



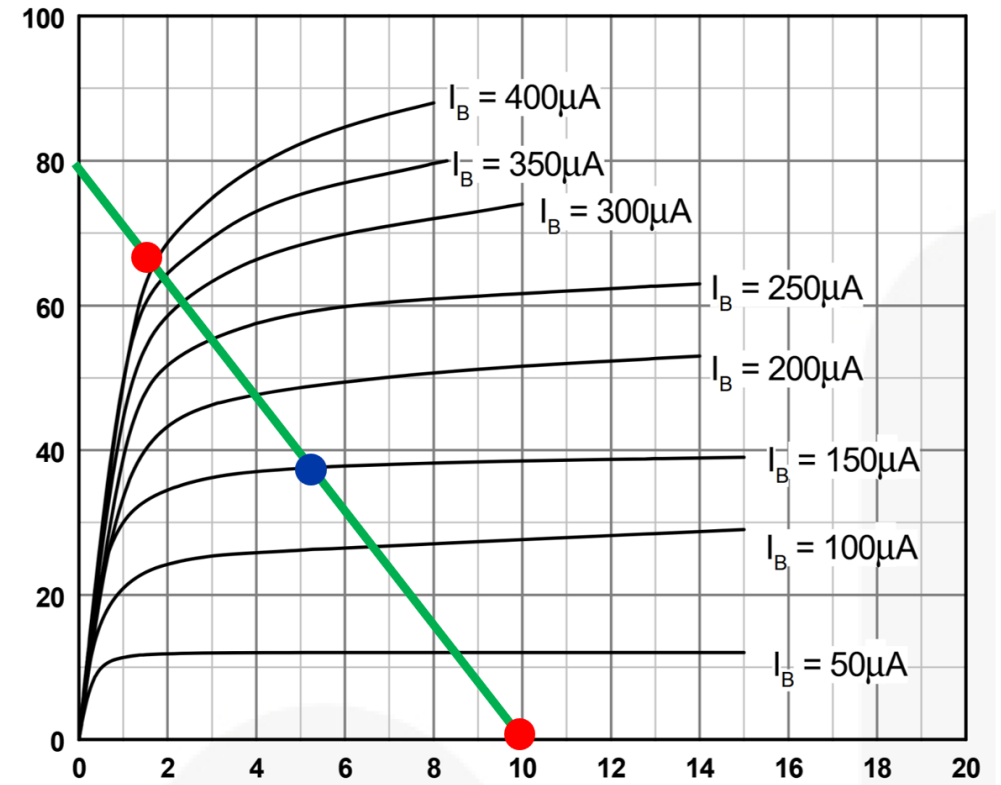
Биполярният транзистор като усилвател

Целта: От DC управление към АС усилване

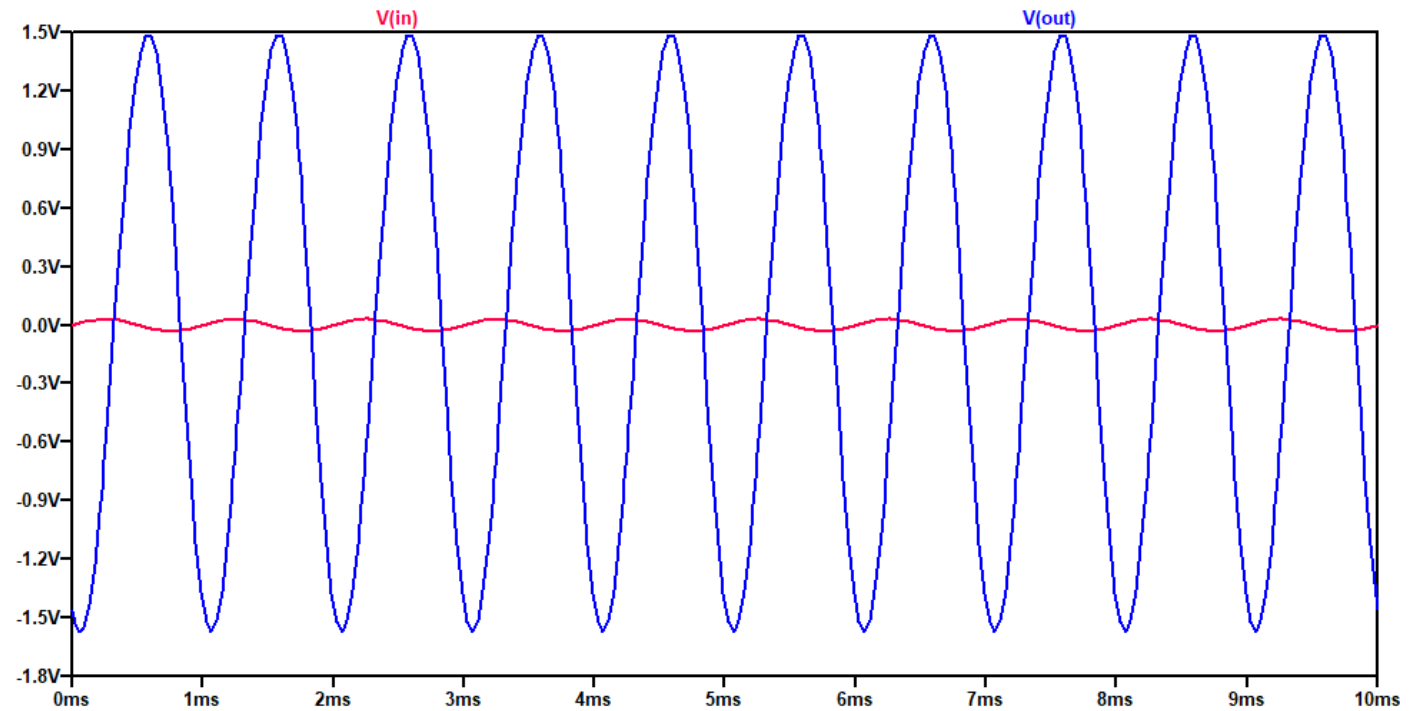
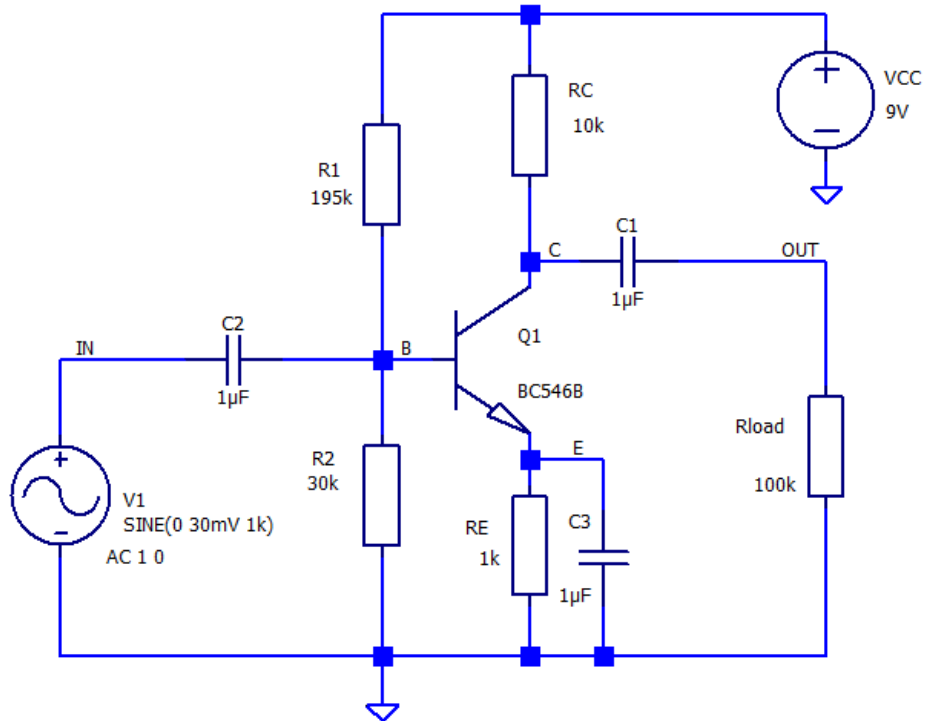
Последния път създадохме нашата „карта“ – характеристикните криви – и използвахме линия на натоварване, за да намерим работна точка по постоянен ток, Q-точката. Досега всичко беше постоянен ток. Но ние искаме да усилим променлив сигнал, като музика или радиовълна.

Променливият сигнал се колебае положително и отрицателно. Ако просто го приложим директно към базата, биполярният транзистор ще бъде в изключено положение по време на отрицателния полупериод. Ще отрежем половината от сигнала си.

