

Para różnicowa - charakterystyki dynamiczne

15

Ćwiczenie opracował Bogdan Pankiewicz

1. Wstęp

Para różnicowa jest układem szeroko stosowanym m.in. w stopniach wejściowych wzmacniaczy operacyjnych, układach mnożników analogowych, wzmacniaczach prądu stałego. Celem niniejszego ćwiczenia jest zapoznanie się z podstawowymi właściwościami pary różnicowej oraz prostego wzmacniacza operacyjnego. Przebieg ćwiczenia jest następujący:

a) pomiar wzmocnienia i rezystancji wejściowej różnicowej pary tranzystorów bipolarnych pracującej w trybie pobudzenia różnicowego oraz sumacyjnego dla dwóch konfiguracji pracy $R_E=0$ oraz $R_E=100\Omega$

b) pomiar zniekształceń harmonicznych bipolarnej pary różnicowej pracującej w dwóch konfiguracjach: $R_E=0$ oraz $R_E=100\Omega$

c) pomiar wzmocnienia, pasma i rezystancji wyjściowej prostego wzmacniacza operacyjnego w układzie wzmacniacza nieodwracającego.

d) obliczenia teoretyczne wzmocnienia, rezystancji i pasma poszczególnych układów oraz ich porównanie z wynikami pomiarów.

Badany wzmacniacz operacyjny ma wbudowaną kompensację częstotliwościową, powodującą zmniejszenie pasma przepustowego.

Przed przystąpieniem do ćwiczenia należy zapoznać się z teorią zawartą w niniejszym opracowaniu. Prowadzący laboratorium ma obowiązek sprawdzić przygotowanie do ćwiczenia.

2. Pomiary

2.1 Pomiary par różnicowych

2.1.1 Pomiary przy pobudzeniu różnicowym (DIFF/CM - wyciśnięty, K_{RE} wyciśnięty)

- Przełącznikiem obrotowym wybrać parę różnicową, następnie przycisk DIFF/CM wyciśnięty, przycisk K_{RE} w położeniu wyciśniętym. Należy pomierzyć zniekształcenia harmoniczne (THD) napięcia wyjściowego dla częstotliwości sygnału 1kHz oraz wartości napięć wejściowych od 5mV do 50mV z krokiem co 5 mV.
- Wybrać wartość napięcia wejściowego, dla którego $THD < 5\%$ ($f=1kHz$) i zmierzyć wzmocnienie różnicowe.
- Wybrać napięcie wejściowe j.w. i dokonać pomiaru rezystancji wejściowej R_{INDIFF} . Pomiar wykonuje się poprzez zanotowanie napięć wyjściowych dla wciśniętego i wyciśniętego przycisku R_{INDIFF} i podstawienie pomierzonych wartości napięć do wzoru (41) podanego w części teoretycznej.

2.1.2 Pomiar przy pobudzeniu sumacyjnym (DIFF/CM - wciśnięty)

- Ustawić napięcie wejściowe równe 1V, częstotliwość 1kHz i wykonać pomiar wzmocnienia w trybie sumacyjnym tj. dla wciśniętego przycisku DIFF/CM.
- Ustawić napięcie wejściowe 1V, częstotliwość 1kHz, wykonać pomiar rezystancji wejściowej R_{INCM} . Pomiar wykonuje się poprzez zanotowanie napięć wyjściowych dla wciśniętego i wyciśniętego przycisku R_{INCM} i podstawienie pomierzonych wartości napięć do wzoru (41b) podanego w części teoretycznej.

2.1.3 Pomiar pary różnicowej z rezystorami emiterowymi ($R_E=0/R_E=100$ wciśnięty).

- Wykonać pomiary identyczne jak w pkt. 2.1.1 oraz 2.1.2 z aktywnymi rezystorami emiterowymi pary różnicowej tj. dla wciśniętego przycisku K_{RE} , z tym, że pomiar zniekształceń należy wykonać w zakresie od 10mV do 100mV z krokiem co 10mV.

2.2 Pomiary wzmacniacza operacyjnego.

- Przełącznikiem obrotowym wybrać układ B, ustawić sprzężenie rezystorowe 10k/10k. Ustawić wartość napięcia wejściowego wg poniższej tabeli, częstotliwość 100Hz. Pomierzyć wzmocnienie oraz pasmo 3dB.
- Wykonać pomiar rezystancji wyjściowej wzmacniacza objętego sprzężeniem zwrotnym (dla napięcia wejściowego jak w poniższej tabeli i częstotliwości sygnału 100Hz). Pomiar wykonuje się poprzez zanotowanie napięć wyjściowych dla wciśniętego i wyciśniętego przycisku R_{OUT} i podstawienie pomierzonych wartości napięć do wzoru (45) podanego w części teoretycznej.
- Wykonać pomiary wg powyższych punktów kolejno dla sprzężeń rezystorowych 1k/10k oraz 100/10k.

