Podstawowe układy pracy tranzystora bipolarnego

4

Ćwiczenie opracował Jacek Jakusz

1. Wstęp

Ćwiczenie umożliwia pomiar i porównanie parametrów podstawowych konfiguracji pracy tranzystora bipolarnego. Są to kolejno:

A - układ wspólnego emitera (CE),
B - układ wspólnego emitera z niebocznikowaną rezystancją w emiterze (CE-RE),
C - układ wspólnego kolektora (CC), tzw. wtórnik emiterowy,
D - układ wspólnej bazy (CB).

Poszczególne konfiguracje wybiera się przy pomocy przełącznika obrotowego, który poprzez przekaźniki przełącza układy. Poszczególne układy wykonane są w ten sposób by zapewniały identyczne warunki zasilania tranzystorów. Różnice pomiędzy parametrami wzmacniaczy wynikają więc głównie z różnych konfiguracji pracy tranzystora, co umożliwia jakościowe porównanie układów. Dla uniezależnienia się od parametrów przyrządów pomiarowych oraz jakości połączeń, każdy ze wzmacniaczy ma wbudowany wejściowy i wyjściowy bufor o wzmocnieniu jednostkowym.

W ramach ćwiczenia wykonuje się pomiary: wzmocnienia w środku pasma przepustowego, rezystancji wejściowej oraz wyjściowej, dolnej oraz górnej 3dB-owej częstotliwości granicznej a także amplitudowej charakterystyki częstotliwościowej poza pasmem przepustowym wzmacniacza.

Przed przystąpieniem do ćwiczenia należy zapoznać się z teorią dotyczącą pracy tranzystora bipolarnego jako wzmacniacza liniowego (zamieszczona jest ona w niniejszym opracowaniu). Prowadzący ma obowiązek sprawdzić przygotowanie do ćwiczenia.

2. Pomiary

Dla każdego z układów A, B, C i D:

a) zmierzyć dolną i górną 3-decybelową częstotliwość graniczną (f_{L3dB}, f_{H3dB}). Pomiar należy wykonać w następujący sposób:
- ustawić wartość skuteczną napięcia sygnału wejściowego dla układu: A<1.5mV, B<10mV, C<300mV, D<6mV)
- znaleźć częstotliwość generatora, dla której napięcie wyjściowe badanego układu v_O osiąga wartość maksymalną,
- ustalić wartość napięcia wejściowego w ten sposób, aby na wyjściu badanego układu uzyskać 300mV,
- zmniejszać (dla pomiaru częstotliwości granicznej dolnej) lub zwiększać (dla pomiaru częstotliwości granicznej górnej) częstotliwość sygnału wejściowego aż do uzyskania napięcia wyjściowego równego $300mV/\sqrt{2} \approx 212mV$, uzyskana wartość jest odpowiednią częstotliwością graniczną.

b) Określić częstotliwość środkową $f_0 = \sqrt{f_{L3dB} \cdot f_{H3dB}}$ i zmierzyć wzmocnienie w środku pasma v_O/v_S.

c) Zmierzyć rezystancję wejściową (sygnał wejściowy o częstotliwości ok. 50kHz, amplituda j.w.) -patrz opis w części teoretycznej.

d) zmierzyć rezystancję wyjściową (sygnał wejściowy o częstotliwości ok. 50kHz, amplituda j.w.) - patrz opis w części teoretycznej.

f) zmierzyć amplitudową charakterystykę częstotliwościową w zakresie od 40Hz do f_{L3dB} oraz od f_{H3dB} do 2MHz w rastrze częstotliwości 1, 2, 4, 7, 10 (tj. np. dla 10Hz, 20Hz, 40Hz, 70Hz, 100Hz, ...). Zmierzoną charakterystykę należy nanieść na wykresie. Oś pionowa powinna być wzmocnieniem wyrażonym w mierze logarytmicznej tj. $20\log_{10}|v_0 / v_{in}|$, oś pozioma (częstotliwość sygnału pomiarowego) powinna być logarytmiczna.

Przykłady tabel pomiarowych

	CE	CE-RE	CC	CB
v_0/v_{in} [V/V]				
R_{in} [kΩ]				
R_{out} [kΩ]				
f_{3dBL} [Hz]				
f_{3dBH} [kHz]				

f [Hz]	40	70	...	f_{L3dB}	f_0	f_{L3dB}	...	1M	2M
v_O/v_{in}									

3. Opracowanie wyników

Dla układów CE, CE-RE, CC i CB należy obliczyć teoretycznie:
- punkty pracy tranzystorów,
- wzmocnienie małosygnałowe v_O/v_{in},
- częstotliwości 3-decybelowe górne i dolne,
- rezystancję wejściową i wyjściową.