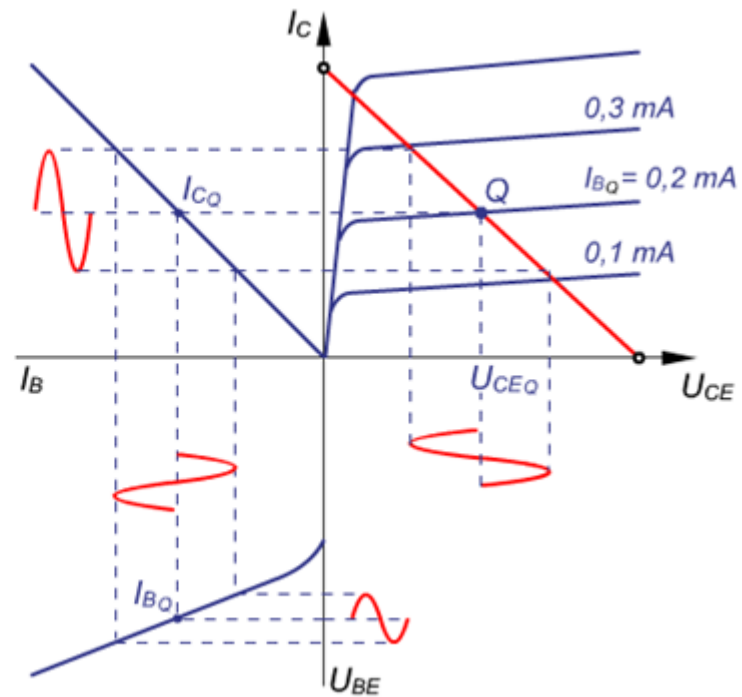
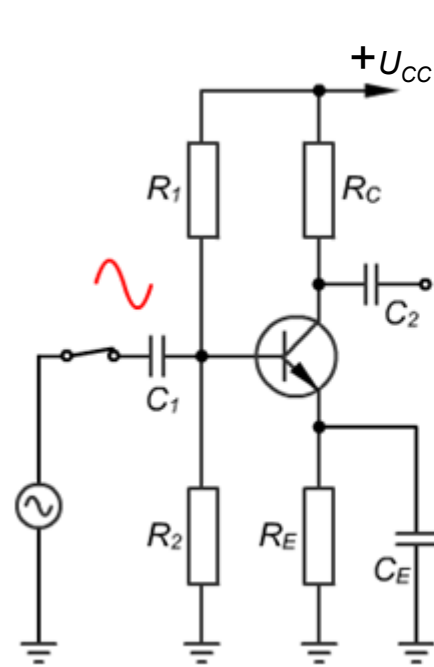
Първо трябва да използваме постоянно напрежение, за да „повдигнем“ нашия променливотоков сигнал до средата на активната област. Трябва да зададем стабилна работна точка на постоянен ток или Q-точка и след това да оставим малкия променливотоков сигнал да „се движи“ върху нея. Този процес се нарича “установяване на посточно токовия режим (DC biasing)”.



Усилване на променливотоков сигнал



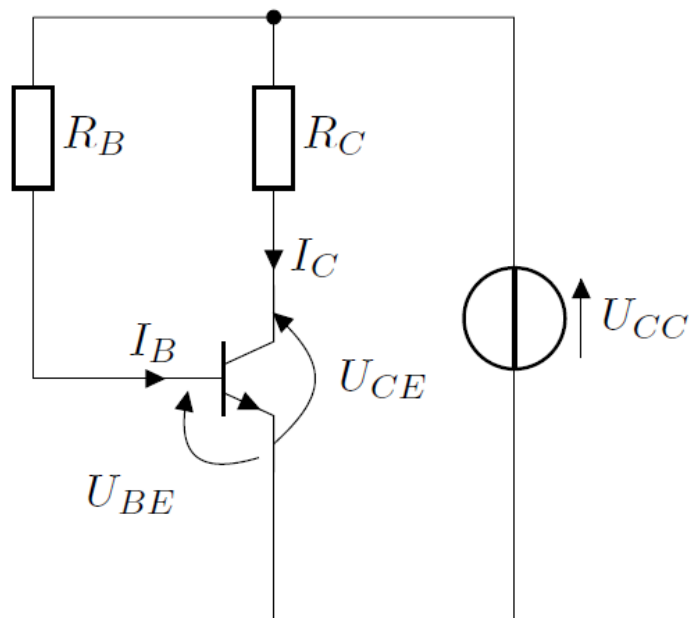
Графичен анализ



Променливото входно напрежение предизвиква появата на променлив ток в базата, което довежда до промяна в колекторния ток и съответно до промяна в изходното напрежение.

Схема с фиксиран базов ток

Най-простата схема за установяване на работна тока е схема с фиксиран базов ток.



$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Работната точка на тази схема е изцяло зависима от β

Тъй като β се променя с температурата, тази верига е нестабилна и ненадеждна. Нуждаем се от по-добър начин.

Отрицателна обратна връзка

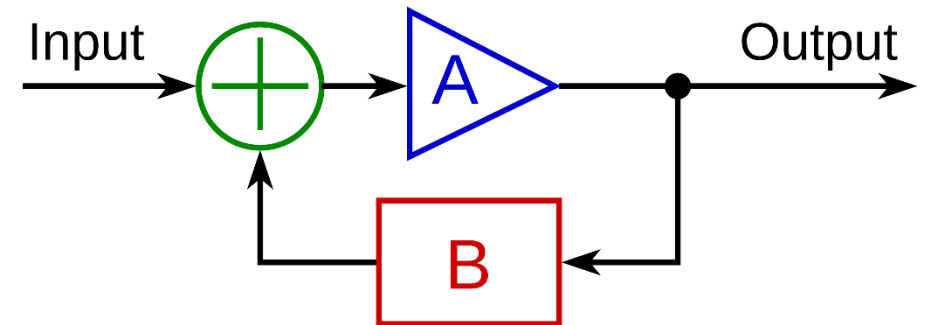
Преди да разгледаме решението, нека поговорим за една от най-важните идеи в цялото инженерство:

отрицателна обратна връзка

Концепцията е проста: вземате малка част от изходният сигнал и я „връщате“ обратно към входния сигнал по начин, който противодейства на всякакви промени.

Аналогия: Термостатът

„Изходът“ е стайната температура. Термостатът измерва температурата и *ако стане твърде горещо* - изключва нагревателя. Ако стане *твърде студено*, това включва нагревателя. Винаги работи, за да се противопоставя на грешката, поддържайки системата стабилна. Това е отрицателна обратна връзка.



Отрицателна обратна връзка

През 20-те години на миналия век инженер в Bell Labs на име **Harold Stephen Black** се опитвал да проектира по-добри телефонни усилватели, но те били безнадеждно нелинейни и нестабилни.

Историята разказва, че една сутрин отивал на работа с ферибот, когато цялата концепция за усилвател с отрицателна обратна връзка му хрумнала. Точно тогава той я надраскал на вестника си.

Тази единствена идея се смята от мнозина за най-важното изобретение в електрониката от първата половина на 20-ти век. Тя ни позволява да създаваме стабилни, предвидими системи от несъвършени компоненти.



Схема с фиксиран емитерен ток

Ключът към стабилността на тази верига е емитерният резистор R_E

Представете си, че транзисторът започва да се нагрява, което води до увеличаване на β . Това ще се доведе до увеличаване на колекторния ток I_C . Понеже $I_E \approx I_C$, емитерният ток също ще се увеличи.

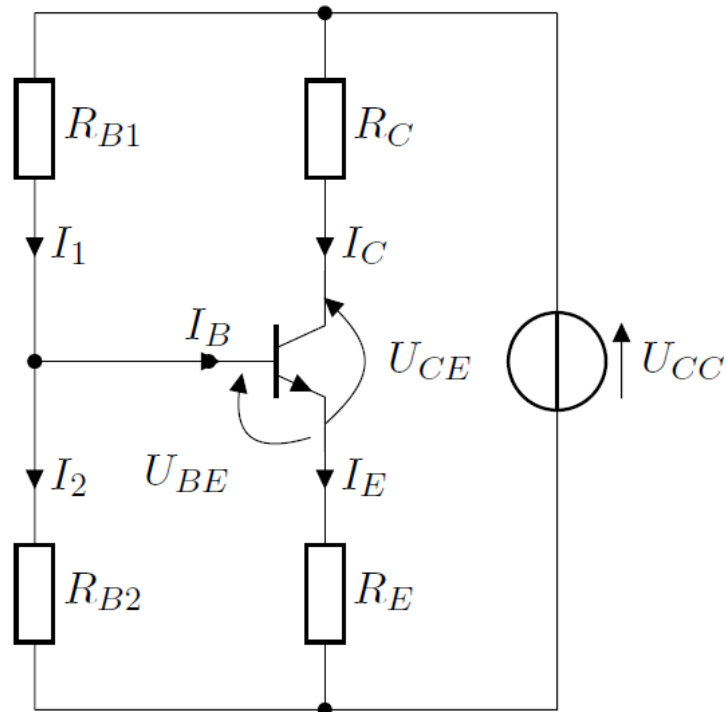
Според закона на Ом, ако I_E се увеличава, падът на напрежението върху R_E ($U_E = I_E * R_E$) също трябва да се увеличи.

А сега за обратната връзка!