Sprężenie	10k/10k	10k/10k	1k/10k	100/10k
Pomiar	A_o, f_{3dB}	R_{OUTF}	A_o, f_{3dB}, R_{OUTF}	A_o, f_{3dB}, R_{OUTF}
V_{INSK}	25mV	100mV	20mV	3mV

3. Opracowanie wyników

3.1 Dla obu konfiguracji pary różnicowej (tj. z aktywnymi rezystorami emiterowymi i bez nich) należy obliczyć teoretycznie:

- prądy kolektorów tranzystorów,
- wzmocnienie w trybie różnicowym,
- wzmocnienie w trybie sumacyjnym,
- współczynnik CMRR
- rezystancję wejściową w trybie różnicowym,
- rezystancję wejściową w trybie sumacyjnym.

3.2 Obliczyć teoretycznie wzmocnienie, rezystancję wejściową i wyjściową, pasmo oraz pulsację odcięcia wzmacniacza operacyjnego (układ B przy braku obciążenia tj. $R_{OBC} = \infty$) nieobjętego pętlą sprzężenia zwrotnego. Następnie należy obliczyć wzmocnienie, pasmo i rezystancję wyjściową wzmacniacza objętego pętlą sprzężenia zwrotnego dla trzech zestawów rezystorów sprzęgających zastosowanych w badanym układzie.

3.3 Zestawić wyniki pomiarów i obliczeń w protokole wykonanym wg wzoru zamieszczonego na końcu niniejszego opracowania.

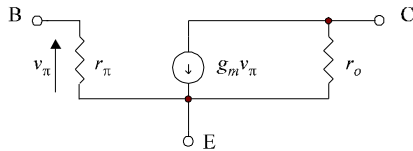
3.4 Zamieścić komentarz.

4. Teoria

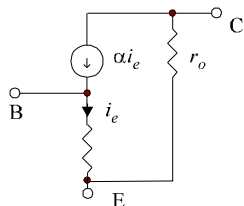
Wszystkie układy mierzone w ćwiczeniu posiadają wbudowane bufony wejściowe i wyjściowe o parametrach przedstawionych w poniższej tabeli:

Parametr	Jednostki	Wartość
Wzmocnienie	V/V	1, -1
Rezystancja wejściowa R_{BUF}	MΩ	1
Rezystancja wyjściowa R_{GEN}	Ω	50
Pojemność wejściowa C_{BUF}	pF	3
Częstotliwość graniczna	MHz	4

W części teoretycznej stosowane są modele tranzystora bipolarnego typu T i typu II przedstawione na rys. 1 i 2.



Rys. 1. Model typu II tranzystora bipolarnego.

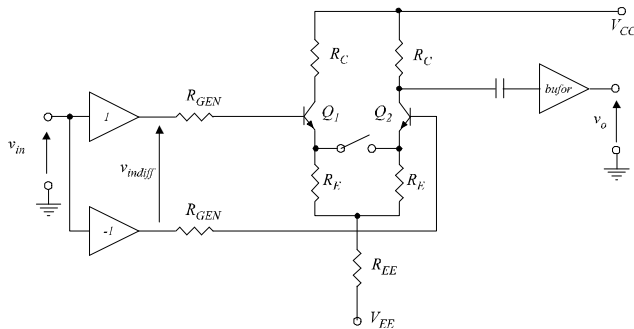


Rys. 2. Model typu T tranzystora bipolarnego.

Parametry modeli małosygnalowych:

$$gm = \frac{I_C}{V_T}, r_\pi = \frac{\beta}{gm}, \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}, r_e = \frac{V_T}{I_E} \quad (1)$$

4.1 Bipolarna para różnicowa (układ A).



Rys. 3. Schemat pary różnicowej badanej w ćwiczeniu.

4.1.1 Punkt pracy.

Bufory wejściowe zapewniają stałe napięcie na ich wyjściu równe 0V. Ponieważ rezystancje R_{GEN} są niskie można założyć, że napięcia stałe na brankach są także równe zero. Stąd, prąd płynący przez rezystor R_{EE} jest równy

$$I_{EE} = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_{EE} + \frac{R_E}{2}} \quad (2)$$

natomiast prądy emiterów tranzystorów Q1 i Q2 są równe jego połowie. Napięcia na poszczególnych elektrodach elementów Q1 i Q2 można określić na podstawie zależności:

$$V_B = 0, V_E = -V_{BE} \approx 0.7V, V_C = V_{CC} - R_C I_C, \quad (3)$$

$$\text{gdzie } I_C = \alpha I_E, \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}. \quad (4)$$

Parametry modelu małosygnalowego tranzystorów można obliczyć z równań:

