

3.8. Przykład obliczania wzmacniacza mocy z układem typu bootstrap

Zaprojektować wzmacniacz o mocy wyjściowej $P_{wy} = 25 \text{ W}$ przy obciążeniu $R_L = 4 \Omega$ i parametrach: $k_u = 30 \text{ V/V}$, $f = 20 \text{ Hz} \div 20 \text{ kHz}$, $R_{we} = 30 \text{ k}\Omega$. Schemat wzmacniacza przedstawiony jest na rys. 3.51. Wzmacniacz zasilany będzie ze źródła niestabilizowanego.

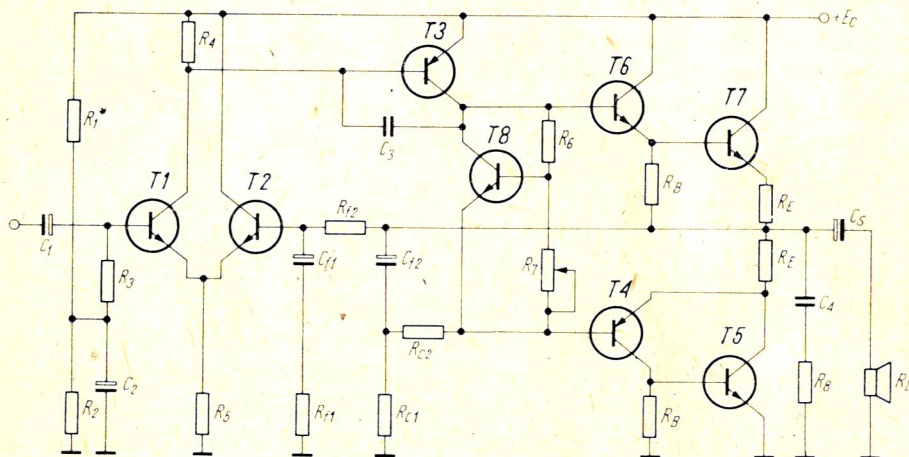
Tok obliczania jest następujący:

- I. Określenie maksymalnej amplitudy prądu i napięcia na obciążeniu na podstawie zależności (3.4):

$$\bar{U}_L = \sqrt{2P_{wy} R_L} = \sqrt{2 \cdot 25 \cdot 4} = 14,2 \text{ V} \quad (3.61)$$

$$\bar{I}_L = \bar{U}_L / R_L = 3,55 \text{ A} \quad (3.62)$$

Jako tranzystory stopnia końcowego zastosowano parę tranzystorów BDP-620 o następujących parametrach: $U_{CBO\max} = 100 \text{ V}$, $U_{CEO\max} = 60 \text{ V}$, $h_{21E} = 20 \div 70$ przy $I_C = 4 \text{ A}$, $U_{CE} = 4 \text{ V}$, $I_{C\max} = 15 \text{ A}$, $P_{C\max} = 117 \text{ W}$ ($T_c = 25^\circ\text{C}$).



Rys. 3.51. Schemat ideowy obliczanego przykładowo wzmacniacza mocy

- II. Ustalenie wartości rezystancji R_E , prądu spoczynkowego tranzystorów mocy oraz rezystancji R_B

Zgodnie z zależnością (3.10) wartość rezystancji R_E wynosi:

$$R_E = \frac{(1 \div 2) U_{BE\max}}{\bar{I}_{L\max}} = \frac{(1 \div 2) 1 \text{ V}}{3,55 \text{ A}} = 0,28 \div 0,56 \Omega \quad (3.63)$$

Wybrano wartość $R_E = 0,4 \Omega$.

Wartość napięcia U_{BE} wyznaczono z wykresu podanego na rys.3.52. Wartość prądu spoczynkowego ustalono na podstawie zależności:

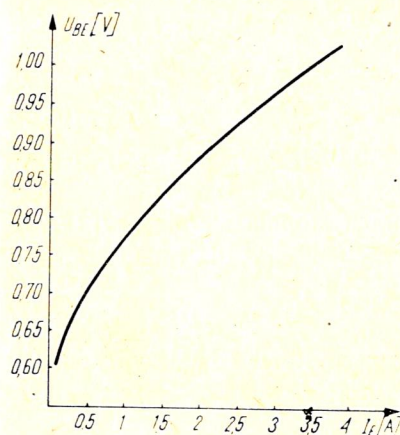
$$I_0 = (2 \div 3) \% \bar{I}_{L\max} = 71 \div 106 \text{ mA} \quad (3.64)$$

Wybrano wartość $I_0 = 100 \text{ mA}$.

Wartość rezystancji R_B wyznaczono na podstawie zależności (3.11) oraz wykresu przedstawionego na rys. 3.52:

$$\begin{aligned} R_B &= (10 \div 20) \frac{U_{BE}(\bar{I}_{L\max}) - U_{BE}(I_0)}{\bar{I}_{L\max} / h_{21E}} = \\ &= (10 \div 20) \frac{1 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{3,55 \text{ A} / 20} = 22,5 \div 45 \Omega \end{aligned} \quad (3.65)$$

Wybrano wartość $R_B = 36 \Omega$.



Rys. 3.52. Charakterystyka wejściowa tranzystora 2N3055 (BDP-620)

Przyjęta została minimalna wartość h_{21E} – aby zapewnić odpowiedni margines bezpieczeństwa; oczywiście w konkretnym przypadku można przyjąć wartość zmierzoną.

- III. Obliczenie napięcia zasilającego

Wymagane napięcie zasilające obliczono biorąc pod uwagę oddzielnie zależności dla dodatniej i oddzielnie dla ujemnej połówki przebiegu wyjściowego. Niektóre wartości przyjęte są szacunkowo, oczywiście z pewnym marginesem bezpieczeństwa.

$$\begin{aligned} 1/2 E_c^+ &= \bar{U}_{L\max} + R_E \bar{I}_{L\max} + U_{BE\max T7} + U_{BE\max T6} + U_{CEsat T3} = \\ &= 14,2 \text{ V} + 0,4 \Omega \cdot 3,55 \text{ A} + 1 \text{ V} + 0,7 \text{ V} + 0,5 \text{ V} = \\ &= 17,8 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.66)$$

Dla połówki ujemnej:

$$\begin{aligned} 1/2 E_c^- &= \bar{U}_{L\max} + R_E \cdot \bar{I}_{L\max} + U_{CEsat\ T4} + U_{BE\max\ T5} = \\ &= 14,2\text{ V} + 0,4\ \Omega \cdot 3,55\text{ A} + 0,5\text{ V} + 1\text{ V} = 17,1\text{ V} \end{aligned} \quad (3.67)$$

Przyjmując przypadek bardziej niekorzystny napięcie zasilania przyjmuje wartość:

$$E_c = 2 \cdot 17,8\text{ V} = 35,6\text{ V} \quad (3.68)$$

Zakładając 10% spadek napięcia zasilania przy pełnym wysterowaniu, co spowodowane jest zastosowaniem źródła niestabilizownego, przyjęto ostatecznie:

$$E_c = 40\text{ V} \quad (3.69)$$

IV. Określenie mocy strat w tranzystorach stopnia końcowego

Na podstawie zależności (3.13) otrzymano:

$$\begin{aligned} P_{c\ T5, T7} &= \frac{E_c^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_o} + 1/2 E_c \cdot I_0 = \\ &= \frac{1600}{4 \cdot 9,85 \cdot 4,4} + 1/2 \cdot 40 \cdot 0,1 = 11,25\text{ W} \end{aligned} \quad (3.70)$$

V. Określenie mocy strat w tranzystorach stopnia sterującego $T4$, $T6$
Na podstawie zależności (3.17) określono rezystancję R_o dla tranzystora $T6$:

$$R_o = 0,9 \cdot h_{21ET7} \cdot R_L = 0,9 \cdot 20 \cdot 4 = 72\ \Omega \quad (3.71)$$

W celu wyznaczenia mocy traconej w tranzystorze $T6$ należy wyznaczyć wartość prądu spoczynkowego tego tranzystora:

$$I_{0\ T6} = \frac{U_{BE\ T7}(I_0)}{R_B} + \frac{I_{0\ T7}}{h_{21E}} \quad (3.72)$$

Po podstawieniu wartości liczbowych otrzymano:

$$I_{0\ T6} = 0,6\text{ V} / 36 + 0,1\text{ A} / 20 = 0,02\text{ A} = 20\text{ mA} \quad (3.73)$$

Stąd:

$$\begin{aligned} P_{c\ T6} &= \frac{E_c^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_o} + 1/2 E_c \cdot I_{0\ T6} = \\ &= \frac{1600}{4 \cdot 9,85 \cdot 72} + 1/2 \cdot 40 \cdot 0,02 = 0,97\text{ W} \end{aligned} \quad (3.74)$$

Moc strat w tranzystorze $T4$ jest nieco mniejsza i nie będzie tutaj wyznaczana.

Na podstawie uzyskanych wyników obliczeń jako parę komplementarną zastosowano tranzystory BD-254/BD-255 grupy B, o następujących parametrach:

$$U_{CBO\max} = 60\text{ V} \quad h_{21E} = 50 \div 150 \quad \text{przy } I_c = 1\text{ A},$$

$$U_{CE} = 2\text{ V}$$

$$U_{CEO\max} = 40\text{ V} \quad I_{c\max} = 3\text{ A}, \quad P_{c\max} = 12,5\text{ W} \quad (T_c = 45^\circ\text{C})$$

Odpowiednia będzie również para komplementarna BD137/BD138.