Напрежението на прехода база-емитер е $U_{BE} = U_B - U_E$. Базовото напрежение U_B се държи стабилно от нашия делител на напрежение.

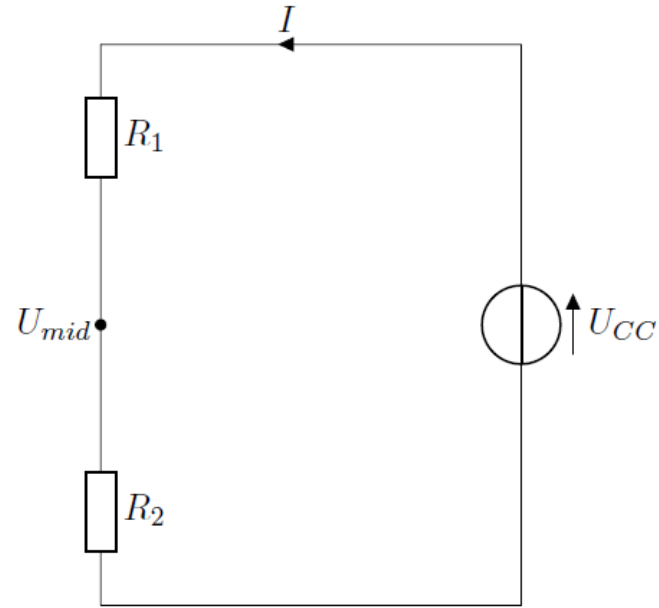
И така, ако U_E нараства, U_{BE} трябва да тръгне надолу.

По-ниското U_{BE} намалява броя на електроните, инжектирани в базата, което води до намаляване на I_C .



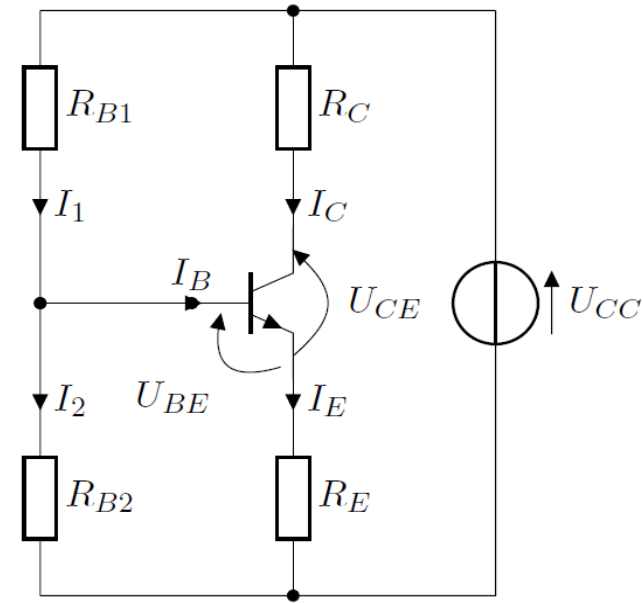
Транзисторът се опита да увеличи тока си и схемата автоматично реагира, като създаде сигнал, който *намали* тока. Това е **отрицателна обратна връзка по постоянен ток** в действие. Това е, което прави работната точка стабилна и независима от бета.

Делител на напрежение



$$I = \frac{U_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$\begin{aligned} U_{mid} &= I \cdot R_2 \\ &= \frac{U_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

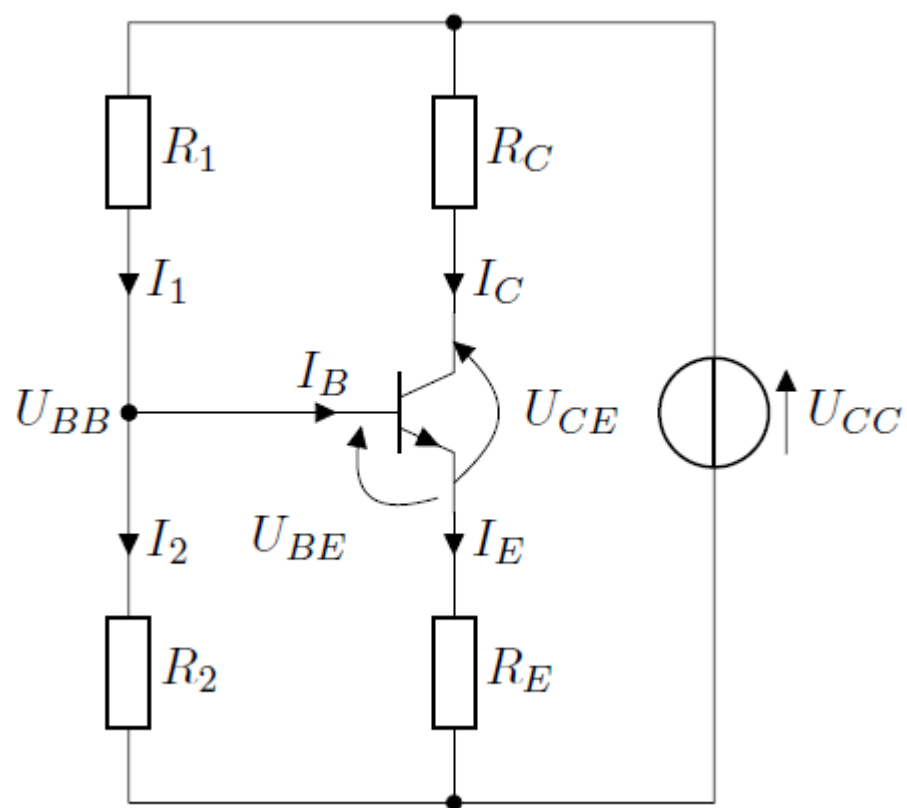


Когато $I_2 \gg I_B \therefore$

$$I_1 \approx I_2 = \frac{U_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$\begin{aligned} U_{BB} &= I_2 \cdot R_2 \\ &= \frac{U_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

Постоянно-токов анализ на схема с фиксиран емитерен ток



$$I_C = ? \quad U_{CE} = ?$$

$$U_{BB} = \frac{U_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_E = U_{BB} - U_{BE}$$

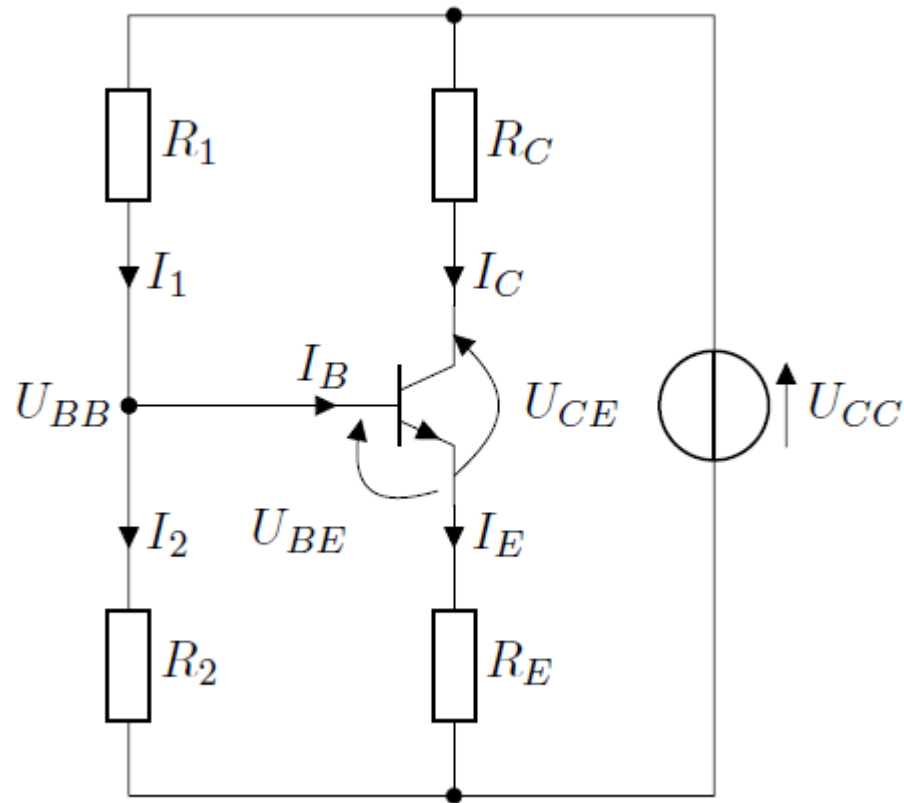
$$I_E = \frac{U_E}{R_E}$$

$$I_C \approx I_E$$

$$U_C = U_{CC} - I_C \cdot R_C$$

$$U_{CE} = U_C - U_E$$

Пример – Постоянно-токов режим на усилвател



$$U_{CC} = 9V, R_C = 10k\Omega, R_E = 1k\Omega$$
$$R_1 = 195k\Omega, R_2 = 30k\Omega$$

$$I_C = ?, U_{CE} = ?$$

$$U_{BB} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$
$$= 9V \cdot \frac{30k\Omega}{195k\Omega + 30k\Omega}$$
$$= 9 \cdot \frac{30}{225} = 1,2V$$

$$I_C \approx I_E = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E}$$
$$= \frac{1,2V - 0,7V}{1k\Omega}$$
$$= 0,5mA$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$
$$= 9V - 0,5mA(10k\Omega + 1k\Omega)$$
$$= 9V - 0,5mA \cdot 11k\Omega$$
$$= 9V - 5,5V = 3,5V$$