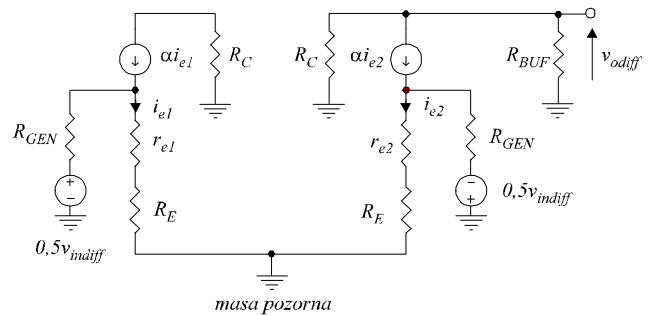
$$gm = I_C / V_T, r_\pi = \beta / gm \quad (5)$$

dla modelu typu II oraz

$$r_e = V_T / I_E \quad (6)$$

dla modelu typu T, gdzie $V_T = kT/q$ jest potencjałem termicznym i wynosi ok. 25.8mV dla temperatury pokojowej (k-stała Boltzmana, T-temperatura bezwzględna, q-ładunek elementarny).

4.1.2 Praca małosygnalowa pary różnicowej



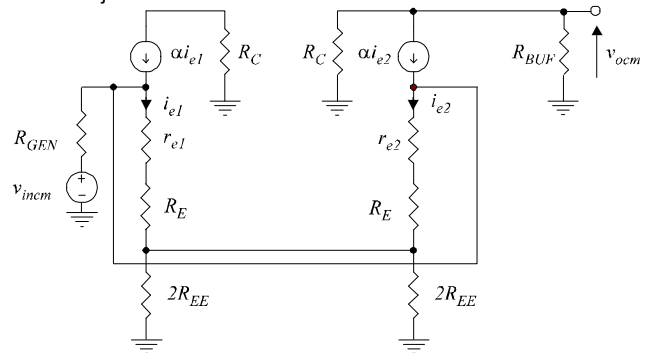
Rys. 4. Zastępczy schemat małosygnalowy pary różnicowej z rys. 3 dla pobudzenia różnicowego. Zaniedbano rezystancje wyjściowe tranzystorów.

Korzystając ze schematu na rys. 4 wzmocnienie różnicowe oraz rezystancję wejściową można określić za pomocą równań:

$$\frac{v_{odiff}}{v_{in}} = 2 \frac{v_{odiff}}{v_{indiff}} = \frac{R_{INDIFF}}{R_{INDIFF} + 2R_{GEN}} \alpha \frac{R_C || R_{BUF}}{R_E + r_e} \quad (7)$$

$$R_{INDIFF} = 2(\beta + 1)(R_E + r_e) \text{ gdzie } r_{e1} = r_{e2} = r_e \quad (8)$$

ze względu na równość prądów polaryzujących tranzystory pary różnicowej.



Rys. 5. Zastępczy schemat małosygnalowy pary różnicowej z rys.3 dla pobudzenia sumacyjnego (tj. przy wykorzystaniu tylko górnego bufora oraz zwarcia obu baz tranzystorów bipolarnych). Zaniedbano rezystancje wyjściowe tranzystorów.

Na podstawie rys. 5 wzmocnienie i rezystancja wejściowa w trybie sumacyjnym są odpowiednio równe:

$$\frac{v_{ocm}}{v_{incm}} = - \frac{R_{INCM}}{R_{INCM} + R_{GEN}} \alpha \frac{R_C || R_{BUF}}{2R_{EE} + R_E + r_e} \quad (9)$$

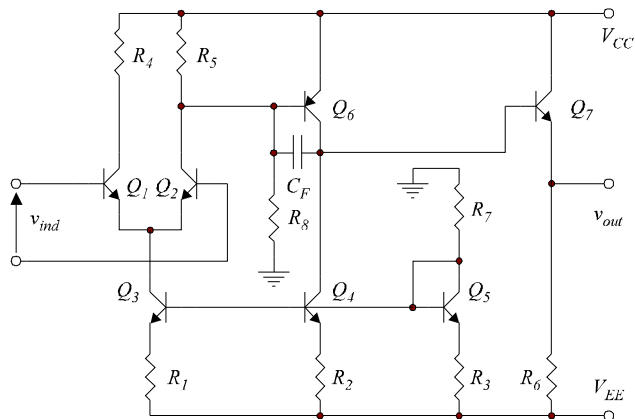
$$R_{INCM} = \frac{1}{2}(\beta + 1)(2R_{EE} + R_E + r_e) \text{ gdzie } r_{e1} = r_{e2} = r_e \quad (10)$$

Dla wzmacniaczy różnicowych definiuje się parametr nazywany współczynnikiem tłumienia sygnałów wspólnych, który oznaczany jest skrótem CMRR (z ang. Common Mode Rejection Ratio) i obliczany wg (11).

