

TRANZYSTORY BIPOLARNE SMK WYKŁAD 11

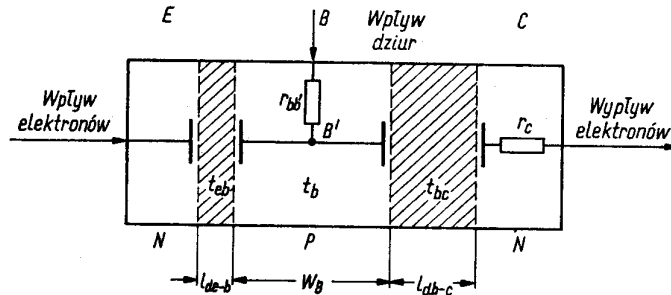
Na pdstw. W. Marciniak, WNT 1987: „Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone”

10. Częstotliwości graniczne tranzystora bipolarnego

a). **Częstotliwości graniczne** – ze wzrostem częstotliwości zmieniają się warunki pracy tranzystora – maleje jego wzmocnienie prądowe. Częstotliwość graniczna, to częstotliwość ograniczająca dopuszczalne pasmo częstotliwości tranzystora od góry.

Sygnał na drodze z emitera do kolektora ulega osłabieniu i opóźnieniu w obszarze:

- warstwy zaporowej złącza E-B,
- warstwie bazy,
- warstwie zaporowej złącza C-B.



Rys. 5.65. Struktura tranzystora podzielona na obszary, w których występują niezależne zjawiska zmniejszenia i opóźnienia sygnału

Całkowity czas przejścia sygnału (czas przelotu od emitera do kolektora): $t_{calc} = t_{eb} + t_b + t_{bc} \approx \tau_N$, zwłoka odpowiedzi prądu kolektora na jednostkowy skok prądu emitera; podobnie stała czasowa tranzystora: $\tau_{calc} = \tau_{eb} + \tau_b + \tau_{bc}$.

Stała czasowa dla sygnału sinusoidalnego – odwrotność pulsacji, przy której następuje zmniejszenie amplitudy małego sygnału o 3 dB, do wartości $a/\sqrt{2}$:

$$\frac{1}{\omega_{calc}} = \frac{1}{\omega_{eb}} + \frac{1}{\omega_b} + \frac{1}{\omega_{bc}}$$

Najistotniejszą rolę odgrywają zjawiska w bazie, stąd w pierwszym przybliżeniu $\tau_{calc} \approx \tau_b$.

A. Częstotliwość graniczna dla układu WB (ze wspólną bazą)

- stała czasowa bazy

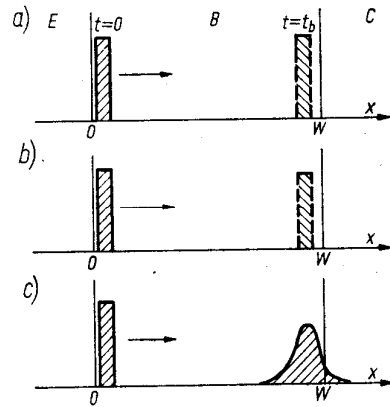
Dla sygnałów małej częstotliwości okres sygnału zmiennego \gg czasu przelotu nośników przez bazę, $\alpha_b = (1 + \frac{\tau_b}{\tau_r})^{-1}$ związek między wartością chwilową prądów na początku i na

końcu bazy; liczba rzeczywista zależna od rekombinacji nośników w bazie. Dla sygnału o okresie porównywalnym z czasem przelotu nośników:

- przesunięcie fazowe związane ze skończonym czasem przejścia sygnału przez bazę,
- osłabienie amplitudy sygnału związane z tzw. rozmyciem dyfuzyjnym (część nośników gromadzonych w bazie w czasie trwania jednej połówki sinusoidalnego prądu emitera jest z niej usuwana w drugiej połowce z powrotem do emitera – nie bierze udziału w prądzie kolektora – ładowanie i rozładowanie pojemności dyfuzyjnej bazy).