Продължение – променливо-токов анализ на усилвател

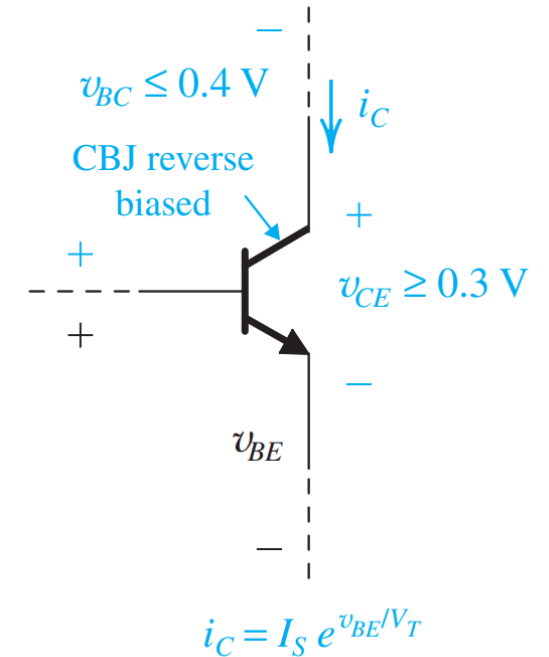
Основата за приложението на транзистора в проектирането на усилватели е, че когато той работи в активната област, се реализира източник на ток, управляван от напрежение.

Когато биполярният транзистор работи в активната област, напрежението база-емитер u_{be} контролира колекторния ток i_c съгласно експоненциалната зависимост, която за прп транзистор се изразява като

$$i_c = I_S e^{\frac{u_{be}}{\varphi_T}} \quad \begin{array}{l} I_S - \text{ток на насищане} \\ \varphi_T = \frac{kT}{q} - \text{топлинен потенциал, равен на 25-25mV за стайна температура} \end{array}$$

Този модел на биполярния транзистор показва, че колекторният ток i_c не зависи от колекторното напрежение u_{ce} , защото преходът колектор-база е обратно поляризиран, като по този начин „изолира“ колектора.

За прп транзистор, условието за обратно поляризиране на прехода СВ се осигурява чрез поддържане на $u_{ce} \geq 0,3 \text{ V}$. Тъй като u_{be} обикновено е близо до $0,7 \text{ V}$, u_{bc} се поддържа по-малко от $0,4 \text{ V}$, което е достатъчно, за да се предотврати провеждането на този относително голям преход.



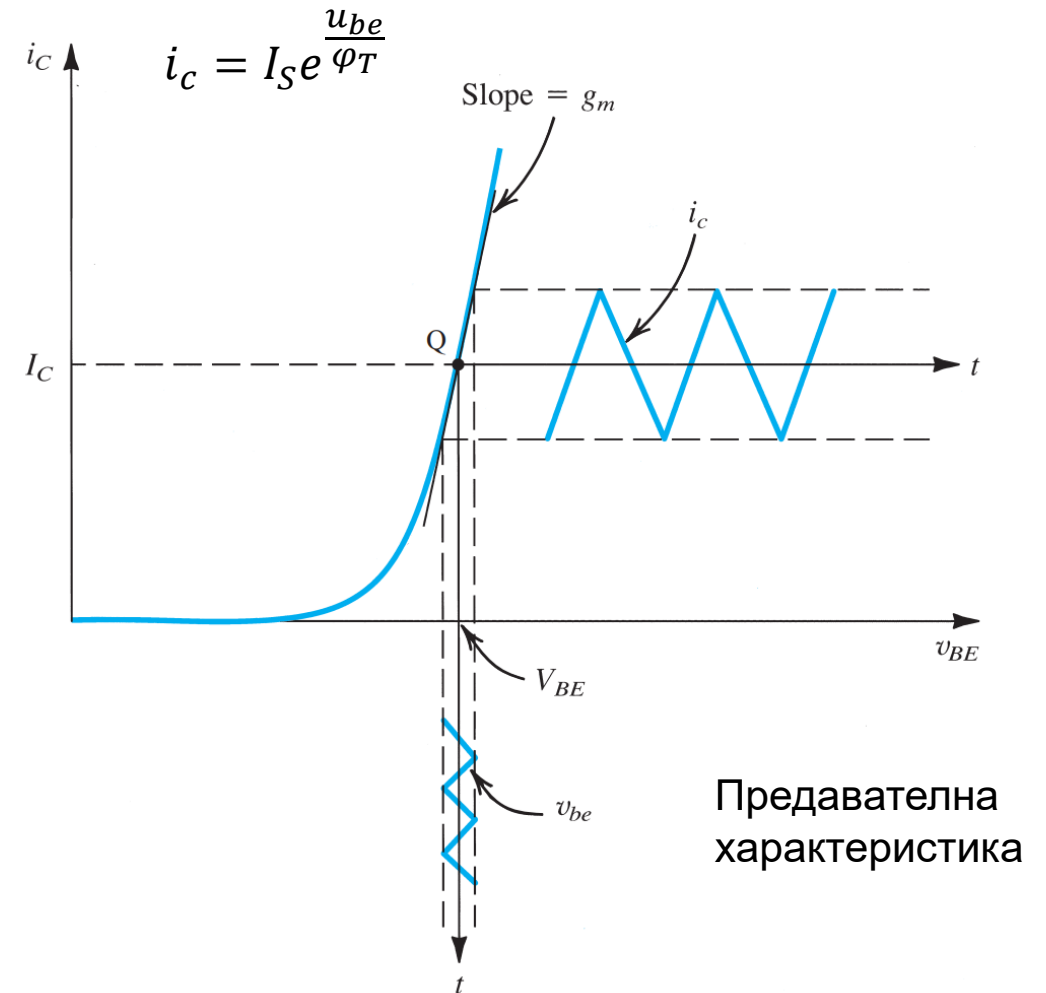
Получаване на линейно усилване чрез подходящ постоянно-токов режим на транзистора

Зависимостта на i_c от u_{be} е нелинейна, но при подходящо избрана работна точка Q , е възможно да се постигне линейно усилване на сигнал с малка амплитуда.

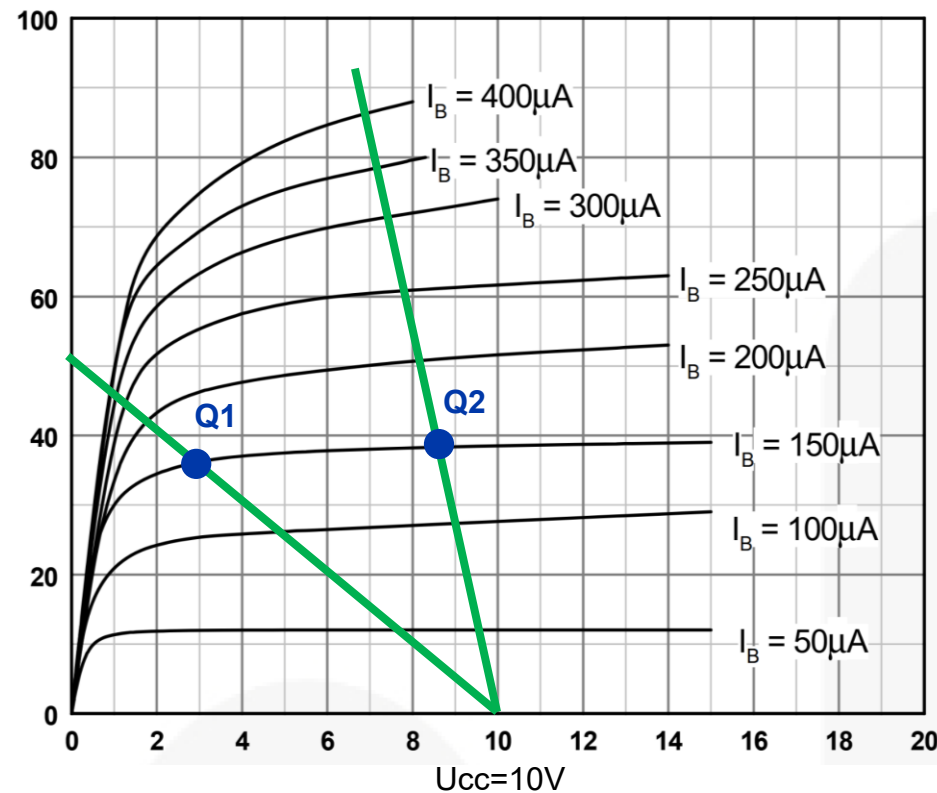
На фигурата е показано как малък сигнал с триъгълна форма u_{be} е наложен върху постоянното напрежение U_{BE} . Това води до промени със същата форма в колекторния ток i_c , който е наложен върху постоянният колекторен ток I_C .

