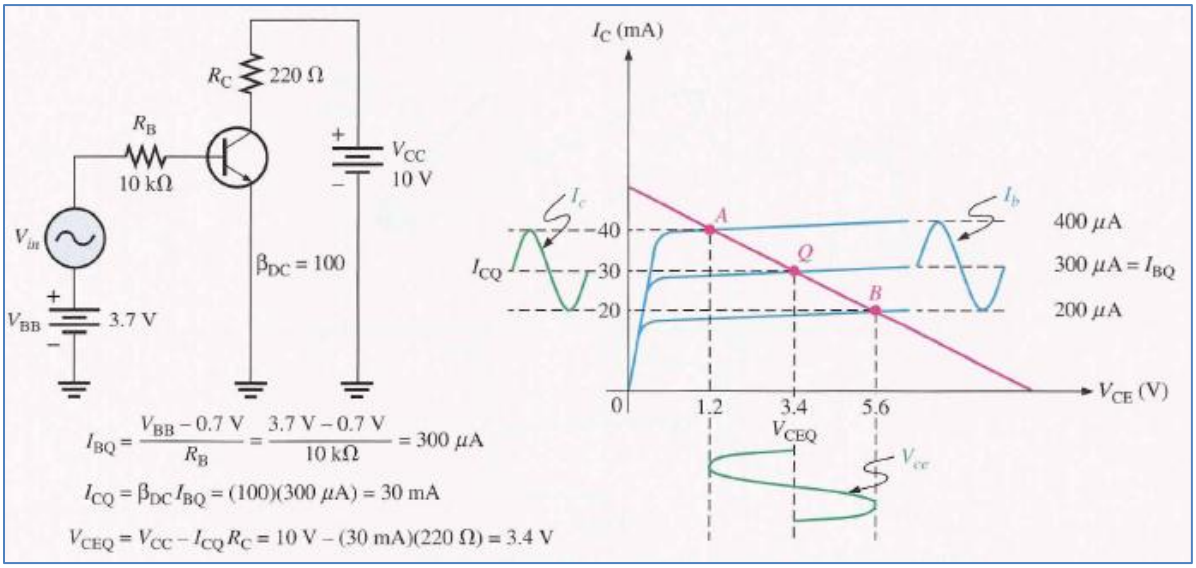
يعرف المجال الخطي للترانزستور بالمجال على خط الحمل الذي يتضمن كافة النقاط بين نقطتي الإشباع والقطع ، و عندما يعمل الترانزستور في هذا المجال فإن جهد الخرج يزداد خطياً مع جهد الدخل.

الشكل (2.10 e) يوضح مثالاً لعمل الترانزستور في المجال الخطي.

بفرض أن جهد جيبي V_{in} تم تركيبه على الجهد V_{BB} و بالتالي يتولد تيار قاعدة يتغير جيبياً بشكل جيبي بمقدار 100µA أعلى و أسفل نقطة العمل Q حيث $I_{BQ} = 300\mu A$.

هذا يؤدي إلى توليد تيار مجمع I_C يتغير بمقدار 10mA أعلى و أسفل نقطة العمل $I_{CQ} = 30\ mA$. و بالتالي ينتج عنه تغير في جهد المجمع - الباعث V_{CE} بمقدار 2.2 V أعلى و أسفل جهد نقطة العمل $V_{CEQ} = 3.4$ V .

النقطة A على خط الحمل توافق القمة الموجبة لجهد الدخل الجيبي. أما النقطة B توافق القمة السالبة، و النقطة Q توافق القيمة الوسطى للموجة الجيبية (وتساوي الصفر) كما هو مبين بالشكل. أما القيم: I_{BQ}, I_{CQ}, V_{CEQ} فتوافق قيم النقطة Q بدون تطبيق جهد دخل جيبي.



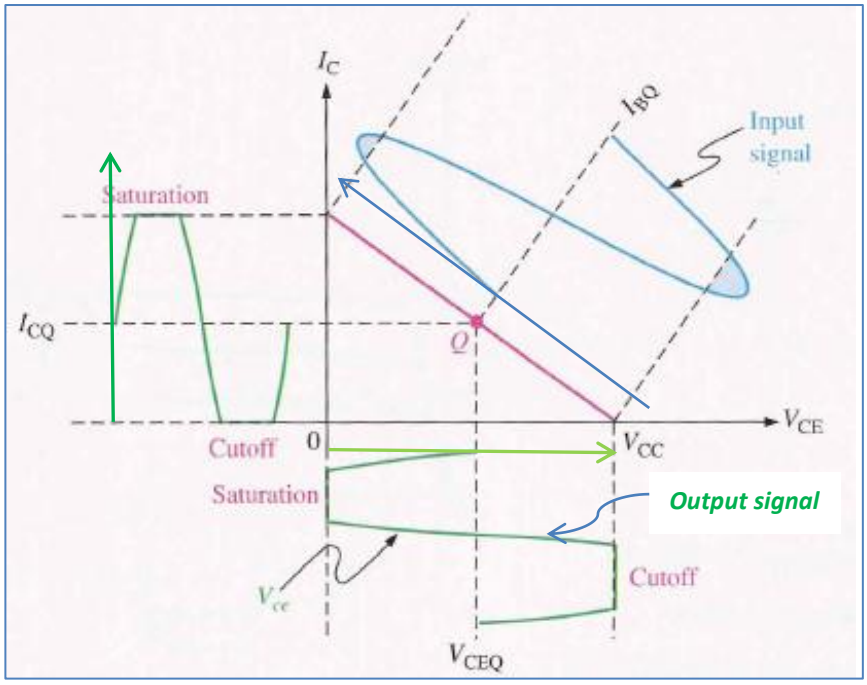
الشكل (2.10e) تغيرات تيار المجمع و جهد المجمع الباعث الناتجة عن تغيرات تيار القاعدة، والقيم المتناوبة ac يشار إليها برموز دالات صغيرة : I_c , I_b , V_{ce} .

Dr.Sadek pro

تشويه موجة الخرج الجيبية

إن موضع النقطة Q على خط الحمل يمكن أن يسبب قص أحد قمم الجبهة الموجية V_{ce} كما هو مبين بالشكل (2.11) ففي كل حالة تكون إشارة الدخل كبيرة جداً لتغطية نقطة العمل فإنها تنقل عمل الترانزستور إلى منطقة القطع أو منطقة الإشباع خلال جزء من دور إشارة الدخل.

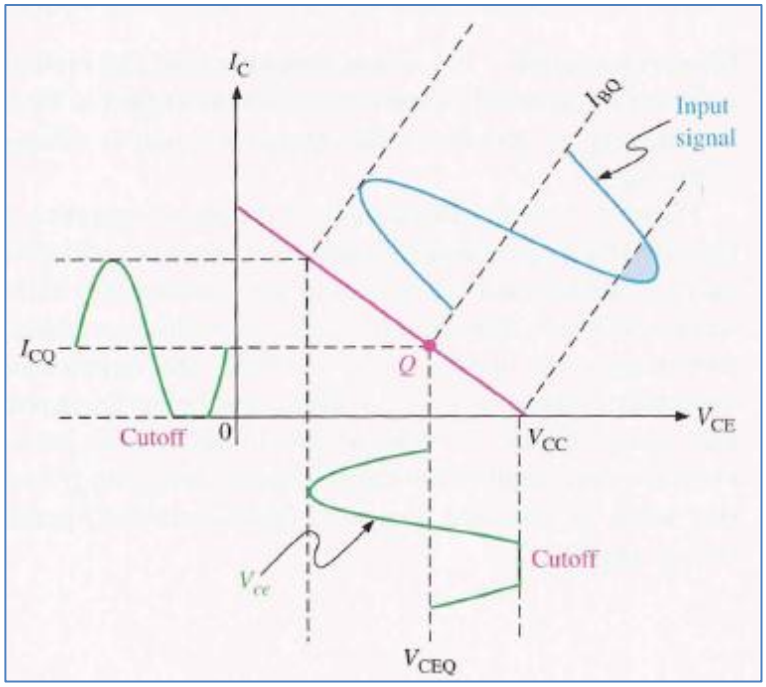
فعندما يتم قص قمتي موجة الخرج (Output signal) كما في الشكل (2.11a) فنقطة عمل الترانزستورQ تكون قد انتقلت إلى منطقتي القطع و الإشباع بواسطة إشارة دخل كبيرة.