VI. Obliczenie elementów układu dynamicznego źródła prądowego
Ponieważ w przedstawionym przykładzie układ typu *bootstrap* pracuje na tranzystory $T4$, $T5$, więc odpowiednie zależności zostaną wyznaczone dla tej konfiguracji.

Na podstawie zależności (3.19 ÷ 3.23) sumaryczna rezystancja w kolektorze tranzystora $T3$ wynosi:

$$R_{c1} + R_{c2} = \frac{0,5 E_c}{(2 \div 5) \cdot \bar{I}_{B\max\ T4}} = \frac{0,5 E_c}{(2 \div 5) \frac{\bar{I}_{L\max}}{H_{21E}}} \quad (3.75)$$

Wartość H_{21E} zostanie określona na podstawie tablicy 3.1. Dla konfiguracji połączeń tranzystora $T4$ i $T5$ wymagana wartość H_{21E} znajduje się w rubryce 4:

$$H_{21E} = h_{21ET4} \cdot h_{21ET5} = 50 \cdot 20 = 1000 \quad (3.76)$$

Po podstawieniu wartości liczbowych zależność (3.75) przybiera postać:

$$R_{c1} + R_{c2} = \frac{0,5 \cdot 40}{(2 \div 5) \cdot 3,55 \cdot 10^{-3}} = 1130 \div 2800\ \Omega \quad (3.77)$$

Przyjęto wartość:

$$R_{c1} + R_{c2} = 2000\ \Omega \quad (3.78)$$

Uwzględniając zależność (3.25) wartość rezystancji R_{c1} należy wybrać z przedziału:

$$R_{c1} = (20 \div 100) \cdot R_L = 80 \div 400\ \Omega \quad (3.79)$$

Przyjęto wartość:

$$R_{c1} = 360\ \Omega \quad (3.80)$$

Stąd wartość R_{c2} wynosi:

$$R_{c2} = 2000 - 360 = 1640\ \Omega \quad (3.81)$$

Przyjęto wartość katalogową

$$R_{c2} = 1,6\text{ k}\Omega \quad (3.82)$$

Na podstawie tych wartości prąd kolektora tranzystora $T3$ wynosi:

$$I_{cT3} = \frac{0,5E_c}{R_{c1} + R_{c2}} = \frac{20}{360 + 1600} \cong 10 \text{ mA} \quad (3.83)$$

Moc tracona w tranzystorze $T3$ wynosi:

$$P_{cT3} = 0,5 \cdot E_c \cdot I_c = 0,5 \cdot 40 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 200 \text{ mW} \quad (3.84)$$

Jako $T3$ wybrano tranzystor typu BC313-16 o następujących parametrach:

$$U_{CBO \max} = 60 \text{ V}, \quad U_{CEO \max} = 40 \text{ V}, \quad P_{C \max} = 800 \text{ mW} \\ (T_a = 25^\circ \text{C}) \\ I_{C \max} = 1 \text{ A}, \quad h_{21E} = 100 \div 250.$$

Wyznaczenie pojemności kondensatora C_f

Na podstawie zależności (3.29) C_f wynosi:

$$C_f = (5 \div 10) \frac{(R_{c1} + R_{c2}) 10^6}{2\pi f_d R_{c1} R_{c2}} = \\ = (5 \div 10) \frac{1960 \cdot 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 360 \cdot 1600} = 135 \div 270 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.85)$$

Wybrano wartość katalogową:

$$C_f = 220 \text{ } \mu\text{F}. \quad (3.86)$$

Wyznaczenie pojemności kondensatora sprzęgającego C_s

Na podstawie zależności (3.30) C_s wynosi:

$$C_s = \frac{(2 \div 3) 10^6}{2\pi f_d R_L} = \frac{(2 \div 3) 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 20,4} = 4000 \div 6000 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.87)$$

Przyjęto typową wartość

$$C_s = 4700 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.88)$$

VII. Obliczenie elementów układu stabilizacji termicznej prądu spoczynkowego tranzystorów mocy

Na podstawie zależności (3.41) można napisać relację:

$$R_6/R_7 = 2 \quad (3.89)$$

Przyjęto wartości:

$$R_6 = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_7 = 1,5 \text{ k}\Omega \quad (3.90)$$

Aby umożliwić płynną regulację prądu spoczynkowego tranzystorów mocy, zastosowano zmienny rezystor R_7 o wartości $2,5 \text{ k}\Omega$ ze ślizgaczem połączonym jak na rys. 3.51.

Tranzystor $T8$ może być dowolnym typem krzemowego tranzystora małej mocy, np. BC107.

VIII. Obliczenie elementów głównej pętli sprzężenia zwrotnego
Ponieważ zgodnie z zależnością (2.5) wzmocnienie napięciowe wzmacniacza będzie zależało głównie od elementów pętli sprzężenia zwrotnego, można napisać relację:

$$k_{uf} = 1 + R_{f2}/R_{f1} = 30 \text{ V/V} \quad (3.91)$$

Stąd:

$$R_{f2}/R_{f1} = 29 \quad (3.92)$$

Na podstawie zależności 3.92 przyjęto:

$$R_{f2} = 30 \text{ k}\Omega, \quad R_{f1} = 1 \text{ k}\Omega \quad (3.93)$$

Obliczenie pojemności kondensatora C_{f1}

Obliczenia przeprowadzono na podstawie zależności (3.32)

$$C_{f1} = \frac{(2 \div 5) 10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_{f1}} = \frac{(2 \div 5) 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 10^3} = 16 \div 40 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.94)$$

Wybrano wartość:

$$C_{f1} = 33 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.95)$$

IX. Obliczenie elementów wzmacniacza różnicowego

Prąd kolektora tranzystora $T1$ zawiera dwie składowe: prąd płynący przez rezystancję R_4 oraz prąd bazy tranzystora $T3$.

$$I_{cT1} = U_{BE T3}/R_4 + I_{BT3} \quad (3.96)$$

Aby prąd bazy tranzystora $T3$ nie obciążał zbytnio tranzystora $T1$, co warunkuje liniową pracę tego stopnia, powinna być spełniona dodatkowa zależność:

$$U_{BE}/R_4 = (5 \div 10) \cdot I_{B \max T3} \quad (3.97)$$

Maksymalny prąd bazy tranzystora $T3$ ma również dwie składowe pochodzące od prądu kolektora w stanie spoczynku oraz prądu bazy tranzystora $T6$ w stanie maksymalnego występowania. Maksymalna wartość prądu bazy tranzystora $T6$ jest w przybliżeniu równa prądowi bazy tranzystora $T4$ i była wyznaczana z zależności (3.75):

$$I_{B \max T3} = \frac{I_{cT3} + I_{B \max T6}}{h_{21ET3}} = \frac{(10 + 3,5) 10^{-3}}{100} = 0,135 \text{ mA} \quad (3.98)$$

Zależność (3.97) przybiera więc postać:

$$U_{BE T4}/R_4 = (5 \div 10) \cdot 0,135 \text{ mA} = 0,675 \div 1,35 \text{ mA} \quad (3.99)$$

Wartość prądu płynącego przez rezystancję R_4 na podstawie zależności (3.99) ustalono na 1 mA; stąd wartość rezystancji R_4 wynosi:

$$R_4 = U_{BE T3}/I_{R4} = 0,7 \text{ V}/1 \text{ mA} = 700 \Omega \quad (3.100)$$

Przyjęto wartość katalogową

$$R_4 = 680 \Omega \quad (3.101)$$

Po podstawieniu wartości liczbowych zależność (3.96) przybiera postać:

$$I_{CT1} = 1 \text{ mA} + \frac{10 \text{ mA}}{100} = 1,1 \text{ mA} \quad (3.102)$$

Aby układ wejściowego wzmacniacza różnicowego był symetryczny, przyjęto również taką samą wartość dla prądu kolektora tranzystora $T2$. Na podstawie uzyskanych danych wartość rezystancji R_5 wynosi:

$$R_5 = \frac{0,5E_c - U_{BE T1}}{I_{CT1} + I_{CT2}} = \frac{0,5 \cdot 40 - 0,6}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 8,8 \text{ k}\Omega \quad (3.103)$$

Przyjęto wartość katalogową:

$$R_5 = 8,2 \text{ k}\Omega \quad (3.104)$$

Jako $T1$ i $T2$ zastosowano tranzystory typu BC107B.

Obliczanie obwodu polaryzacji bazy tranzystora $T1$

Ponieważ w układzie wejściowym zastosowano wzmacniacz różnicowy, co eliminuje wpływ zmian termicznych napięcia U_{BE} na stabilność punktu pracy, istnieje dosyć duża dowolność przy wyborze wartości elementów, korzystniej jest jednak zastosować niezbyt duże wartości rezystancji. Jako R_1 i R_2 przyjęto 20 k Ω . Impedancja wejściowa układu dla przebiegów zmiennych wynosi około 1 M Ω , jako rezystancję R_3 decydującą o impedancji wejściowej całego układu przyjęto 33 k Ω , co spełnia warunek podany w założeniach.