В линейната област близо до работната точка Q , връзката между малките промени в напрежението база-емитер и съответните промени на колекторния ток се дава от т.нар. стръмност g_m .

$$i_c = g_m u_{be}$$



Избот на постоянно-токова работна точка



Q1 – твърде близко до областта на насищане. Ще ограничава положителната полувървна на усиленият сигнал.

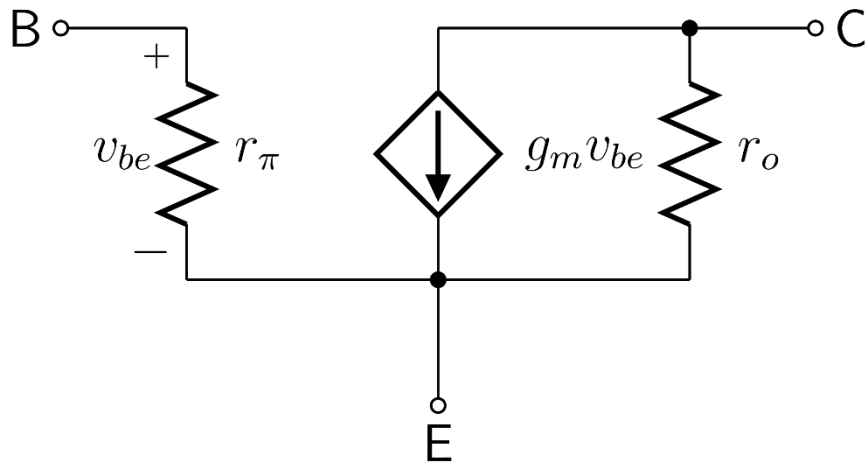
Q2 – твърде близко до областта на отсечка. Ще ограничава отрицателната полувървна на усиленият сигнал.

За да може изходният сигнал да е с максимална неизкривена амплитуда, напрежението на Q трябва да бъде равно на $U_{CC} - U_{CE(sat)} / 2$.

Модели на транзистори за малки сигнали

За да се визуализира работата на транзистор в усилвателна схема, често е полезно той да бъде заменен с опростен модел. Тези модели използват различни вътрешни параметри на транзистора, за да представи неговата работата при усилване на сигнали с малка амплитуда.

Хибриден π модел (модел на Giacoletto)

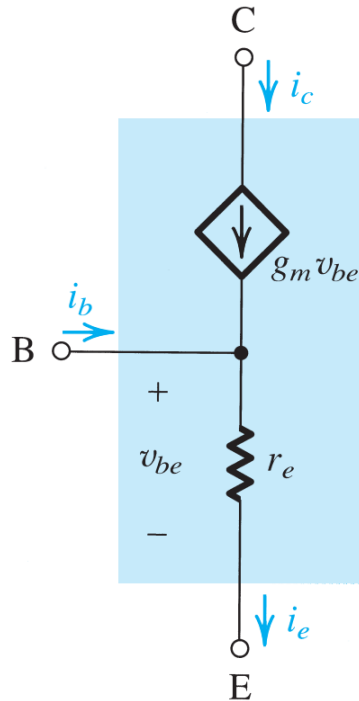


$$g_m = \frac{i_c}{u_{be}} = \frac{I_C}{\varphi_T} \text{ стръмност}$$

$$r_\pi = \frac{u_{be}}{i_b} = \frac{\varphi_T}{I_B} = \frac{\beta}{g_m} \text{ входно съпротивление}$$

$$r_o = \frac{u_{ce}}{i_c} \text{ изходно съпротивление}$$

Модели на транзистори за малки сигнали



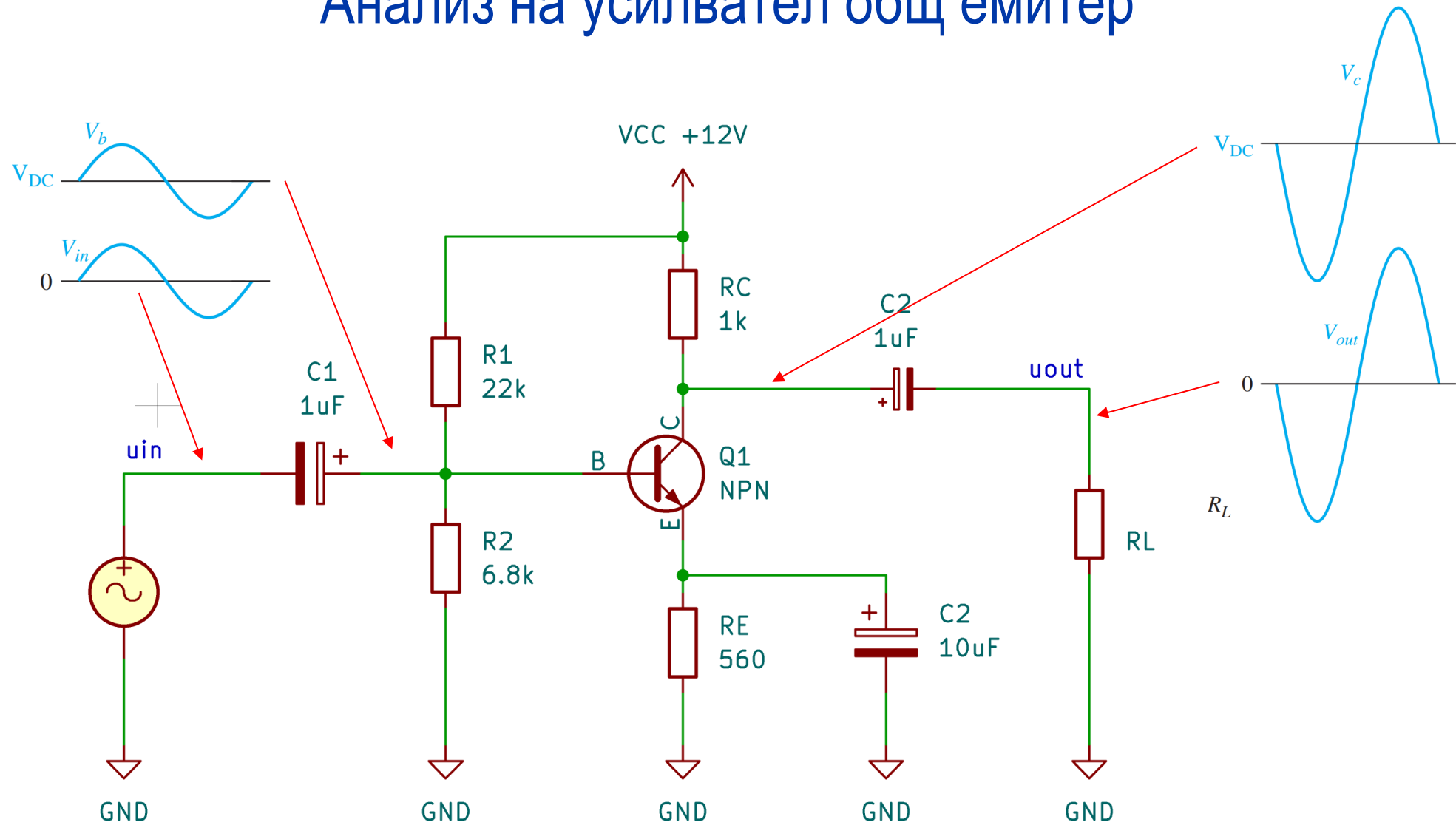
T-модел

$$g_m = \frac{i_c}{u_{be}} = \frac{I_C}{\varphi_T} \text{ стръмност}$$

$$r_e = \frac{\varphi_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} \text{ съпротивление на емитера}$$

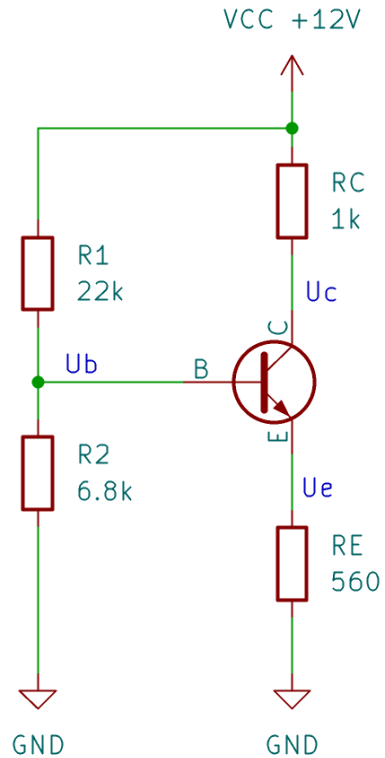
Параметрите на модела се определят от постоянно-токовия режим. т.е. от I_C