Rys. 5.66 przedstawia wszystkie trzy zjawiska: osłabienie wskutek rekombinacji, przesunięcie fazowe wskutek skończonego czasu przelotu i osłabienie wskutek rozmycia dyfuzyjnego. Dla dużych częstotliwości współczynnik transportowy α_b jest liczbą zespoloną, której moduł i

faza zależą od częstotliwości. Współczynnik ten można znaleźć rozwiązując równanie transportu w bazie: $\frac{dq_b}{dt} = -q_b / \tau_r + (i_e - i_c)$; $q_b = Q_{bm} \exp j\omega t$; $(i_e - i_c) = q_b(1 + j\omega\tau_r) / \tau_r$



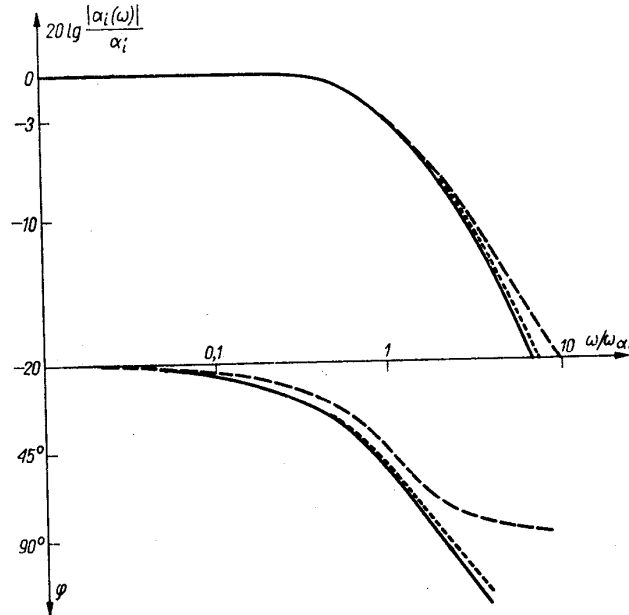
Rys. 5.66
Ilustracja wpływu trzech zjawisk na właściwości przenoszenia sygnału przez tranzystor: a) wpływ skończonego czasu przelotu i rekombinacji (tylko opóźnienie); b) wpływ skończonego czasu przelotu i rekombinacji (opóźnienie i osłabienie); c) wpływ dwu poprzednich zjawisk i rozmycia dyfuzyjnego (opóźnienie i osłabienie)

Jest to przybliżone równanie. Przyjmując, że czas przelotu nośników przez bazę jest równy stałej czasowej dla sygnału sinusoidalnego oraz, że współczynnik wstrzykiwania $\alpha_e=1$, mamy:

$$\alpha_i(j\omega) = (1 + \frac{\tau_b}{\tau_r} + j\omega\tau_b)^{-1} \quad \text{- tranzystor idealny (zjawiska zachodzące w bazie) lub:}$$

$$\alpha_i(j\omega) = \alpha_i / (1 + j\omega\tau_b), \quad \alpha_i \text{ - wzmacnienie prądowe tranzystora idealnego w układzie WB dla } \omega \rightarrow 0.$$

Rys. 5.67 przedstawia charakterystyki częstotliwościowe modułu (w skali logarytmicznej) i fazy (w skali półlogarytmicznej) współczynnika wzmacnienia prądowego.



Rys. 5.67. Charakterystyki częstotliwościowe modułu i fazy współczynnika wzmacnienia prądowego (linia ciągła — charakterystyki rzeczywiste, linia przerywana — według (5.129), linia kropkowana — dla rozwiązania dokładnego)

$$A(\omega) = |\alpha_i(j\omega)| = \alpha_i / \sqrt{1 + \omega^2 \tau_b^2}; \quad \phi(\omega) = -\arctg \omega \tau_b$$

Charakterystyka amplitudowa w postaci logarytmicznej może być aproksymowana dwoma odcinkami linii prostej: $\lg \alpha_i$ dla $\omega\tau_b < 1$ i drugim o nachyleniu -20dB na dekadę dla $\omega\tau_b > 1$.