Obliczanie pojemności kondensatora C_2

Ponieważ dla przebiegów zmiennych rezystancje R_1 , R_2 i R_3 są połączone równolegle, odpowiednia zależność przybiera postać:

$$C_{2z} = \frac{(5 \div 10) \cdot 10^6}{2\pi f_d R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} [\mu\text{F}] =$$

$$= \frac{(5 \div 10) \cdot 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 7,5 \cdot 10^3} = 5 \div 10 \mu\text{F} \quad (3.105)$$

Przyjęto wartość:

$$C_2 = 10 \mu\text{F} \quad (3.106)$$

Obliczenie pojemności kondensatora C_1

Podobnie jak pojemność kondensatora C_2 , pojemność C_1 wyznaczona zostanie ze wzoru na dolną częstotliwość graniczną:

$$C_1 = \frac{(5 \div 10) \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_3} = \frac{(5 \div 10) \cdot 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 33 \cdot 10^3} = 1,3 \div 2,6 \mu\text{F} \quad (3.107)$$

Wybrano wartość katalogową

$$C_1 = 2,2 \mu\text{F} \quad (3.108)$$

X. Obliczenie radiatorów dla tranzystorów stopnia końcowego

Tranzystory pary komplementarnej nie wymagają stosowania radiatorów, natomiast dla tranzystorów końcowych przyjęto pewne założenia:

- 1) maksymalna temperatura otoczenia 40°C,
- 2) dopuszczalna temperatura złącza 150°C,
- 3) tranzystory mocowane przez przekładkę izolacyjną z miki.

Zgodnie z rozdziałem 3.6 wymagana rezystancja termiczna radiator-otoczenie wynosi:

$$R_{Tr-a} = \frac{T_j - T_a}{P_{CT5, T7}} - R_{Tj-c} - R_{Tc-r} = \frac{150 - 40}{11,25} - 1,5 - 2,3 = 5,8^\circ\text{C/W} \quad (3.109)$$

Wybrano radiator żebrowany o profilu P2, przedstawiony na rys. 3.26. Z wykresu przedstawionego na rys. 3.27 wyznaczono długość kształtki dla każdego tranzystora, kierując się obliczoną rezystancją termiczną. Długość ta wynosi 4 cm dla każdego tranzystora.

3.9. Przykład obliczania wzmacniacza mocy z układem statycznego źródła prądowego

Zaprojektować wzmacniacz mocy o parametrach z przykładu podanego w p. 3.8 z zastosowaniem źródła stałoprądowego w miejsce układu typu *bootstrap*. Układ należy wyposażać w elektroniczny ogranicznik prądu wyjściowego.

Schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 3.53.

W układzie zastosowano dwa źródła prądowe, jedno z tranzystorami T_{10} i T_{11} w miejsce układu typu *bootstrap* oraz drugie z tranzystorem T_9 w miejsce rezystora emiterowego w stopniu różnicowym. Jako ogranicznik prądu wykorzystano układ z rys. 3.31. Ze względu na podobieństwo fragmentów układów w obu przykładach, w przykładzie drugim wykorzystano niektóre obliczenia z przykładu pierwszego.

- I. Wymaganą amplitudę napięcia i prądu w obciążeniu wyznaczono w przykładzie pierwszym (p. 3.8):

$$\bar{U}_L = 14,2 \text{ V}, \quad \bar{I}_L = 3,55 \text{ A} \quad (3.110)$$

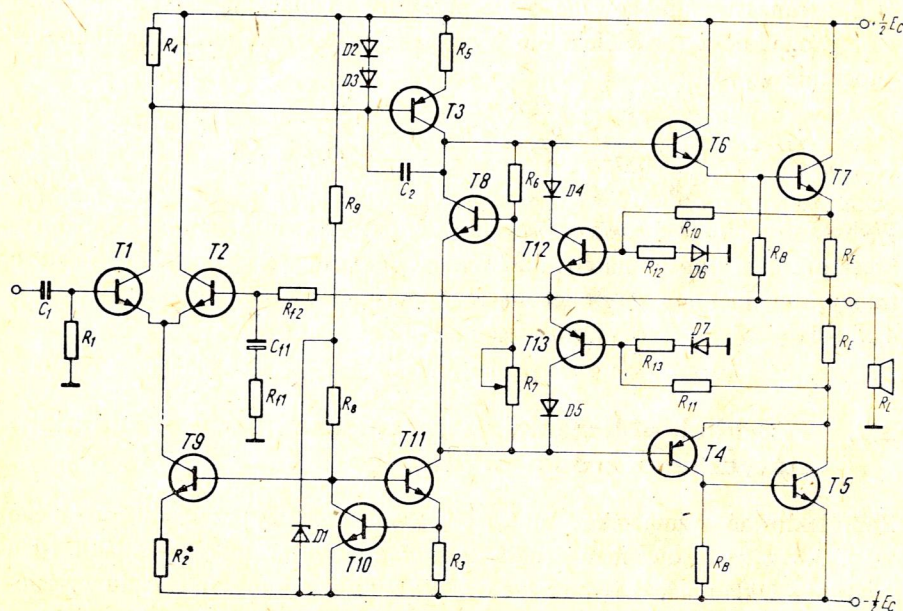
- II. Wartość rezystancji R_E , R_B oraz prąd spoczynkowy tranzystorów mocy przyjęto z przykładu pierwszego:

$$R_E = 0,4 \, \Omega \quad R_B = 36 \, \Omega, \quad I_o = 100 \, \text{mA} \quad (3.111)$$

- ### III. Obliczenie napięcia zasilającego

Dla połówki dodatniej sytuacja jest analogiczna jak poprzednio, należy jedynie dodać spadek napięcia na rezystancji R_5 , który szacunkowo założono jako 0,3 V:

$$\frac{1}{2} E_c^+ = 17,8 \text{ V} + 0,3 \text{ V} = 18,1 \text{ V} \quad (3.112)$$



Rys. 3.53. Schemat ideowy obliczanego przykładowo wzmacniacza

Natomiast dla połówki ujemnej:

$$\frac{1}{2} E_c^- = \bar{U}_{L\max} + R_E \cdot \bar{I}_{L\max} + U_{BE\max} T_4 + U_{CE\min} T_{11} + U_{BE} T_{10} \quad (3.113)$$

Po podstawieniu wartości szacunkowych:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} E_c^- &= 14,2 \text{ V} + 0,4 \Omega \cdot 3,55 \text{ A} + 0,7 + 0,5 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = \\ &= 17,42 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.114)$$

Przyjmując podobnie jak poprzednio przypadek bardziej niekorzystny oraz zakładając 10% spadek napięcia zasilania przy pełnym wysteroowaniu, otrzymano:

$$\frac{1}{2} E_c = 20 \text{ V} \quad (3.115)$$

- #### IV. Określenie mocy strat w tranzystorach stopnia końcowego

Ze względu na jednakowe napięcie zasilania moc strat będzie identyczna jak w przykładzie poprzednim:

$$P_{CT5} = P_{CT7} = 11,25 \text{ W} \quad (3.116)$$

- V. Określenie mocy strat w tranzystorach stopnia sterującego $T4$, $T6$
 Podobnie jak poprzednio, należy wyznaczyć moc strat w tranzystorze $T6$.
 Będzie ona identyczna jak w przykładzie poprzednim i wyniesie:

$$P_{CT6} = 0,97 \text{ W} \quad (3.117)$$

Podobnie jak w przykładzie pierwszym, jako parę komplementarną zastosowano tranzystory BD254/BD255.

- VI. Obliczenie elementów źródła prądowego z tranzystorami $T10$ i $T11$
Dla prawidłowego wystrojenia stopnia końcowego wydajność źródła prądowego powinna spełniać zależność:

$$I_{zr} = (2 \div 5) \bar{I}_{B \max} = (2 \div 5) \frac{\bar{I}_{L \max}}{H_{21E}} \quad (3.118)$$

Po uwzględnieniu zależności (3.76) z przykładu poprzedniego

$$I_{zr} = (2 \div 5) \frac{3,55 \text{ A}}{1000} = 7,1 \div 17,7 \text{ mA} \quad (3.119)$$

Przyjęto

$$I_{zr} = 10 \text{ mA} \quad (3.120)$$

W układzie zastosowano diodę Zenera $D1$ w celu zmniejszenia wpływu tętnień napięć zasilających na stopień wejściowy wzmacniacza. Napięcie diody $D1$ wybrano o wartości 6,8 V, a prąd kolektora tranzystora $T10$ ustalono na 3 mA. Dla zapewnienia prawidłowej pracy diody Zenera prąd płynący przez tę

diodę powinien wynosić co najmniej 5 mA oraz powinien być około 2-krotnie większy od maksymalnego prądu obciążenia. Stąd:

$$I_z \geq 6 \text{ mA} \quad (3.121)$$

Ponieważ wartość tego prądu nie może zmniejszyć się przy maksymalnymysterowaniu wzmacniacza, wartość rezystancji R_9 powinna być wyznaczona po uwzględnieniu spadku napięć zasilających o 10%:

$$R_9 = \frac{E_c - 0,1E_c - U_z}{I_z + I_{cT10}} = \frac{40 - 4 - 6,8}{9 \cdot 10^{-3}} = 3,24 \text{ k}\Omega \quad (3.122)$$

Wybrano typową wartość

$$R_9 = 3,3 \text{ k}\Omega \quad (3.123)$$

Moc strat w diodzie DI będzie maksymalna przy brakuysterowania wzmacniacza i wyniesie:

$$P_z = U_z \cdot I_z = U_z \left(\frac{E_c - U_z}{R_9} - I_{cT10} \right) = 6,8 \left(\frac{40 - 6,8}{3,3 \cdot 10^3} - 3 \cdot 10^{-3} \right) = 47,6 \text{ mW} \quad (3.124)$$

Jako DI wybrano diodę typu BZP611C6V8.

