

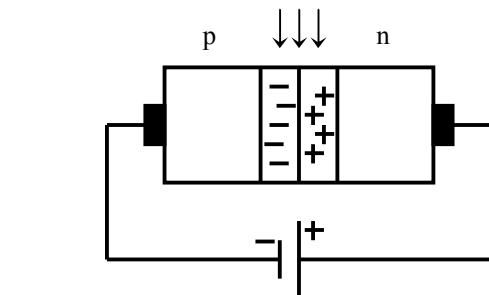
1. Tranzystor bipolarny

1.1. Zasada działania tranzystora bipolarnego.

Idea tranzystora bipolarnego zrodziła się podczas badań nad sterowaniem prądem zaporowym złącza p-n

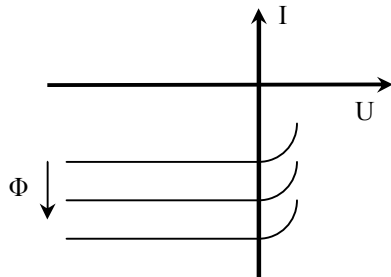
1.1.1. Sterowanie prądem złącza p-n spolaryzowanego zaporowo.

Naświetlenie złącza p-n



$$I_0 = I_S + I_g(U)$$

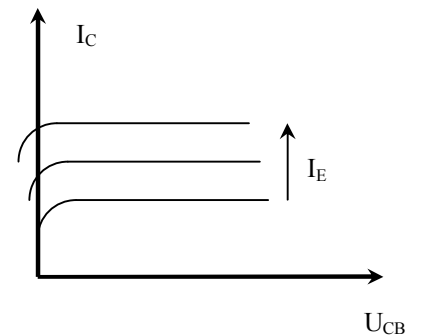
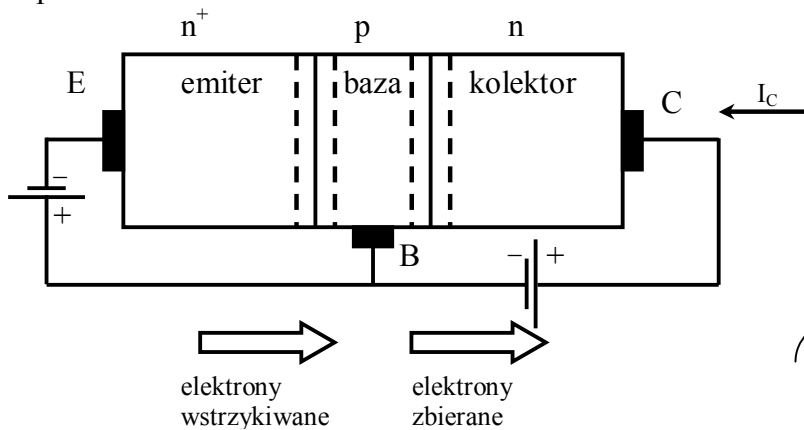
Φ – strumień światła



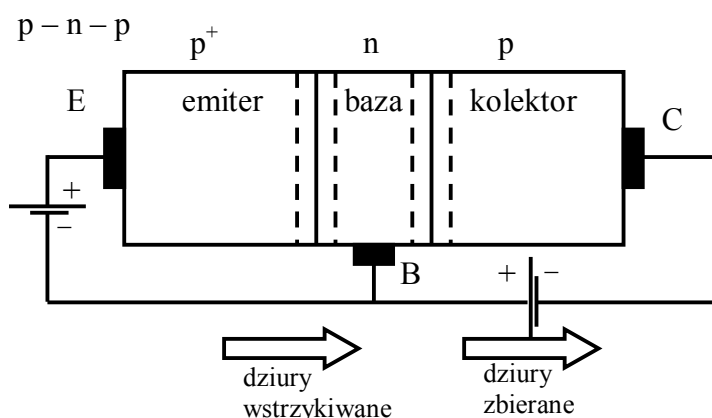
- Prąd zaporowy złącza zwiększany poprzez naświetlanie strumieniem Φ .
- Jest to sposób działania fotodiody

Sterowanie prądem zaporowym złącza w sposób elektryczny (powstanie tranz).