Анализ на усилвател общ емитер



Анализ на усилвател общ емитер

Постоянно-токов режим



$$U_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{CC} = \frac{22k}{22k + 6.8k} 12V = 2.83V$$

$$I_E = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{2.83V - 0.7V}{560} = 3.8mA$$

$$I_C \approx I_E = 3.8mA$$

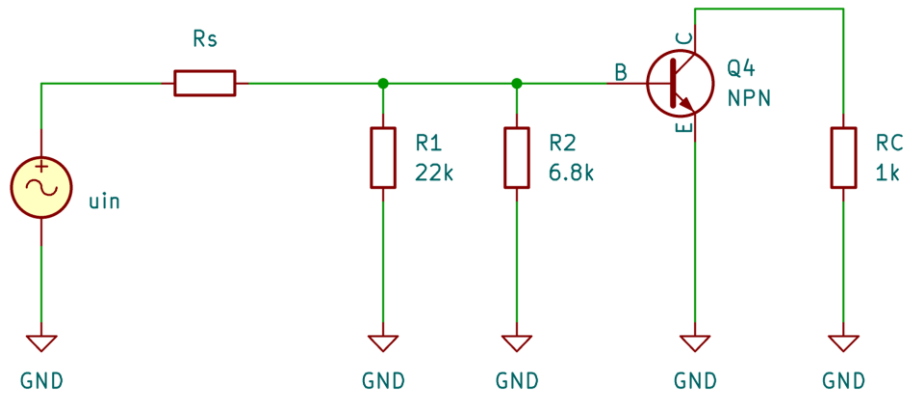
$$U_E = R_E I_E = 560 \cdot 3.8mA = 2.13V$$

$$U_C = U_{CC} - I_C R_C = 12V - 3.8mA \cdot 1k = 8.2V$$

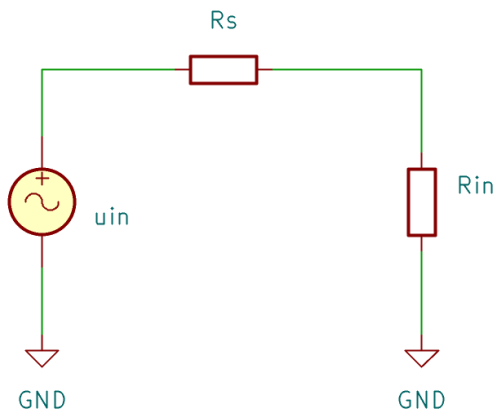
$$U_{CE} = U_C - U_E = 8.2V - 2.13V \approx 6V$$

Анализ на усилвател общ емитер

Променливо-токов режим



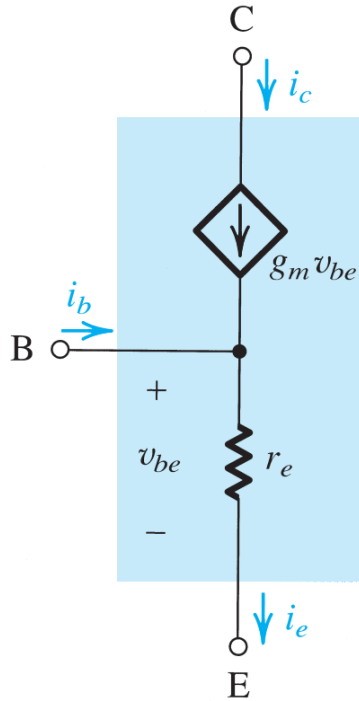
Еквивалентна схема по променлив ток



$$R_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in(base)}$$

Ако $R_s \ll R_{in}$, входното напрежение на усилвателя е u_{in}

Анализ на усилвател общ емитер



Съпротивление в базата $R_{in(base)}$

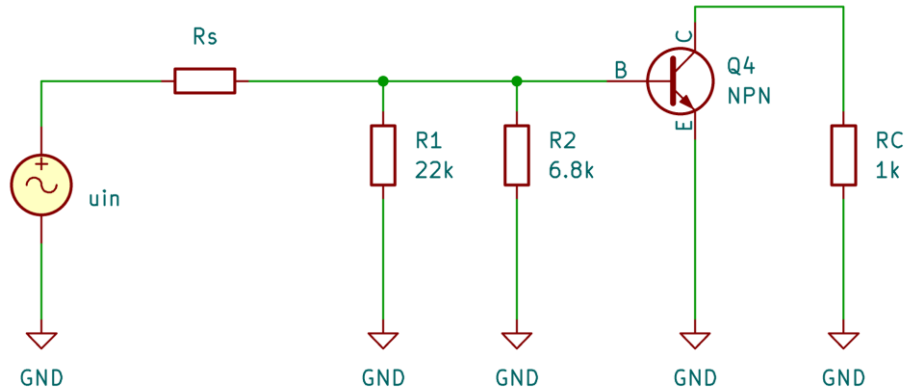
$$R_{in(base)} = \frac{u_{be}}{i_b}$$

$$u_{be} = i_e r_e$$

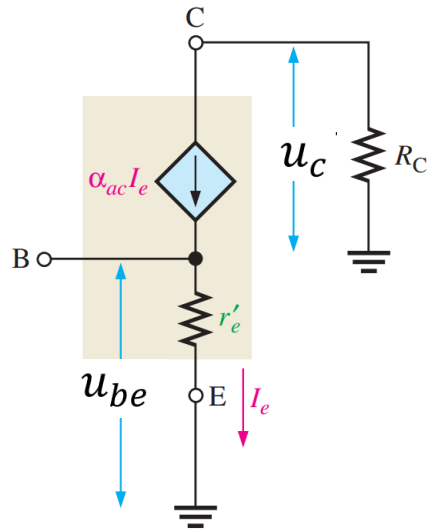
$$i_b = \frac{i_c}{\beta} \approx \frac{i_e}{\beta}$$