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{v_{odiff}}{v_{ocm}} \right) \quad (11)$$

Zwarcie emiterów tranzystorów Q1 i Q2 (przełącznik K_{RE} w pozycji wciśniętej) nie zmienia pkt. pracy lecz wpływa na właściwości małosygnalowe pary różnicowej dla pobudzenia różnicowego (tj. do obliczeń należy przyjąć $R_E = 100\Omega$ we wzorach (2), (9) i (10) natomiast $R_E = 0\Omega$ we wzorach (7) i (8)).

4.2 Wzmacniacz operacyjny (układ B).



Rys. 6. Schemat wzmacniacza operacyjnego wykorzystywanego w ćwiczeniu.

Tranzystory Q_1 - Q_5 wzmacniacza z rys. 4 są identyczne i pochodzą z układu UL1111. Elementy Q_1 i Q_2 tworzą wejściową parę różnicową, Q_6 jest stopniem wzmacniającym w konfiguracji CE, natomiast tranzystor Q_7 stanowi stopień wyjściowy w konfiguracji CC. Pozostałe tranzystory tworzą układy zasilania wzmacniacza. Kondensator C_F jest wprowadzony w celu kompensacji częstotliwościowej.

4.2.1 Punkt pracy.

Punkt pracy elementów wzmacniacza z rys. 6 wyznaczony zostanie przy założeniu jego pracy w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (nie jest ona pokazana na rys. 6, natomiast jest na rys. 9). Ze względu na duże wzmocnienie pętli, stałe napięcie wyjściowe wzmacniacza przy zerowym napięciu wejściowym będzie w przybliżeniu równe zero. Zaniedbując prądy baz tranzystorów Q_3 - Q_5 otrzymujemy:

$$I_{C3} = I_{C5} = \frac{-V_{CC} - V_{BE}}{R_7 + R_3} \quad (12)$$

Prąd tranzystora Q_4 (ze względu na nierówność wartości rezystancji elementów R_2 oraz R_3) należy wyliczyć iteracyjnie posługując się równaniem:

$$I_{C4}^{(n+1)} = \frac{V_T}{R_2} \ln\left(\frac{I_{C5}}{I_{C4}^{(n)}}\right) + \frac{R_3}{R_2} I_{C5} \quad (13)$$

gdzie $I_{C4}^{(n+1)}$ wylicza się za pomocą poprzedniej wartości $I_{C4}^{(n)}$ do momentu aż różnice pomiędzy $I_{C4}^{(n+1)}$ i $I_{C4}^{(n)}$ staną się pomijalne.

Prąd kolektora tranzystora Q_6 jest równy sumie prądu kolektora Q_4 i prądu bazy Q_7 . Zakładając, że dzięki sprzężeniu zwrotnemu składowa stała napięcia na wyjściu jest równa zero otrzymujemy:

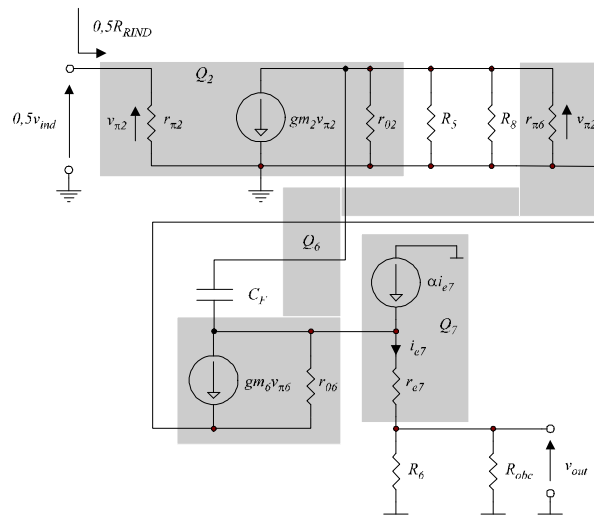
$$I_{E7} = -V_{EE} / R_6 \quad (14)$$

stąd,

$$I_{C6} = I_{C4} + I_{E7} / (\beta_7 + 1) \quad (15)$$

Prądy emiterów pary różnicowej są równe połowie prądu kolektora Q_3 .

4.2.2 Uproszczona analiza małosygnalowa.



Rys. 7. Uproszczony zastępczy schemat małosygnalowy wzmacniacza z rys. 6 dla pobudzenia różnicowego. Założono obciążenie wzmacniacza rezystancją R_{obc} .

