

Ujemne sprzężenie zwrotne

6

Ćwiczenie opracował Jacek Jakusz

1. Wstęp

Ćwiczenie umożliwia pomiar i porównanie właściwości tego samego wzmacniacza pracującego w następujących konfiguracjach:

- A – wzmacniacz z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego,
- B – wzmacniacz z zamkniętą pętlą (1) sprzężenia zwrotnego.
- C – wzmacniacz z zamkniętą pętlą (2) sprzężenia zwrotnego.

Badany układ to dwustopniowy wzmacniacz, który tworzą dwa tranzystory bipolarne pracujące w konfiguracji wspólny emiter (CE). Wzmacniacz ten jest objęty ujemnym, napięciowo-szeregowym sprzężeniem zwrotnym. Pomiary układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego służą jako odniesienie.

W ramach ćwiczenia wykonuje się pomiary: wzmocnienia w środku pasma przepustowego, rezystancji wejściowej, dolnej oraz górnej 3-decybelowej częstotliwości granicznej. Poszczególne konfiguracje wybiera się przy pomocy przełącznika obrotowego, który poprzez przełączniki przełącza odpowiednie układy. Dla niezależnienia się od parametrów przyrządów pomiarowych oraz jakości połączeń, wzmacniacz ma wbudowany bufor o wzmocnieniu jednostkowym zarówno na wejściu jak i na wyjściu. Wszystkie pomiary (oprócz czułości) należy wykonać dla napięcia zasilania $V_{CC}=12V$.

Przed przystąpieniem do ćwiczenia należy zapoznać się z jego przebiegiem (podstawowe informacje zamieszczono w niniejszym opracowaniu). Prowadzący ma obowiązek sprawdzić przygotowanie do ćwiczenia.

2. Pomiary

Dla każdego z układów A, B, i C należy:

- a) Zmierzyć dolną i górną 3-decybelową częstotliwość graniczną (f_{L3dB} , f_{H3dB}). Pomiar należy wykonać w następujący sposób:

- dla częstotliwości sygnału wejściowego $f = 18kHz$ ustawić wartość skuteczną napięcia sygnału wejściowego v_s tak, aby na wyjściu badanego układu uzyskać wartość napięcia wyjściowego $v_{o_max} \approx 300 \div 500mV$, (początkowo przyjąć wartość v_s dla A $\approx 1,5mV$, dla B $\approx 16mV$, dla C $\approx 9mV$)
- zachowując stałą wartość napięcia wejściowego zmniejszać (dla pomiaru częstotliwości granicznej dolnej) lub zwiększać (dla pomiaru częstotliwości granicznej górnej) częstotliwość sygnału wejściowego aż do uzyskania napięcia wyjściowego równego $v_{o_max} / \sqrt{2}$ 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 18kHz, amplituda j.w.) – Rezystancję wejściową mierzy się wykorzystując dodatkowy rezystor R_S włączony szeregowo z rezystancją wewnętrzną generatora R_G . Należy nacisnąć przycisk R_{in} i zanotować napięcie wyjściowe. Dokładny opis pomiaru R_{in} znajduje się w części teoretycznej.

- d) Zmierzyć rezystancję wyjściową (sygnał wejściowy o częstotliwości 18kHz, amplituda j.w.) – Rezystancję wyjściową mierzy się wykorzystując dodatkowy rezystor R_L włączony równolegle z rezystancją obciążenia R_L

wzmacniacza. Należy nacisnąć przycisk R_{out} i zanotować napięcie wyjściowe. Dokładny opis pomiaru R_{out} znajduje się w części teoretycznej.

- e) Zmierzyć zniekształcenia nieliniowe dla $f = 18kHz$.

- f) Zmierzyć czułość wzmocnienia względem zmian napięcia zasilającego $S_{U_z}^A$ dla układów A, B i C. Przyjąć nominalne napięcie zasilające $V_{CC}=12V$, częstotliwość sygnału $f = 18kHz$.

- f) Zmierzyć amplitudową charakterystykę częstotliwościową w zakresie od 100Hz do 2MHz.