$$R_{in(base)} = \beta r_e$$

Анализ на усилвател общ емитер



Изходно съпротивление $R_{out} = R_C$



Усилване по напрежение

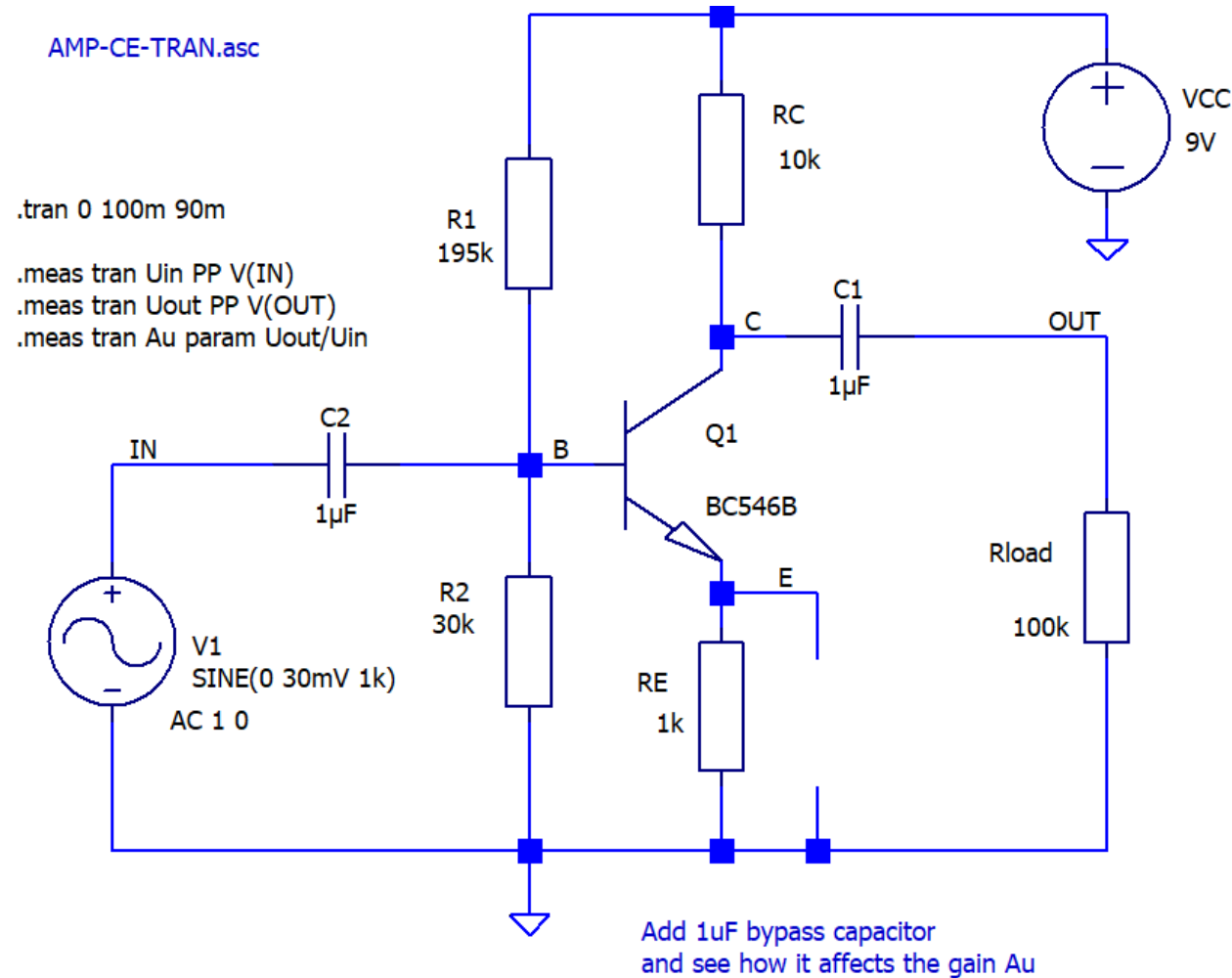
$$A_u = \frac{u_c}{u_{be}}$$

$$u_c = i_c R_C \approx i_e R_C$$

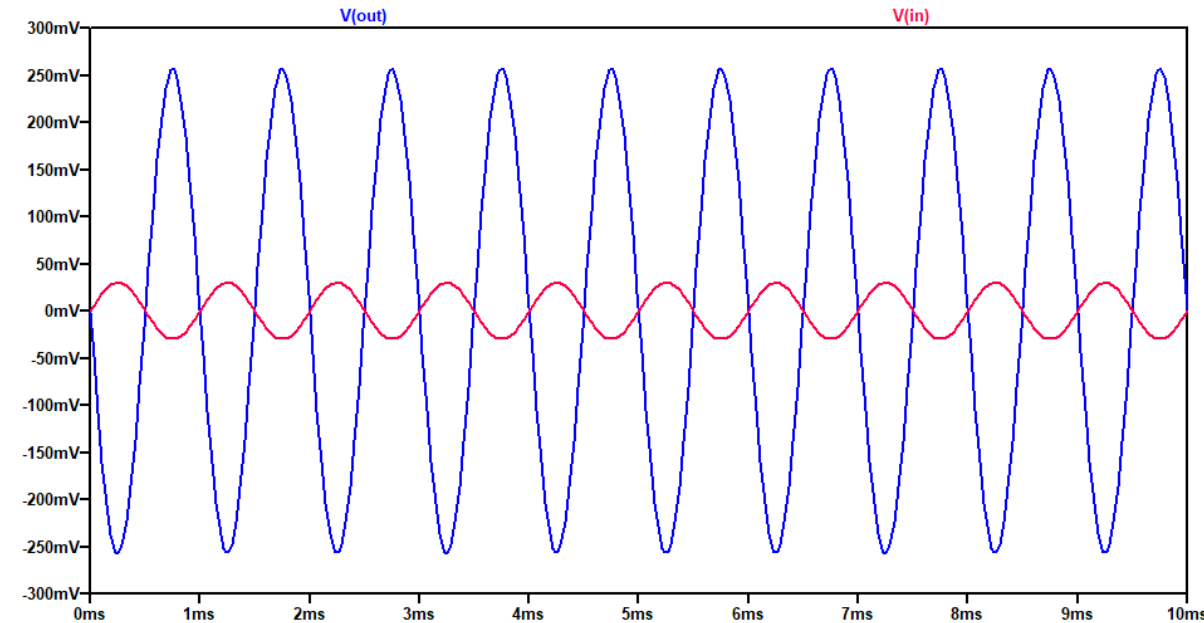
$$u_{be} = i_e r_e$$

$$A_u = \frac{R_C}{r_e}$$

Пример – Коефициент A_u и входно съпротивление на усилвател



$$A_u \approx -\frac{R_C}{R_E}$$



SPICE Error Log: C:\usr\github\ppe\Circuits\BJT\experiments\AMP-CE-TRAN.log

Circuit: * C:\usr\github\ppe\Circuits\BJT\experiments\AMP-CE-TRAN.asc

Direct Newton iteration for .op point succeeded.

uin: PP(v(in))=0.059999 FROM 0 TO 0.01
uout: PP(v(out))=0.51442 FROM 0 TO 0.01
au: uout/uin=8.57381

Date: Wed Nov 09 23:03:45 2022

Total elapsed time: 0.072 seconds.

tnom = 27

temp = 27

Пример – Коефициент A_u и входно съпротивление на усилвател

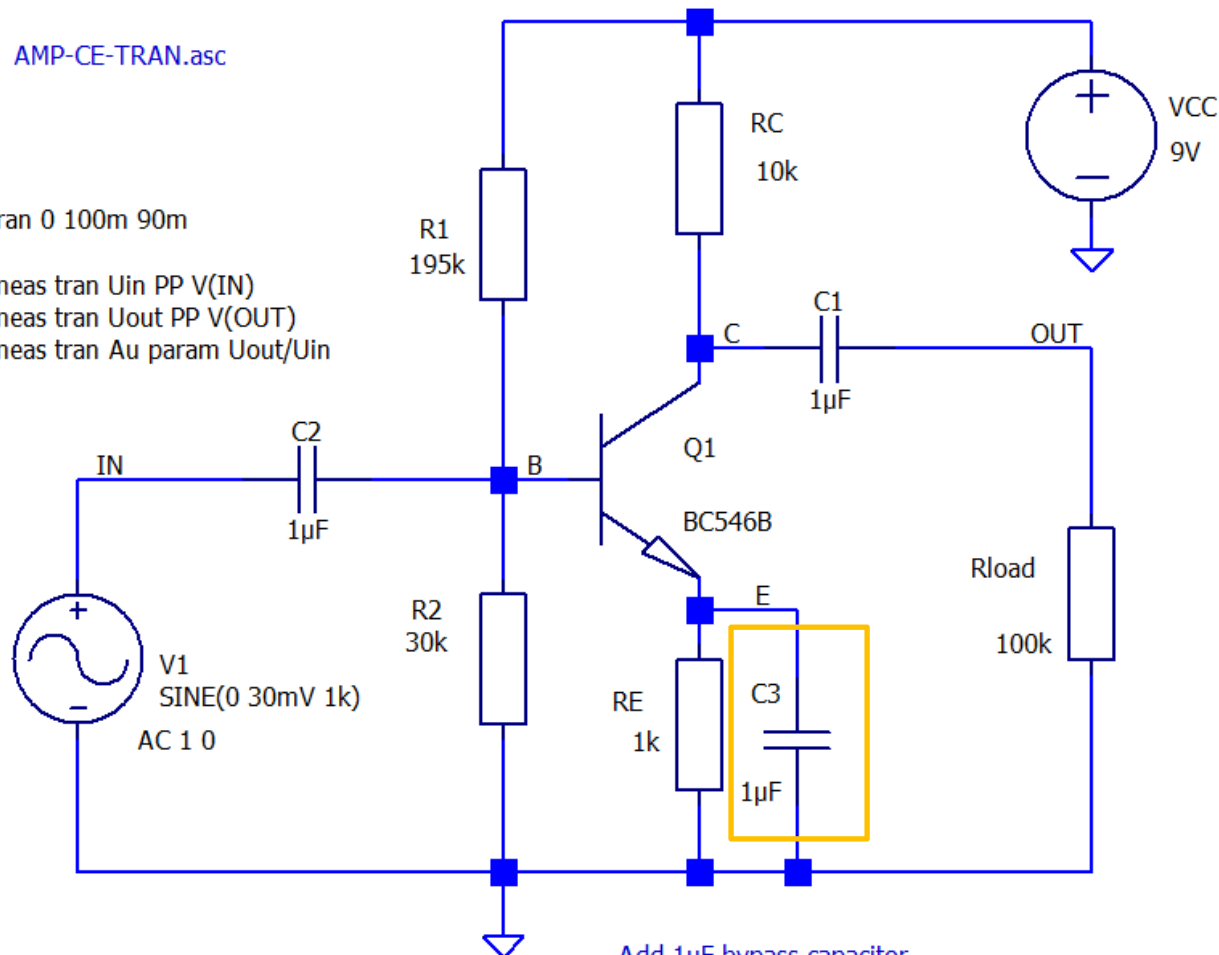
AMP-CE-TRAN.asc

```
.tran 0 100m 90m
```

```
.meas tran Uin PP V(IN)
```