n – p – n



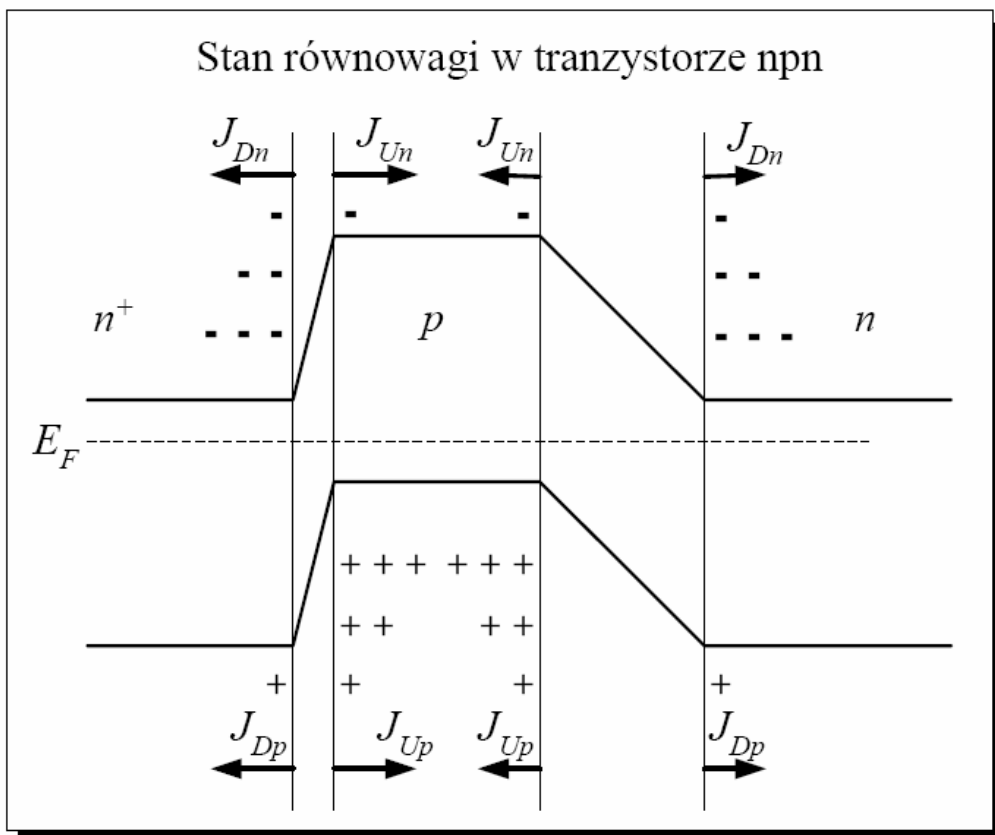
p – n – p



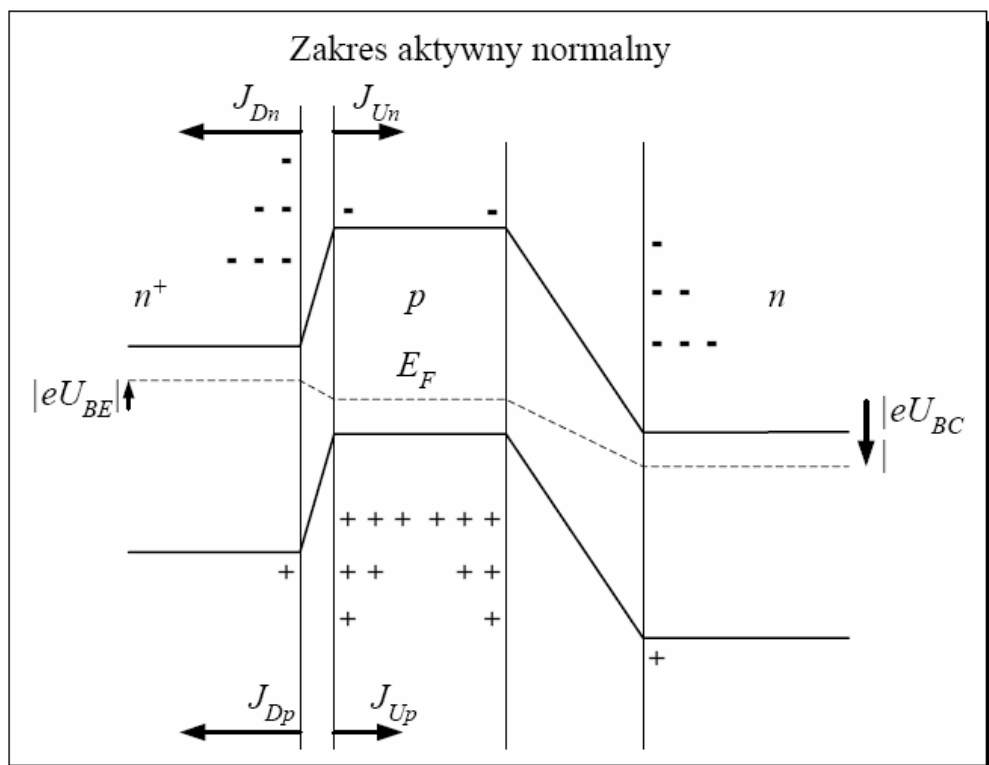
Podstawy elektroniki

1.1.2. Model pasmowy tranzystora bipolarnego

Stan równowagi termodynamicznej



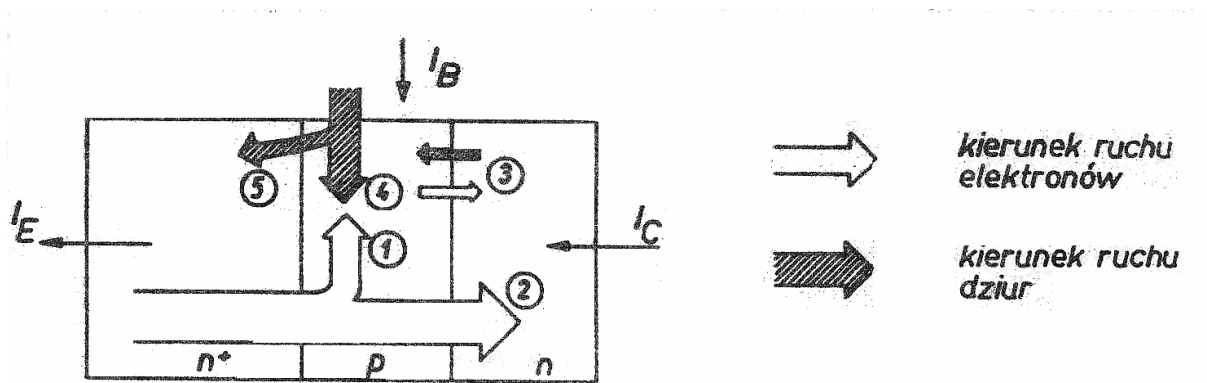
Stan nierównowagi termodynamicznej



Podstawy elektroniki

1.1.3. Rozpływ elektronów i dziur w strukturze tranzystora (n – p – n).

Rozpływ nośników ładunku w strukturze tranzystora można przedstawić następująco:



- 1) Ułamek liczby wstrzykniętych elektronów ulegających rekombinacji w bazie;
- 2) Elektronu wstrzykniętego do bazy i osiagające złącze kolektora;
- 3) Elektrony i dziury generowane termicznie – tworzące zaporowy prąd złącza kolektora;
- 4) Dziury dostarczane przez zacisk bazy dla rekombinacji z elektronami;
- 5) Dziury wstrzykiwane z bazy do emitera.

1.1.4. Działanie tranzystora (uproszczone).

- Pomijamy prądy generacji 3)
- Pomijamy zjawisko rekombinacji – generacji w obszarze 2 warstw zaporowych

$$I_E = I_{En} + I_{Ep}$$

- Ponieważ pomijamy 3) prąd I_C jest częścią I_E

$$I_C = B I_{En} \quad B - \text{współczynnik transportu w bazie.}$$

- Wprowadzamy γ – wydajność wstrzykiwaną

$$\gamma = \frac{I_{En}}{I_{En} + I_{Ep}}$$

- Definiujemy pierwszy ważny parametr dla działania tranzystora

$$\frac{I_C}{I_E} = \alpha \quad \alpha - \text{współczynnik wzmacnienia prądowego}$$

$$\frac{I_C}{I_E} = \frac{B \cdot I_{En}}{I_{En} + I_{Ep}} = B \cdot \gamma = \alpha$$

- Ponieważ chcemy aby $\alpha \approx 1$ to $B \approx 1$ oraz $\gamma \approx 1$.

$B \approx 1$ oznacza wykonanie możliwie krótkiej bazy $W_b \ll L_n$

$\gamma \approx 1$ oznacza silnie domieszkowanie emitera

- Definiujemy drugi ważny stosunek prądów

$$\frac{I_C}{I_B} = \beta \quad \beta - \text{współczynnik wzmacnienia prądowego}$$

$$I_B = I_{Ep} + (1-B)I_{En}$$

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{B \cdot I_{En}}{I_{Ep} + (1-B) \cdot I_{En}} = \frac{B \cdot I_{En}}{I_{Ep} + I_{En} - B \cdot I_{En}} = \frac{B \frac{I_{En}}{I_{En} + I_{Ep}}}{1 - \frac{B \cdot I_{En}}{I_{En} + I_{Ep}}} = \frac{B \cdot \gamma}{1 - B \cdot \gamma} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$$

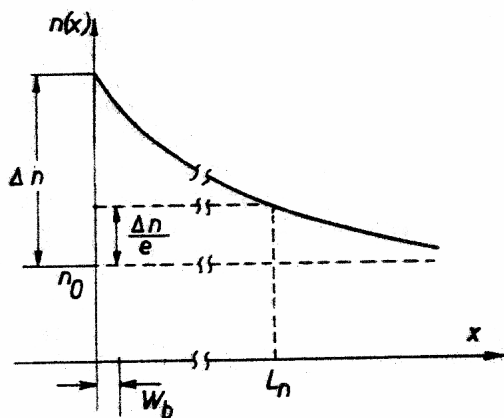
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\beta = 20 \div 500$$