3. Opracowanie wyników

- 1) Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe nanieść na osobnych wykresach. Oś pionowa powinna być wzmocnieniem wyrażonym w mierze logarytmicznej tj. $20 \log |K_u|$, oś pozioma (częstotliwość) powinna być logarytmiczna.

Dla układów A, B i C obliczyć, na podstawie wzorów zamieszczonych w protokole:

- punkty pracy tranzystorów,
- wzmocnienie małosygnałowe K_u ,
- rezystancję wejściową i wyjściową,

Zamieścić własne wnioski i spostrzeżenia. Porównać układy pomiędzy sobą, a także skomentować zgodność obliczeń teoretycznych z pomiarami.

4. Teoria

4.1 Właściwości ujemnego sprzężenia zwrotnego

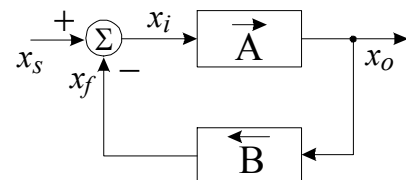
Zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego do układów wzmacniających powoduje:

- 1) stabilizację wzmocnienia – niezależnianie się od wpływu zmian wzmocnienia elementu aktywnego w pod wpływem temperatury, napięcia zasilającego itp.;
- 2) możliwość modyfikacji impedancji wejściowej i wyjściowej;
- 3) zmniejszenie zniekształceń nieliniowych;
- 4) poszerzenie pasma układu.

Wady ujemnego sprzężenia zwrotnego:

- zmniejszenie wzmocnienia
- możliwość wzbudzenia się układu

Schemat idealnego sprzężenia zwrotnego przedstawiono na rys. 1



Rys. 1. Schemat idealnego sprzężenia zwrotnego

Wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego:

$$A_f \equiv \frac{x_o}{x_s} = \frac{x_o}{x_i + x_f} = \frac{Ax_i}{x_i + ABx_i} = \frac{A}{1 + AB}$$

AB – wzmocnienie pętli

$1+AB=F$ – różnica zwrotna

2-2

Wpływ ujemnego sprzężenia zwrotnego na charakterystykę częstotliwościową liniowego wzmacniacza zostanie przeanalizowany na przykładzie

Założmy, że charakterystyka częstotliwościowa liniowego wzmacniacza bez sprzężenia jest postaci:

$$A(s) = \frac{A_M}{(1 + \omega_L/s)(1 + s/\omega_H)}$$

Wzmocnienie układu dla średnich pulsacji ($\omega_L \ll \omega \ll \omega_H$) wynosi A_M , a jego pasmo ograniczają dwie graniczne pulsacje (ω_L - dolna i ω_H - górna). Ponadto zakładamy, że charakterystyka członu sprzężenia zwrotnego B jest stała, niezależna od częstotliwości. Wówczas po zamknięciu pętli sprzężenia zwrotnego otrzymamy:

$$\text{wzmocnienie w środku pasma: } A_f = \frac{A_M}{1 + A_M B} = \frac{A_M}{F},$$

$$\text{dolną pulsację graniczną: } \omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{(1 + A_M B)} = \frac{\omega_L}{F},$$

$$\text{górną pulsację graniczną: } \omega_{Hf} = \omega_H (1 + A_M B) = \omega_H F.$$

Jak wynika z powyższych zależności ujemne sprzężenie zwrotne powoduje poszerzenie pasma wzmacniacza. Dla wzmacniacza opisanego funkcją jednobiegunową pole wzmocnienia (iloczyn wzmocnienia i pasma wzmacniacza) pozostaje nie zmienione.

Ważną właściwością ujemnego sprzężenia zwrotnego jest wpływ na czułość wzmocnienia przy zmianach napięcia zasilającego, temperatury itp..