Punkt zszycia tych dwóch odcinków $\omega\tau_b=1$ nazywany jest **częstotliwością graniczną** ω_{ci} .

$$\omega_{ci} = 1/\tau_b$$

Przy pulsacji sygnału $\omega=\omega_{ci}$, prąd kolektora opóźniony jest w fazie o 45° w stosunku do prądu emitera, a jego amplituda jest $\alpha_i/\sqrt{2}$. Jak widać z rys. 5.67 przybliżone rozwiązanie odbiega od dokładnego szczególnie dla fazy (nie 45° lecz $57^\circ+6*\eta$ dla tranzystora dryftowego), $\eta = \ln[N_A(0)/N_A(W_B)]$.

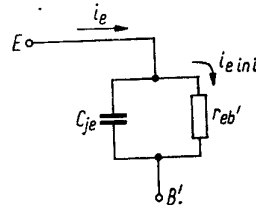
Mówi się o „nadmiarze fazy”, która wynosi $12^\circ+6*\eta$. W radianach: $m_b=0,2+0,1*\eta$. Poprawka fazowa jest, więc:

$$\alpha_i(j\omega) = \frac{\alpha_i}{1 + j\omega/\omega_{ci}} \exp(-jm_b\omega/\omega_{ci}); \quad \omega_{ci} = 2,43D_n/W_B^2 - \text{bezdryftowy};$$

$$\omega_{ci} = 2,43D_n[1 + (\eta/2)^{4/3}]/W_B^2 - \text{dryftowy}$$

- stała czasowa warstwy zaporowej E-B

Konduktancja dynamiczna złącza baza-emiter spolaryzowanego w kierunku przewodzenia bocznikowana jest przez pojemność warstwy zaporowej C_{je} . Złącze E-B można zastąpić obwodem równoległym:



Rys. 5.68
Obwód R, C reprezentujący złącze E-B

Wyrażenie na sprawność wstrzykiwania emitera należy uzupełnić o czynnik określający stosunek użytecznego prądu do całkowitego prądu i_e :

$\alpha_e(j\omega) = \alpha_e / (1 + j\omega r_{eb'} C_{je})$; $\alpha_e = (1 + K + L)^{-1}$ – sprawność wstrzykiwania dla małych częstotliwości. **Częstotliwość graniczna** emitera: $\omega_{eb} = (r_{eb'} C_{je})^{-1}$ to taka częstotliwość, przy której moduł współczynnika wstrzykiwania emitera zmniejsza się o 3dB w stosunku do wartości dla małych częstotliwości. Opóźnienie czasowe, wnoszone przez warstwę zaporową złącza E-B jest spowodowane tym, że proces wstrzykiwania nośników jest zgodny w fazie z napięciem na złączu, a napięcie opóźnia się w stosunku do wejściowego prądu emitera.

$$\tau_{eb} = 1/\omega_{eb} = t_{eb}$$

- stała czasowa warstwy zaporowej złącza baza-kolektor

= ładowanie pojemności $C_{b'c}$ przez szeregową rezystancję kolektora r_c ;

= skończony czas przelotu nośników przez warstwę zaporową złącza. Jeśli zdefiniować stałą czasową: $\tau'_{bc} = 1/\omega'_{bc} = C'_{bc} r_c$, to dla pierwszego przypadku funkcja przenoszenia prądu przez złącze B-C (stosunek prądu wypływającego z warstwy B-C do prądu wpływającego):

$\alpha'_c(j\omega) = (1 + j\omega/\omega'_{bc})^{-1}$, zaś dla drugiego:

$\alpha''_c(j\omega) = (1 + j\omega/\omega''_{bc})^{-1}$; $\omega''_{bc} = 1/\tau''_{bc}$; $\tau''_{bc} = l_{db-c}/2v$. Ponieważ transport nośników ma charakter unoszeniowy (pole elektryczne), więc potrzebna jest poprawka na „nadmiar fazy”:

$$\alpha''_c(j\omega) \approx \frac{1}{1 + j\omega/\omega''_{bc}} \exp(-jm_{bc}\omega/\omega''_{bc})$$

Sumaryczna stała czasowa złącza B-C: $\tau_c = \tau_c' + \tau_c''$, a całkowita funkcja przenoszenia prądu: $\alpha_c(j\omega) = \alpha_e'(j\omega)\alpha_c''(j\omega)$.