1.2. Właściwości tranzystora bipolarnego dla prądu stałego

1.2.1. Rekombinacja elektronów w bazie.

Rekombinacja nośników w bazie ma zasadniczy wpływ na wzmacnienie prądowe tranzystora. Jeśli przeanalizujemy rozkład koncentracji elektronów wzdłuż struktury tranzystora gdzie:



$n(x)$ -koncentracja elektronów

n_0 -koncentracja równowagowa elektronów

Δn -koncentracja wstrzykiwanych elektronów

L_n – średnia droga dyfuzji elektronów

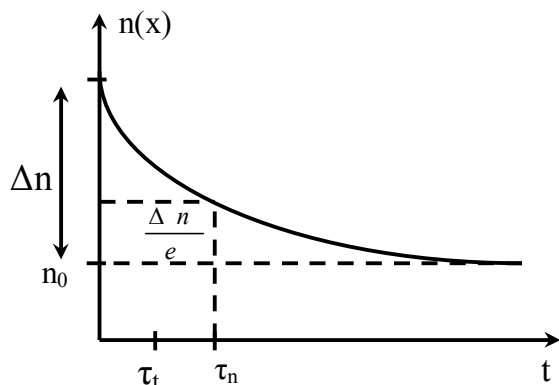
W_b -szerokość bazy tranzystora

To warunek:

$$W_b \ll L_n$$

jest gwarancją małej straty elektronów wstrzykiwanych z emitera do kolektora a tym samym dużej wartości współczynnika wzmacnienia prądowego tranzystora

Jednocześnie analiza rozkładu koncentracji elektronów w dziedzinie czasu, gdzie:



τ_n – średni czas życia elektronu

τ_t – czas przelotu przez bazę

Określa warunek:

$$\tau_n \gg \tau_t$$

który ma natępujący związek ze współczynnikiem wzmacnienia prądowego:

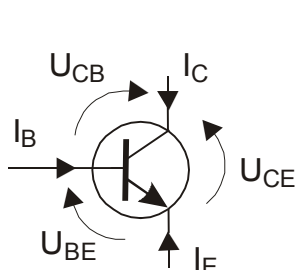
$$\frac{\tau_n}{\tau_t} = \frac{I_C}{I_B} = \beta$$

$\tau_n = 10^{-6} \div 10^{-9}$ s jest to parametr materiałowy

τ_t – zwykle około 100 razy mniejszy.

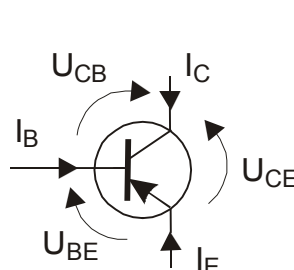
1.2.2. Określenie prądów i napięć w tranzystorze bipolarnym

tranzystor n-p-n



$$\begin{aligned} I_C &> 0 \\ I_B &> 0 \\ I_E &< 0 \\ U_{BE} &> 0 \\ U_{CB} &> 0 \\ U_{CE} &> 0 \end{aligned}$$

tranzystor p-n-p



$$\begin{aligned} I_C &< 0 \\ I_B &< 0 \\ I_E &> 0 \\ U_{BE} &< 0 \\ U_{CB} &< 0 \\ U_{CE} &< 0 \end{aligned}$$

Zależności pomiędzy prądami i napięciami tranzystora określają dwa prawa Kirchhoffa

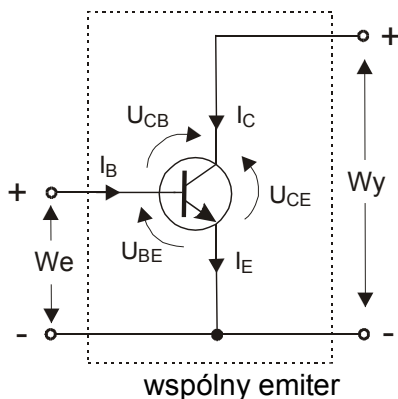
$$I_E + I_B + I_C = 0$$

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$$

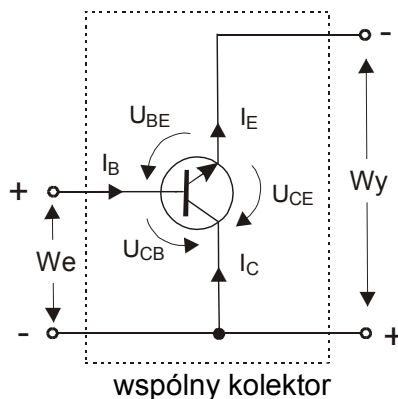
1.2.3. Sposoby włączania tranzystora do układu.

Tranzystor można rozważać w układach elektronicznych, jako czwórnik, ale ponieważ element ten ma 3 końcówki jedna z nich musi być wspólna dla wejścia i wyjścia układu. Tranzystor można włączyć do układu na 3 sposoby. W zależności od tego która końcówka jest wspólna dla wejścia i wyjścia rozróżniamy konfiguracje:

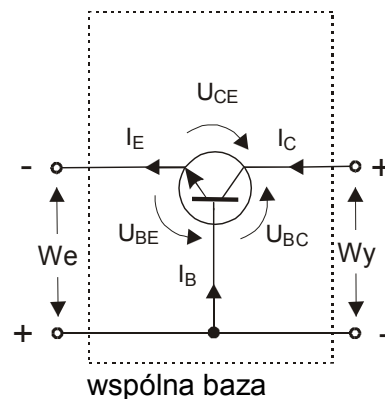
WE (OE)



WC (OC)



WB (OB)



1.2.4. Prądy zerowe tranzystora.

Prądy zerowe są to prądy płynące na złączach struktury tranzystora spolaryzowanej zaporowo. Wpływają one zasadniczo na wzmacnienie prądowe tranzystora

def.
$$\alpha = \frac{I_C - I_{CB0}}{I_E}$$

Powyżej przedstawiono definicję współczynnika wzmacnienia prądowego α dla układu wspólnej bazy, ponieważ dla takiego układu wartość α jest największa. Znak „-” wynika z przyjętych wcześniej oznaczeń (prądy I_C i I_E niezależnie od układu są przeciwnie);

Podstawy elektroniki

Jeśli rozważymy I_{CB0} – prąd zerowy płynący przez złącze CB przy rozwarciu emitera, który wynika z uwzględnienia prądu generacji i przyjmijmy, że $I_{CB0} < I_{nA}$ to definicja β dla WE (bo tam ten wsp. jest największy) przyjmuje postać;

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

Po wyznaczeniu prądu I_E z def. współczynnika α oraz uwzględnieniu I prawa kirchoffa dla tranzystora oraz powyższej definicji współczynnika :

$$\begin{cases} I_E = \frac{-I_C + I_{CB0}}{\alpha} \\ I_E + I_B + I_C = 0 \\ \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{I_C}{I_B} \end{cases}$$

otrzymujemy

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{\alpha \cdot I_B}{1 - \alpha} + \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha} \\ I_C &= \beta I_B + (1 + \beta) I_{CB0} \end{aligned}$$

Stąd:

$$\beta = \frac{I_C - I_{CB0}}{I_B + I_{CB0}}$$

Prąd zerowy płynący pomiędzy C i E przy rozwartej bazie można wyrazić jako

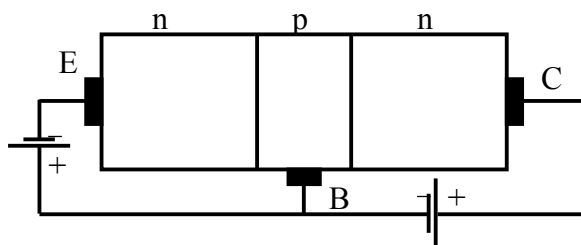
$$I_{CE0} = (1 + \beta) I_{CB0}$$

Ogólna zasada oznaczania prądów zerowych w tranzystorze jest następująca: pierwsze dwie litery oznaczają końcówki pomiędzy którymi płyną prądy przy czym druga oznacza końcówkę która jest wspólna dla wejścia i wyjścia. Trzecia litera oznacza stan trzeciej końcówki w stosunku do końcówki wspólnej.