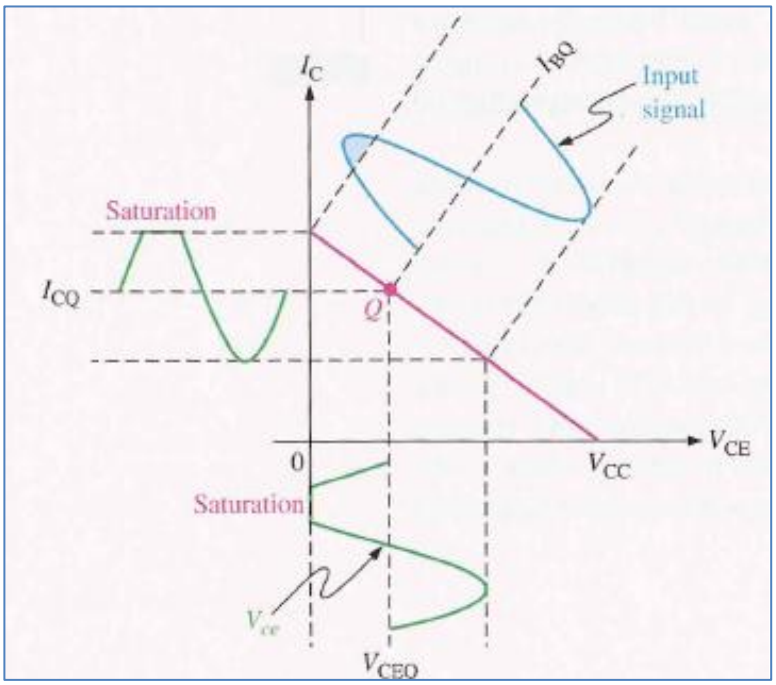
الشكل (2.11a) الترانزستو ينتقل إلى كل من منطقتي الإشباع و القطع معاً عندما تكون إشارة الدخل كبيرة جداً

وكذلك عندما تقص القمة الموجبة لموجة الخرج (Output signal) فيكون الترانزستور قد انتقل إلى منطقة القطع كما في الشكل (2.11b)، أما عندما تقص القمة السالبة لموجة الخرج (Output signal) فيكون الترانزستور قد انتقل إلى منطقة الإشباع كما في الشكل (2.11c).

Dr.Sadek pro



الشكل (2.11b) الترانزستو ينتقل إلى منطقة القطع عندما تكون النقطة Q قريبة من منطقة القطع من أجل إشارة الدخل



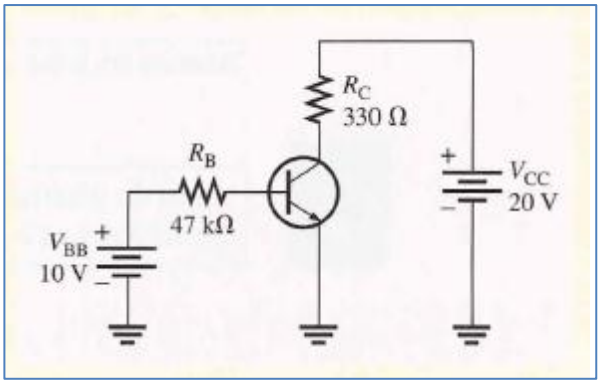
الشكل (2.11c) الترانزستو ينتقل إلى منطقة الإشباع عندما تكون النقطة Q قريبة من منطقة الإشباع من أجل إشارة الدخل

Dr.Sadek pro

مثال(2.3)

a) عيّن نقطة عمل الترانزستور Q من أجل الدارة المبينة بالشكل (2.12)

b) أوجد قيمة القمة العظمى لتيار القاعدة من أجل المجال الخطي، و بفرض أن :β_{DC} = 200



الشكل (2.12)

الحل

a) تعرّف النقطة Q بالقيم I_B و I_C و V_{CE} . و يمكن إيجاد هذه القيم كما يلي:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10 - 0.7}{47 \times 10^3} = 198\mu A$$

$$I_C = \beta_{DC} . I_B = (200)(198 \times 10^{-6}) = 39.6mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 20 - [(39.6 \times 10^{-3})(330) = 20 - 13.07 = 6.93V$$

أي أن نقطة العمل Q موافقة لـ (V_{CE}=6.93 V و I_C = 39.6 mA)

b) يجب حساب $I_{C(sat)}$ لتعيين مقدار التغير في تيار المجمع ضمن المجال الخطي لعمل الترانزستور

لدينا:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20}{330} = 60.6mA$$

وبالتالي فإن مقدار تغير تيار المجمع يساوي:

$$\Delta I_C = I_{C(sat)} - I_{C_Q} = 60.6 - 39.6 = 21mA$$

أي أن : ΔI_C = 21 mA تمثل انحراف قمة تيار المجمع ($I_{C(peak)}$ ، و بالتالي فإن قيمة القمة لتيار القاعدة $I_{b(peak)}$ تحسب من العلاقة:

$$I_{b(peak)} = \frac{I_{C(peak)}}{\beta_{DC}} = \frac{21mA}{200} = 105\mu A$$

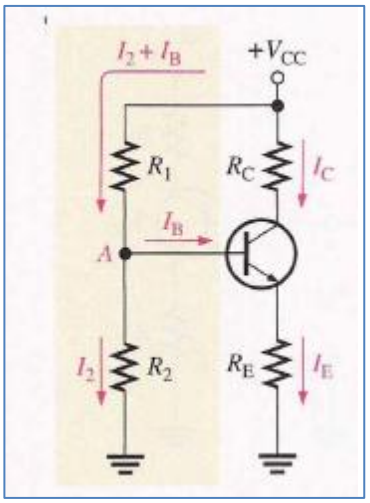
Dr.Sadek pro

تحييز الترانزستور باستخدام مقسم الجهد

من طرق التحييز العملية استخدام منبع الجهد V_{CC} كمنبع تحييز وحيد كما هو موضح بالشكل (2.13) .

حيث يطبق جهد التحييز dc عند القاعدة بواسطة مقسم الجهد و المكون من R_1 و R_2 و V_{CC} منبع جهد المجمع dc .

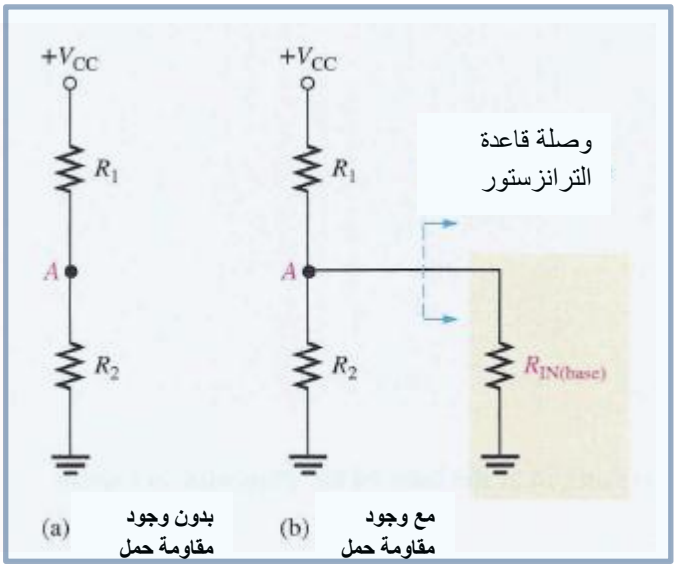
و بالتالي يوجد فرعان للتيار بين النقطة A و الأرض. أحدها يمر عبر المقاومة R_2 والآخر يمر عبر وصلة القاعدة – الباعث و مقاومة الباعث R_E .