Na rys. 7 przedstawiony jest uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza z rys. 6. Zaniedbano tu rezystancje źródeł prądowych formowanych przez tranzystory Q_3 - Q_5 . Jednakże, ze względu na rezystory w obwodach emiterów elementów Q_3 - Q_5 , wprowadzony zostaje niewielki błąd. Dodatkowym uproszczeniem jest pominięcie wszystkich pojemności pasozytnych tranzystorów i założenie, że pasmo wzmacniacza ograniczane jest głównie przez pojemność kompensującą C_F (co w przypadku wzmacniaczy operacyjnych jest często stosowane dla zapewnienia stabilności układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego [2], [3]). Wypadkowy wzmacniacz składa się z trzech stopni: dwóch w konfiguracji CE i wyjściowego w konfiguracji CC. Na podstawie rys. 7 wzmocnienie w środku pasma oraz rezystancje wejściowa i wyjściowa są równe odpowiednio:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{ind}} = \frac{1}{2} g_{m2} r_{o2} \| R_5 \| R_8 \| r_{\pi 6} * \quad (16)$$

$$g_{m6} \left[r_{o6} \| \left[(\beta_7 + 1) (r_{e7} + R_6 \| R_{OBC}) \right] \right] \frac{R_6 \| R_{OBC}}{R_6 \| R_{OBC} + r_{e7}} \quad (17)$$

$$R_{IND} = 2r_{\pi 2} \quad (18)$$

$$R_{OUT} = R_6 \| \left(r_{e7} + \frac{r_{o6}}{\beta_7 + 1} \right) \quad (19)$$

Stosując tw. Millera pojemność C_F można przekształcić na równoważne pojemności C_{M1} oraz C_{M2} dołączone do masy i odpowiednio do węzłów bazy i kolektora tranzystora Q_6 [1]. Wartości tych pojemności są równe:

$$C_{M1} = C_F (1 - K) \quad (20)$$

$$C_{M2} = C_F (1 - 1/K) \quad (21)$$

gdzie $K = -g_{m6} r_{o6} \| \left[(\beta_7 + 1) (r_{e7} + R_6 \| R_{OBC}) \right]$ jest wzmocnieniem stopnia na tranzystorze Q_6 . Bieguny transmitancji wynikające z istnienia pojemności C_{M1} , C_{M2} można wyznaczyć z równań:

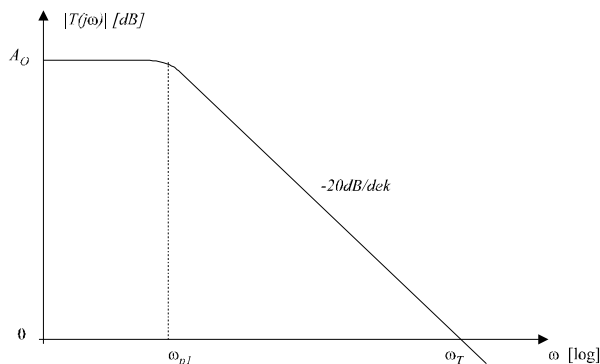
$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{M1} (r_{\pi 6} \| r_{o2} \| R_5 \| R_8)} \quad (22)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_{M2} \left[r_{o6} \| \left[(\beta_7 + 1) (r_{e7} + R_6 \| R_{OBC}) \right] \right]} \quad (23)$$

Biorąc pod uwagę fakt, że wartość wzmocnienia K osiąga duże wartości oraz analizując zależności (19)-(22), biegun ω_{p1} jest dominujący (jest położony o 2-3 rzędy niżej niż ω_{p2}). Zatem wzmacniacz z rys. 6 można z dobrą dokładnością przybliżyć zastępczym źródłem napięciowym sterowanym napięciem o transmitancji

$$T(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IND}(s)} \approx A \frac{\omega_{p1}}{s + \omega_{p1}} \quad (24)$$

oraz rezystancjach wejściowej i wyjściowej określonych odpowiednio przez (17) i (18).

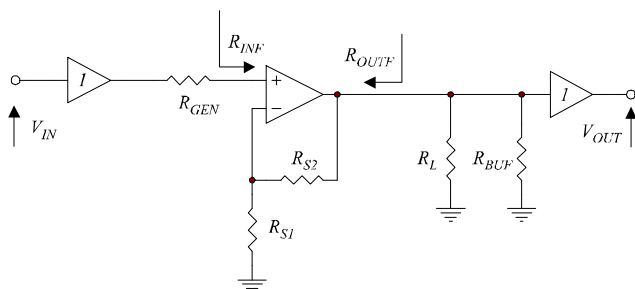


Rys. 8. Moduł wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego wykreślony na podstawie (23).

Moduł transmitancji wzmacniacza nieobjętego pętlą sprzężenia zwrotnego, wykreślony na podstawie wzoru (23), przedstawiony jest na rys. 8. Dla wzmacniaczy operacyjnych definiuje się parametr nazywany pulsacją odcięcia ω_T (ang. GB – gain bandwidth). Jest to pulsacja, dla której moduł wzmocnienia napięciowego spada do wartości $1V/V$ (lub w mierze logarytmicznej 0dB). Przekształcając (23) otrzymujemy:

$$\omega_T = \omega_{p1} \sqrt{A^2 - 1} \Big|_{A \gg 1} \approx A \omega_{p1} \quad (24)$$

4.2.3 Praca wzmacniacza objętego sprzężeniem zwrotnym.



Rys. 9. Wzmacniacz z rys. 4 w konfiguracji wzmacniacza nieodwracającego.