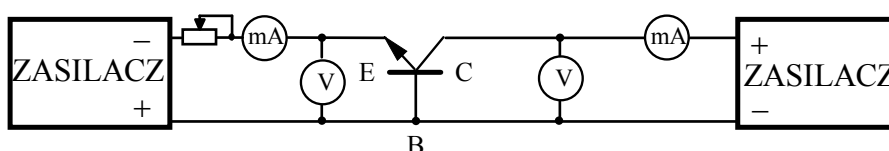
1.2.5. Charakterystyki statyczne tranzystora bipolarnego

Układ WB

Polaryzacja struktury



Układ pomiarowy

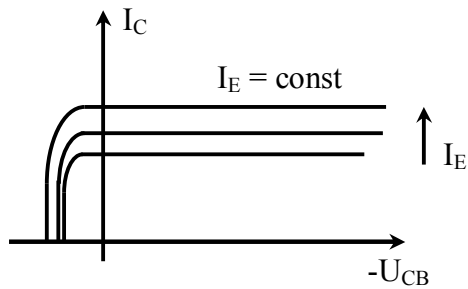


Podstawy elektroniki

Rodzaje i wykresy charakterystyk

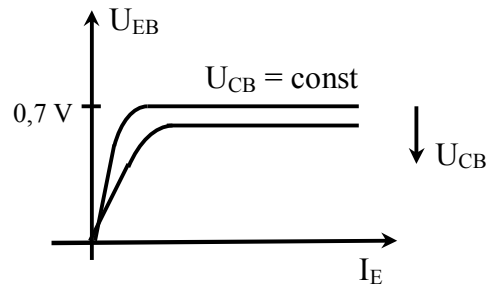
charakterystyki wyjściowe

$$I_C = f(U_{CB}) \mid I_E = \text{const}$$



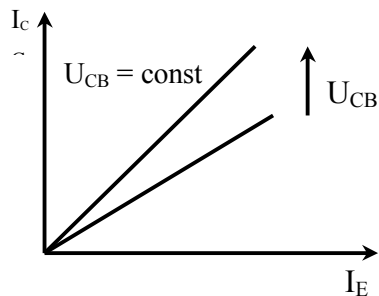
charakterystyki wejściowe

$$U_{EB} = f(I_E) \mid U_{CB} = \text{const}$$



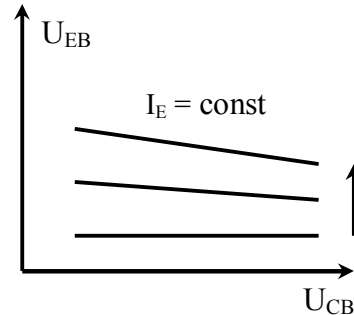
charakterystyki przejściowe

$$I_C = f(I_E) \mid U_{CB} = \text{const}$$

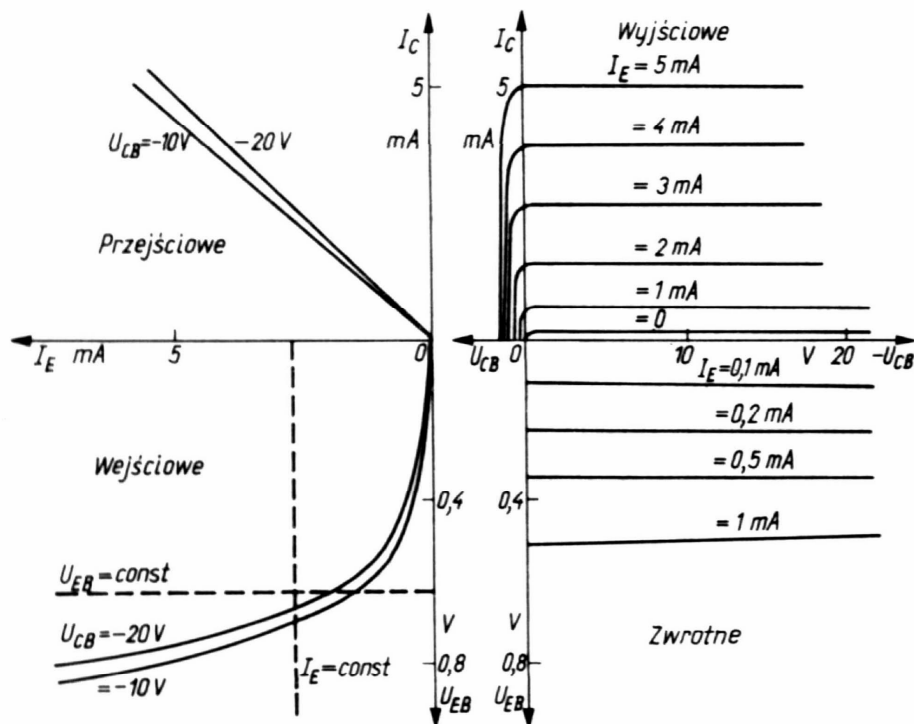


charakterystyki oddziaływania wstecznego

$$U_{EB} = f(U_{CB}) \mid I_E = \text{const}$$

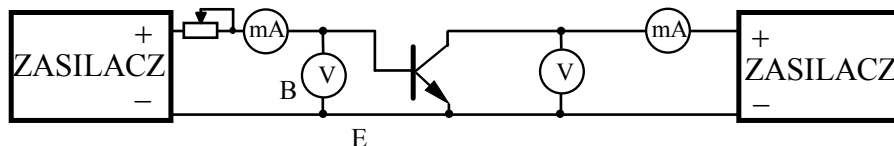


Przykładowe charakterystyki statyczne dla tranzystora małej mocy