الشكل (2.13) تحييز الترانزستور باستخدام مقسم الجهد

إذا كان تيار القاعدة I_B أصغر بكثير من التيار المار في المقاومة R_2 ، فالدارة تعتبر مقسم جهد مكون من R_1 و R_2 كما هو موضح بالشكل (2.14a) .

و إذا كان I_B كبيراً بحيث لا يمكن إهماله مقارنة مع I_2 ، فإن مقاومة الدخل dc بين قاعدة الترانزستور والأرض $R_{IN(base)}$ تكون مربوطة على التوازي مع R_2 كما هو موضح بالشكل (2.14b) .



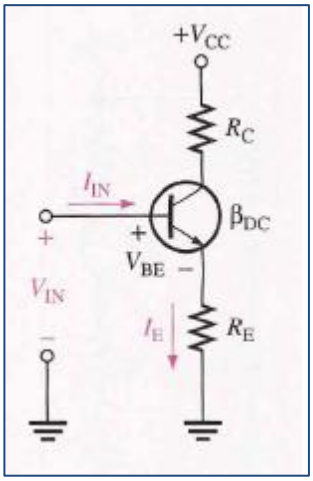
الشكل (2.14) دارة مقسم الجهد المبسط

Dr.Sadek pro

مقاومة الدخل عند قاعدة الترانزستور

إذا كان V_{IN} جهد الدخل المطبق بين القاعدة و الأرض كما هو موضح بالشكل (2.15) ، و تيار الدخل I_{IN} ، فبتطبيق قانون أوم نجد مقاومة الدخل $R_{IN(base)}$:

$$R_{IN(base)} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}}$$



الشكل (2.15)

و بتطبيق KVL حول دارة القاعدة - الباعث نجد:

$$V_{IN} = V_{BE} + I_E R_E$$

و بفرض أن $V_{BE} << I_E R_E$ فإن يمكننا كتابة: $V_{IN} \approx I_E R_E$

و بما أن $I_E \approx I_C \approx \beta_{DC} I_B$ فأن V_{IN} يساوي:

$$V_{IN} \approx \beta_{DC} I_B R_E$$

بما أن $I_{IN} = I_B$

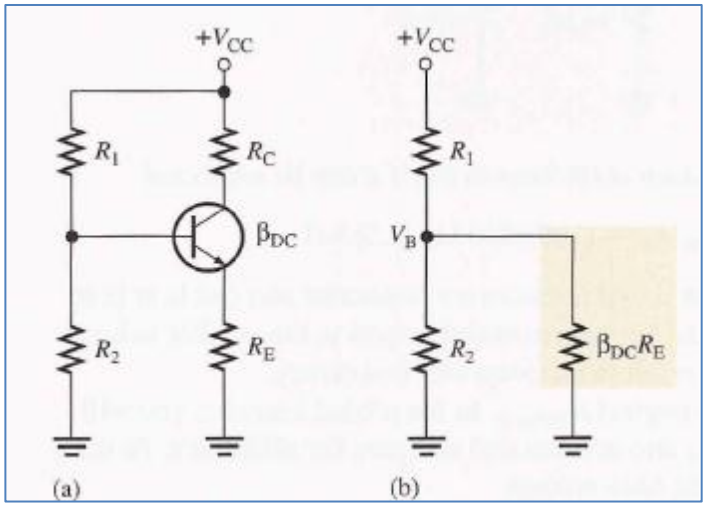
فإننا نستنتج :

$$R_{IN(base)} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{\beta_{DC} I_B R_E}{I_B} = \beta_{DC} R_E$$

تحليل دارة التحييز بواسطة مقسم الجهد

إن دارة الترانزستور npn المتحيز بواسطة مقسّم الجهد مبينة بالشكل (2.16) .

Dr.Sadek pro



الشكل (2.16) دارة الترانزستور npn المتحيز بواسطة مقسّم الجهد

نستنتج جهد القاعدة كما يلي:

لدينا:

$$R_{IN(base)} = \beta_{DC} R_E$$

و مقاومة الدخل الكلية بين القاعدة و الأرض تساوي:

$$R_{IN(tot)} = R_2 \,||\, \beta_{DC} R_E$$

و بالتالي فإننا نستنتج جهد القاعدة باستخدام VDR :

$$V_B = [\frac{R_2 \,||\beta_{DC} R_E}{R_2 + (R_2 \,||\beta_{DC} R_E)}]V_{CC}$$

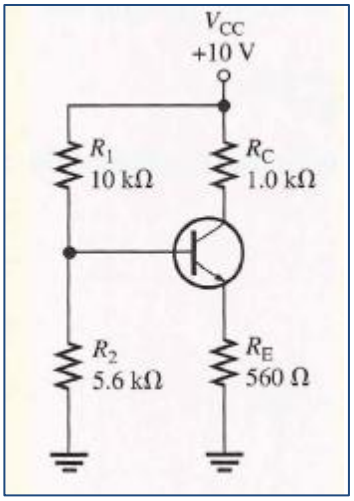
وإذا كان $\beta_{DC} R_E \gg R_2$ فإننا نستنتج :

$$V_B = [\frac{R_2}{R_1 + R_2}]V_{CC}$$

مثال

أحسب V_{CE} و I_C في دارة الترانزستور المتحيز بمقسم جهد المبينة بالشكل (2.17)، إذا كان $\beta_{DC} = 100$

Dr.Sadek pro



الشكل (*2.17*) دارة الترانزستور المتحيز بمقسم جهد

الحل

نعين مقاومة الدخل عند القاعدة $R_{IN(base)}$

$$R_{IN(base)} = \beta_{DC} R_E = (100)(560) = 56K\Omega$$

و بما أن : $R_{IN(base)} = 10R_2$ فإن المقاومة الداخلية الكلية تساوي: $R_{IN(tot)} = R_2$

و بالتالي:

$$V_B = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{5.6}{10 + 5.6}\right) 10 = 3.59\ V$$

وكذلك : $V_E = V_B - V_{BE} = 3.59 - 0.7 = 2.89\ V$

وتيار المجمع:

$$I_E = \left(\frac{V_E}{R_E}\right) = \left(\frac{2.89}{560}\right) = 5.61\ mA$$

و بالتالي :

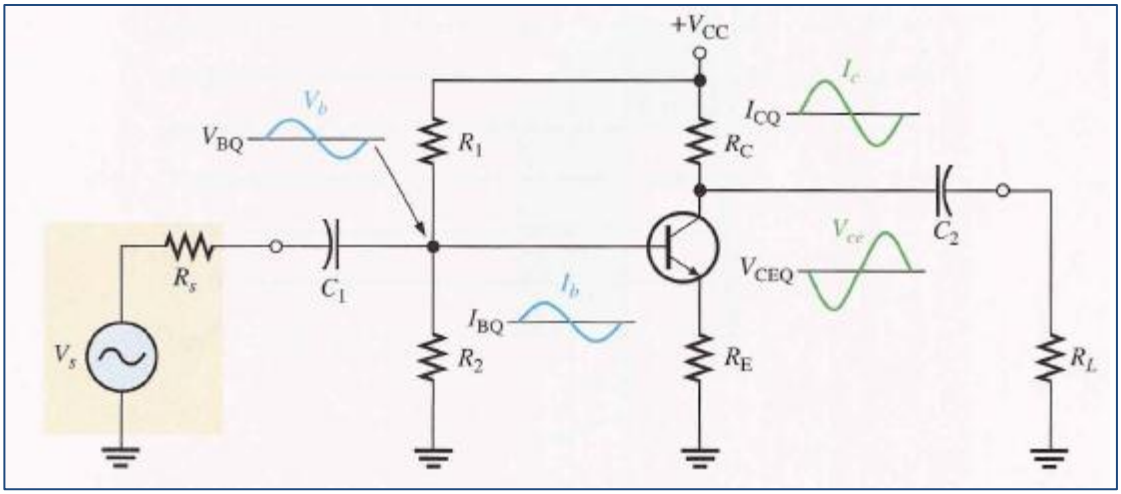
$$I_E \approx I_C = 5.16\ mA$$

و $V_{CE} = V_C - I_C\,(R_C + R_E) = 10 - (5.16\text{x}\ 10^{-3})(1.56\text{x}10^{3}) = 1.95\ V$

تكبير ترانزستور متحيّز بمقسّم جهد

إن دارة الترانزستور المتحيز بواسطة مقسّم الجهد تحتوي في دارة الدخل منبع جهد متناوب ac مربوط سعوياً مع مكثف ربط C_1، وفي دارة الخرج مقاومة الحمل R_L مربوط سعوياً مع مكثف ربط C_2 كما هو تبين بالشكل (2.18).