Całkowita funkcja przenoszenia prądu przez tranzystor w układzie WB:

$$\alpha(j\omega) = \alpha_e(j\omega)\alpha_b(j\omega)\alpha_c'(j\omega)\alpha_c''(j\omega) = K(j\omega)\exp(-j\omega/\omega_\alpha)$$

$$K(j\omega) = \frac{\alpha}{(1+j\omega/\omega_{eb})(1+j\omega/\omega_b)(1+j\omega/\omega'_{bc})(1+j\omega/\omega''_{bc})}; m = \frac{\omega'_{bc} m_b + \omega_b m_{bc}}{\omega_b \omega'_{bc}} \omega_\alpha;$$

$$\omega_\alpha = \frac{1}{\tau_{eb} + \tau_b + \tau_{bc}}; \alpha = \alpha_e \alpha_b \alpha_c' \alpha_c''$$

Zazwyczaj: $\tau_b \gg \tau_{eb} + \tau_{bc}$ i $\omega_\alpha = \omega_b$; $m = m_b$; $\alpha(j\omega) \cong \frac{\alpha}{1+j\omega/\omega_\alpha} \exp(-j\omega/\omega_\alpha)$

B. Częstotliwość graniczna dla układu WE (ze wspólnym emiterem)

Ponieważ $\beta(j\omega) = \alpha(j\omega)/(1-\alpha(j\omega))$, więc:

$$\beta(j\omega) = \frac{K(j\omega)\exp(-j\omega/\omega_\alpha)}{1-K(j\omega)\exp(-j\omega/\omega_\alpha)}, \text{ po założeniu } \omega \ll \omega_\alpha$$

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta}{1+j\omega/\omega_\beta} \exp(-j\omega/\omega_\alpha); \omega_\beta = \omega_\alpha(1-\alpha)/(1+m\alpha)$$

Pulsacja ω_β nazywana jest *pulsacją graniczną w układzie WE* – taka pulsacja, przy której moduł wzmocnienia $|\beta(j\omega)|$ maleje o 3dB, czyli do wartości $\beta/\sqrt{2}$. Częstotliwość graniczna w układzie WE jest β razy mniejsza niż w układzie WB (odwrotność czasu życia nośników w bazie).

Inne pojęcie częstotliwości granicznej – **pulsacja graniczna ω_T** – pole wzmocnienia:

$$\omega_T = \omega |\beta(j\omega)| = \text{const przy } \omega > \omega_\beta$$

$$\omega_T = \beta \omega_\beta \approx \omega_\alpha$$

$$1/\omega_T = t_{\text{calc}} = \begin{bmatrix} \tau_N \\ \tau_I \end{bmatrix}$$

Oprócz trzech pulsacji granicznych ω_α , ω_T , ω_β istnieje potrzeba zdefiniowania częstotliwości, powyżej której tranzystor nie wzmacnia mocy. **Pulsacja graniczna ω_{\max}** – taka pulsacja, przy której wzmocnienie mocy jest równe jedności (nie zależy od układu włączenia tranzystora). Jeżeli wzmocnienie mocy >1 to tranzystor może pracować w układzie generatora, dlatego ω_{\max} – maksymalna pulsacja generacji tranzystora.

b) Częstotliwości graniczne – definicje techniczne

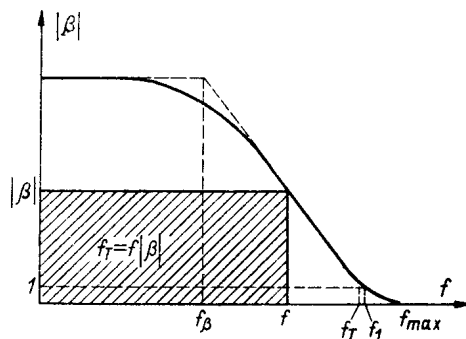
f_α – częstotliwość, przy której moduł zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego $|\alpha(f)|$ w układzie WB maleje o 3 dB do poziomu $\alpha/\sqrt{2}$ ($\alpha = \alpha(f)|_{f \rightarrow 0}$)