Czułość wzmocnienia układu na zmianę napięcia zasilającego wyraża się wzorem:

$$S_{U_z}^A = \frac{\frac{dA}{A}}{\frac{dU_z}{U_z}} = \frac{dA}{dU_z} \frac{U_z}{A}$$

$$\text{dla skończonych przyrůstów } S_{U_z}^A = \frac{\Delta A}{\Delta U_z} \frac{U_z}{A}$$

Ważnym parametrem jest czułość wzmocnienia układu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym na zmianę wzmocnienia układu z otwartą pętlą sprzężenia. Wyraża się ona wzorem:

$$S_A^{A_f} = \frac{\frac{\Delta A_f}{A_f}}{\frac{\Delta A}{A}} = \frac{1}{1 + AB} = \frac{1}{F}$$

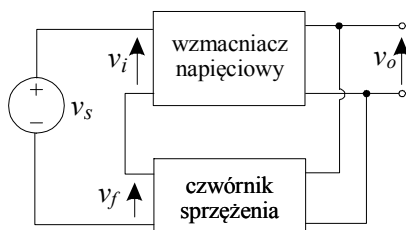
lub wzorem (przydatnym przy pomiarach)

$$S_A^{A_f} = \frac{S_{U_z}^{A_f}}{S_{U_z}^A}$$

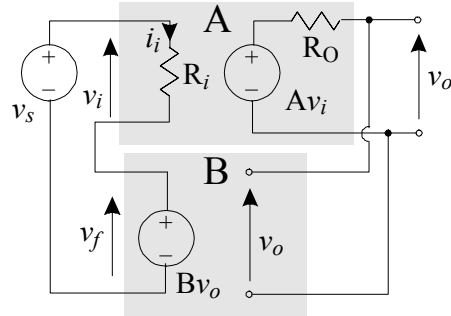
$$\text{ponieważ } \frac{\Delta A_f}{A_f} = S_{U_z}^{A_f} \frac{\Delta U_z}{U_z} \quad \frac{\Delta A}{A} = S_{U_z}^A \frac{\Delta U_z}{U_z}$$

W ćwiczeniu, w badanym wzmacniaczu zastosowano napięciowo-szeregowe ujemne sprzężenie zwrotne. Stąd też w dalszej części zostanie omówiony tylko ten rodzaj sprzężenia. Topologię sprzężenia przedstawia rys. 2. Dla tego rodzaju sprzężenia pobierane jest napięcie z wyjścia i podawane przez czwórnik sprzężenia zwrotnego na wejście (również napięcie) -szeregowo ze źródłem sygnału. W analizie przyjęto założenia:

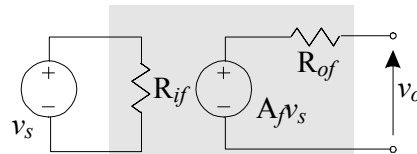
- układy A i B są unilateralne,
- układ A jest wzmacniaczem napięciowym o wzmocnieniu A, rezystancji wejściowej R_i i rezystancji wyjściowej R_o ,
- układ B o transmitancji napięciowej B nie obciąża układu A (tzn. podłączenie układu B nie zmienia wzmocnienia napięciowego układu $A = v_o/v_i$).



Rys. 2. Topologia sprzężenia napięciowo-szeregowego.



Rys. 3. Model wzmacniacza z napięciowo-szeregowym sprzężeniem zwrotnym.



Rys. 4. Model zastępczy wzmacniacza.

Wzmocnienie układu:

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + AB}$$

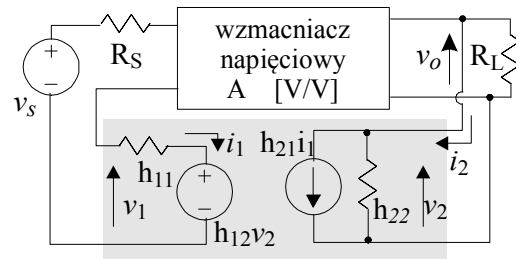
Rezystancja wejściowa:

$$R_{if} = R_i (1 + AB)$$

Rezystancja wyjściowa

$$R_{of} = \frac{R_o}{(1 + AB)}$$

W układzie rzeczywistym zazwyczaj czwórnik sprzężenia jest



Rys. 5. Model rzeczywistego wzmacniacza z napięciowo-szeregowym sprzężeniem zwrotnym.

pasywny (nie wzmacnia sygnału) i dlatego można bez większego błędu założyć:

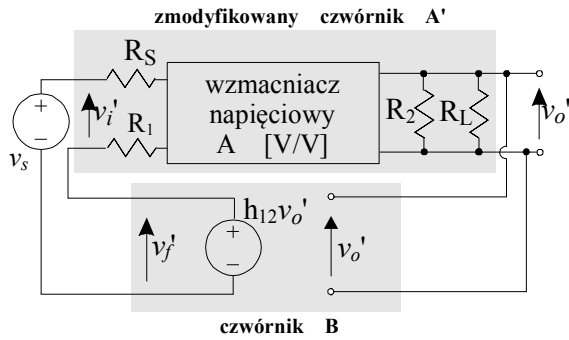
- transmitancja „w przód” czwórnika sprzężenia zwrotnego jest pomijalnie mała w porównaniu ze wzmocnieniem układu aktywnego A (tzn. $h_{21}=0$),
- transmitancja napięciowa czwórnika sprzężenia w kierunku zwrotnym: $B=h_{12}=v_1/v_o$ przy $i_1=0$.

Idealny czwórnik A należy uzupełnić o rezystancje wnoszone przez układ sprzężenia zwrotnego tj. o elementy h_{11} oraz $1/h_{22}$. Należy również włączyć do układu A rezystancje: źródła sygnału R_s i obciążenia R_L .

Po przekształceniu otrzymujemy:

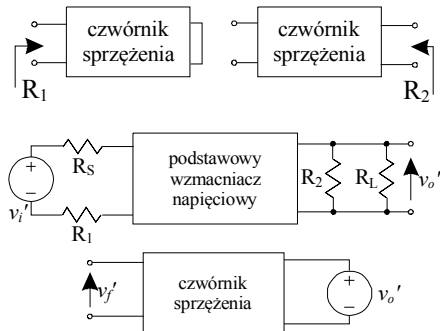
$$R_1 = h_{11} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{v_o=0} \quad R_2 = \frac{1}{h_{22}} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{i_1=0}$$

W ten sposób układ rzeczywisty został doprowadzony do struktury idealnej (z rys.3), w której zamiast czwórnika A wprowadzony został zmodyfikowany czwórnik A', uwzględniający wpływ czwórnika sprzężenia, rezystancji źródła sygnału R_s i rezystancji obciążenia R_L .



Rys. 6. Układ zmodyfikowany.

Podsumowanie transformacji układu rzeczywistego:

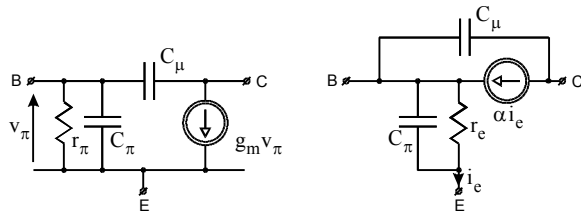


Rys. 6. Podsumowanie przekształceń.

$$A' = \frac{v_o'}{v_i'} \quad B = \frac{v_o'}{v_i'} \quad A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A'}{1 + A'B}$$

4.2. Analiza dwustopniowego wzmacniacza z napięciowo-szeregowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

Punkty pracy każdego tranzystora, 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. 7. Małosygnałowe schematy zastępcze typu π i typu T tranzystora bipolarnego.

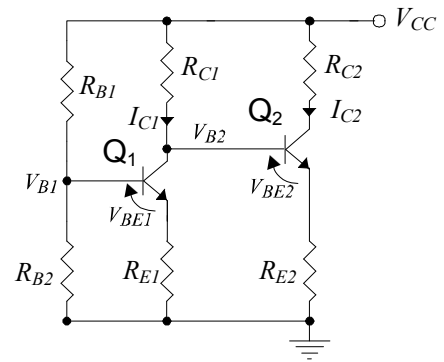
W analizie małosygnałowej należy przyjąć $V_T = 25\text{mV}$. Parametry modelu małosygnałowego:

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

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

4.2.1 Punkt pracy

Punkt pracy liczony jest przy zaniedbaniu prądu bazy. Punkt pracy jest identyczny dla układu z otwartą i zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego



Rys. 9. Schemat do wyznaczenia punktu pracy tranzystora.

$$V_{B1} \approx V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (1)$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{V_{B1} - 0.7V}{R_{E1}} \quad (2)$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - (R_{C1} + R_{E1})I_{C1} \quad (3)$$

$$V_{B2} = V_{CC} - R_{C1}I_{C1} \quad (4)$$

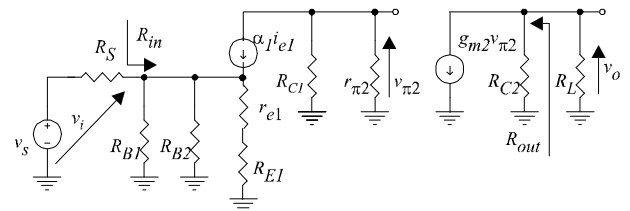
$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{V_{B2} - 0.7V}{R_{E2}} \quad (5)$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - (R_{C2} + R_{E2})I_{C2} \quad (6)$$

4.3. Analiza małosygnałowa dwustopniowego wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego – układ nr A.

środek pasma:

Zastępczy schemat małosygnałowy z zakresie średnich częstotliwości (w paśmie przepustowym) jest tworzony przy założeniu, że pojemności sprzęgające i bocznikujące stanowią zwarcie dla sygnałów zmiennych, natomiast pojemności pasywnicze tranzystora są rozwarcie. Napięcie zasilania, ponieważ ma stały potencjał, jest również traktowane jako masa.



Rys. 10. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza dla środka pasma.

Rezystancję wejściową i wyjściową wyznacza się z rys.10:

$$R_{in} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_{e1} + R_{E1})(\beta_1 + 1) \quad (7)$$

$$R_{out} = R_{C2} \quad (8)$$

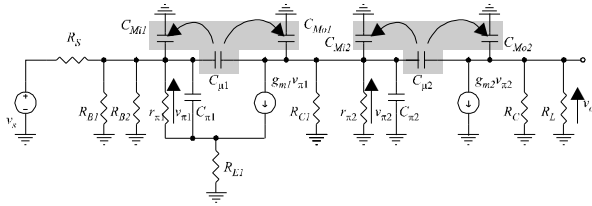
natomiast wzmocnienie małosygnałowe (rys.10):

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_{\pi2}} \cdot \frac{v_{\pi2}}{i_{e1}} \cdot \frac{i_{e1}}{v_i} \quad (9)$$

$$\frac{v_o}{v_s} = g_{m2} (R_{C2} \parallel R_L) \frac{\alpha (R_{C1} \parallel r_{\pi2})}{r_{e1} + R_{E1}} \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \quad (10)$$

wielkie częstotliwości:

Częstotliwość graniczna górna wyznaczona jest w oparciu o stałe czasowe powiązane z odpowiednimi pojemnościami pasożytniczymi. Każdą stałą czasową liczy się jako iloczyn pojemności i rezystancji widzianej z zacisków tej pojemności.



Rys. 11. Zastępczy schemat małosygnałowy dla wyznaczenia częstotliwości granicznej górnej.

Korzystając z twierdzenia Millera można zamienić pojemność C_{μ} tranzystora na pojemności C_{Mi} i C_{Mo} :

$$C_{Mi1} = C_{\mu1} \left(1 + \frac{r_{\pi1} g_{m1} (R_{C1} \parallel r_{\pi2})}{r_{\pi1} + R_{E1} (\beta_1 + 1)} \right) = \quad (11)$$

$$= C_{\mu1} \left(1 + \frac{R_{C1} \parallel r_{\pi2}}{r_{e1} + R_{E1}} \right)$$

$$C_{Mo1} = C_{\mu1} \left(1 + \frac{r_{e1} + R_{E1}}{R_{C1} \parallel r_{\pi2}} \right) \quad (12)$$

$$C_{Mi2} = C_{\mu2} (1 + g_{m2} R_{C2} \parallel R_L) \quad (13)$$

$$C_{Mo2} = C_{\mu2} \left(1 + \frac{1}{g_{m2} R_{C2} \parallel R_L} \right) \quad (14)$$