Wartość rezystancji R_6 należy wyznaczyć uwzględniając założony prąd kolektora tranzystora $T10$:

$$R_6 = \frac{U_z - U_{BE T11} - U_{BE T10}}{I_{cT10}} = \frac{6,8 - 0,6 - 0,6}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \text{ k}\Omega \quad (3.125)$$

Wartość rezystancji R_3 zależy od prądu, jakiego ma dostarczyć źródło prądowe:

$$R_3 = \frac{U_{BE T10}}{I_{zr}} = \frac{0,6}{10 \cdot 10^{-3}} = 60 \Omega \quad (3.126)$$

Przyjęto wartość katalogową

$$R_3 = 62 \Omega \quad (3.127)$$

Moc strat w tranzystorze $T10$ jest znikoma, dlatego może być tutaj zastosowany dowolny typ tranzystora małej mocy, np. BC107, BC108.

Moc strat w tranzystorze $T11$ wynosi:

$$P_{cT11} = I_{zr} \cdot 0,5 \cdot E_c = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 20 = 200 \text{ mW} \quad (3.128)$$

Jako $T11$ wybrano tranzystor typu BC211-16 o następujących parametrach:

$$U_{CBO} = 80 \text{ V}, \quad U_{CEO} = 40 \text{ V}, \quad I_{Cmax} = 1 \text{ A},$$

$$P_C = 800 \text{ mW} \quad (T_c = 25^\circ\text{C})$$

$$h_{21E} = 100 \div 250.$$

Natomiast jako $T3$, podobnie jak w przykładzie pierwszym, wybrano tranzystor typu BC313-16.

Wartość rezystancji R_5 w emiterze tranzystora $T3$, koniecznej ze względu na zastosowanie układu zabezpieczenia, wyznaczono na podstawie zależności (3.48). W obliczeniach założono, że prąd bazy tranzystora $T6$ jest w przybliżeniu równy prądowi bazy tranzystora $T4$, którego wartość wyznaczono w zależnościach (3.75 ÷ 3.77)

$$R_5 = \frac{U_D}{(2 \div 3) \cdot I_{E_{max} T3}} = \frac{U_D}{(2 \div 3) \cdot (I_{zr} + I_{B_{max} T6})} = \frac{0,6}{(2 \div 3) \cdot 13,5 \cdot 10^{-3}} = 14,8 \div 22,2 \Omega \quad (3.129)$$

Jako wartość rezystancji R_5 przyjęto 20 Ω .

VII. Obliczenie elementów stabilizacji termicznej prądu spoczynkowego tranzystorów mocy

Ponieważ zastosowany układ jest identyczny jak w przykładzie pierwszym (p. 3.8), wartości elementów wynoszą:

$$R_6 = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_7 = 2,5 \text{ k}\Omega \quad (\text{reg.}) \quad (3.130)$$

VIII. Obliczenie elementów głównej pętli sprzężenia zwrotnego

Ze względu na dryft termiczny wzmacniacza wartość rezystancji R_{f2} musi być równa wartości rezystancji R_1 , która z kolei decyduje o impedancji wejściowej układu.

Stąd:

$$R_{f2} \geq Z_{we} \quad (3.131)$$

Uwzględniając założenia:

$$R_{f2} \geq 30 \text{ k}\Omega \quad (3.132)$$

wybrano wartość:

$$R_{f2} = 33 \text{ k}\Omega \quad (3.133)$$

Ponieważ wzmocnienie napięciowe wzmacniacza powinno wynosić około 30 V/V, więc wartość rezystancji R_{f1} zgodnie z zależnością (2.5) wynosi:

$$R_{f1} = R_{f2} / k_u = 1,1 \text{ k}\Omega \quad (3.134)$$

Kondensator C_{f1} zastosowano identyczny jak w przykładzie pierwszym (33 μF), ponieważ wartości rezystancji R_{f1} i R_{f2} są bardzo bliskie odpowiednim wartościom z przykładu pierwszego.

IX. Obliczenie elementów wzmacniacza różnicowego

Różnicowy stopień wejściowy zastosowano podobny jak w przykładzie pierwszym, należy jedynie obliczyć rezystancję R_2 w emiterze tranzystora

T_9 , pracującego jako źródło prądowe, oraz skorygować wartość rezystancji R_4 w kolektorze tranzystora T_1 .

$$R_2 = \frac{U_{BET11} + U_{BET10} - U_{BET9}}{I_{CT1} + I_{CT2}} = \frac{0,7 + 0,6 - 0,6}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 318 \, \Omega \quad (3.135)$$

Zastosowano wartość katalogową:

$$R_2 = 300 \, \Omega \quad (3.136)$$

Uwzględniając zależność (3.100) wartość rezystancji R_4 wynosi

$$R_4 = \frac{U_{BET3} + U_{R5}}{I_{R4}} = \frac{0,7 + 0,2}{1 \cdot 10^{-3}} = 900 \, \Omega \quad (3.137)$$

Przyjęto wartość katalogową

$$R_4 = 910 \, \Omega \quad (3.138)$$

Wartość rezystancji R_1 musi być równa wartości R_{f2} , stąd:

$$R_1 = 33 \, \text{k}\Omega \quad (3.139)$$

Pojemność kondensatora sprzęgającego pozostaje bez zmian i wynosi:

$$C_1 = 2,2 \, \mu\text{F} \quad (3.140)$$

X Obliczenie elementów układu zabezpieczającego przed zwarcie wyjścia wzmacniacza

W przykładzie zastosowano układ elektronicznego bezpiecznika, omówiony w rozdziale 3.7.

Jeśli jako rezystancję R_{12} przyjęto $1 \, \text{k}\Omega$, to uwzględniając zależność (3.52), wartość rezystancji R_{10} wynosi:

$$R_{10} = \frac{\bar{I}_L \cdot R_E \cdot R_{12}}{\bar{I}_L \cdot R_L - U_{D6}} = \frac{3,55 \cdot 0,4 \cdot 1000}{3,55 \cdot 4 - 0,6} = 104 \, \Omega \quad (3.141)$$

Przyjęto wartość

$$R_{10} = 110 \, \Omega \quad (3.142)$$

W przypadku zwarcia wyjścia układu wartość prądu zwarcia wyniesie

$$I_{zw} = 0,7/R_E = 0,7/0,4 = 1,75 \, \text{A} \quad (3.143)$$

Układ ma więc korzystną „podciętą” charakterystykę zabezpieczenia. Maksymalna moc strat w każdym z tranzystorów wyjściowych w przypadku zwarcia wynosi w przybliżeniu:

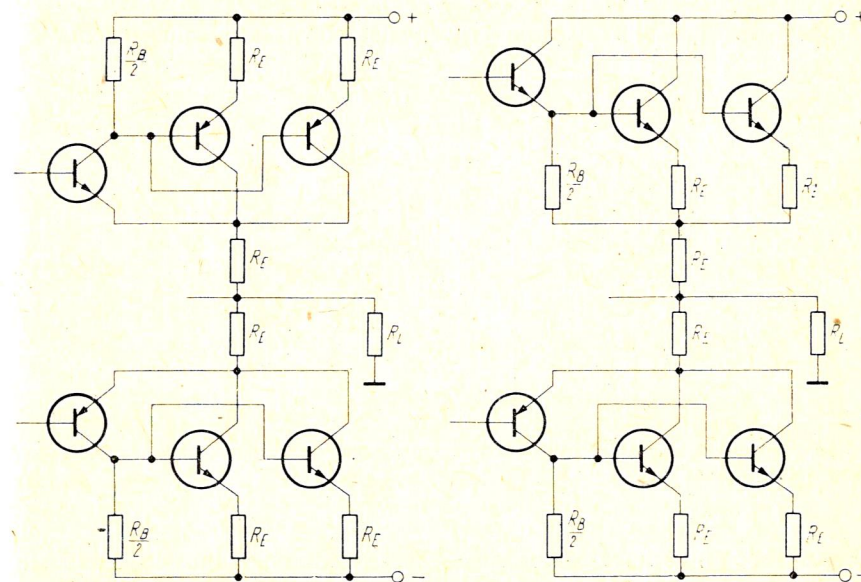
$$P_{zw} = 0,5 \cdot 0,5 \cdot E_c \cdot I_{zw} = 0,25 \cdot 40 \cdot 1,75 = 17,5 \, \text{W} \quad (3.144)$$

Jako tranzystory T_{12} i T_{13} zastosowano odpowiednio elementy BC107 i BC177, natomiast jako diody $D_2 \div D_7$ — typ BAY-55.