f_β – częstotliwość, przy której moduł zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego $|\beta(f)|$ w układzie WE maleje o 3 dB do poziomu $\beta/\sqrt{2}$ ($\beta = \beta(f)|_{f \rightarrow 0}$)

f_T – iloczyn częstotliwości i modułu współczynnika wzmocnienia prądowego $|\beta(f)|$ zmierzony w zakresie $f > f_\beta$

f_1 – częstotliwość, przy której moduł współczynnika wzmocnienia prądowego $|\beta(f)|$ w układzie WE równa się jedności,

f_{\max} – maksymalna częstotliwość generacji, czyli częstotliwość, przy której wzmocnienie mocy równe jest jedności



Rys. 5.71
Charakterystyka częstotliwościowa modułu współczynnika wzmocnienia prądowego $|\beta|$ z zaznaczonymi częstotliwościami granicznymi

c). Częstotliwości graniczne wyrażone przez elementy modelu „hybrid II”

$$f_{\beta} = [2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})]^{-1}$$

$$f_T = f_1 = g_m [2\pi (C_{b'e} + C_{b'c})]^{-1}$$

$$f_{\alpha} = g_{eb'} / 2\pi C_{eb'}$$

$$r_{bb'} = h_{11e} - \beta / g_m, \quad g_{b'c} = \mu g_m / \beta, \quad \mu = h_{12e}$$

$$g_m = |I_C| / \phi_T; \quad g_{b'e} = g_m / \beta$$

Wzory stosowane przy wyznaczaniu parametrów modelu „hybrid π ” w układzie WE

Tablica 5.5

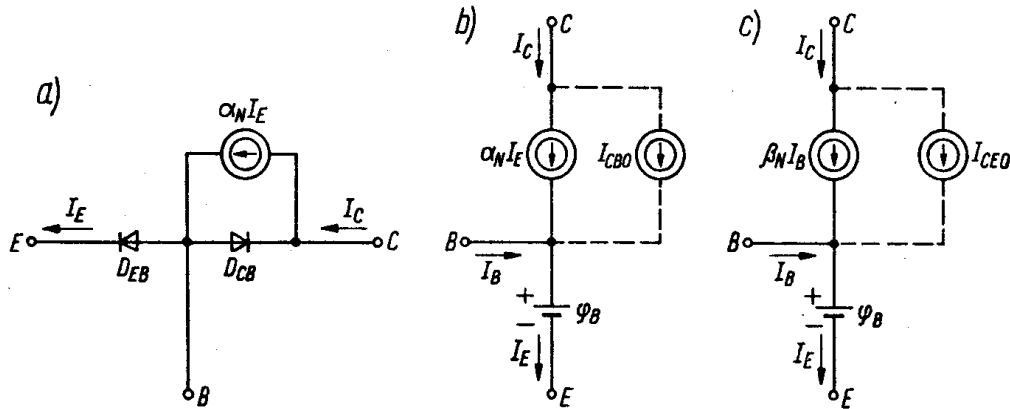
Parametry wyjściowe	$I_C, \beta, h_{11b}, \mu, C_{22b}, k, f_T$
g_m	$ I_C / \phi_T = \frac{q}{kT} I_C $
$g_{b'e}$	g_m / β
$r_{bb'}$	$h_{11b} - \frac{\beta}{g_m}$
$g_{b'c}$	$\frac{\mu}{\beta} g_m$
g_{ce}	μg_m
C_{bc}	$(1 - k) C_{22b}$
$C_{b'c}$	$k C_{22b}$
$C_{b'e}$	$\frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c}$

11. Sposoby polaryzacji tranzystorów bipolarnych

Dla prawidłowej pracy tranzystora w określonym układzie należy ustalić punkt pracy, tzn. spolaryzować tranzystor odpowiednimi wartościami prądów i napięć stałych. Konstruktor wybiera punkty pracy zapewniające najlepsze wzmocnienie, najmniejsze zniekształcenie

sygnału o określonej amplitudzie. Ponadto zmiana temperatury pracy oraz rozrzut parametrów tranzystorów (powtarzalność) wymuszają częste korekty punktu pracy.