W niniejszym ćwiczeniu badany jest wzmacniacz w konfiguracji nieodwracającej przedstawiony na rys.9. Do obliczeń wykorzystamy metodę polegającą na rozbiciu wzmacniacza na dwa czworniki A - wzmacniacza operacyjnego i B - sprzężenia zwrotnego. Blok sprzężenia zwrotnego składa się z dwóch rezystorów R_{S1} oraz R_{S2} , które mogą być wybrane spośród trzech dostępnych zestawów. Jest to sprzężenie napięciowo-szeregowe. Na rys. 10 przedstawione są wyodrębnione czworniki wzmacniacza zmodyfikowanego A' rys. 10(a) oraz sprzężenia B rys. 10(b). Transmitancje układu zmodyfikowanego A' oraz czwornika B można obliczyć z zależności:

$$A'(s) = \frac{V'_{OUT}(s)}{V'_{IN}(s)} = A \frac{\omega_{p1}}{s + \omega_{p1}} \frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} \quad (25)$$

$$B = \frac{v'_f}{v'_o} \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}} \quad (26)$$

gdzie A jest wyrażone poprzez (16) przy założeniu, że $R_{OBC} = R_{BUF} \parallel R_L \parallel (R_{S1} + R_{S2})$

natomiast rezystancje wejściowa i wyjściowa układu A' są równe odpowiednio:

$$R_I = R_{IND} + R_{GEN} + (R_{S1} \parallel R_{S2}) \quad (27)$$

$$R_O = R_{OUT} \parallel R_L \parallel (R_{S1} + R_{S2}) \parallel R_{BUF} \quad (28)$$

Transmitancja układu z zamkniętą pętlą sprzężenia jest równa:

$$A_F(s) = \frac{A'(s)}{1 + A'(s)B} = \frac{\frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} A \omega_{p1}}{s + \omega_{p1} \left(1 + \frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} AB \right)} \quad (29)$$

co daje funkcję dolnoprzepustową o wzmocnieniu dla niskich częstotliwości

$$A_O = \frac{\frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} A}{1 + \frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} AB} \quad (30)$$

oraz granicznej pulsacji trzydecybelowej

$$\omega_{3dB} = \omega_{p1} \left(1 + \frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} AB \right) \quad (31)$$

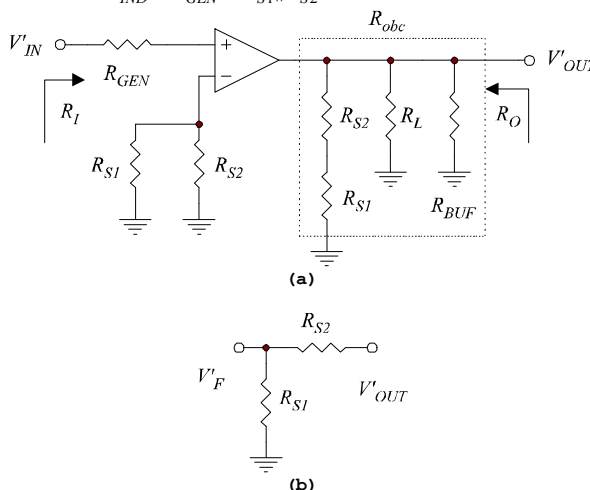
Rezystancje wejściowa i wyjściowa układu ze sprzężeniem zwrotnym w zakresie pasma przepustowego są równe:

$$R_{INF} = R_{IF} - R_{GEN} \quad (32)$$

$$R_{OUTF} = \frac{R_{OF} R_L}{R_L - R_{OF}} \quad (33)$$

gdzie $R_{IF} = R_I \left(1 + \frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} AB \right)$ oraz

$$R_{OF} = \frac{R_O}{1 + \frac{R_{IND}}{R_{IND} + R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}} AB}$$



Rys. 10. Wzmacniacz zmodyfikowany A' (a) oraz czwornik sprzężenia zwrotnego B (b) układu z rys. 9.