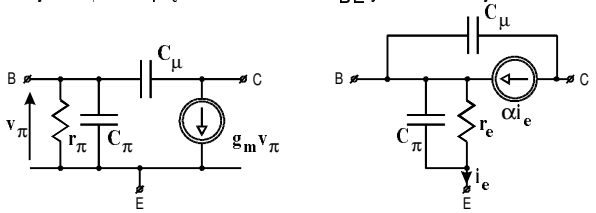
Wyniki obliczeń należy umieścić w ten sposób aby można było łatwo porównać z pomiarami np. we wspólnej tabeli. Dla każdego z układów narysować zmierzone charakterystyki częstotliwościowe modułu wzmocnienia a następnie nanieść na nie wyniki obliczeń (tj. wzmocnienie w środku pasma i częstotliwości graniczne górną i dolną). Zamieścić własne wnioski i spostrzeżenia. Porównać układy pomiędzy sobą, a także skomentować zgodność obliczeń z pomiarami.

4. Teoria

W ćwiczeniu wykonane są cztery wzmacniacze oznaczone literami A-D Wszystkie układy posiadają wbudowane bufory wejściowy i wyjściowy. Bufory te są identyczne a ich parametry przedstawia poniższa tabela:

Parametr	Jednostki	Wartość
Wzmocnienie	V/V	1
Rezystancja wejściowa R_{BUF}	MΩ	1
Rezystancja wyjściowa R_{0BUF}	Ω	≈0
Pojemność wejściowa C_{BUF}	pF	20
Częstotliwość graniczna	MHz	4

Dla każdego tranzystora z układów A-D, punkty pracy należy wyznaczyć przy założeniu, że prąd stały bazy I_B jest pomijalnie mały oraz, że napięcie baza-emiter V_{BE} jest stałe i wynosi 0.7V



Rys. 1. Małosygnałowe schematy zastępcze typu π i typu T tranzystora bipolarnego.

W analizie małosygnałowej należy przyjąć V_T=25mV. Dane tranzystora BC237: β=160, C_μ=4.5pF, f_T=150MHz.

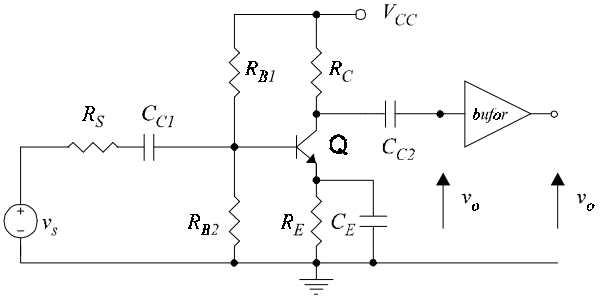
Parametry modelu małosygnałowego:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \qquad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \qquad \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \qquad r_e = \frac{r_\pi}{\beta+1}$$

$$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi \cdot f_T} - C_\mu$$

4.1 Układ A:

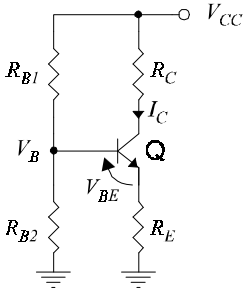
Jest to wzmacniacz w konfiguracji wspólnego emitera (CE).



Rys. 2. Schemat wzmacniacza w konfiguracji wspólnego emitera (CE).

4.1.1 Punkt pracy

liczony jest przy zaniedbaniu prądu bazy:



Rys. 3. Schemat obwodu do liczenia punktu pracy.

$$V_B = V_{CC}\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \tag{1}$$

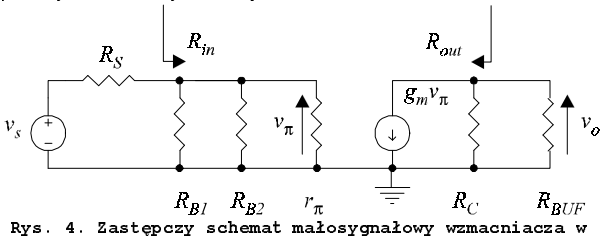
$$I_C \approx \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \tag{2}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)\, I_C \tag{3}$$

4.1.2 Analiza małosygnałowa:

Środek pasma:

Zastępczy schemat małosygnałowy w zakresie średnich częstotliwości (w paśmie przepustowym) jest tworzony przy założeniu, że pojemności sprzęgające i bocznikujące stanowią zwarcie dla sygnałów zmiennych, natomiast pojemności pasożytnicze tranzystora są rozwarciem.