Dr.Sadek pro



الشكل (2.18) مكبر يتم تحييزه بواسطة مقسّم جهد و يطبق على دارة الدخل جهد متناوب ac .

إن مكثف الربط يمنع مرور التيار المستمر dc و تمثل دارة مفتوحة بالنسبة للجهود المستمرة، و يعمل على حذف جهود الدخل والخرج المستمرة dc . أما بالنسبة لإشارة الجهد المتناوبة ac فيعتبر مكثف الربط دارة مقصورة.

إن منبع الجهد المتناوب الجيبي V_s يولد جهد قاعدة متغير جيبياً أعلى و أسفل مستوى الجهد المستمر dc .

و بالتالي فإن تيار القاعدة المتغير الناتج يولد تيار مجمع متغير و مطاله كبير جداً بسبب كون عامل ربح التيار للترانزستور كبير.

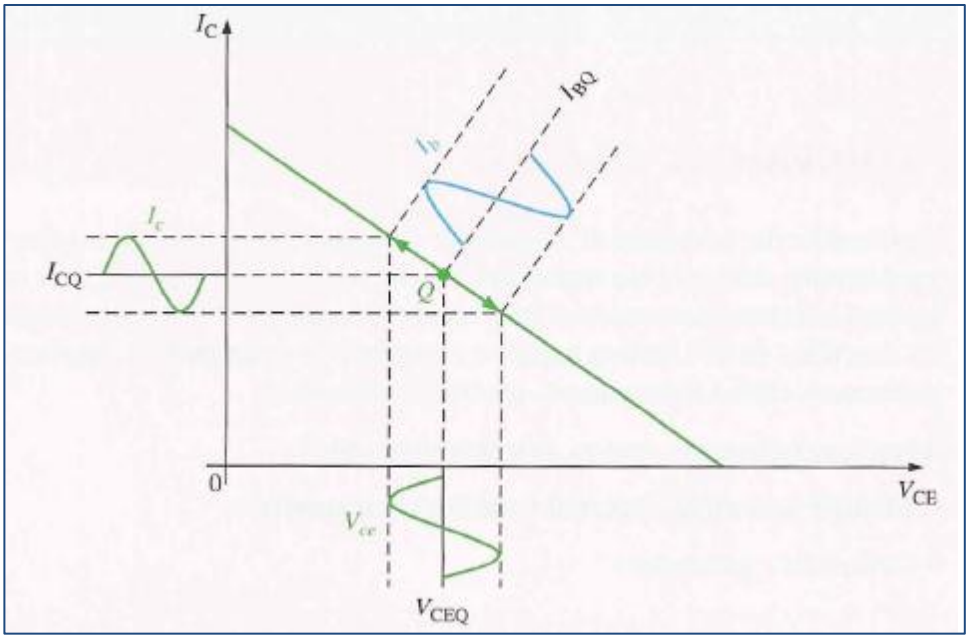
و عندما يزداد تيار المجمع الجيبي فإن جهد المجمع يتناقص.

فتيار المجمع يتغير أعلى و أسفل نقطة العمل Q بنفس الطور مع تيار القاعدة ، بينما فرق الجهد V_{ce} بين المجمع و الباعث يتغير جيبياً أعلى و أسفل نقطة العمل Q بفرق في الطور 180^0 بالنسبة لجهد القاعدة كما هو مبين بالشكل (2.18).

التمثيل البياني

يمكن توضيح آلية عمل دارة المكبر بيانياً على خط الحمل كما هو مبين بالشكل (2.19) .

Dr.Sadek pro



الشكل (2. 19) التمثيل البياني لعمل المكبر، حيث يبين تغيرات تيار القاعدة و تيار المجمع وفرق الجهد بين المجمع و الباعث V_{CE} حول نقطة العمل Q (V_{CE}, I_B, I_C)

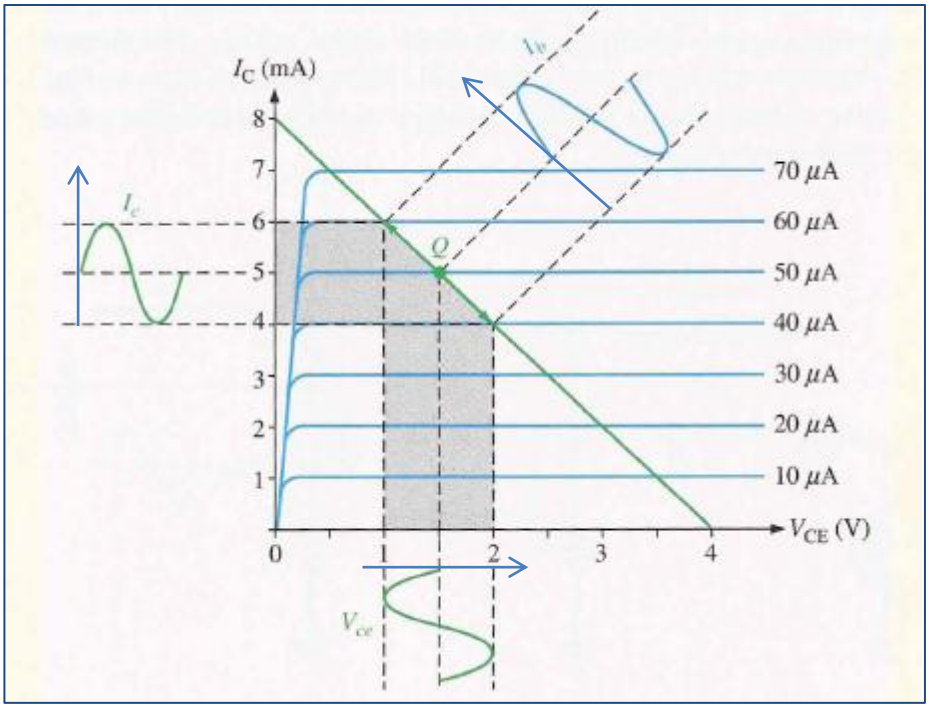
إن الجهد الجيبي على القاعدة V_b يولد تيار قاعدة متغير جيبياً I_b فوق و أسفل نقطة العمل Q كما هو موضح بالأسهم على خط الحمل.

إن المستقيمات الساقطة عمودياً من قمتي تيار القاعدة تتقاطع مع محوري I_C و V_{CE} تدل على التغيرات من القمة إلى القمة لتيار المجمع و فرق الجهد V_{CE} كما هو مبين بالشكل (2.19).

مثال (2.4)

إن خط حمل التيار المتناوب لمكبر يبين أن تيار القاعدة يتغير بمقدار 10μA أعلى و أسفل نقطة العمل Q الموافقة لتيار القاعدة I_B = 50μA كما هو موضح بالشكل (2.20). أحسب مقدار التغيرات من القمة إلى القمة لتيار المجمع و فرق الجهد V_{CE}.