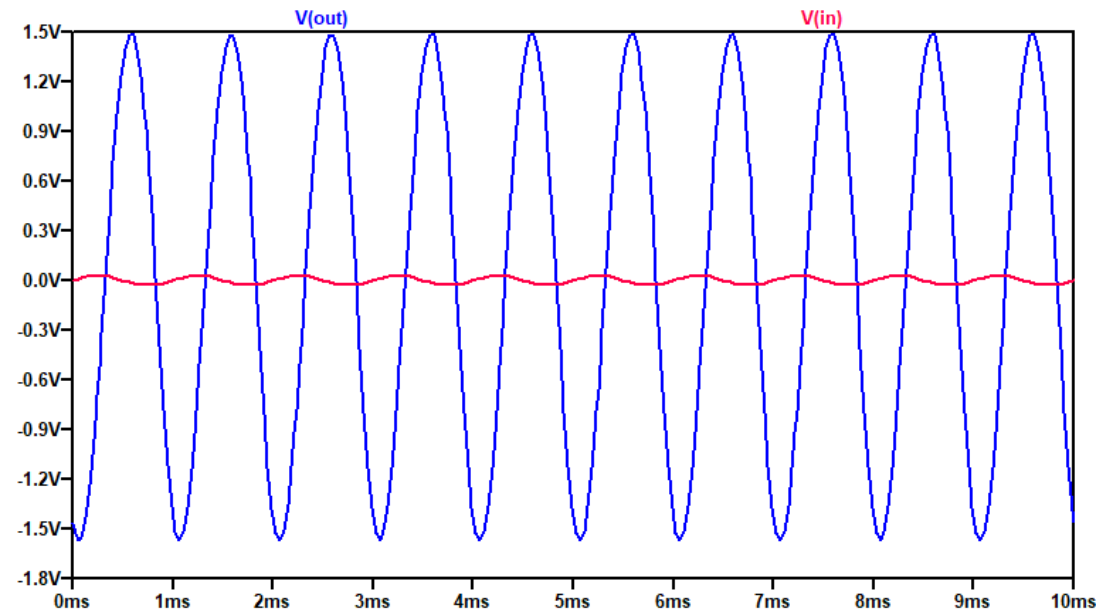
```
.meas tran Uout PP V(OUT)
```

```
.meas tran Au param Uout/Uin
```



Add 1μF bypass capacitor
and see how it affects the gain A_u

$$A_u = -g_m R_C$$



SPICE Error Log: C:\usr\github\ppe\Circuits\BJT\experiments\AMP-CE-TRAN.log

Circuit: * C:\usr\github\ppe\Circuits\BJT\experiments\AMP-CE-TRAN.asc

Direct Newton iteration for .op point succeeded.

uin: PP(v(in))=0.0599976 FROM 0 TO 0.01

uout: PP(v(out))=3.05542 FROM 0 TO 0.01

au: uout/uin=50.9257

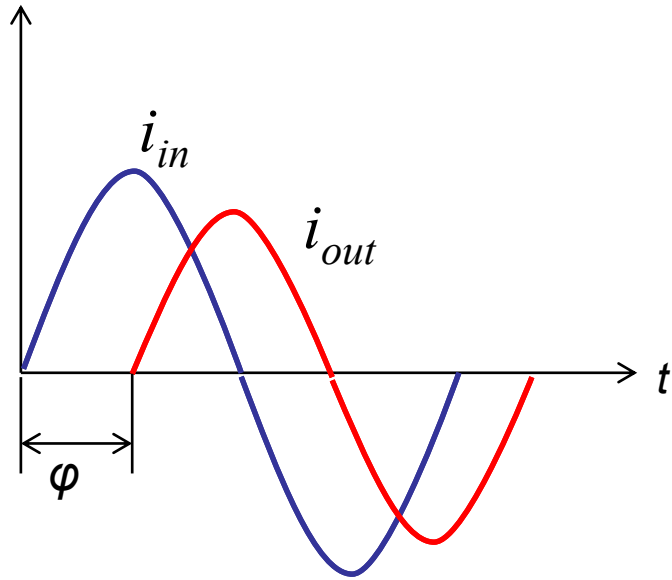
Date: Wed Nov 09 23:08:56 2022

Total elapsed time: 0.038 seconds.

tnom = 27

temp = 27

Работа при високи честоти



При високи честоти върху поведението на транзистора започват да оказват влияние:

- инерционността на процесите на пренасяне на токоносителите от емитерния до колекторния преход
- капацитетите на преходите
- паразитните капацитети на корпуса и индуктивности на изводите

В резултат се наблюдава намаляване на амплитудата на изходния сигнал и изоставането му по фаза (закъсняване) спрямо входния.

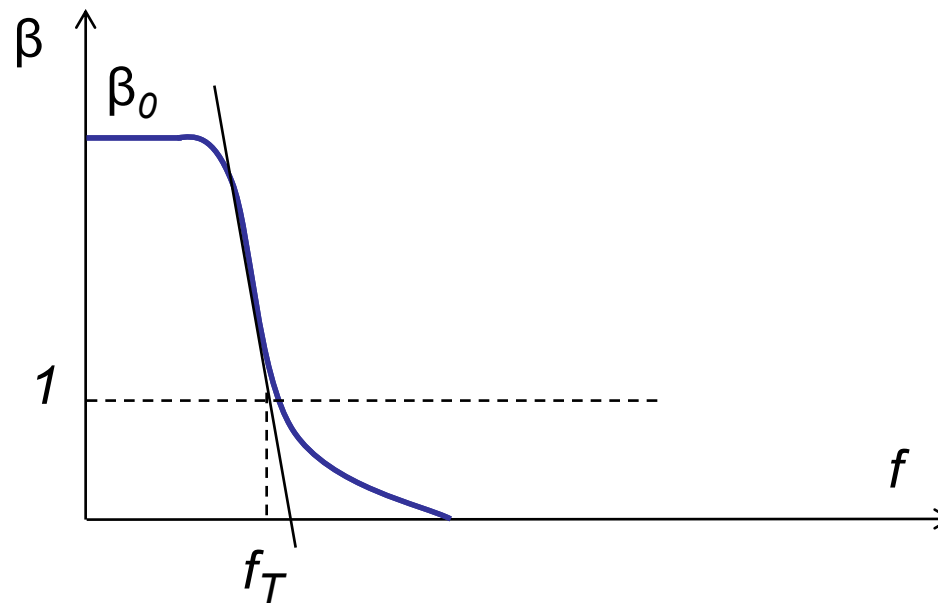
За оценка на усилвателните свойства на транзистора при високи честоти се използват **граничните честоти**.

Транзитна честота

Произведението на модула на диференциалния коефициент на усилване β и текущата честота се нарича транзитна честота f_T .

$$\beta \cdot f = f_T$$

$$\text{Ако } f = f_T, \beta \approx 1$$



Транзитната честота f_T може да се дефинира и като честотата, при която модулет на коефициента β става приблизително единица.

Транзитна честота (gain bandwidth product) и Noise Figure

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current – Gain – Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $f = 100\text{ MHz}$)	BC546 BC547 BC548	f_T	150 150 150	300 300 300	– – –	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{obo}	–	1.7	4.5	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5\text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{ibo}	–	10	–	pF
Small – Signal Current Gain ($I_C = 2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	BC546 BC547/548 BC547A BC546B/547B/548B BC547C/548C	h_{fe}	125 125 125 240 450	– – 220 330 600	500 900 260 500 900	–
Noise Figure ($I_C = 0.2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $R_S = 2\text{ k}\Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$, $\Delta f = 200\text{ Hz}$)	BC546 BC547 BC548	NF	– – –	2.0 2.0 2.0	10 10 10	dB

$$NF = SNR_{in,dB} - SNR_{out,dB}$$

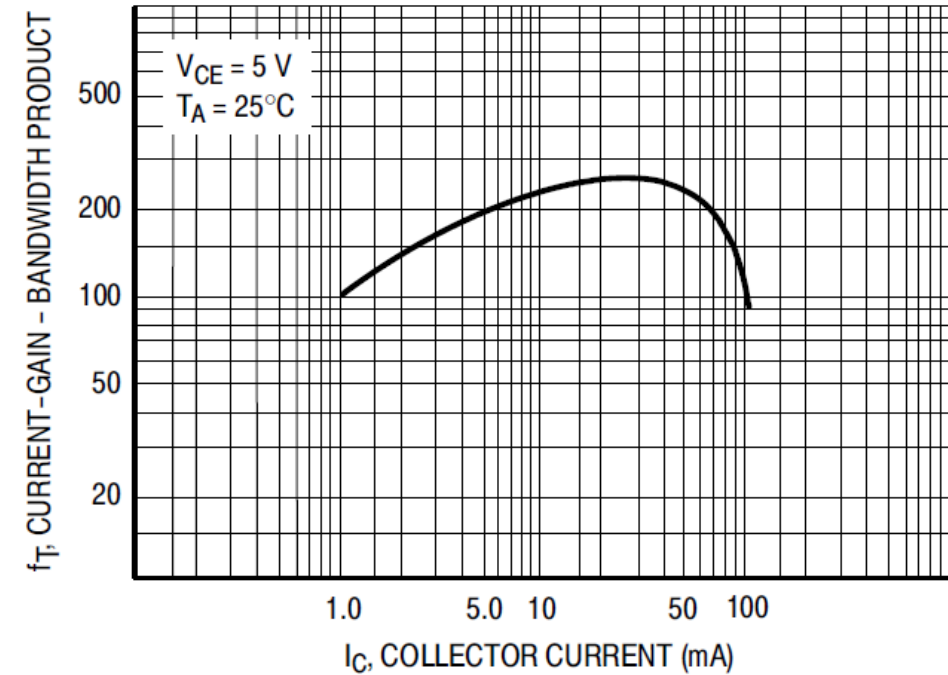


Figure 12. Current–Gain – Bandwidth Product

Пример – променливо-токов анализ на усилвател