Rys. 4. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CE z rys. 2 dla zakresu częstotliwości średnich.

$$R_{in} = R_{B1} \| R_{B2} \| r_\pi \tag{4}$$

$$R_{out} = R_C \tag{5}$$

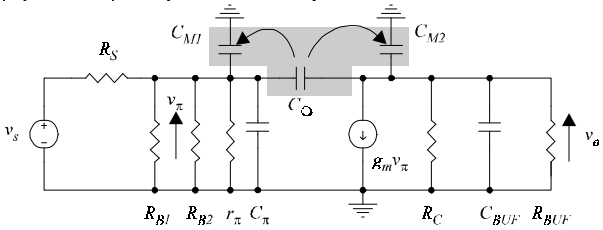
$$v_0 = -g_m v_\pi (R_C \| R_{BUF}) \tag{6}$$

$$v_\pi = v_s \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \tag{7}$$

$$\boxed{\frac{v_0}{v_s} = -\frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} g_m (R_C \| R_{BUF})} \tag{8}$$

Wysokie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna górna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami pasożytniczymi tranzystora. Stałe te liczy się dla danej pojemności pasożytniczej przy założeniu, że pozostałe pojemności pasożytnicze stanowią rozwarcie.



Rys. 5. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CE z rys. 2 dla wyznaczenia górnej częstotliwości granicznej.

stałe czasowe:

korzystając z tw. Millera można zamienić pojemność C_μ tranzystora na pojemności C_{M1} i C_{M2}.

$$K = \frac{v_0}{v_\pi} = -g_m R_C \| R_{BUF} \tag{9}$$

$$C_{M1} = C_\mu (1 - K) \tag{10}$$

$$C_{M2} = C_\mu \left(1 - \frac{1}{K}\right) \tag{11}$$

Następnie wyznaczamy stałe czasowe związane z poszczególnymi pojemnościami:

$$\tau_{H1} = (C_{M1} + C_\pi)(R_S \| R_{in}) \tag{12}$$

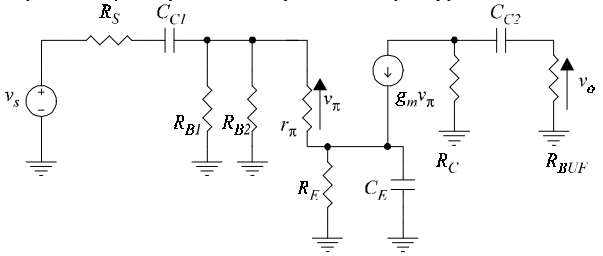
$$\tau_{H2} = (C_{M2} + C_{BUF})(R_C \| R_{BUF}) \tag{13}$$

Przybliżona wartość górnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$\boxed{f_{H3dB} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (\tau_{H1} + \tau_{H2})}} \tag{14}$$

Niskie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna dolna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami sprzęgającymi lub bocznikującymi (licząc stałe czasowe dla każdej z pojemności, pozostałe należy traktować jako zwarcie). Pojemności pasożytnicze tranzystora traktuje się jako rozwarcia.



Rys. 6. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CE z rys. 2 dla wyznaczenia dolnej częstotliwości granicznej.

Korzystając z powyższego schematu zastępczego poszczególne stałe czasowe są równe:

$$\tau_{L1} = C_{C1}(R_S + R_{in}) \tag{15}$$

$$\tau_{L2} = \frac{C_{CE} R_E}{1 + g_m R_E} \tag{16}$$

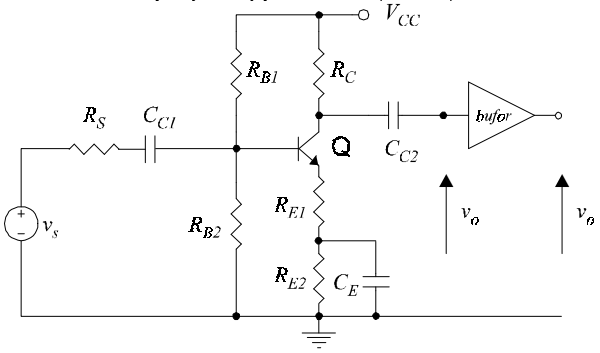
$$\tau_{L3} = C_{C2}(R_C + R_{BUF}) \tag{17}$$

Przybliżona wartość dolnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$f_{L3dB} \approx \frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{\tau_{L1}}+\frac{1}{\tau_{L2}}+\frac{1}{\tau_{L3}}\right) \quad (18)$$

4.2 Układ B:

Jest to wzmacniacz w konfiguracji wspólnego emitera z niebocznikowaną rezystancją w emiterze (CE-RE).