Dr.Sadek pro



الشكل (2.20) خط حمل التيار المتناوب لمكبر حول نقطة العمل Q (V_{CE} =1.5 V, I_B = 50μA, I_C = 5 mA)

الحل

إن الإسقاطات على الرسم البياني كما هو موضح بالشكل (2.20) تبين أن تيار المجمع يتغير من القمة 6mA إلى 4mA ، و مقدار التغير من القمة إلى القمة لتيار المجمع يساوي 2mA .

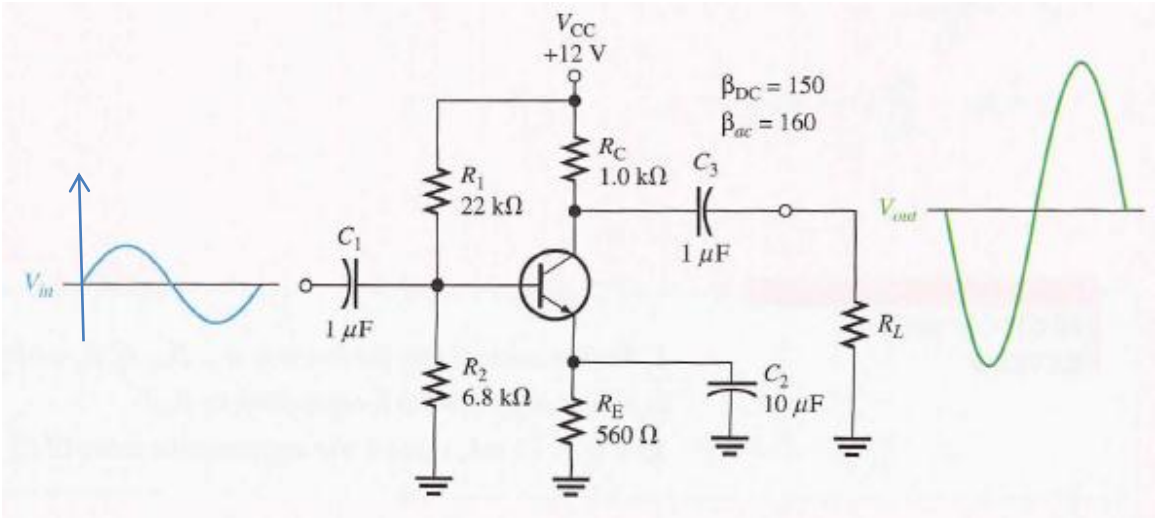
و تغيرات فرق الجهد بين المجمع و الباعث بين $1V$ و $2V$، و مقدار التغير من القمة إلى القمة لـ V_{CE} يساوي $1V$.

2.5 مكبر الباعث المشترك (Common Emitter Amplifier)

الشكل (2.21) يبين دارة مكبر الباعث المشترك مع تحييز بواسطة مقسم الجهد ومكثفات الربط C_1 و C_3 في دارة الدخل والخرج وكذلك وجود مكثفة تمرير C_2 موصولة على التفرع مع مقاومة الباعث لكي يتم تأريض الباعث.

الدارة هي تركيب جهد مستمر dc وجهد متناوب ac . فإشارة V_{in} الدخل يتم ربطها سعوياً مع القاعدة، و أما إشارة الخرج V_{out} يتم ربطها سعوياً مع المجمع. إن إشارة الخرج المكبرة تكون متأخرة بالطور 180^0 عن إشارة الدخل.

Dr.Sadek pro

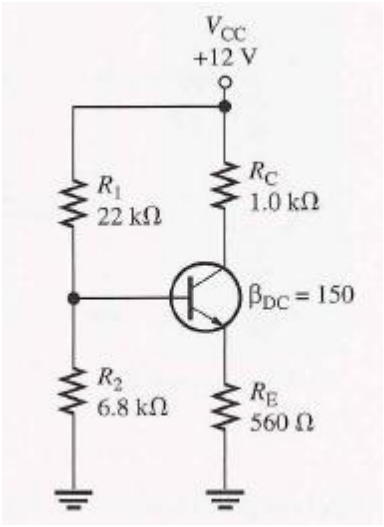


الشكل (2.21) مكبر الباعث المشترك مع مقاومة باعث

تحليل دارة الجهد المستمر dc

يتطلب تحليل مكبر الباعث في الدارة (2.21) تعيين قيم الترانزستور المحيزة و تحديد نقطة العمل Q للترانزستور .

إن دارة dc المكافئة يتم تشكيلها باستبدال مكثفات الربط والتمرير بدارات مفتوحة، وبالتالي تكون الدارة كما في الشكل (2.22).



الشكل (2.22) دارة الترانزستور بتحييز بواسطة مقسم جهد

بتطبيق قانون مقسم الجهد VDR نحسب جهد القاعدة V_B :

$$V_B = (\frac{R_2}{R_1 + R_2}) V_{CC} = (\frac{6.8}{2.2 + 6.8}).12 = 2.83V$$

Dr.Sadek pro

وكذلك يحسب جهد الباعث V_E من تطبيق KVL على دارة الدخل:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.83\text{-}0.7 = 2.13\ V$$

و بالتالي:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.13}{560} = 3.8mA$$

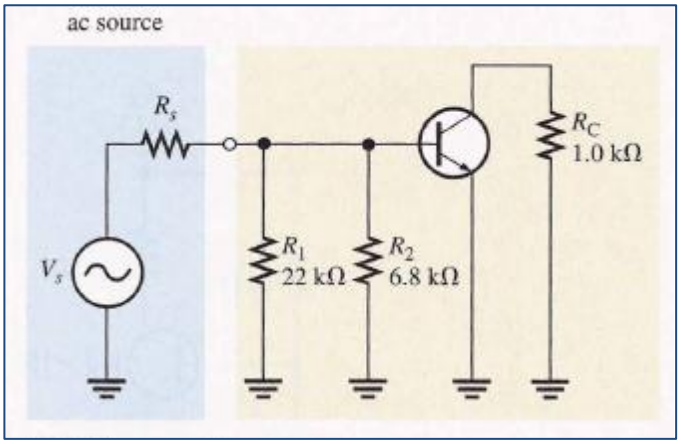
و بما أن $I_C \simeq I_E$ يمكننا حساب V_C من تطبيق KVL على دارة الخرج:

$$V_C = V_{CC} - I_c.R_C = 12 - [(3.8\times10^{-3})(1\times10^{3})] = 8.2\,V$$

و كذلك $V_{CE} = V_C - V_E = 8.2\text{-}2.13 = 6.07\ V$

تحليل دارة الجهد المتناوب ac

إن تحليل عمل المكبر للإشارة المتناوبة ac يتطلب الأخذ بعين الاعتبار المكثفات C_1 و C_2 و C_3 والتي تكافيء دارات قصر بالنسبة للإشارة المتناوبة و يتم اختيار قيم سعاتها بحيث تكون ممانعاتها تساوي الصفر $X_C \simeq 0\Omega$ من أجل تردد وحيد. و كذلك يتم استبدال منابع الجهد المستمر DC بجهود تساوي الصفر $V_{CC} = 0$ ، وبالتالي تكون الدارة المكافئة لمكبر الباعث المشترك للإشارة المتناوبة كما في الشكل (2.23).