Teraz można łatwo wyznaczyć stałe czasowe związane z poszczególnymi pojemnościami:

$$\tau_{H1} = C_{Mi1} \cdot (R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_S \parallel (r_{e1} + R_{E1}) (\beta_1 + 1)) \quad (15)$$

$$\tau_{H2} = C_{\pi1} \left(r_{\pi1} \parallel \frac{R_S \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} + R_{E1}}{1 + g_{m1} R_{E1}} \right) \quad (16)$$

$$\tau_{H3} = (C_{Mo1} + C_{Mi2} + C_{\pi2}) \cdot (R_{C1} \parallel r_{\pi2}) \quad (17)$$

$$\tau_{H4} = C_{Mo2} \cdot (R_{C2} \parallel R_L) \quad (18)$$

Przybliżona częstotliwość graniczna górna może być określona wzorem:

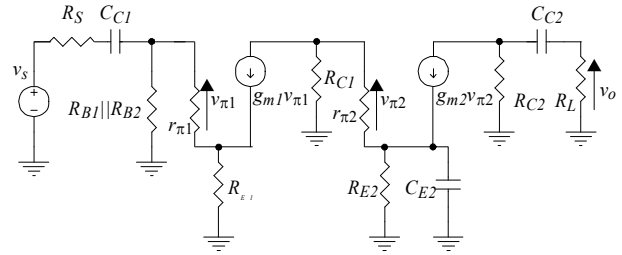
$$f_{H3dB} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (\tau_{H1} + \tau_{H2} + \tau_{H3} + \tau_{H4})} \quad (19)$$

ale lepiej zastosować wzór dokładniejszy:

$$f_{H3dB} \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\tau_{H1}^2 + \tau_{H2}^2 + \tau_{H3}^2 + \tau_{H4}^2}} \quad (20)$$

małe 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 traktuje się jako rozwarcia.



Rys. 12. Zastępczy schemat małosygnałowy wzmacniacza dla częstotliwości niskich.

Poszczególne stałe czasowe wynoszą:

$$\tau_{L1} = C_{C1} (R_S + R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel ((\beta_1 + 1) R_{E1} + r_{\pi1})) \quad (21)$$

$$\tau_{L2} = C_{E2} \left(R_{E2} \parallel \frac{r_{\pi2} + R_{C1}}{\beta_2 + 1} \right) \quad (22)$$

$$\tau_{L3} = C_{C2} (R_{C2} + R_L) \quad (23)$$

Przybliżona częstotliwość graniczna dolna może być określona wzorem:

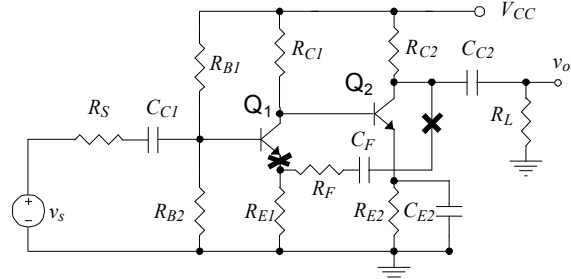
$$f_{L3dB} \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{L1}} + \frac{1}{\tau_{L2}} + \frac{1}{\tau_{L3}} \right) \quad (24)$$

ale lepiej zastosować wzór dokładniejszy:

$$f_{L3dB} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\tau_{L1}^2} + \frac{1}{\tau_{L2}^2} + \frac{1}{\tau_{L3}^2}} \quad (25)$$

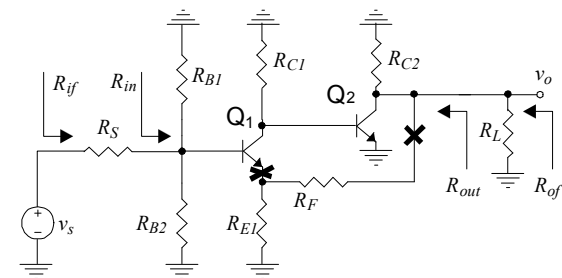
4.4. Analiza małosygnałowa dwustopniowego wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego – układ B,C.