Rys. 7. Schemat wzmacniacza w konfiguracji wspólnego emitera (CE).

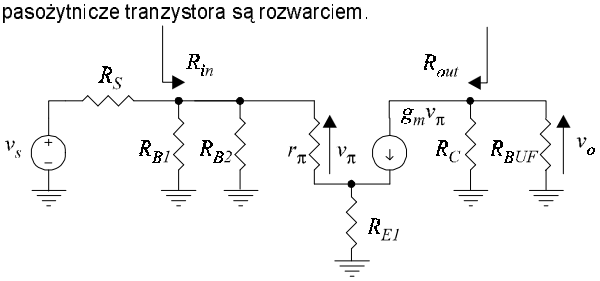
4.2.1 Punkt pracy

liczony tak jak dla układu A (we wzorach na I_C i V_{CE} zamiast R_E jest suma $R_{E1}+R_{E2}$)

4.2.2 Analiza małosygnałowa:

Środek pasma:

Zastępczy schemat małosygnałowy w zakresie średnich częstotliwości (w paśmie przepustowym) jest tworzony przy założeniu, że pojemności sprzęgające i bocznikujące stanowią zwarcie dla sygnałów zmiennych, natomiast pojemności pasożytnicze tranzystora są rozwarciem.



Rys. 8. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CE-RE z rys. 7 dla zakresu częstotliwości średnich.

$$R_{in} = R_{B1} \| R_{B2} \| (r_\pi + (\beta+1) R_{E1}) \quad (19)$$

$$R_{out} = R_C \quad (20)$$

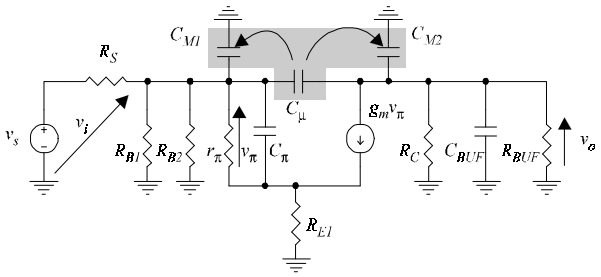
$$v_0 = -g_m v_\pi (R_C \| R_{BUF}) \quad (21)$$

$$v_\pi = v_s \cdot \frac{R_{in}}{R_{in}+R_S} \cdot \frac{r_\pi}{r_\pi + (\beta+1) R_{E1}} \quad (22)$$

$$\frac{v_0}{v_s} = -\frac{R_{in}}{R_{in}+R_S} \cdot \frac{r_\pi}{r_\pi + (\beta+1) R_{E1}} \cdot g_m (R_c \| R_{BUF}) \quad (23)$$

Wysokie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna górna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami pasożytniczymi tranzystora. Stałe te liczy się dla danej pojemności pasożytniczej przy założeniu, że pozostałe pojemności pasożytnicze stanowią rozwarcie.



Rys. 9. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CE-RE z rys. 7 dla wyznaczenia górnej częstotliwości granicznej.

stałe czasowe:

korzystając z tw. Millera można zamienić pojemnosc C_μ tranzystora na pojemności C_{M1} i C_{M2}.

$$K = -\frac{\alpha \cdot R_C \| R_{BUF}}{r_e + R_{E1}} \quad (24)$$

$$C_{M1} = C_\mu (1-K) \quad (25)$$

$$C_{M2} = C_\mu \left(1-\frac{1}{K}\right) \quad (26)$$

Następnie wyznaczamy stałe czasowe związane z poszczególnymi pojemnościami:

$$\tau_{H1} = C_{M1} (R_S \| R_{in}) \quad (27)$$

$$\tau_{H2} = C_\mu \left(r_\pi \| \frac{R_{E1} + R_S \| R_{B1} \| R_{B2}}{1+g_m R_{E1}} \right) \quad (28)$$

$$\tau_{H3} = (C_{M2} + C_{BUF})(R_C \| R_{BUF}) \quad (29)$$

Przybliżona wartość górnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$f_{H3dB} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (\tau_{H1} + \tau_{H2} + \tau_{H3})} \quad (30)$$