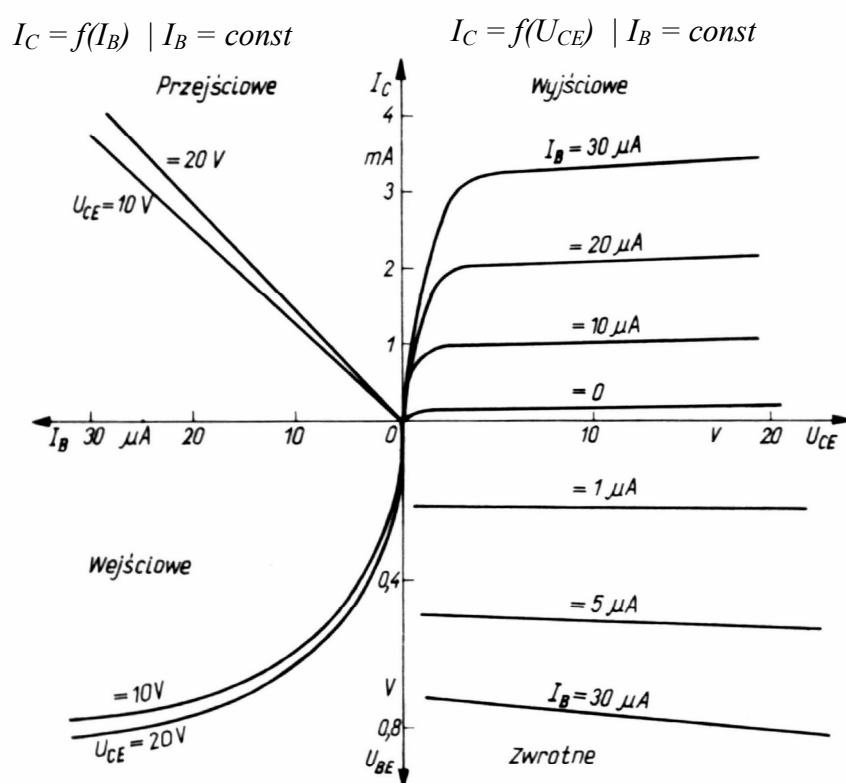


Układ WE

Układ pomiarowy



Rodzaje i wykresy charakterystyk



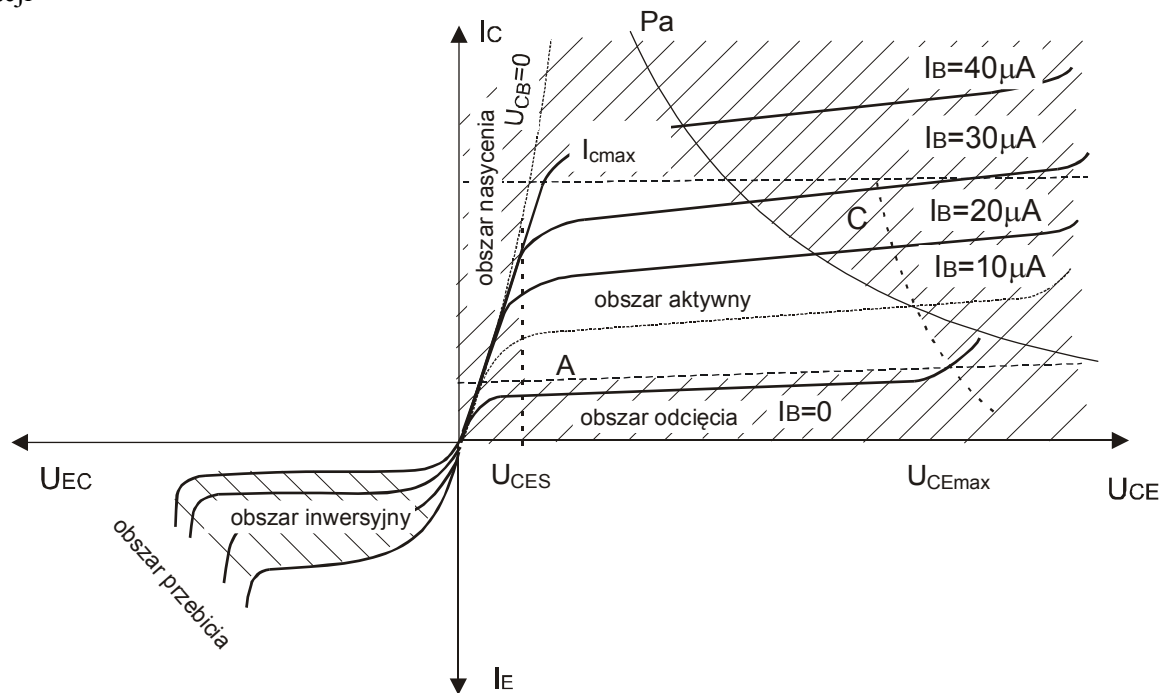
1.2.6. Obszary pracy tranzystora bipolarnego

Obszary pracy tranzystora to inaczej stany w jakich pozostają te przyrządy na skutek odpowiedniej polaryzacji elektrod

	złącze BE	Złącze CB	znaki napięć polaryzujących			
			n – p – n		p – n – p	
			U_{BE}	U_{CB}	U_{BE}	U_{CB}
obszar aktywny normalny	przewodzenia	zaporowo	+	+	–	–
obszar nasycenia	przewodzenia	przewodzenia	+	–	–	+
obszar zatkania	zaporowo	zaporowo	–	+	+	–
obszar inwersyjny	zaporowo	przewodzenia	–	–	+	+

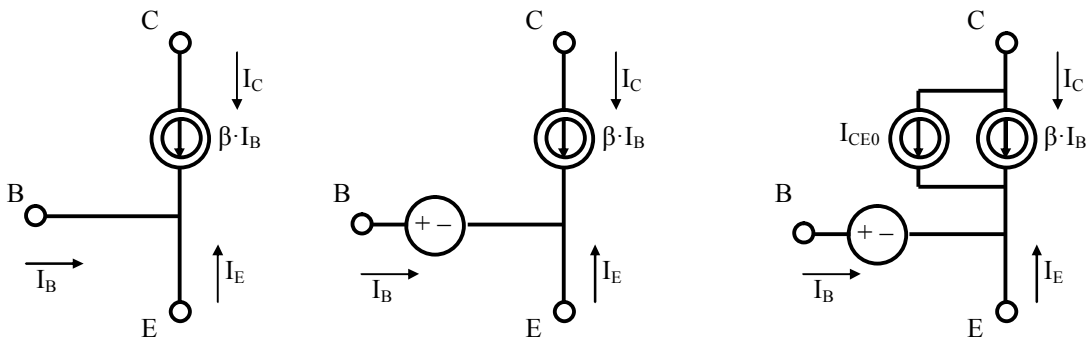
Podstawy elektroniki

Obszary pracy bardzo często przedstawiane są na charakterystykach statycznych tranzystora pracującego w określonej konfiguracji