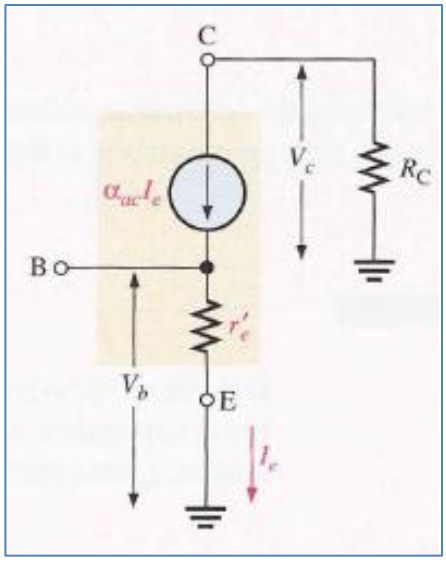


الشكل (2.23) الدارة المكافئة لمكبر الباعث المشترك بالنسبة للإشارة المتناوبة ac

ربح الجهد

إن علاقة ربح الجهد المتناوب لمكبر الباعث المشترك يتم استنتاجها من دارة المكبر المكافئة المبينة بالشكل(2.19)

Dr.Sadek pro



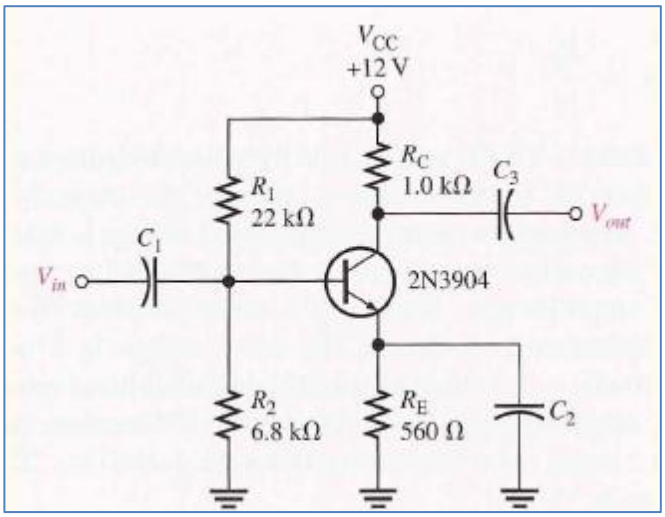
الشكل (2.24) دارة المكبر المكافئة

و يساوي نسبة جهد الخرج المتناوب عند المجمع V_c إلى جهد الدخل عند القاعدة V_b أي أن:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_c}{V_b} = \frac{I_e R_c}{I_e r_e'} = \frac{R_c}{r_e'}$$

مثال (2.5)

عيّن قيمة سعة مكثف التمرير C_2 الموافقة للتردد الأصغري المبينة في الدارة مكبر الباعث المشترك المبينة في الشكل (2.25). إذا كان المكبر يعمل ضمن المجال الترددي $2kH_Z \le f \le 10KH_Z$ و $10X_C = R_E$



الشكل (2.25) دارة مكبر الباعث المشترك

Dr.Sadek pro

الحل

بما أن $R_E = 560\ \Omega$ فإن:

$$X_C = \frac{R_E}{10} = 56\Omega$$

و بالتالي من أجل سعة مكثف التمرير الموافقة للتردد الأصغري $f = 2\ KH_Z$

لدينا:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi(2\times10^3)(56)} = 1.42\mu F$$

عامل ربح الجهد بدون مكثف تمرير:

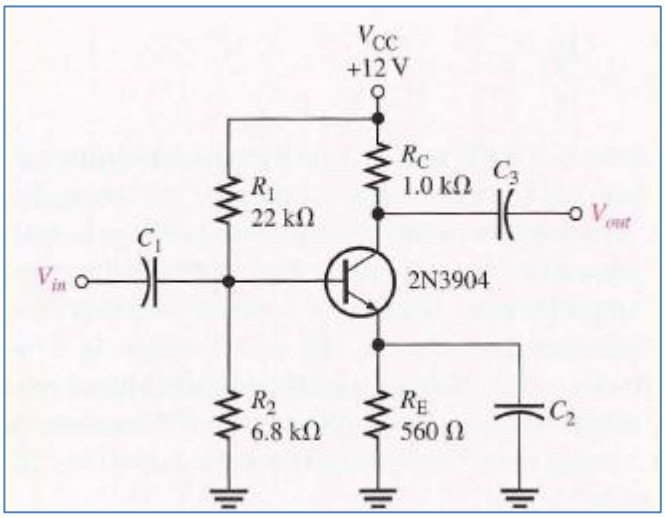
إذا أزحنا من الدارة (2.25) مكثف التمرير C_2 فإن الباعث يوصل بالأرض عن طريق المقاومة R_E و بالتالي تضاف إلى r_e' في عبارة ربح الجهد ، و بالتالي يعطى ربح الجهد بالعلاقة التالية:

$$A_v = \frac{R_C}{r_e' + R_E}$$

و بالتالي فإن R_E تخفض ربح الجهد.

مثال (2.6)

أحسب ربح الجهد في دارة مكبر الباعث المشترك المبينة بالشكل (2.26) وفي حالة وجود مكثف التمرير C_2 موصول على التفرع مع مقاومة الباعث R_E و في حالة عدم وجوده.



الشكل (2.26) دارة مكبر الباعث المشترك

Dr.Sadek pro

الحل

لدينا

$$r_e' = \frac{25mV}{I_E} = \frac{25\times10^{-3}}{3.8\times10^{-3}} = 6.58\Omega$$

في حالة وجود مكثف التمرير C_2 فإن ربح المكبر يساوي:

$$A_v = \frac{R_C}{r_e'} = \frac{1\times10^3}{6.58} = 152$$

في حالة عدم وجود مكثف التمرير فإن ربح المكبر يساوي:

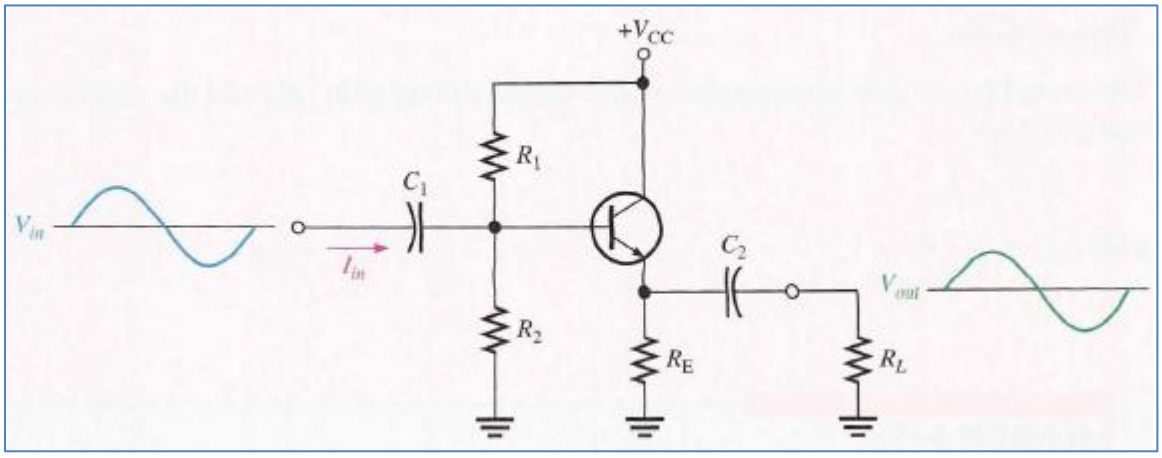
$$A_v = \frac{R_C}{r_e' + R_E} = \frac{10^3}{566.58} = 1.76$$

إن المكثفتين C_1 و C_3 تمثلان دارة مفتوحة بالنسبة للجهود المستمرة، وبالتالي تعمل على حذف جهود الخرج المستمرة، و بما أن ممانعة المكثف تتناسب عكساً مع سعتها ($X_C = \frac{1}{2\pi fc}$) فعادة يتم اختيار قيم سعات المكثفات C_1 و C_2 كبيرة كي تكون ممانعتها صغيرة جداً لتسمح بتمرير الإشارة المتناوبة.

ولذلك يتم اختيار سعة مكثف التمرير C_2 كبيرة و توصل على التفرع مع مقاومة الباعث لكي تكون مقاومة الباعث المكافئة أصغرية من أجل الإشارة المتناوبة ac .