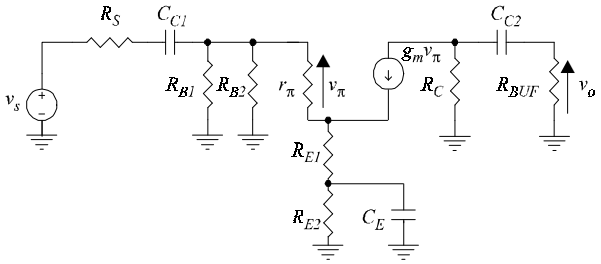
Niskie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna dolna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami sprzęgającymi lub bocznikującymi (licząc stałe czasowe dla każdej z pojemności, pozostałe należy traktować jako zwarcie). Pojemności pasożytnicze tranzystora traktuje się jako rozwarcia. Korzystając ze schematu zastępczego z rys. 10, poszczególne stałe czasowe są równe:

$$\tau_{L1} = C_{C1} (R_S + R_{in}) \quad (31)$$

$$\tau_{L2} = C_{CE} \left(R_{E2} \left\| \left(R_{E1} + \frac{r_\pi + R_{B1} \| R_{B2} \| R_S}{\beta+1} \right) \right. \right) \quad (32)$$

$$\tau_{L3} = C_{C2} (R_C + R_{BURF}) \quad (33)$$



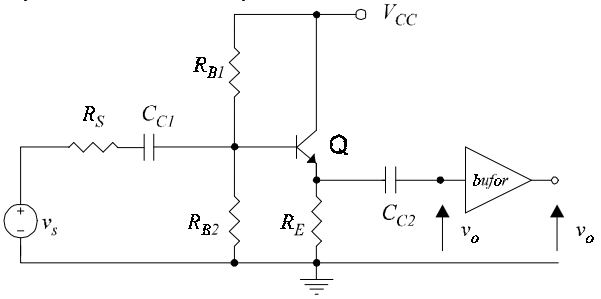
Rys. 10. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CE-RE z rys. 7 dla wyznaczenia dolnej częstotliwości granicznej.

Przybliżona wartość dolnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$f_{L3dB} \approx \frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{\tau_{L1}}+\frac{1}{\tau_{L2}}+\frac{1}{\tau_{L3}}\right) \quad (34)$$

4.3 Układ C:

Jest to wzmacniacz w konfiguracji wspólnego kolektora (CC), czyli tzw. wtórnik emiterowy.



Rys. 11. Schemat wzmacniacza w konfiguracji wspólnego kolektora (CC).

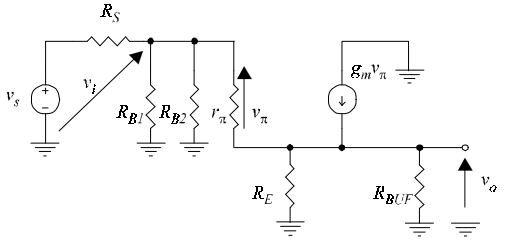
4.3.1 Punkt pracy

liczony tak jak dla układu A.

4.3.2 Analiza małosygnałowa

Środek pasma:

Zastępczy schemat małosygnałowy w zakresie średnich częstotliwości (w paśmie przepustowym) jest tworzony przy założeniu, że pojemności sprzęgające i bocznikujące stanowią zwarcie dla sygnałów zmiennych, natomiast pojemności pasożytnicze tranzystora są rozwarciem.



Rys. 12. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CC z rys. 11 dla zakresu częstotliwości średnich.

$$R_{in} = R_{B1} || R_{B2} || \left(r_\pi + (\beta+1)(R_E || R_{BUF}) \right) \tag{35}$$

$$R_{out} = R_E || \left(\frac{r_\pi + R_S || R_{B1} || R_{B2}}{\beta+1} \right) \tag{36}$$

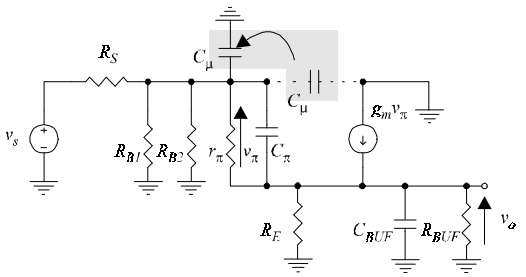
$$v_0 = v_i \cdot \frac{(\beta+1)(R_E || R_{BUF})}{r_\pi + (\beta+1)(R_E || R_{BUF})} \tag{37}$$

$$v_i = v_s \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \tag{38}$$

$$\boxed{\frac{v_0}{v_s} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \cdot \frac{(\beta+1)(R_E || R_{BUF})}{r_\pi + (\beta+1)(R_E || R_{BUF})}} \tag{39}$$

Wysokie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna górna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami pasożytniczymi tranzystora. Stałe te liczy się dla danej pojemności pasożytniczej przy założeniu, że pozostałe pojemności pasożytnicze stanowią rozwarcie.