XI. Radiatory dla tranzystorów stopnia końcowego należy zastosować identyczne, jak w przykładzie pierwszym.

3.10. Mostkowe wzmacniacze mocy

W przypadku konieczności budowy wzmacniacza o mocy wyjściowej rzędu 100 W dają znać o sobie ograniczenia napięciowe i prądowe tranzystorów wyjściowych i sterujących. W przypadku wystąpienia jedynie ograniczeń prądowych można temu zaradzić, łącząc tranzystory równolegle, co przedstawiono na rys. 3.54. Wartości rezystancji R_E należy wyznaczyć według zależności (3.10), zakładając równomierny rozływ prądu przez wszystkie gałęzie. W przypadku jednak zaistnienia ograniczeń napięciowych sprawa się komplikuje

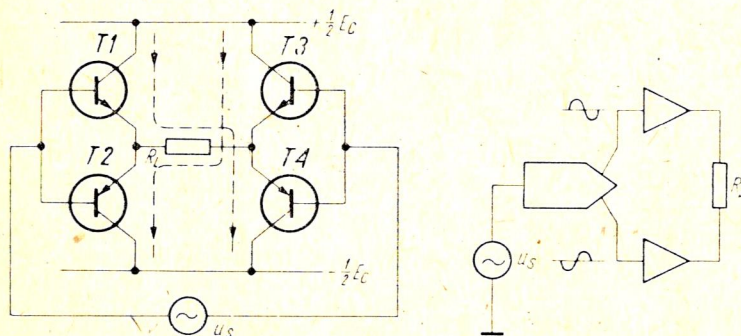


Rys. 3.54. Łączenie równoległe tranzystorów wyjściowych

W tablicy 3.6 podano wymaganą wartość amplitudy i szacunkowe napięcie zasilania dla trzech rezystancji obciążenia: $4 \, \Omega$, $8 \, \Omega$ i $15 \, \Omega$, przy mocy wyjściowej 100 W. Napięcia zasilania podane są bez uwzględnienia spadku wywołanego obciążeniem zasilacza.

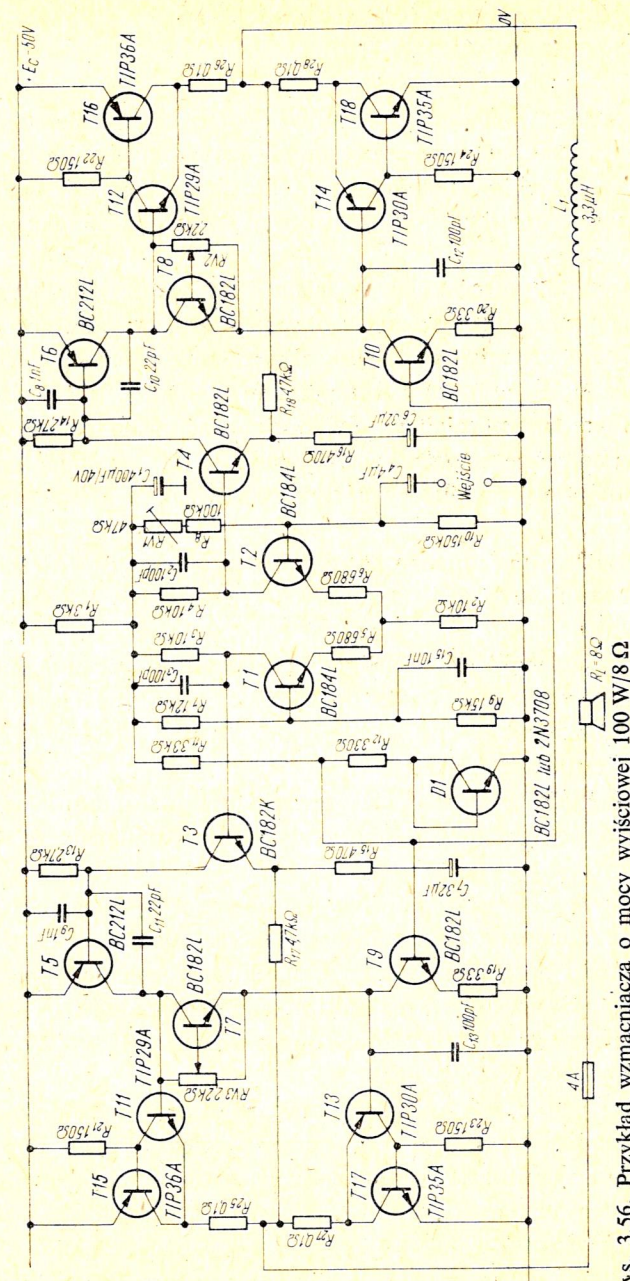
$R_L [\Omega]$	$U_L [\text{V}]$	$I_L [\text{A}]$	$E_c [\text{V}]$ Układ konwencjonalny	$E_c [\text{V}]$ Układ mostkowy
4	28,3	7,1	66	36
8	40,1	5	90	48
15	55	3,6	120	63

Sytuacja ulega radykalnej poprawie w przypadku zastosowania wzmacniacza w układzie mostkowym. Zasada działania układu mostkowego oraz schemat blokowy wzmacniacza przedstawiono na rys. 3.55. Tranzystory w obu gałęziach mostka przewodzą na zmianę; dla jednej połówki przebiegu sterującego przewodzą tranzystory $T1$ i $T4$, a dla drugiej $T3$ i $T2$. W ten sposób amplituda napięcia na obciążeniu jest niemal równa napięciu zasilania E_c .



Rys. 3.55. Zasada działania układu mostkowego (a) oraz schemat blokowy wzmacniacza (b)

Ponieważ moc wyjściowa wzmacniacza jest proporcjonalna do kwadratu amplitudy sygnału wyjściowego, układ mostkowy dostarcza 4-krotnie większej mocy wyjściowej niż wzmacniacz pojedynczy zasilany z tego samego źródła i przy tej samej wartości rezystancji obciążenia R_L . Obliczenia wzmacniacza mostkowego są podobne do omówionych przykładów. Praktyczny wzmacniacz w układzie mostkowym [11] o mocy wyjściowej 100 W przedstawiony został na rys. 3.56.



Rys. 3.56. Przykład wzmacniacza o mocy wyjściowej 100 W/8 Ω

3.11. Minimalizacja zniekształceń TIM we wzmacniaczach mocy

Mechanizm powstawania zniekształceń TIM omówiony został w rozdziale 2. Zapobieganie zniekształceniom tego typu jest szczególnie istotne we wzmacniaczach mocy, z uwagi na stosunkowo wolne tranzystory stopnia końcowego w porównaniu z tranzystorami stopni wejściowych oraz głębokie ujemne sprzężenie zwrotne.

Aby wyeliminować zniekształcenia TIM we wzmacniaczu musi nastąpić wzrost pasma przenoszenia w otwartej pętli, tak aby górna częstotliwość graniczna wzmacniacza mocy, bez sprzężenia zwrotnego, była większa niż górna częstotliwość graniczna przedwzmacniacza. Oczywiście pasmo przenoszenia przedwzmacniacza musi obejmować pełne pasmo akustyczne. Przyczyny ograniczonego pasma wzmacniacza mocy to: mała częstotliwość graniczna tranzystorów końcowych oraz zwalniająca kompensacja częstotliwościowa.

Poprawić sytuację można przez stosowanie tranzystorów mocy o wielkiej częstotliwości granicznej oraz małych rezystancji w bazach, jak przedstawiono na rys. 3.15.

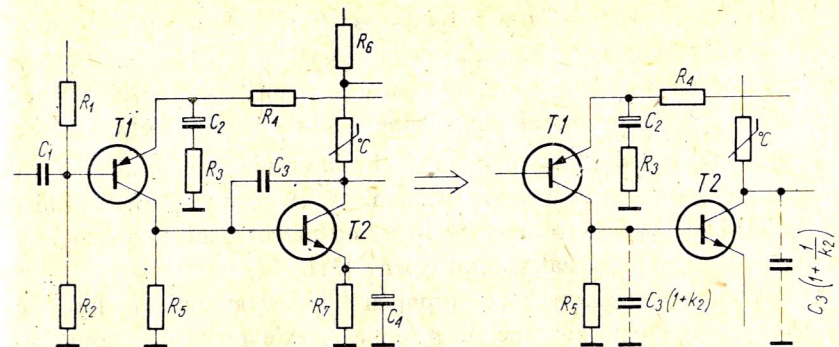
W przypadku układów Darlingtona należy stosować połączenie OC-OC (rys. 3.11a), które charakteryzuje się większą częstotliwością graniczną niż konfiguracja komplementarna przedstawiona na rys. 3.11b, w której tranzystory pracują w układach OE.

„Zwalniająca” kompensacja częstotliwościowa stanowi jedną z głównych przyczyn ograniczenia pasma przenoszenia wzmacniacza w otwartej pętli.

Na rysunku 3.57 przedstawiony jest fragment typowego układu wzmacniacza mocy z układem kompensacji w postaci kondensatora C_3 dołączonego między kolektor i bazę tranzystora $T2$. Jeżeli wzmocnienie stopnia drugiego wynosi k_2 , to pojemność C_3 ulega multiplikacji do wartości $C_3(1+k_2)$ umieszczonej w bazie tranzystora $T2$ oraz do wartości $C_3(1+1/k_2)$ umieszczonej w kolektorze tranzystora $T2$.

W przypadku wystąpienia przesterowania, pojemność $C_3(1+k_2)$ będzie ładowana z kondensatora C_2 przez względnie małą rezystancję R_3 oraz nasycony tranzystor $T1$, natomiast rozładowanie tej pojemności nastąpi powoli przez rezystancję R_5 , która często ma duże wartości.