2.6 مكبر التابع الباعثي (Emitter Follower Amplifier)

إن دارة مكبر التابع الباعثي باستخدام انحياز مقسم جهد مبينة بالشكل (2.27)، حيث أن إشارة الدخل مربوطة سعوياً بالقاعدة بواسطة مكثف ربط C_1، وإشارة الخرج مربوطة C_2 سعوياً بالباعث. أما المجمع فيتم وصله بالأرض.

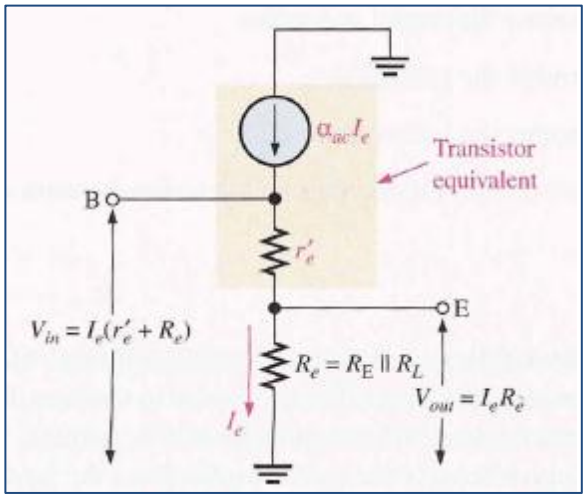


الشكل (2.27) دارة التابع الباعثي مع انحياز مقسم جهد

Dr.Sadek pro

ربح الجهد

إن ربح الجهد يعطى بالعلاقة $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ ، وممانعات المكثفات تكون صغيرة جداً من أجل ترددات نقطة العمل Q .
فمن أجل دارة الترانزستور المكافئة المبينة بالشكل (2.28) لدينا:



الشكل (2.28) نموذج دارة التابع الباعثي

جهد الخرج: $V_{out} = I_e . R_e$

حيث : $R_e = R_E \| R_L$

و جهد الدخل: $V_{in} = I_e . (r_e^{'} + R_e)$

و بالتالي فإن ربح الجهد يساوي:

$$A_v = \frac{R_e}{r_e^{'} + R_e}$$

حيث R_e المقاومة المكافئة للمقاومتين R_E و R_L الموصولتين على التفرع ، وبما أن $A_v \approx 1$ بالتالي فإن جهد الخرج يتبع جهد الدخل بالطور وبالمطال، و يدعى المكبر بمكبر التابع الباعثي.

مقاومة دخل الدارة

تتميز دارة التابع الباعثي بأن مقاومة الدخل تكون كبيرة وتعطى بالعلاقة التالية:

$$R_{in(base)} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{I_e . (r_e^{'} + R_e)}{I_b}$$

Dr.Sadek pro

و بما أن

$$I_e \simeq I_c = \beta_{DC} . I_b$$

و بالتالي نستنتج $R_{in(base)}$:

$$R_{in(base)} = \beta_{ac} . (r_e^{'} + R_e)$$

و إذا كان $R_e \gg r_e^{'}$ فإن مقاومة الدخل عند القاعدة تعطى بالعلاقة:

$$R_{in(base)} = \beta_{ac} . R_e$$

إن مقاومات الانحياز في الدارة (2.28) موصولة على التفرع مع $R_{in(base)}$ ، و بالتالي فإن المقاومة الدخل الكلية تساوي:

$$R_{in(tot)} = R_1 \| R_1 \| R_{in(base)}$$

ربح الاستطاعة

إن ربح الاستطاعة في دارة التابع الباعثي يساوي جداء ربح الجهد وربح التيار، وتعطى بالعلاقة التالية:

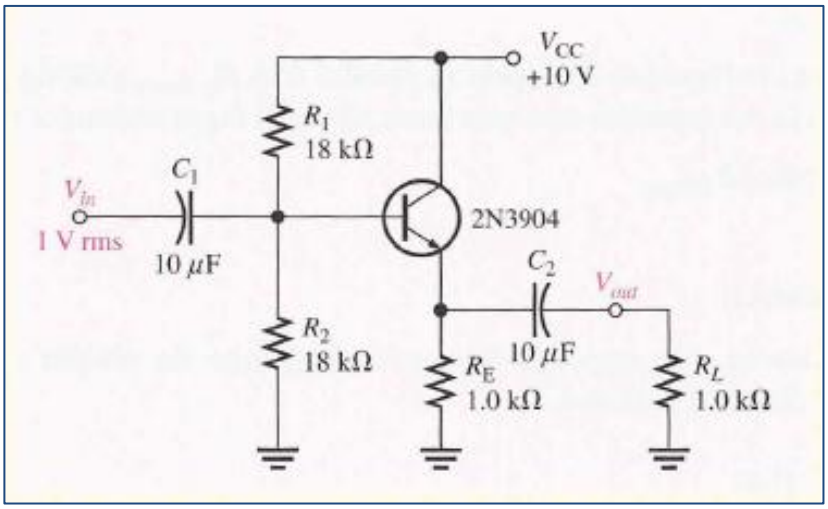
$$A_p = A_v . A_i$$

و بما أن ربح الجهد يساوي الواحد تقريباً ، بالتالي فإن ربح الاستطاعة يساوي ربح التيار:

$$A_p = A_i$$

مثال (2.7)

أحسب مقاومة الدخل الكلية لدارة مكبر التابع الباعثي المبينة بالشكل (2.29)، وكذلك أوجد ربح الجهد وربح التيار وربح الاستطاعة. بفرض أن: $\beta_{ac} = 175$ ، و ممانعات المكثفات C_1 و C_2 مهملة.



الشكل (2.29) دارة مكبر التابع الباعثي

Dr.Sadek pro

الحل

إن **مقاومة الباعث الخارجية تساوي**:

$$R_e = R_E \,||\, R_L = (10^3) \,||\, (10^3) = 500\Omega$$

و **مقاومة القاعدة :**

$$R_{in(base)} = \beta_{ac}.R_e = (175)(500) = 87.5K\,\Omega$$

و بالتالي **مقاومة الدخل الكلية**:

$$R_{in(tot)} = R_1 \,||\, R_2 \,||\, R_{in(base)} = (18K\,\Omega) \,||\, (18K\,\Omega) \,||\, (87.5K\,\Omega) = 8.16K\,\Omega$$

حساب ربح الجهد :

نحسب V_B من تطبيق VDR على دارة الدخل:

$$V_B = (\frac{R_2}{R_1 + R_2})V_{CC} = (\frac{18}{36}).10 = 5V$$

و بالتالي جهد الباعث V_E يساوي:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 5\text{-}0.7 = 4.3 \text{ V}$$

وتيار الباعث I_E يساوي:

$$I_E = (\frac{V_E}{R_E}) = (\frac{4.3}{10^3}) = 4.3mA$$

والمقاومة r_e' تحسب من العلاقة :

$$r_e' = \frac{25mV}{I_E} = \frac{25\times10^{-3}}{4.3\times10^{-3}} = 5.8\Omega$$

و بالتالي فإن ربح الجهد يساوي:

$$A_v = \frac{R_e}{r_e' + R_e} = \frac{500}{5.8 + 500} = 0.989$$

Dr.Sadek pro

حساب ربح التيار:

يعطى ربح التيار بالعلاقة:

$$A_i = \frac{I_e}{I_{in}}$$

حيث تيار الباعث يحسب كما يلي:

$$I_e = (\frac{V_e}{R_e}) = (\frac{A_v V_b}{R_e}) = \frac{1}{500} = 2mA$$

ويحسب تيار الدخل I_{in} كما يلي:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in(tot)}} = \frac{1}{8.16\times10^3} = 123\mu A$$