Rys. 13. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CC z rys. 11 dla wyznaczenia górnej częstotliwości granicznej.

W układzie CC nie występuje pojemność Millera!

stałe czasowe:

$$\tau_{H1} = C_\mu (R_S || R_{in}) \tag{40}$$

$$\tau_{H2} = C_\pi \left(r_\pi || \frac{R_E || R_{BUF} + R_S || R_{B1} || R_{B2}}{1 + g_m (R_E || R_L)} \right) \tag{41}$$

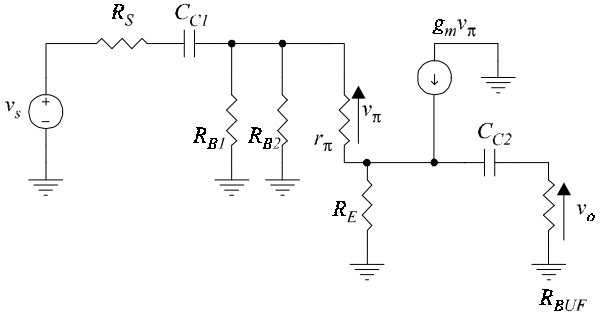
$$\tau_{H3} = C_{BUF} \left(R_{BUF} || R_{out} \right) \tag{42}$$

Przybliżona wartość górnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$\boxed{f_{H3dB} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (\tau_{H1} + \tau_{H2} + \tau_{H3})}} \tag{43}$$

Niskie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna dolna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami sprzęgającymi lub bocznikującymi (licząc stałe czasowe dla każdej z pojemności, pozostałe należy traktować jako zwarcie). Pojemności pasożytnicze tranzystora traktuje się jako rozwarcia.



Rys. 14. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CC z rys. 11 dla wyznaczenia dolnej częstotliwości granicznej.

Korzystając z powyższego schematu zastępczego poszczególne stałe czasowe są równe:

$$\tau_{L1} = C_{C1} (R_S + R_{in}) \tag{44}$$

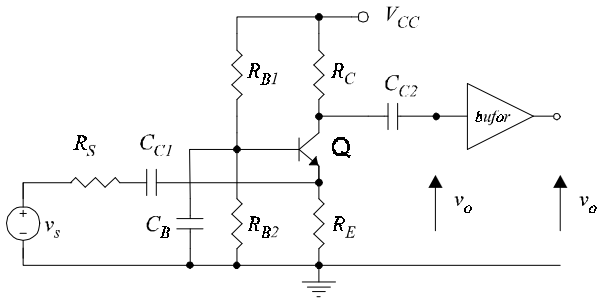
$$\tau_{L2} = C_{C2} (R_{out} + R_{BUF}) \tag{45}$$

Przybliżona wartość dolnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$\boxed{f_{L3dB} \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{L1}} + \frac{1}{\tau_{L2}} \right)} \tag{46}$$

4.4 Układ D:

Jest to wzmacniacz w konfiguracji wspólnej bazy (CB).



Rys. 15 Schemat wzmacniacza w konfiguracji wspólnej bazy (CB).

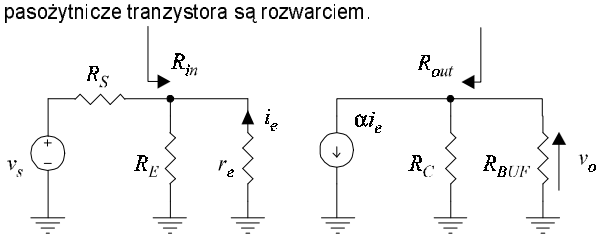
4.4.1 Punkt pracy

liczony tak jak dla układu A.

4.4.2 Analiza małosygnałowa

Środek pasma:

Zastępczy schemat małosygnałowy w zakresie średnich częstotliwości (w paśmie przepustowym) jest tworzony przy założeniu, że pojemności sprzęgające i bocznikujące stanowią zwarcie dla sygnałów zmiennych, natomiast pojemności pasożytnicze tranzystora są rozwarciem.