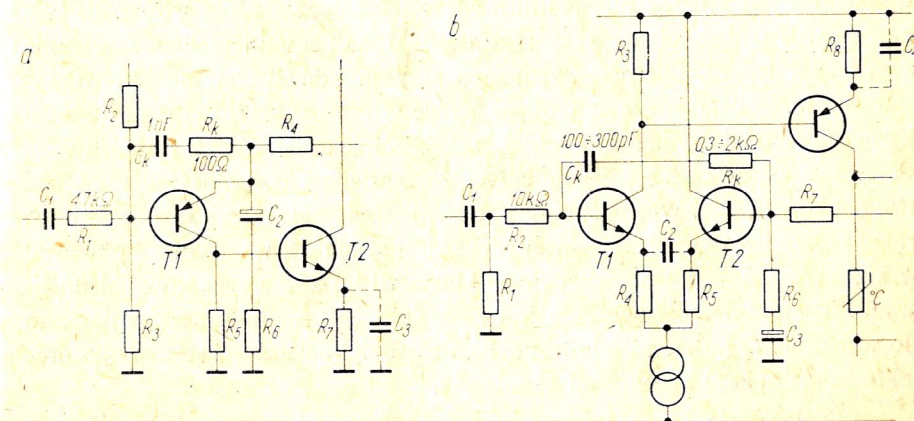
Problem rozładowania pojemności C_3 można częściowo rozwiązać stosując względnie duży prąd kolektora tranzystora $T1$. Korzystniejszym rozwiązaniem jest jednak zastosowanie wejściowej kompensacji



Rys. 3.57. Multiplikacja pojemności C_3 na skutek efektu Millera

w miejsce kompensacji za pomocą pojemności C_3 , jak pokazano na rys. 3.58. (Oczywiście w układach praktycznych nie zawsze jest możliwe zupełne wyeliminowanie pojemności C_3).

Dwójnik $R_k C_k$ umiejscowiony jest w taki sposób, że łączy punkty, do których doprowadzany jest sygnał wejściowy oraz sygnał sprzężenia zwrotnego (rys. 3.58a). Dla małych częstotliwości dwójnik $R_k C_k$ jest „bootstrapped” przez sygnał sprzężenia zwrotnego i nie obciąża wejścia, natomiast dla częstotliwości, które mogą być przyczyną powstawania TIM, chwilowy brak sprzężenia zwrotnego powoduje obciążenie wejścia i tłumienie doprowadzanego sygnału. Jednocześnie następuje przytykanie tranzystora stopnia wejściowego, ponieważ sygnał wejściowy jest podany w tej samej fazie równocześnie na bazę i emiter tego tranzystora.



Rys. 3.58. Zastosowanie wejściowej kompensacji w układzie wzmacniacza
a) z układem wejściowym pojedynczym, b) z układem wejściowym różnicowym

W przypadku wzmacniacza różnicowego (rys. 3.58b) mamy do czynienia z przypadkiem sterowania synfazowym sygnałem obydwu baz tranzystorów wchodzących w skład układu, co – wobec znanej odporności wzmacniaczy różnicowych na sterowanie sumacyjne – da podobny efekt.

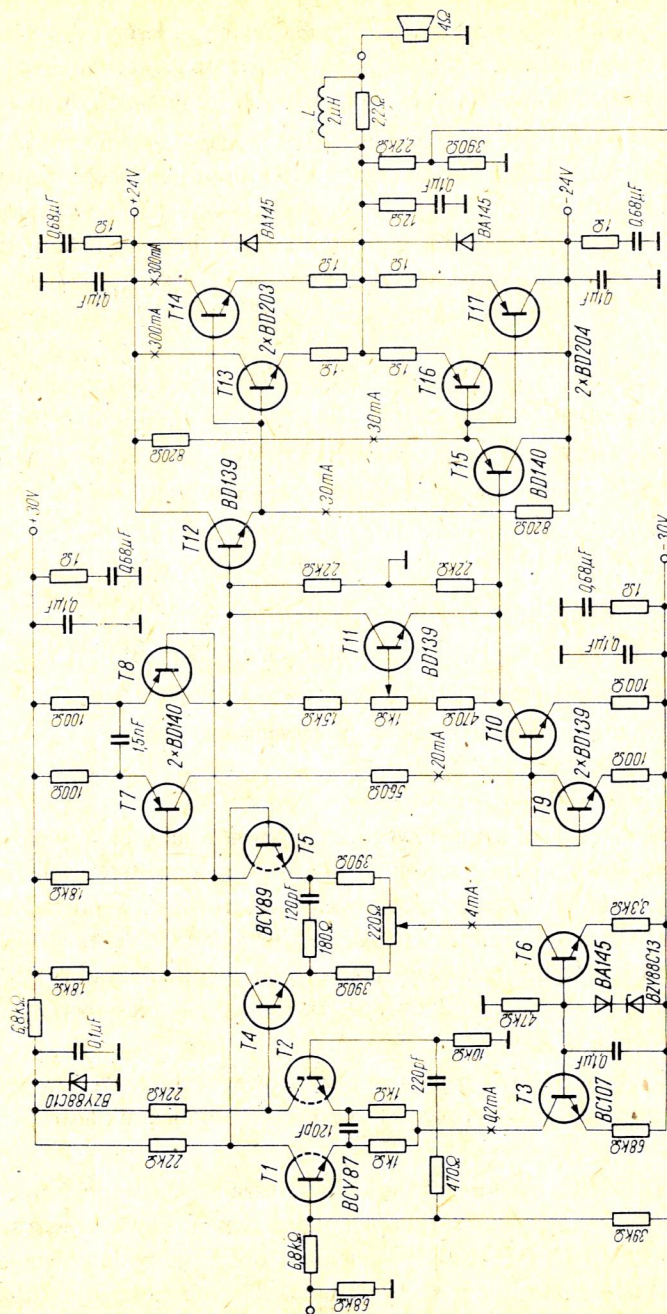
Podstawowym jednak warunkiem wyeliminowania zniekształceń TIM jest poszerzenie pasma przenoszenia wzmacniacza w otwartej pętli. Zniekształcenia TIM nie są generowane, jeżeli pasmo przenoszenia wzmacniacza w otwartej pętli przekracza zakres akustyczny [31].

Oprócz spraw związanych ze stopniem końcowym, należy stosować lokalne ujemne sprzężenie zwrotne przez umieszczenie rezystorów emiterowych w poszczególnych stopniach oraz przez stosowanie kompensacji „przyspieszającej” przez dołączenie równoległe do tych rezystorów małych pojemności.

Głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego należy ograniczyć do $20 \div \div 30$ dB, przy czym obowiązuje zasada, że pasmo przenoszenia wzmacniacza przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego powinno być iloczynem redukcji wzmocnienia i 20 kHz. Tak więc przy zastosowaniu głębokości ujemnego sprzężenia zwrotnego 20 dB (10 razy) pasmo przenoszenia powinno wynosić 200 kHz, przy 30 dB – 630 kHz, a przy 40 dB (wartość najczęściej spotykana w typowych wzmacniaczach mocy) – 2 MHz. Dzięki temu wymaganiu można dobrać odpowiednią głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego w konkretnym przypadku.

Zmniejszenie głębokości ujemnego sprzężenia zwrotnego pociąga za sobą wzrost zniekształceń nieliniowych i intermodulacyjnych, dlatego wymagana jest bardzo dobra liniowość wzmacniacza w otwartej pętli. Na poprawę liniowości wpływa stosowanie lokalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, jednak dla przeciwsobnego stopnia końcowego nie jest to wystarczające. Podstawowym zadaniem będzie w tym przypadku eliminacja zniekształceń skrośnych, na które ucho jest szczególnie czułe. Jak na razie jedynym skutecznym sposobem zmniejszenia tych zniekształceń jest polaryzacja wstępna stopnia końcowego. Wartość prądu spoczynkowego należy zwiększyć do takich rozmiarów, aby dla przeważającej większości sygnałów wzmacniacz pracował w klasie A, natomiast przechodził do klasy AB tylko dla sygnałów najsilniejszych. To wymaganie związane jest ze zwiększeniem prądu spoczynkowego do wartości $0,5 \div 1$ A, co z kolei pociąga za sobą konieczność starannego projektowania układu stabilizacji termicznej.

Zaleca się również stosowanie jednakowej głębokości ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składowej stałej i zmiennej. Ma to na celu eliminację



Rys. 3-59. Schemat ideowy wzmacniacza pozbawiony zniekształceń TIM

z układu wzmacniacza dużych pojemności, które mogą być również źródłem zniekształceń w stanach przejściowych. Spełnienie tego zalecenia jest związane z koniecznością stosowania układów różnicowych, gdyż w innym przypadku stabilność może okazać się zbyt mała.

Przykład realizacji wzmacniacza mocy odpowiadającego powyższym wymaganiom przedstawiono na rys. 3.59. Podstawowe parametry układu są następujące (pomiar przeprowadzono przy zwartej indukcyjności L):

$$P_{wy} = 50 \text{ W}/4\Omega$$

$$h(f = 1 \text{ kHz}) = 0,2\%$$

$$h_{int} = 0,15\%$$

$$\text{pasmo przenoszenia (otwarta pętla)} = 0 \div 100 \text{ kHz } (-3 \text{ dB})$$

$$\text{pasmo przenoszenia (zamknięta pętla)} = 0 \div 1 \text{ MHz } (-3 \text{ dB})$$

$$\text{głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego} = 20 \text{ dB}$$

$$Z_{we} = 3,4 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{wy} = 50 \text{ m}\Omega$$

$$\text{Znamionowe napięcie wejściowe} = 0,35 \text{ V}$$

$$\text{sygnał/zakłócenia} = 106 \text{ dB}$$

$$\text{prąd spoczynkowy stopnia końcowego} = 600 \text{ mA}$$

$$\text{szybkość zmian napięcia wyjściowego} = 100 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Opis układu

Dwa stopnie wzmacniacza napięciowego zrealizowano jako układy różnicowe ze źródłami prądowymi umieszczonymi w obwodach emiterowych (tranzystory $T1 \div T6$). Stopień sterujący zbudowany jest również w postaci układu symetrycznego z tranzystorami $T7$ i $T8$. W obwodach kolektorowych obu tranzystorów zastosowano tzw. „zwierciadło prądowe” (tranzystory $T9$, $T10$), które umożliwia przejście z układu symetrycznego na niesymetryczny bez straty wzmocnienia.