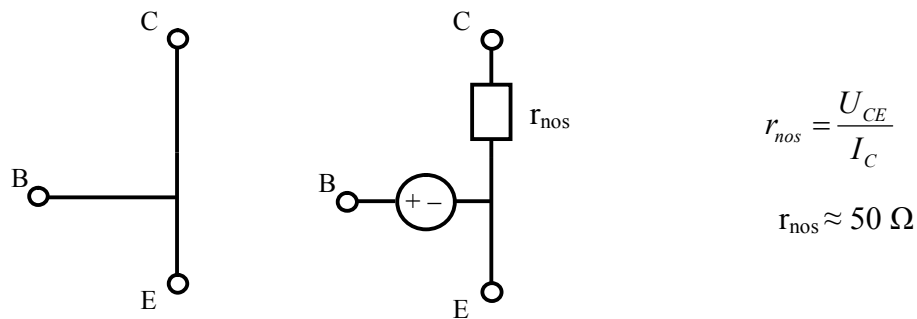


1.2.7. Schematy zastępcze stałoprądowe tranzystora.

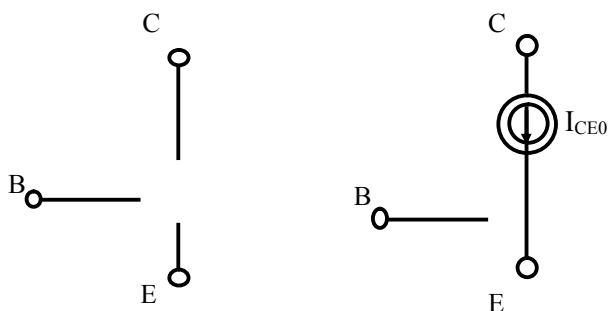
Obszar aktywny normalny



Obszar nasycenia



Obszar zatkania

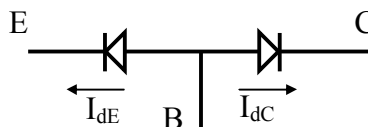


1.2.8. Model nieliniowy statyczny tranzystora (Ebersa-Molla)

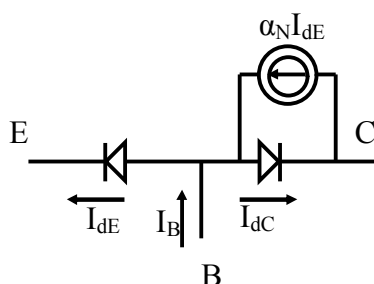
Obszar zatkania

$$I_{dE} = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{U_{EB}}{U_T}\right) - 1 \right]$$

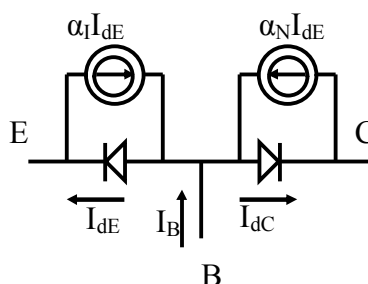
$$I_{dC} = I_{CS} \left[\exp\left(\frac{U_{CB}}{U_T}\right) - 1 \right]$$



obszar zatkania i aktywny



obszar inwersyjny, zatkania, normalny



1.2.9. Model nieliniowy statyczny tranzystora (Gummela-Poona)

Drugi nieliniowy model, opisujący tranzystor bipolarny to model *Gummela-Poona*. Nie jest on aż tak popularny jak poprzedni jednak warto zauważyć, że program Multisim do opisu tranzystora używa właśnie tego modelu. Stanowi on mianowicie rozwinięcie wersji modelu Ebersa-Molla wzbogacone o:

- wyodrębnienie w prądach emitera i kolektora składowej wspólnej i dwóch składowych prądu bazy, mających sens fizyczny prądów rekombinacji nośników wstrzykiwanych z emitera i kolektora,
- wprowadzenie współczynnika zależnego od prądów i napięć, zdefiniowanego przy pomocy pojęcia całkowitego ładunku bazy (uogólniony model ładunkowy).

Uwzględniono tu zarówno wpływ dużego poziomu wstrzykiwania jak i modulacji efektywnej szerokości bazy na kształt charakterystyk napięciowo-prądowych.]'

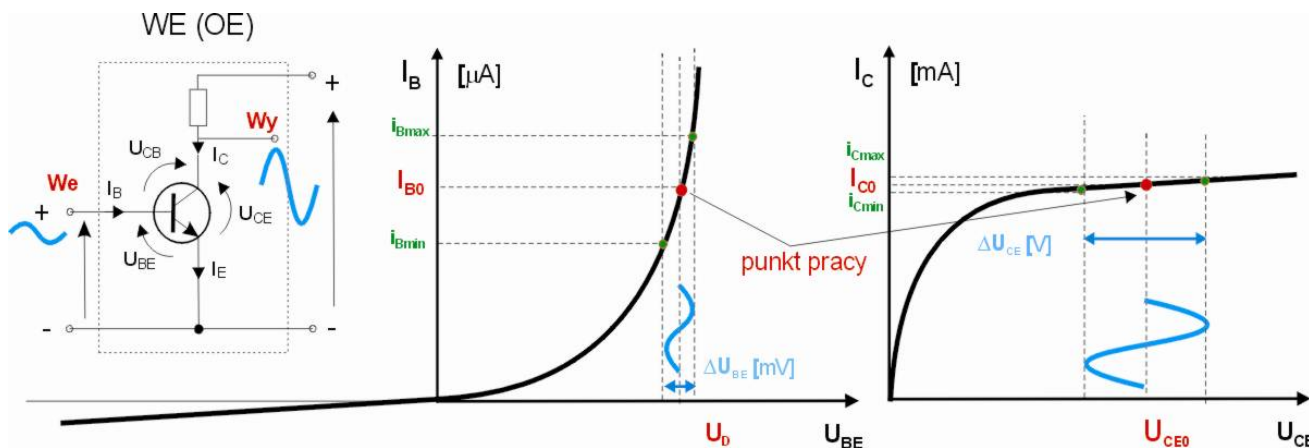
	NAZWA	PARAMETR	JEDNOSTKA	WARTOŚĆ DOMYŚLNA	PRZYKŁADOWA WARTOŚĆ
1	IS	prąd nasycenia tranzystora (I_S)	A	1.0e-16	1.0e-15
2	BF	wzmocnienie prądowe β_f - normalna polaryzacja	-	100	100
3	NF	współczynnik emisji dla polaryzacji normalnej n_F (wzmocnienie prądowe α)	-	1.0	1
4	VAF	napięcie Early'ego dla polaryzacji normalnej (U_A)	V	∞	200
5	IKF	prąd kolana przy polaryzacji normalnej (I_{KF})	A	∞	0.01
6	ISE	prąd nasycenia diody dodatkowej emiterowej	A	0	1.0e-13
7	NE	współczynnik emisji diody dodatkowej emiterowej (n_{EL})	-	1.5	2
8	BR	wzmocnienie prądowe przy polaryzacji inwersyjnej (U_{BR})	-	1	0.1
9	NR	współczynnik emisji dla polaryzacji inwersyjnej (n_R)	-	1	1
10	VAR	napięcie Early'ego dla polaryzacji inwersyjnej (U_B)	V	∞	200
11	IKR	prąd kolana przy polaryzacji inwersyjnej (I_{KR})	A	∞	0.01