W przypadku spełnienia warunków $R_{IND} \gg R_{GEN} + R_{S1} \parallel R_{S2}$ oraz $R_{OUT} \ll R_{obc}$ (np. dla wzmacniacza uA741: $R_{IND} \approx 2 M\Omega$ oraz $R_{OUT} \approx 200\Omega$) wyrażenia na wzmocnienie i pasmo wzmacniacza w konfiguracji nieodwracającej upraszczają się do postaci:

$$A_o = \frac{A}{1 + AB} = \frac{A}{1 + A \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}}} \Big|_{A \gg \frac{R_{S1} + R_{S2}}{R_{S1}}} = 1 + \frac{R_{S2}}{R_{S1}} \quad (34)$$

$$\omega_{3dB} = \omega_{p1} (1 + AB) = \omega_{p1} \left(1 + A \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}} \right) \quad \text{gdzie} \quad (35)$$

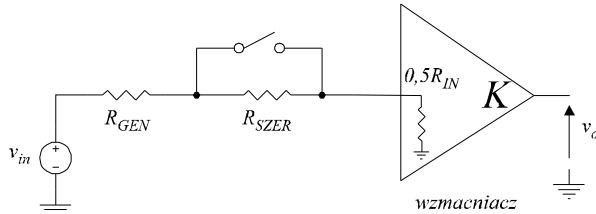
$$A = \frac{1}{2} g_{m2} r_{o2} \parallel R_5 \parallel R_7 \parallel r_{\pi 6}^* \quad \text{oraz} \quad (36)$$

$$g_{m6} r_{o6} \parallel ((\beta_7 + 1)(r_{e7} + R_6 \parallel R_L)) \frac{R_6}{R_6 + r_{e7}}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_F (1 + g_{m6} r_{o6} \parallel ((\beta + 1)(r_{e7} + R_6))) (r_{\pi 6} \parallel r_{o1} \parallel R_5 \parallel R_7)} \quad (37)$$

4.4 Pomiar rezystancji wejściowej wzmacniacza

Rezystancję wejściową mierzy się wykorzystując dodatkowy rezystor R_{SZER} włączony szeregowo z rezystancją wewnętrzną generatora R_{GEN} . Podczas normalnej pracy jest on zwierany przez przełącznik umieszczony na płycie czołowej. Po naciśnięciu przycisku oznaczonego R_{INDIFF} (ew. R_{INCM}) następuje rozwarcie klucza powodujące dołączenie rezystora R_{SZER} (co prowadzi do zmniejszenia wzmocnienia).



Rys. 11 Metoda pomiaru rezystancji wejściowej wzmacniacza. Na rysunku przedstawiona jest połowa stopnia wejściowego wzmacniacza różnicowego.

Oznaczając odpowiednio napięcia wyjściowe przy zwartym i rozwartym rezystorze R_{SZER} jako v_o oraz v'_o , otrzymujemy:

$$v_o = K \cdot \frac{0,5R_{INDIFF}}{0,5R_{INDIFF} + R_{GEN}} \cdot v_{in} \quad (38)$$

$$v'_o = K \cdot \frac{0,5R_{INDIFF}}{0,5R_{INDIFF} + R_{GEN} + R_{SZER}} \cdot v_{in} \quad (39)$$

$$\frac{v_o}{v'_o} = \frac{0,5R_{INDIFF} + R_{GEN} + R_{SZER}}{0,5R_{INDIFF} + R_{GEN}} \quad (40)$$

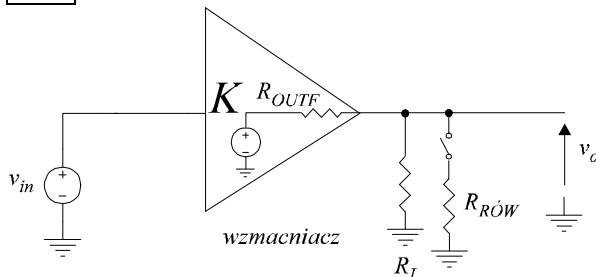
$$R_{INDIFF} = 2 \cdot \frac{v'_o}{v_o - v'_o} \cdot R_{SZER} - R_{GEN} \quad (41)$$

W przypadku pomiaru rezystancji wejściowej w trybie sumacyjnym wzór (41) przekształca się do postaci następującej:

$$R_{INCM} = \frac{v'_o}{v_o - v'_o} \cdot R_{SZER} - R_{GEN} \quad (41b)$$

4.5 Pomiar rezystancji wyjściowej wzmacniacza

Rezystancję wyjściową mierzy się wykorzystując dodatkowy rezystor $R_{RÓW}$ włączany równolegle z rezystancją obciążenia wzmacniacza R_L . Podczas normalnej pracy rezystor $R_{RÓW}$ jest odłączony. W czasie pomiaru rezystancji dołącza się go przełącznikiem umieszczonym na płycie czołowej i oznaczonym R_{OUTF} .



Rys. 12 Metoda pomiaru rezystancji wyjściowej wzmacniacza.