Do analizy stałoprądowych warunków pracy tranzystora służy model Ebersa-Molla (rys. 7.3a) lub jego wersje uproszczone (zastąpienie diody D_{EB} źródłem napięciowym ϕ_B , a diody D_{CB} źródłem prądowym I_{CBO} lub I_{CEO}).



Rys. 7.3. Modele tranzystorów bipolarnych stosowane w analizie stałoprądowej: a) model Ebersa-Molla dla zakresu aktywnego normalnego; b), c) dwie równoważne wersje uproszczone modelu Ebersa-Molla

Na zmiany punktu pracy tranzystora mają wpływ zmiany temperatury oraz rozrzut parametrów poszczególnych egzemplarzy tranzystorów.

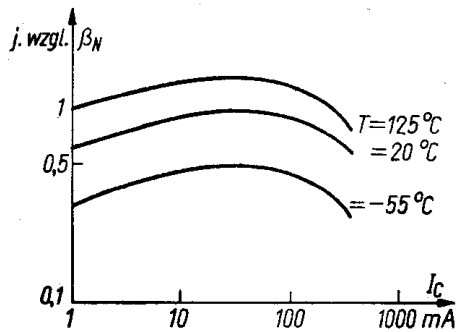
a). Wpływ temperatury na właściwości tranzystora bipolarnego

Wszystkie charakterystyki i parametry końcowkowe tranzystora zmieniają się w funkcji temperatury. Parametry fizyczne podlegające zmianom z temperaturą, to:

- koncentracja nośników samoistnych $n_i \approx \exp(-W_g / 2kT)$,
- ruchliwość nośników $\mu \approx T^{-a}$,
- współczynnik dyfuzji $D \approx T^{(1-a)}$,
- czas życia nośników $\tau_r \approx T^b$,
- potencjał Fermiego $\phi_F(T) = \phi_F(T_0) - cT$

W tranzystorach bipolarnych zmiany temperatury dotyczą:

- prądu zerowego I_{CBO} – jak dla złącza $p-n$, zmiana wykładnicza gdyż n_i ; rośnie 2-krotnie przy wzroście temperatury o 10°C ,
- napięcia U_{EB} dla $I_E = \text{const}$ – jak dla złącza $p-n$; dryft napięcia $U_{EB} = -2\text{mV}/1^\circ\text{C}$,
- współczynnika wzmocnienia prądowego α lub β - zależy od temperatury poprzez czas życia nośników i współczynnik dyfuzji, zwykle decyduje τ_r , stąd α , β rosną z temperaturą, co może spowodować uszkodzenie tranzystora wskutek niestabilności cieplnej, (gdy nie ma odpowiedniego ograniczenia prądu w układzie).



Rys. A.1.
Typowy wykres $\beta_N(I_C)$ dla trzech różnych temperatur

b). Układy polaryzacji tranzystorów bipolarnych

Na podstawie schematu zastępczego z rys. 7.3c:

$$I_C = \beta_N I_B + I_{CEO} = \beta_N I_B + (\beta_N + 1) I_{CBO} = \alpha_N I_E + I_{CBO}$$

Prąd kolektora jest funkcją:

$$I_C = f(\beta_N, I_{CBO}, I_B) \text{ (w układach WE i WC); } I_B = f(\phi_B),$$