Rys. 16. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CB z rys. 15 dla zakresu częstotliwości średnich.

$$R_{in} = R_E || r_e \tag{47}$$

$$R_{out} = R_C \tag{48}$$

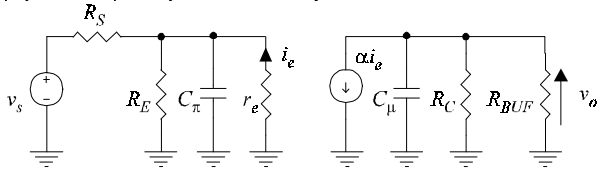
$$v_0 = -\alpha \cdot i_e (R_C || R_{BUF}) \tag{49}$$

$$i_e = -\frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \cdot \frac{1}{r_e} \cdot v_s \tag{50}$$

$$\boxed{\frac{v_0}{v_s} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \cdot \frac{\alpha}{r_e} \cdot (R_C || R_{BUF})} \tag{51}$$

Wysokie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna górna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami pasożytniczymi tranzystora. Stałe te liczy się dla danej pojemności pasożytniczej przy założeniu, że pozostałe pojemności pasożytnicze stanowią rozwarcie.



Rys. 17. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CB z rys. 15 dla wyznaczenia górnej częstotliwości granicznej.

Dla w.cz. nie ma efektu multiplikacji pojemności (efekt MIIlera) stałe czasowe:

$$\tau_{H1} = C_\pi (R_S || R_E || r_e) \tag{52}$$

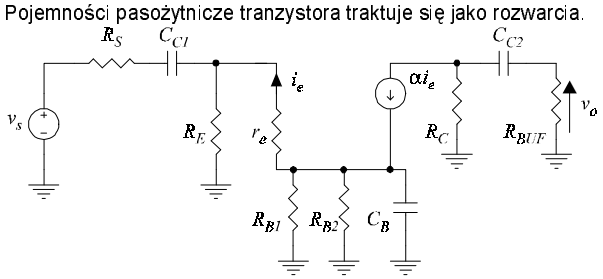
$$\tau_{H2} = (C_\mu + C_{BUF}) \cdot (R_C || R_{BUF}) \tag{53}$$

Przybliżona wartość górnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$\boxed{f_{H3dB} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (\tau_{H1} + \tau_{H2})}} \tag{54}$$

Niskie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna dolna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami sprzęgającymi lub bocznikującymi (licząc stałe czasowe dla każdej z pojemności, pozostałe należy traktować jako zwarcie). Pojemności pasożytnicze tranzystora traktuje się jako rozwarcia.



Rys. 18. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza w układzie CB z rys. 15 dla wyznaczenia dolnej częstotliwości granicznej.

Korzystając z powyższego schematu zastępczego poszczególne stałe czasowe są równe:

$$\tau_{I1} = C_{C1}(R_S + R_{in}) \tag{55}$$

$$\tau_{I2} = C_B \left[R_{B1} || R_{B2} || \left((r_e + R_E || R_S) \cdot (\beta + 1) \right) \right] \tag{56}$$

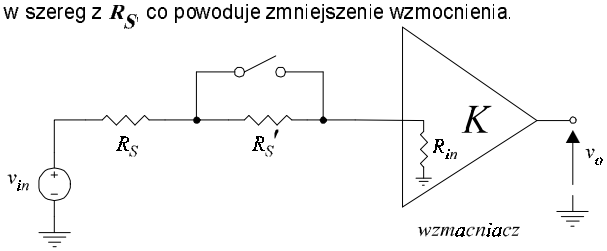
$$\tau_{I3} = C_{C2}(R_C + R_{BUF}) \tag{57}$$

Przybliżona wartość dolnej częstotliwości granicznej jest określona wzorem:

$$\boxed{f_{I3dB} \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{I1}} + \frac{1}{\tau_{I2}} + \frac{1}{\tau_{I3}} \right)} \tag{58}$$

4.5 Pomiar rezystancji wejściowej wzmacniaczy

Rezystancję wejściową mierzy się wykorzystując dodatkowy rezystor R_S' włączony szeregowo z rezystancją wewnętrzną generatora R_S. Podczas normalnej pracy jest on zwierany przełącznikiem umieszczonym na płycie czołowej. Po naciśnięciu przycisku oznaczonego $\boxed{R_{in}}$ następuje dołączenie rezystora R_S' w szereg z R_S, co powoduje zmniejszenie wzmocnienia.