Na rys. 13 przedstawiony jest schemat wzmacniacza. Sprężenie zwrotne działa tylko dla sygnałów zmiennych z powodu pojemności C_F , która ze względu na bardzo dużą wartość nie ma żadnego wpływu na charakterystyki częstotliwościowe układu. Na rysunku określono miejsca przerywania pętli sprzężenia zwrotnego dla wyodrębnienia wzmacniacza podstawowego A i czwórnika sprzężenia B.



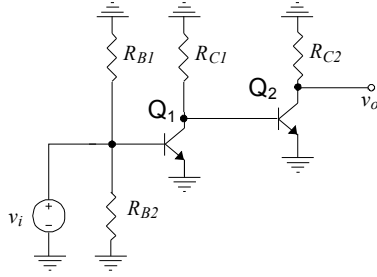
Rys. 13. Schemat wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego z zaznaczonymi miejscami przerywania pętli dla wyodrębnienia układu podstawowego A i czwórnika sprzężenia B.

Na rys. 14 przedstawiony jest schemat wzmacniacza dla sygnałów zmiennych w środku pasma przepustowego.

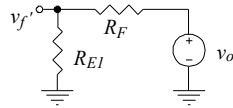


Rys. 14. Schemat wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego dla sygnałów zmiennych w środku pasma przepustowego.

Układy A i B przedstawione są na rys. 15 i 16.



Rys. 15. Wzmacniacz podstawowy - układ A.

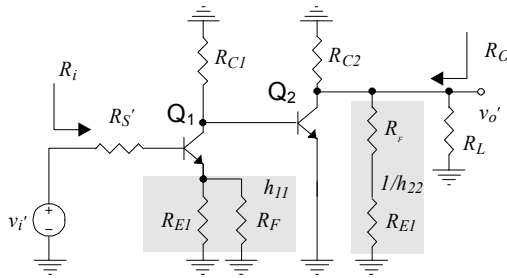


Rys. 16. Czwórnik sprzężenia zwrotnego - układ B.

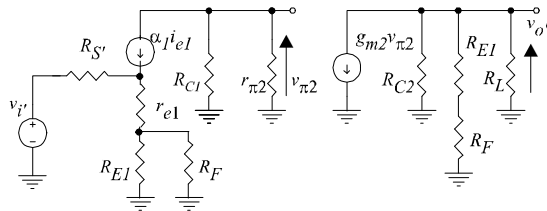
$$B = \frac{v'_f}{v'_o} = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F} \quad (26)$$

$$R_1 = h_{11} = R_{E1} \parallel R_F \quad (27)$$

$$R_2 = \frac{1}{h_{22}} = R_{E1} + R_F \quad (28)$$



Rys. 17. Układ zmodyfikowany A'.



Rys. 18. Model małosygnałowy układu A'.

Ponieważ pętla sprzężenia zwrotnego nie obejmuje dzielnika R_{B1} i R_{B2} to włączamy go do rezystancji źródła Thevenina:

$$R_{S'} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_S \quad (29)$$

Wzmocnienie układu zmodyfikowanego jest określone wzorem:

$$A' = \frac{v'_o}{v'_i} = g_{m2} (R_{C2} \parallel R_L \parallel (R_{E1} + R_F)) \frac{\alpha_1 (R_{C1} \parallel r_{\pi 2})}{r_{e1} + R_{E1} \parallel R_F} \cdot \frac{(r_{e1} + R_{E1} \parallel R_F)(\beta_1 + 1)}{(r_{e1} + R_{E1} \parallel R_F)(\beta_1 + 1) + R_{S'}} \quad (30)$$

Wzmocnienie układu ze sprzężeniem wynosi więc:

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A'}{1 + A' B} \quad (31)$$

Rezystancja wejściowa układu bez sprzężenia (liczona dla układu zmodyfikowanego A'):

$$R_i = R_{S'} + (\beta_1 + 1)(r_{e1} + R_{E1} \parallel R_F) \quad (32)$$

Rezystancja wejściowa układu ze sprzężeniem (przekształconego do struktury idealnej):

$$R_{if} = R_i (1 + A' B) \quad (33)$$

Rezystancja wejściowa rzeczywistego układu ze sprzężeniem:

$$R_{in} = (R_{if} - R_{S'}) \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \quad (34)$$