$$I_C = f(\alpha_N, I_{CBO}, I_E) \text{ (w układach WB); } I_E = f(\phi_B),$$

β_N, I_{CBO}, ϕ_B - zależa od temperatury

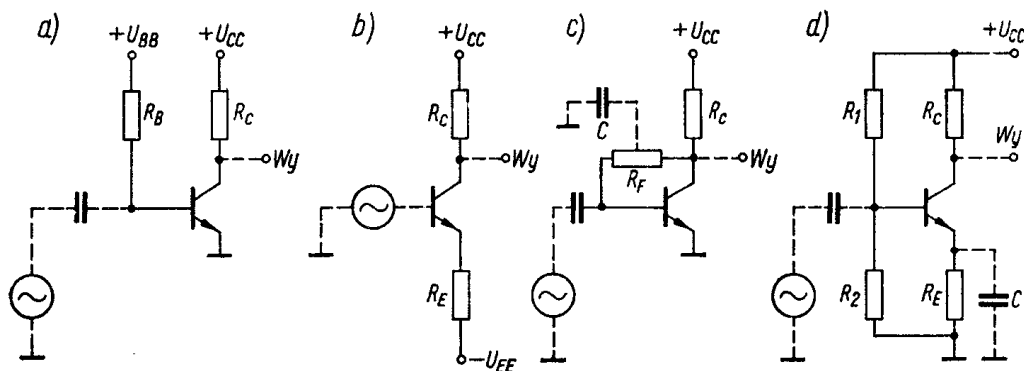
Dla małych przyrostów składowych, przyrost prądu kolektora można zapisać:

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_N} d\beta_N + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} dI_{CBO} + \frac{\partial I_C}{\partial \phi_B} d\phi_B; \text{ współczynniki stabilizacji są:}$$

$$S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_N} | I_{CBO}, \phi_B; S_i = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} | \beta_N, \phi_B; S_u = \frac{\partial I_C}{\partial \phi_B} | \beta_N, I_{CBO}$$

Im mniejsze wartości S_β, S_i, S_u , tym lepsza stałość prądu kolektora.

Cztery podstawowe układy polaryzacji tranzystorów bipolarnych:



Rys. 7.4. Cztery podstawowe układy polaryzacji tranzystorów bipolarnych: a) polaryzacja stałym prądem bazy; b) polaryzacja stałym prądem emitera; c) polaryzacja w pętli napięciowego sprzężenia zwrotnego; d) polaryzacja mieszana

- polaryzacja stałym prądem bazy (rys. 7.4a),
- polaryzacja stałym prądem emitera (rys. 7.4b),
- polaryzacja w pętli napięciowego sprzężenia zwrotnego (rys. 7.4c),
- polaryzacja mieszana (rys. 7.4d)

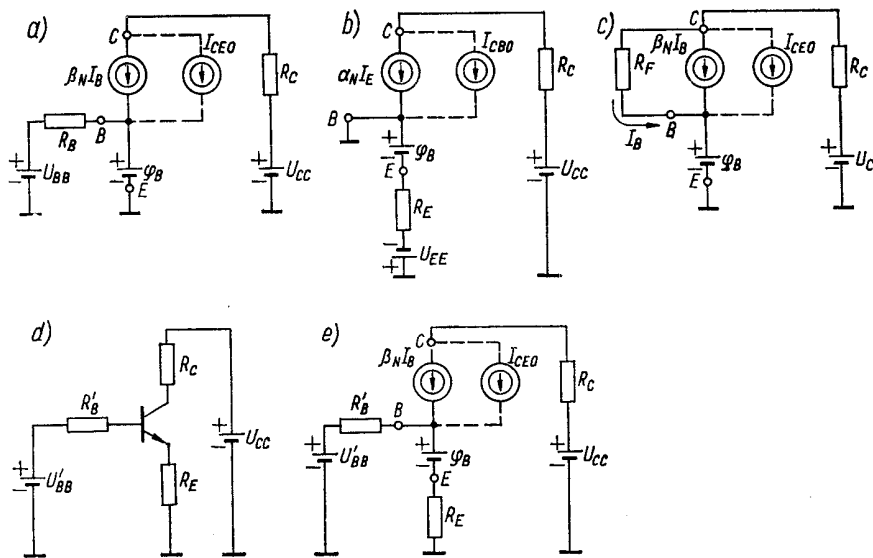
A. Polaryzacja stały prądem bazy – rys. 7.4a

$$I_B = (U_{BB} - \phi_B) / R_B; I_C = \beta_N I_B + (\beta_N + 1) I_{CBO}, \text{ stad :}$$

$$S_\beta = (U_{BB} - \phi_B) / R_B + I_{CBO}; S_i = (\beta_N + 1) \approx \beta_N; S_u = -\beta_N / R_B$$

W tym układzie projektant nie ma możliwości optymalizacji wartości elementów obwodu polaryzacji (U_{BB} , R_B) gdyż z zadanego punktu pracy (I_C , U_{CE}) wynika określona wartość $I_B \approx U_{BB} / R_B$. Zwiększenie U_{BB} i R_B w jednakowych proporcjach nie zmienia współczynników S_β i S_i , zaś zmniejsza S_u . Wartości wszystkich trzech współczynników stabilizacji są bardzo duże – punkt pracy bardzo niestabilny.