12	ISC	prąd nasycenia diody dodatkowej kolektorowej	A	0	
13	NC	współczynnik emisji diody dodatkowej kolektorowej (n_{CL})	-	2	1.5
14	RB	rezystancja bazy r_{bb} bez polaryzacji (r_B)		0	100
16	RBM	minimalna rezystancja bazy dla dużego prądu (r_{BM})		RB	10
17	RE	rezystancja emitera		0	1
18	RC	rezystancja kolektora		0	10
19	CJE	pojemność złącza baza-emiter bez polaryzacji (C_{je})	F	0	2pF
20	VJE	napięcie progowe pojemności C_{je}	V	0.75	0.6
21	MJE	wykładnik zależności pojemności C_{je}	-	0.33	0.33
22	TF	czas przelotu t_{IN} przy polaryzacji normalnej (t_F)	sec	0	0.1ns
23	CJC	pojemność złącza baza-kolektor bez polaryzacji (C_{jc})	F	0	2pF
24	VJC	napięcie progowe pojemności C_{jc}	V	0.75	0.5
25	MJC	wykładnik zależności pojemności C_{jc}	-	0.33	0.5
26	TR	czas przelotu t_{IN} przy polaryzacji inwersyjnej (t_F)	sec	0	10ns
27	CJS	pojemność kolektor-podłoże bez polaryzacji	F	0	2pF

1.3. Właściwości tranzystora bipolarnego dla prądu zmiennego

1.1 Tranzystor w układzie wzmacniacza

- Pojęcie małego sygnału i tranzystor jako czwórnik



Aby tranzystor pracował jako wzmacniacz małych sygnałów muszą być spełnione warunki:

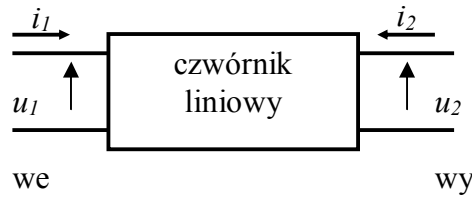
- Musi być włączony do układu jako czwórnik najlepiej w konfiguracji WE
- Polaryzacja napięciami stałymi powinna odpowiadać za jego pracę w obszarze aktywnym normalnym.

Podstawy elektroniki

1.3.2 Model z parametrami h (hybrydowy)

- Model ten wygodnie jest stosować dla małych częstotliwości ze względu na łatwość definicji zmiennoprądowych współczynników wzmacnienia.

określenie modelu



- wyrażamy dowolne dwie wartości przez pozostałe dwie;
- otrzymujemy szereg układów równań opisujących ten czwórnik z których najbardziej nas interesuje układ z parametrami mieszanymi:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2$$

definicje parametrów hybrydowych

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \text{ gdy } u_2 = 0$$

zwarciova impedancja
wejściowa

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \text{ gdy } i_1 = 0$$

rozwarciowy zwrotny wsp.
wzmocnienia napięciowego

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \text{ gdy } u_2 = 0$$

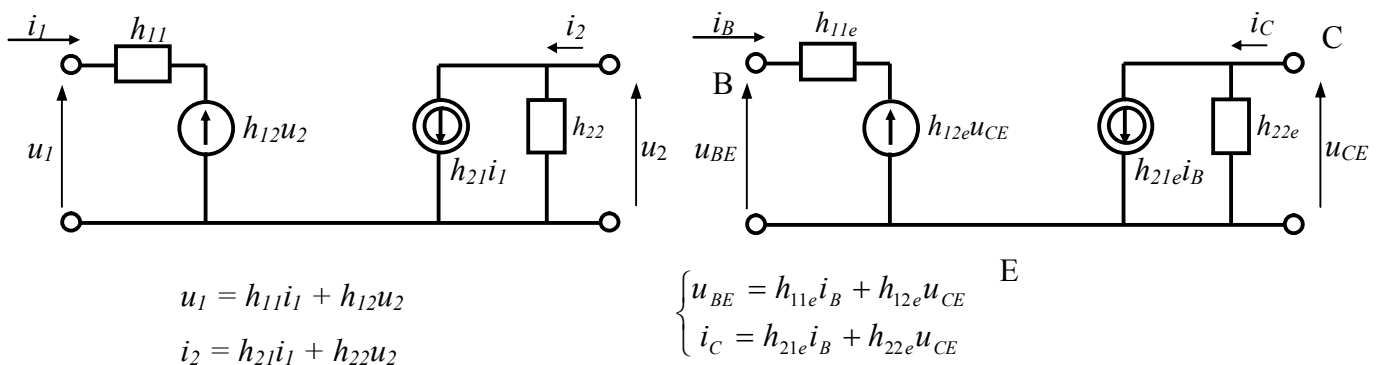
zwarciovy wsp.
wzmocnienia prądowego

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \text{ gdy } i_1 = 0$$

rozwarciowa admitancja
wyjścia

schemat zastępczy dla określonej konfiguracji tranzystora

- ponieważ U_1 jest sumą dwóch spadków napięć a I_2 jest sumą dwóch prądów, możemy narysować schemat zastępczy ogólny a) a następnie dla określonej konfiguracji tranzystora b)



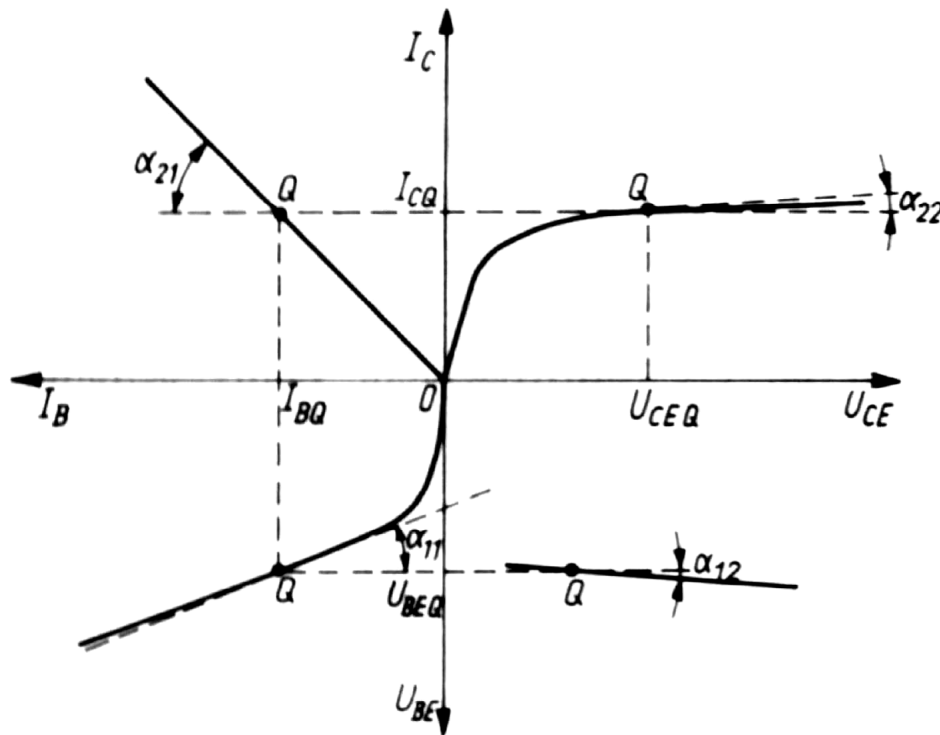
$$h_{11e} = \frac{u_{BE}}{i_B} \text{ gdy } u_{CE} = 0$$