و بالتالي ربح التيار يساوي:

$$A_i = \frac{I_e}{I_{in}} = \frac{2\times10^{-3}}{123\times10^{-6}} = 16.3$$

وربح الاستطاعة الكلي يساوي:

$$A_P \simeq A_i = 16.3$$

Dr.Sadek pro

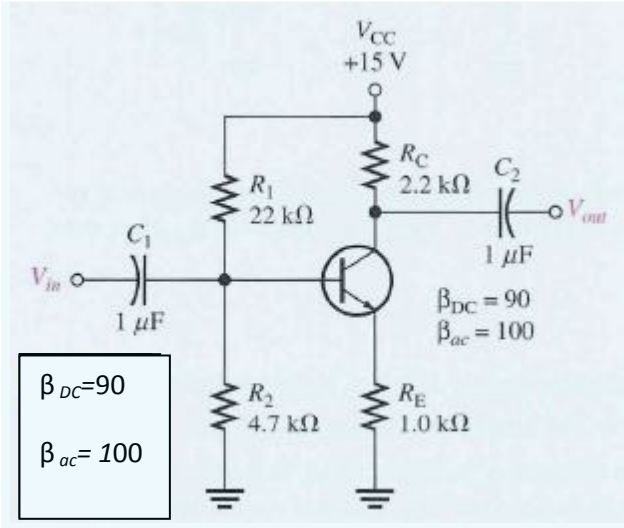
مسائل الفصل الثاني

Q2.1 (A) في الدارة المبينة بالشكل أوجد قيم المكبر التالية :

(a) $R_{in(base)}$ (b) $R_{in}(tot)$ (c) A_v

(B) أوصل مكثف تمرير بين طرفي مقاومة الباعث R_E في الدارة المبينة ، و أوجد قيم المكبر في الطلب (a) .

(C) أوصل مقاومة $10\ K\Omega$ إلى الخرج . و أوجد قيم المكبر في الطلب (b) .



الأجوبة:

A): (a) $R_{in(base)}$= 101 KΩ (b) $R_{in}(tot)$= 3.73 KΩ (c) A_v= 2.17

B): (a) $R_{in(base)}$= 1.29 KΩ (b) $R_{in}(tot)$= 968 KΩ (c) A_v= 171

C): (a) $R_{in(base)}$= 1.29 KΩ (b) $R_{in}(tot)$= 968 KΩ (c) A_v= 140

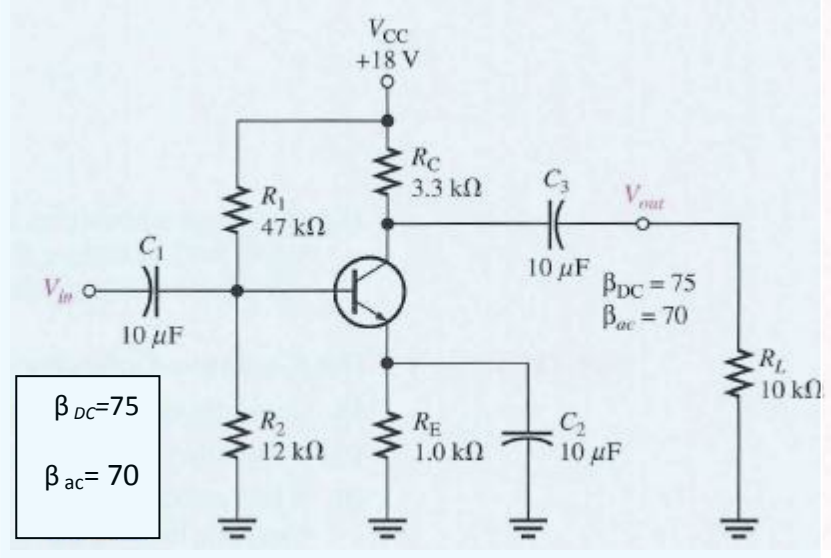
Q2.2 (A) في دارة المكبر المبينة بالشكل جانباً أوجد القيم المستمرة *dc* التالية :

(a) V_B (b) V_E (c) I_E (d) I_C (e) V_C (f) V_{CE}

(B) في دارة المكبر المبينة بالشكل جانباً أوجد القيم المتناوبة *ac* التالية :

(a) $R_{in(base)}$ (b) R_{in} (c) A_v (d) A_i (e) A_p

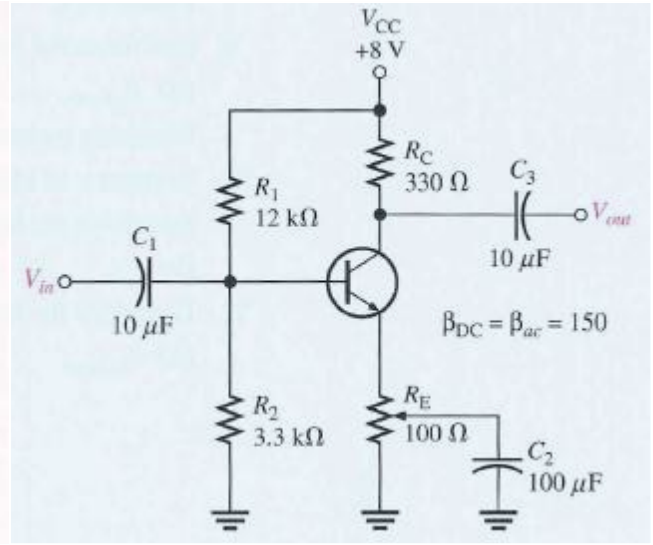
Dr.Sadek pro



الأجوبة:

A): (a) V_B = 3.25 V(b) V_E= 2.55 V (c) I_E= 2.55 mA (d) I_C = 2.55 mA (e) V_C= 9.59 V
(f) V_{CE}= 7.04 V
B): (a) $R_{in(base)}$ = 686 Ω (b) R_{in} = 640 Ω (c) A_v = 253(d) A_i = 70 (e) A_p= 17710

Q 2.3 إذا وصلت مقاومة الحمل 600Ω في خرج المكبر في الدارة المبينة بالشكل جانباً. أوجد الربح الأصغري والربح الأعظمي للمكبر.

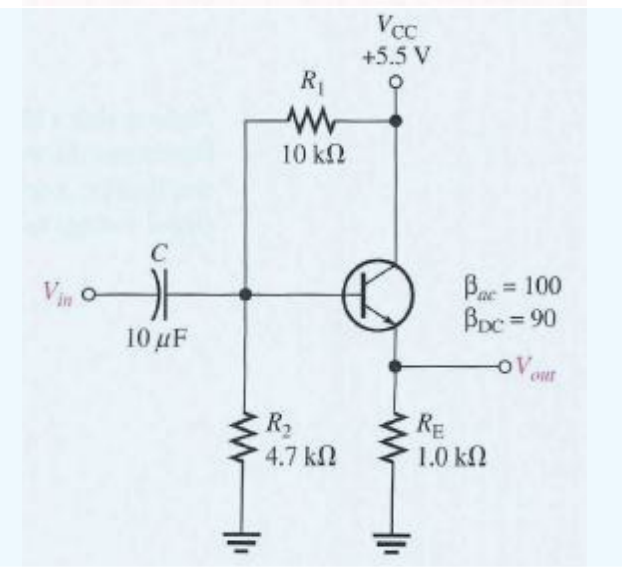


الأجوبة:

$A_{v(max)}$ = 65.5 , $A_{v(min)}$ = 2.06

Dr.Sadek pro

Q 2.4 (A) أحسب ربح جهد المكبر التابع الباعثي في الدارة المبينة جانباً .
(B) أحسب مقاومة الدخل الكلية في الدارة المبينة جانباً .
(C) أحسب جهد الخرج المستمر *dc* لمكبر التابع الباعثي .



الأجوبة:

$A_v = 0.955$, $R_{in} = 3.1\ K\Omega$, $V_{out} = 1.06\ V$

Dr.Sadek pro

Thank You!!

Dr.Sadek pro

facebook

sadekpro

sadek berro د.صادق برو

...email

sadekpro @gmail.com

MOB 0933406346