B. Polaryzacja stałym prądem emitera – rys. 7.4b



Rys. 7.5. Schematy zastępcze układów polaryzacji przedstawionych na rys. 7.4: a) dla układu polaryzacji stałym prądem bazy; b) dla układu polaryzacji stałym prądem emitera; c) dla układu polaryzacji w pętli napięciowego sprzężenia zwrotnego; d), e) dla układu polaryzacji mieszanej

$$I_E = (U_{EE} - \phi_B) / R_E; I_C = \beta_N (U_{EE} - \phi_B) / (\beta_N + 1) R_E + I_{CBO}; \text{ stad}$$

$$S_\beta = (U_{EE} - \phi_B) / (\beta_N + 1)^2 R_E \approx U_{EE} / \beta_N^2 R_E$$

$$S_i = 1; S_u = -\beta_N / (\beta_N + 1) R_E \approx -1 / R_E$$

Wszystkie współczynniki stabilizacji mają znacznie mniejsze wartości niż w przypadku poprzednim.

C. Polaryzacja w pętli napięciowego sprzężenia zwrotnego

Prąd bazy płynie przez rezystor R_F włączony w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego napięciowego. Sprzężenie zwrotne działa stabilizująco na wartość napięcia U_{CE} (polaryzacja stałym napięciem U_{CE}).

$$I_B = [I_C - (\beta_N + 1)I_{CBO}] / \beta_N$$

$$I_C = \frac{\beta_N(U_{CC} - \phi_E) + I_{CBO}(\beta_N + 1)(R_C + R_F)}{R_F + (\beta_N + 1)R_C},$$

$$S_\beta = I_C R_F / [(\beta_N + 1)(R_F + R_C)]; S_i = (\beta_N + 1)(R_C + R_F) / [(\beta_N + 1)R_C + R_F];$$

$$S_u = -\beta_N / [(\beta_N + 1)R_C + R_F]$$

Sprężenie zwrotne jest tym silniejsze i stabilność lepsza, im mniejsza jest wartość rezystora R_F . Dla $R_F \rightarrow 0$:

$$S_\beta = 0, S_i = 1, S_u = -1/R_C$$

D. Polaryzacja mieszana

Punkt pracy ustalany jest częściowo prądem bazy, a częściowo również prądem emitera. Źródło U_{BB} zastąpione jest dzielnikiem napięcia (R_1, R_2) zasilanym ze źródła U_{CC} , a rezystor R_E powoduje ujemne sprzężenie zwrotne prądowe.

$$I_B = \frac{U'_{BB} - \phi_B - I_{CEO}R_E}{R'_B + (\beta_N + 1)R_E}, I_C = \frac{\beta_N(U'_{BB} - \phi_B) + I_{CBO}(\beta_N + 1)(R'_B + R_E)}{R'_B + (\beta_N + 1)R_E}$$

$$S_\beta = I_C R'_B / [(\beta_N + 1)(R'_B + R_E)], S_i = (\beta_N + 1)(R'_B + R_E) / [(\beta_N + 1)R_E + R'_B]$$

$$S_u = -\beta_N / [(\beta_N + 1)R_E + R'_B]$$

Stabilność poprawia się, gdy $R'_B \rightarrow 0, R_E \rightarrow \infty$. W granicznym przypadku:

$$S_\beta = 0, S_i = 1, S_u = 0.$$

W praktyce nie można tego zrealizować, gdyż nie można nieograniczenie zmniejszać R'_B (wzrasta pobór prądu dzielnika oraz silnie bocznikowany jest sygnał wejściowy); nie można też nieograniczenie zwiększać R_E (nieograniczenie rośnie wymagana wartość napięcia zasilania).