Stabilizację termiczną prądu spoczynkowego tranzystorów stopnia końcowego zrealizowano w sposób klasyczny za pomocą układu z tranzystorem $T11$.

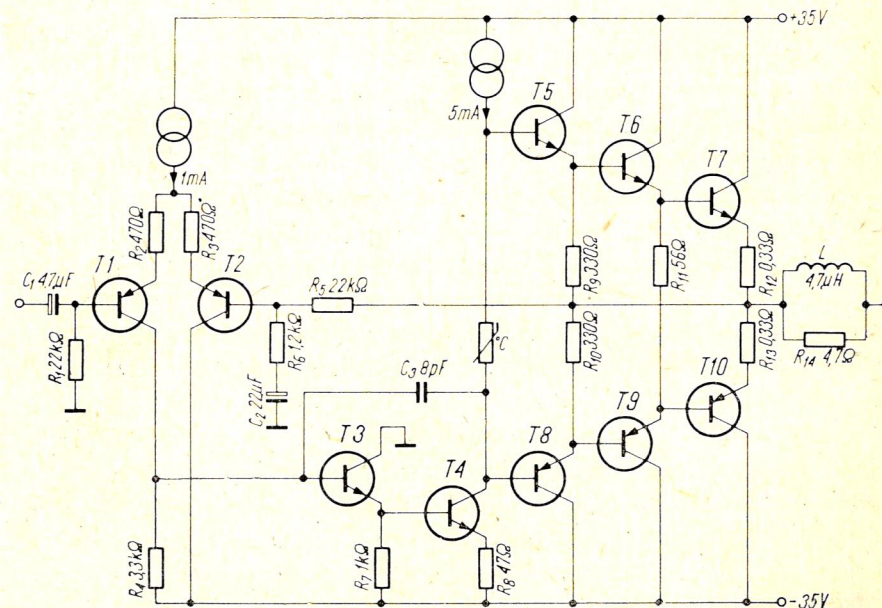
W układzie zastosowano jedynie „przyspieszający” system kompensacji. Stopień końcowy zrealizowano jako pełnokomplementarny z tranzystorami pracującymi w układach OC. Cały wzmacniacz obejmuje pętla równoległego napięciowego sprzężenia zwrotnego o jednakowej głębokości dla składowej stałej i zmiennej.

W celu poprawyysterowania stopnia końcowego napięcie zasilające przedwzmacniacz jest wyższe o $\pm 6 \text{ V}$ od napięcia zasilającego stopień końcowy.

We wzmacniaczach mocy występują również inne źródła dynamicznych zniekształceń intermodulacyjnych. Jedną z przyczyn tych zniekształceń jest zależność pojemności złącza tranzystora od napięć istniejących na tych złączach. Pojemność złącza, szczególnie złącza kolektor-baza, wpływa na wzmocnienie wzmacniacza w otwartej pętli, które w ten sposób – łącznie z pojemnością – jest modulowane przebiegiem sygnału sterującego, stając się źródłem zniekształceń.

W typowym układzie wzmacniacza zjawisko modulacji wzmocnienia jest najbardziej widoczne w stopniu sterującym układ wyjściowy. Stopień sterujący ma największe wzmocnienie napięciowe, a jednocześnie jest to miejsce występowania dużych zmian napięcia na złączu kolektor-baza.

Szkodliwy efekt modulacji pojemności złącza kolektor-baza (C_{C-B}) może być zredukowany przez sterowanie bazy ze źródła o małej impedancji



Rys. 3.60. Zastosowanie wtórnika emiterowego w celu eliminacji wpływu pojemności złącza kolektor-baza tranzystora pracującego w stopniu sterującym na wzmocnienie wzmacniacza

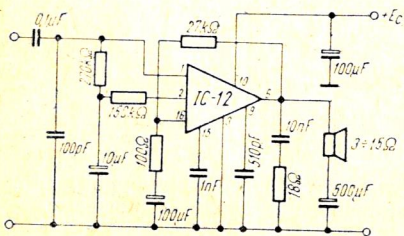
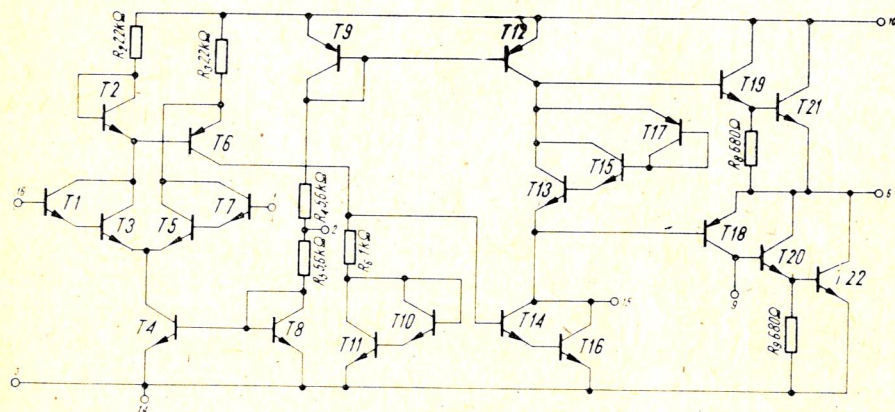
wewnętrznej, np. z wtórnika emiterowego [24]. Tego typu rozwiązanie przedstawiono na rys. 3.60.

Zastosowanie wtórnika emiterowego (tranzystor $T3$) powoduje wielokrotne zmniejszenie stałej czasowej ładowania pojemności C_{C-B} tranzystora $T4$, co w praktyce oznacza eliminację wpływu tej pojemności na pracę stopnia. W porównaniu ze standardowym układem wzmacniacza zmniejszeniu uległa także pojemność kompensująca C_3 do poziomu pikofaradów, czego konsekwencją jest wzrost pasma przenoszenia wzmacniacza oraz zwiększenie związanego z nim współczynnika szybkości zmian napięcia na wyjściu (ang. *slew-rate*). Podobny efekt można uzyskać budując stopień sterujący w układzie kaskady.

3.12. Wzmacniacze mocy w wersji scalonej

3.12.1. Układy monolityczne

Zastosowanie układów scalonych w konstrukcjach wzmacniaczy elektroakustycznych – to dalszy krok w kierunku miniaturyzacji sprzętu elektronicznego.



Rys. 3.61. Schemat ideowy wzmacniacza Super IC-12 wraz z układem aplikacyjnym

Ostatnio podjęto produkcję wzmacniaczy mocy w wersji scalonej, dorównujących parametrami układom dyskretnym. Jednym z przedstawicieli tych układów jest wzmacniacz firmy Sinclair-Super IC-12. Schemat ideowy układu wraz z przykładem zastosowania przedstawiono na rys. 3.61.

Podstawowe parametry wzmacniacza są następujące:

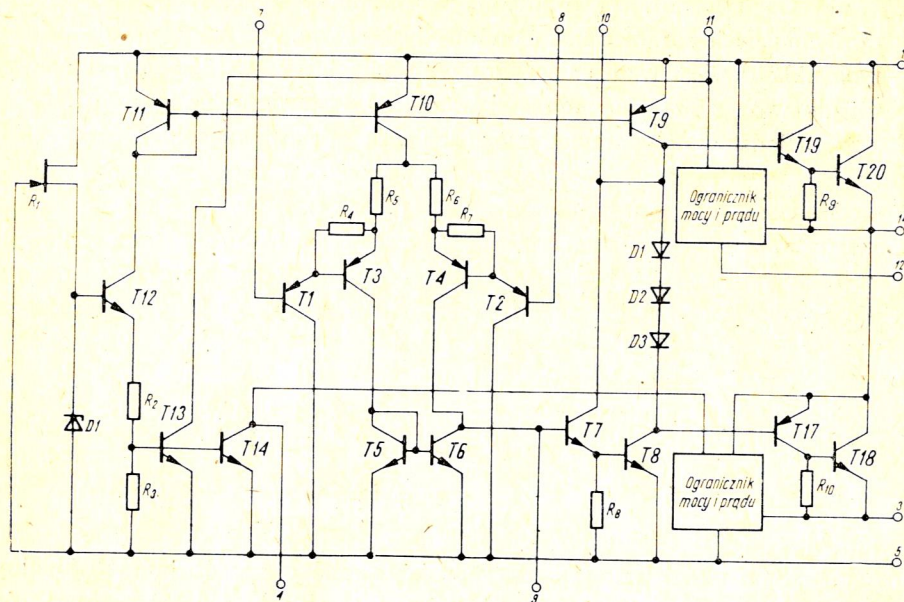
$E_{c\max}$	– 28 V
$E_{c\text{opt}}$	– 18 ÷ 28 V
$E_{c\min}$	– 8 V
P_{wy} (8 Ω , 28 V)	– 6 W
$R_{L\text{opt}}$	– 8 Ω
znamionowe napięcie	– 30 mV (8 Ω , 6 W)
wejściowe	
h	– 0,1 %

pasma przenoszenia – 15 Hz ÷ 500 kHz

Sam układ wzmacniacza zaprojektowano w sposób konwencjonalny, z charakterystyczną jednak dla układów scalonych dużą liczbą tranzystorów dodatkowych poprawiających stabilność cieplną. Stopień wejściowy zrealizowano w postaci wzmacniacza różnicowego z zastosowaniem tranzystorów połączonych w układy Darlingtona. W stopniu następnym wzmacniacza napięciowego pracuje tranzystor $T6$, włączony różnicowo między kolektory tranzystorów stopnia wejściowego. Stopniem sterującym quasi-komplementarny układ wyjściowy jest dwójka tranzystorów $T14$ i $T16$, połączonych w układ Darlingtona. Jako obciążenie tego stopnia zastosowano źródło stałoprądowe, w charakterze którego pracuje tranzystor $T12$. Polaryzację bazy tego tranzystora zapewnia tranzystor $T9$ w połączeniu diodowym. Tego typu konfiguracja jest możliwa, ponieważ obydwa tranzystory są niemal identyczne dzięki odpowiedniemu procesowi technologicznemu oraz dlatego, że podlegają tym samym zmianom termicznym. Taki sam układ źródła prądowego zastosowano do polaryzacji emiterów tranzystorów stopnia wyjściowego.