Oznaczając odpowiednio napięcia wyjściowe przy odłączonym i dołączonym rezystorze $R_{RÓW}$ jako v_o oraz v'_o , otrzymujemy:

$$v_o = K \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{OUTF}} \cdot v_{in} \quad (42)$$

$$v'_o = K \cdot \frac{R_L \parallel R_{RÓW}}{R_L \parallel R_{RÓW} + R_{OUTF}} \cdot v_{in} \quad (43)$$

$$\frac{v_o}{v'_o} = \frac{R_L \parallel R_{RÓW} + R_{OUTF}}{R_L} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{OUTF}} \quad (44)$$

$$R_{OUTF} = \frac{R_L \left(1 - \frac{v'_o}{v_o} \right)}{\frac{v'_o}{v_o} - \frac{R_L}{R_L \parallel R_{RÓW}}} \quad (45)$$

4.6 Dane elementów i parametry tranzystorów w poszczególnych konfiguracjach układowych.

Układ A (para różnicowa)

Element/parametr	Jednostka	Wartość
Q1-Q2 β	A/A	120
R_{EE}	Ω	10k
R_E	Ω	100
R_C	Ω	5,1k
R_{SZER} tryb różnicowy	Ω	5,1k
R_{SZER} tryb sumacyjny	Ω	1,5M
V_{CC}	V	12
V_{EE}	V	-12

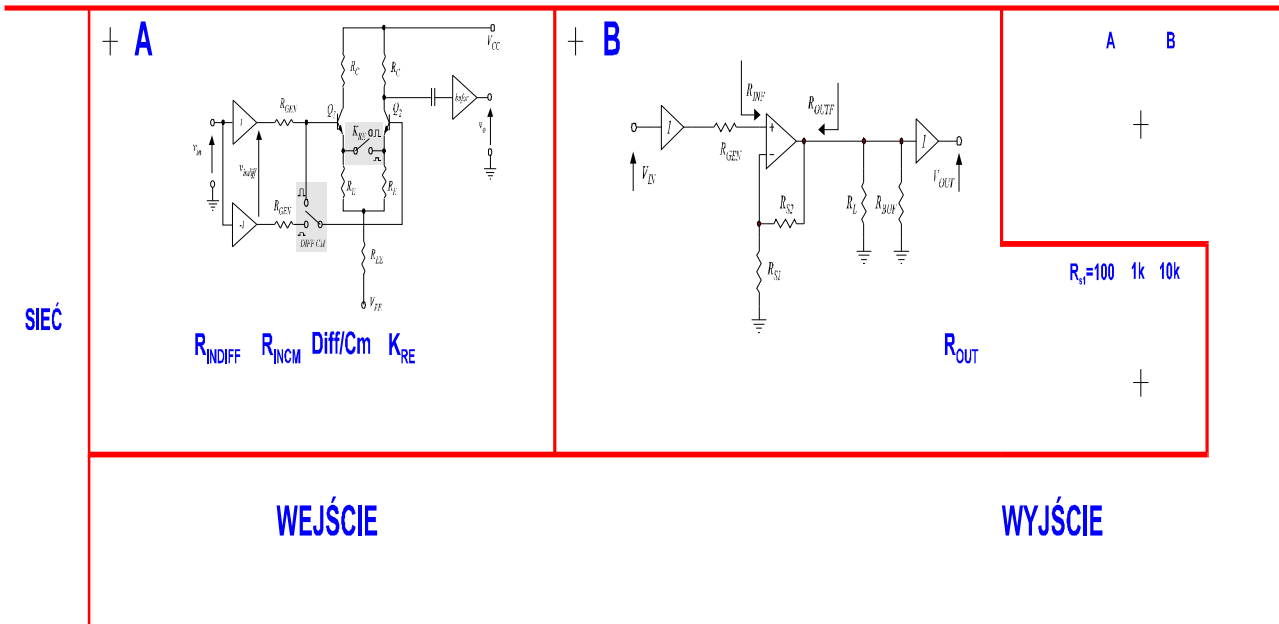
Układ B (wzmacniacz operacyjny)

Element/parametr	Jednostka	Wartość
Q1-Q5 β	A/A	120
Q1-Q5 V_A	V	150
Q6 β	A/A	370
Q6 V_A	V	150
Q7 β	A/A	220
Q7 V_A	V	150
R_1	Ω	33k
R_2	Ω	1k
R_3	Ω	33k
R_4	Ω	51k
R_5	Ω	51k
R_6	Ω	1k
R_7	Ω	510k
R_8	Ω	2,2M
R_L	Ω	1k
$R_{RÓW}$	Ω	100
R_{S1}	Ω	100/1k/10k
R_{S2}	Ω	10k
C_F	pF	100
V_{CC}	V	12
V_{EE}	V	-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, Warszawa 1992.
- [3] A. Filipkowski, „Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe”, WNT, Warszawa 1978.

PARA RÓŻNICOWA I WZMACNIACZ OPERACYJNY



Rys. 13 Rysunek płyty czołowej.