Rezystancja wyjściowa układu bez sprzężenia (liczona dla układu zmodyfikowanego A'):

$$R_o = R_{C2} \parallel R_L \parallel (R_{E1} + R_F) \quad (35)$$

Rezystancja wyjściowa układu ze sprzężeniem (przekształconego do struktury idealnej):

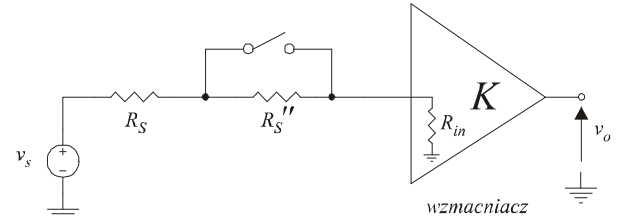
$$R_{of} = \frac{R_o}{(1 + A' B)} \quad (36)$$

Rezystancja wyjściowa rzeczywistego układu ze sprzężeniem:

$$\frac{1}{R_{of}} = \frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{R_L} \Rightarrow R_{out} = \frac{R_{of} R_L}{R_L - R_{of}} \quad (37)$$

5. Pomiar rezystancji wejściowej

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 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_o oraz v_o' odpowiednio napięcia wyjściowe przy zwartym i rozwartym rezystorze R_S'' otrzymujemy:

$$v_o = K \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \cdot v_s \quad (38)$$

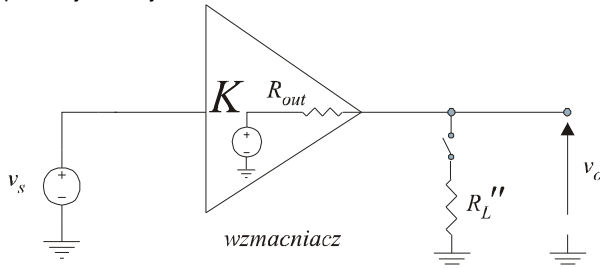
$$v_o' = K \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S + R_S''} \cdot v_s \quad (39)$$

$$\frac{v_o}{v_o'} = \frac{R_{in} + R_S + R_S''}{R_{in} + R_S} \quad (40)$$

$$R_{in} = \frac{v_o'}{v_o - v_o'} \cdot R_S'' - R_S \quad (41)$$

6. Pomiar rezystancji wyjściowej wzmacniaczy

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



Rys. 20. Metoda pomiaru rezystancji wyjściowej wzmacniacza.

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

$$v_o = K \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \cdot v_s \quad (42)$$

$$v_o' = K \cdot \frac{R_L \parallel R_L''}{R_L \parallel R_L'' + R_{out}} \cdot v_s \quad (43)$$

$$\frac{v_o' (R_L \parallel R_L'' + R_{out})}{R_L \parallel R_L''} = \frac{v_o (R_L + R_{out})}{R_L} \quad (43)$$

$$R_{out} = \frac{R_L \cdot R_L''}{\frac{R_L \cdot v_o'}{v_o - v_o'} - R_L''} \quad (44)$$

7. Parametry tranzystorów i dane elementów:

Parametr	Wartość
$\beta_{1,2}$	200
$C_{\mu 1,2}$	4.5pF
$f_{T1,2}$	150MHz
V_{CC}	+12V
R_{B1}	51k Ω
R_{B2}	6.2k Ω
R_{C1}	8.2k Ω
R_{E1}	560 Ω
R_{C2}	2.2k Ω
R_{E2}	1.2k Ω
R_L	5.1k Ω
R_{FB}	18k Ω
R_{FC}	36k Ω
$R_{S''}$	2k Ω
R_L'', R_S	1k Ω
C_{C1}, C_{C2}	6.8 μ F
C_{E2}	680nF

Literatura:

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

- [2] A. Guziński, „Linowe elektroniczne układy analogowe” WNT 1992.
 [3] A. Filipkowski, „Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe”, WNT 1978.