$$h_{12e} = \frac{u_{BE}}{u_{CE}} \text{ gdy } i_B = 0$$

$$h_{21e} = \frac{i_C}{i_B} \text{ gdy } u_{CE} = 0$$

$$h_{22e} = \frac{i_C}{u_{CE}} \text{ gdy } i_B = 0$$

Wyznaczanie parametrów modelu hybrydowego



$$h_{11} = \operatorname{tg} \alpha_{11},$$

$$h_{12} = \operatorname{tg} \alpha_{12},$$

$$h_{21} = \operatorname{tg} \alpha_{21},$$

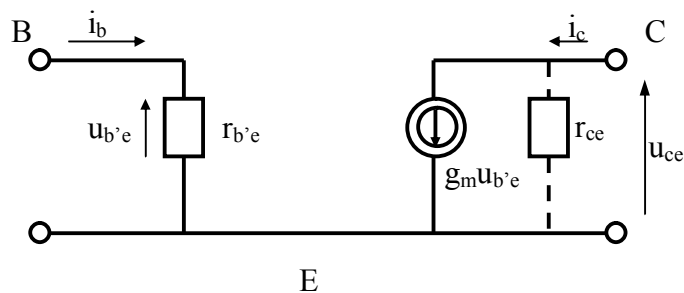
$$h_{22} = \operatorname{tg} \alpha_{22},$$

Q – punkt pracy.

1.3.3 Model hybryd Π dla tranzystora bipolarnego.

- Model ten stosowany jest głównie dla częstotliwości powyżej 100 kHz, niemniej jednak omówimy go dla wszystkich częstotliwości.

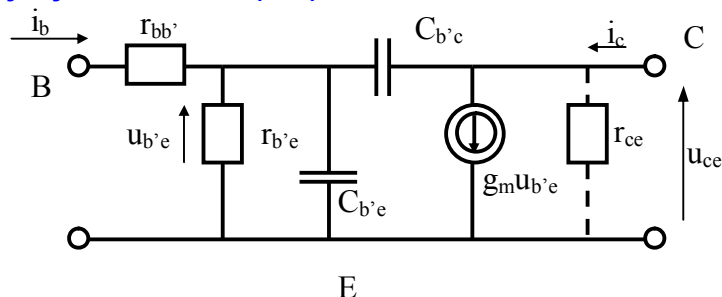
Model hybryd Π dla małych częstotliwości



- Model jest słuszny dla n – p – n i p – n – p.
- Parametry modelu są zależne od temperatury i punktu pracy
- Przykładowe wartości

$$r_{b'e} = 10 \text{ k}\Omega \quad r_{ce} = 50 \text{ k}\Omega \quad g_m = 50 \text{ mS}$$

Model hybryd Π dla w.cz. (WE).

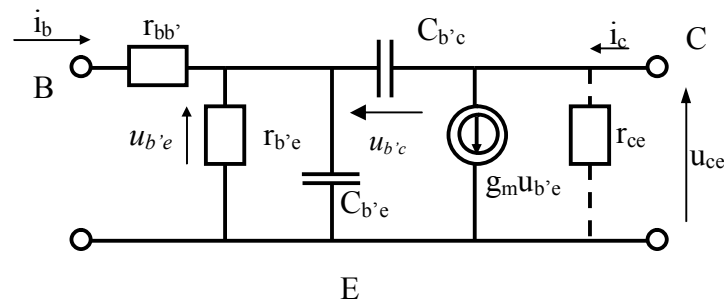


Podstawy elektroniki

- Pojawienie się dodatkowych pojemności w układzie powoduje obniżenie współczynnika wzmocnienia
- $C_{b'e}$ jest to pojemność złącza B-E analogiczna do pojemności dyfuzyjnej = 50 pF
- $C_{b'c}$ jest to pojemność złącza C-B analogiczna do pojemności złączowej = 5 pF
- $r_{b'b}$ jest to rezystancja rozproszona bazy 50 Ω
- są to najważniejsze elementy modelu przy dokładniejszym rozpatrywaniu można się dopatrzeć więcej pojemności i indukcyjności lecz nie wpływa to zasadniczo na działanie modelu.

1.3.4 Wpływ częstotliwości na współczynniki wzmocnienia tranzystora

- Korzystamy z modelu hybryd Π uwzględniając definicję z modelu h (WE).



$$h_{21e} = \frac{i_C}{i_B} \quad \text{gdy } u_{CE} = 0$$

$$u_{b'e} = \frac{i_b}{\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega \cdot (C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{i_b \cdot r_{b'e}}{1 + j\omega \cdot (C_{b'e} + C_{b'c}) \cdot r_{b'e}}$$

$$i_C = g_m \cdot u_{b'e} - u_{b'c} \cdot j\omega \cdot C_{b'c}$$

$$i_C \approx g_m \cdot \frac{i_b \cdot r_{b'e}}{1 + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

$$h_{21e} = \frac{i_C}{i_B} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

$$h_{21e0} = g_m r_{b'e}$$

stąd można zapisać

$$h_{21e} = \frac{h_{21e0}}{1 + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e}}$$

- Definicja częstotliwości granicznych tranzystora bipolarnego

$$- f_\beta \Rightarrow |h_{21e}| = \frac{1}{\sqrt{2}} h_{21e0}$$

$$|h_{21e}| = \frac{h_{21e0}}{\sqrt{1^2 + \omega^2 (C_{b'e} + C_{b'c})^2 r_{b'e}^2}}$$

typowe $f_\beta = 1 \text{ MHz}$

$$\omega_\beta (C_{b'e} + C_{b'c}) r_{b'e} = 1$$

- Współczynnik wzmocnienia jest wielkością zespoloną zależną od ω ;
- Gdy $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow h_{21} \rightarrow g_m r_{b'e}$
- W miarę wzrostu ω (częstotliwości) h_{21} maleje

Podstawy elektroniki

$$\omega_{\beta} = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}} \quad \omega_{\beta} = 2\pi f_{\beta}$$

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

- $f_T \Rightarrow |h_{21e}| = 1$

- ponieważ dla $f > f_{\beta}$ $1 \ll [\omega(C_{b'e} + C_{b'c}) \cdot r_{b'e}]^2$

$$|h_{21e}| = \frac{h_{21e0}}{\omega(C_{b'e} + C_{b'c}) \cdot r_{b'e}}$$

$$\frac{h_{21e0}}{\omega(C_{b'e} + C_{b'c}) \cdot r_{b'e}} = 1$$

$$\omega_T = \frac{h_{21e0}}{(C_{b'e} + C_{b'c}) \cdot r_{b'e}} \quad f_T = \frac{h_{21e0}}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c}) \cdot r_{b'e}}$$

$$\omega_T = \omega_{\beta} \cdot h_{21e0}$$

$$f_T = f_{\beta} \cdot h_{21e0}$$

$$|h_{21e}|_{\omega = \omega_T} \Rightarrow |h_{21e}|_{\omega = h_{21e0}\omega_{\beta}} \quad \text{dla } \omega > 3\omega_{\beta}$$

- ω_T można obliczyć mierząc $|h_{21e}|$ dla pewnej ω i później mnożąc obie wielkości;
- ilustracją rozwiązań jest wykres poniżej;