Rys. 19. Metoda pomiaru rezystancji wejściowej wzmacniacza.

Oznaczając jako v_0 oraz v_0' odpowiednio napięcia wyjściowe przy zwartym i rozwartym rezystorze R_S' otrzymujemy:

$$v_0 = K \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \cdot v_{in} \tag{59}$$

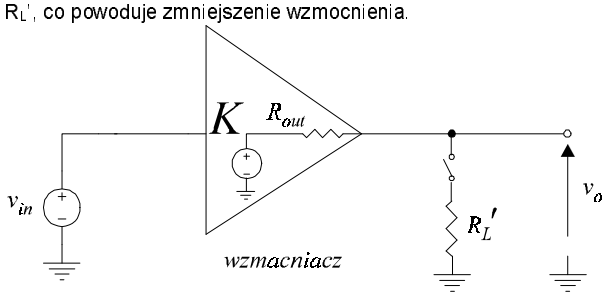
$$v_0' = K \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S + R_S'} \cdot v_{in} \tag{60}$$

$$\frac{v_0}{v_0'} = \frac{R_{in} + R_S + R_S'}{R_{in} + R_S} \tag{61}$$

$$\boxed{R_{in} = \frac{v_0'}{v_0 - v_0'} \cdot R_S' - R_S} \tag{62}$$

4.6 Pomiar rezystancji wyjściowej wzmacniaczy

Rezystancję wyjściową mierzy się wykorzystując dodatkowy rezystor R_L' włączany równolegle z rezystancją obciążenia R_L wzmacniacza, którą w badanych układach jest rezystancja wejściowa bufora R_{BUF}. Podczas normalnej pracy R_L' jest odłączony. W czasie pomiaru rezystancji dołącza się go przełącznikiem umieszczonym na płycie czołowej i oznaczonym $\boxed{R_{out}}$. Po naciśnięciu przycisku następuje dołączenie rezystora R_L', co powoduje zmniejszenie wzmocnienia.



Rys. 20. Metoda pomiaru rezystancji wyjściowej wzmacniacza.

Oznaczając jako v_0 oraz v_0' odpowiednio napięcia wyjściowe przy rozwartym i zwartym rezystorze otrzymujemy:

$$v_0 = K \cdot \frac{R_{BUF}}{R_{BUF} + R_{out}} \cdot v_{in} \tag{63}$$

$$v_{0'} = K \cdot \frac{R_{BUF} \| R_L'}{R_{BUF} \| R_L' + R_{out}} \cdot v_{in} \tag{64}$$

$$\frac{v_{0'}(R_{BUF} \| R_L' + R_{out})}{R_{BUF} \| R_L'} = \frac{v_0 (R_{BUF} + R_{out})}{R_{BUF}} \tag{65}$$

$$\boxed{R_{out} = \frac{R_{BUF} \cdot R_L'}{\frac{R_{BUF} \cdot v_0'}{v_0 - v_0'} - R_L'}} \tag{66}$$

4.7 Dane elementów w poszczególnych konfiguracjach układowych.

Parametr	Jednostki	CE	CE-RE	CC	CB
β	-	160	160	160	160
C_μ	pF	4.5	4.5	4.5	4.5
f_T	MHz	150	150	150	150
R_S	kΩ	1	1	1	0.1
$R_{S'}$	kΩ	1	1	1	1
C_{C1}	nF	68	68	68	68
R_{B1}	kΩ	43	43	43	43
R_{B2}	kΩ	22	22	22	22
C_B	µF	nie ma	nie ma	nie ma	47
R_C	kΩ	6.2	6.2	6.2	6.2
R_E	kΩ	3.13	nie ma	3.13	3.13
R_{E1}	kΩ	nie ma	0.16	nie ma	nie ma
R_{E2}	kΩ	nie ma	2.97	nie ma	nie ma
C_E	µF	100	100	100	100
C_{C2}	nF	100	100	100	100
R_{BUF}	MΩ	1	1	1	1
C_{BUF}	pF	20	20	20	20
$R_{L'}$	kΩ	4.7	4.7	4.7	4.7
V_{CC}	V	12	12	12	12

Literatura:

[1] Z. J. Staszak, J. Glinianowicz, D. Czarnecki "Materiały pomocnicze do przedmiotu Układy Elektroniczne Liniowe".

[2] A. Guziński, "Liniowe elektroniczne układy analogowe" WNT 1992.

[3] S. Soclof, "Zastosowania analogowych układów scalonych", WKŁ 1991.