Stabilizację termiczną prądu spoczynkowego tranzystorów mocy zapewnia układ złożony z tranzystorów $T13$, $T15$ i $T17$. Struktura wzmacniacza umieszczona została w obudowie plastikowej dwurzędowej z nałożonym zewnętrznym radiatorem.

W porównaniu z układami zbudowanymi z elementów dyskretnych, wzmacniacz IC-12 ma nieco większe straty napięcia zasilania przy tej samej mocy wyjściowej.



Rys. 3.62. Schemat ideowy wzmacniacza TDA 2020

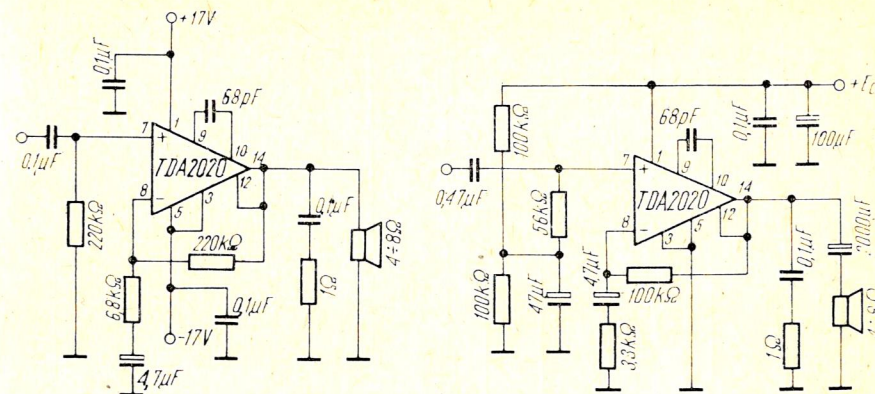
Układem o większej mocy wyjściowej jest układ scalony firmy SGS Ates – TDA 2020, który reklamowany jest jako spełniający normy Hi-Fi.

Schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 3.62, a podstawowe parametry są następujące:

$E_{c\max}$	– 44 V
$I_{L\max}$	– 3,5 A
$P_{wy} (h = 10\%)$	– 35 W (± 20 V)
$P_{wy} (h = 1\%)$	– 24 W (± 18 V)
pasmo przenoszenia	– 10 Hz ÷ 60 kHz
R_{Tj-c}	– 3°C/W

Struktura układu TDA 2020 jest nieco zbliżona do opisywanego poprzednio IC-12. W stopniu wejściowym zastosowano wzmacniacz różnicowy z obciążeniem dynamicznym w postaci tranzystora T6. Emitery tranzystorów stopnia różnicowego polaryzowane są za pomocą źródła prądowego z tranzystorem T10.

Obciążeniem stopnia sterującego (tranzystory T7 i T8) jest źródło prądowe, w charakterze którego pracuje tranzystor T9. Polaryzację baz obu

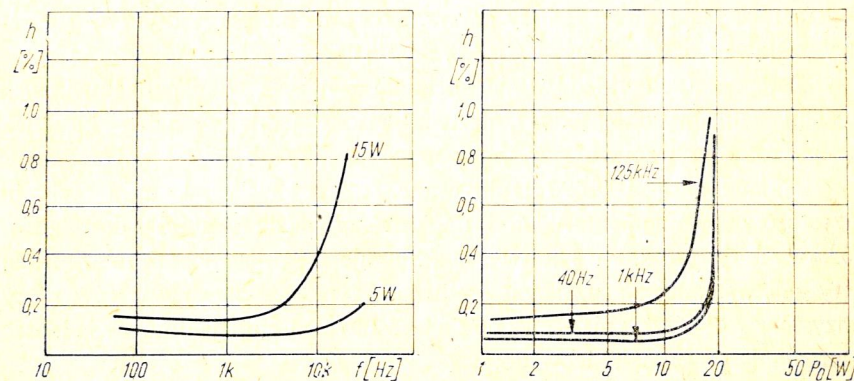


Rys. 3.63. Przykłady zastosowań wzmacniacza TDA 2020

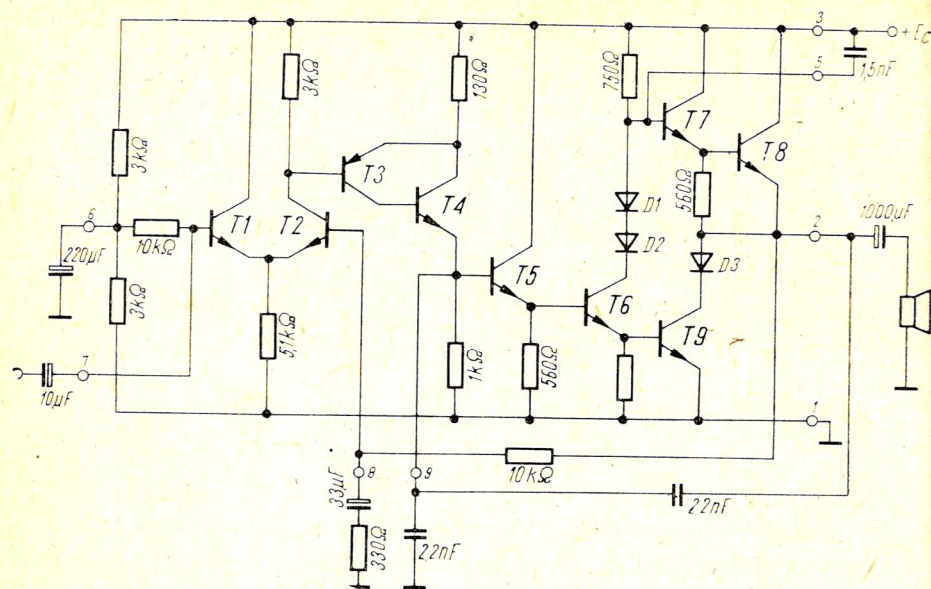
źródeł prądowych zapewnia tranzystor T11 w połączeniu diodowym, który z kolei polaryzowany jest przez źródło prądowe zbudowane z tranzystora T12.

Stopień wyjściowy wzmacniacza zrealizowano w postaci konwencjonalnego układu quasi-komplementarnego z tranzystorami T17, T18, T19 i T20.

Układ TDA 2020 wyposażono również w elektroniczny ogranicznik prądu wyjściowego oraz w układ zabezpieczenia termicznego. Układ ten działa, gdy temperatura struktury osiągnie wartość 150°C. Wzmacniacz TDA 2020 produkowany jest w obudowie 14-wyprowadzeniowej i musi mieć zewnętrzny radiator o odpowiedniej rezystancji termicznej.



Rys. 3.64. Charakterystyki zniekształceń nieliniowych w funkcji częstotliwości i mocy wyjściowej dla układu TDA 2020



Rys. 3.65. Schemat ideowy wzmacniacza UL 1401-05 wraz z układem aplikacyjnym

Przykłady zastosowań podane zostały na rys. 3.63, natomiast na rys. 3.64 podano charakterystyki zniekształceń nieliniowych w funkcji częstotliwości i mocy wyjściowej.

Zestaw scalonych wzmacniaczy mocy uzupełnia cały szereg układów o mocach wyjściowych 0,5 ÷ 5 W. Z produktów krajowych należy tu wymienić serię UL1401-5 oraz UL1490-93. Schematy ideowe tych układów oraz przykłady zastosowań podane zostały na rys. 3.65 oraz 3.66, a podstawowe parametry zestawiono w tablicy 3.7 i 3.8.

Żaden z tych układów nie spełnia oczywiście wymagań stawianych wzmacniaczom wysokiej klasy, wytyczają one jednak pewien kierunek dalszego rozwoju wzmacniaczy mocy m.cz.

Układy serii UL1490 realizowane są przy wykorzystaniu techniki tranzystorów komplementarnych i nie odróżniają się zbyt od układów omówionych poprzednio. Na uwagę zasługuje jedynie sposób rozwiązania polaryzacji wstępnej i stabilizacji prądu spoczynkowego tranzystorów mocy (tranzystory T18–T22), która poza swoją podstawową funkcją umożliwia lepszeysterowanie stopnia końcowego.

Układy serii UL1401-05 zbudowane są na nieco odmiennej zasadzie. W stopniu wyjściowym brak mianowicie tranzystorów komplementarnych –

Parametry scalonych wzmacniaczy mocy UL1401-05

Tablica 3.7

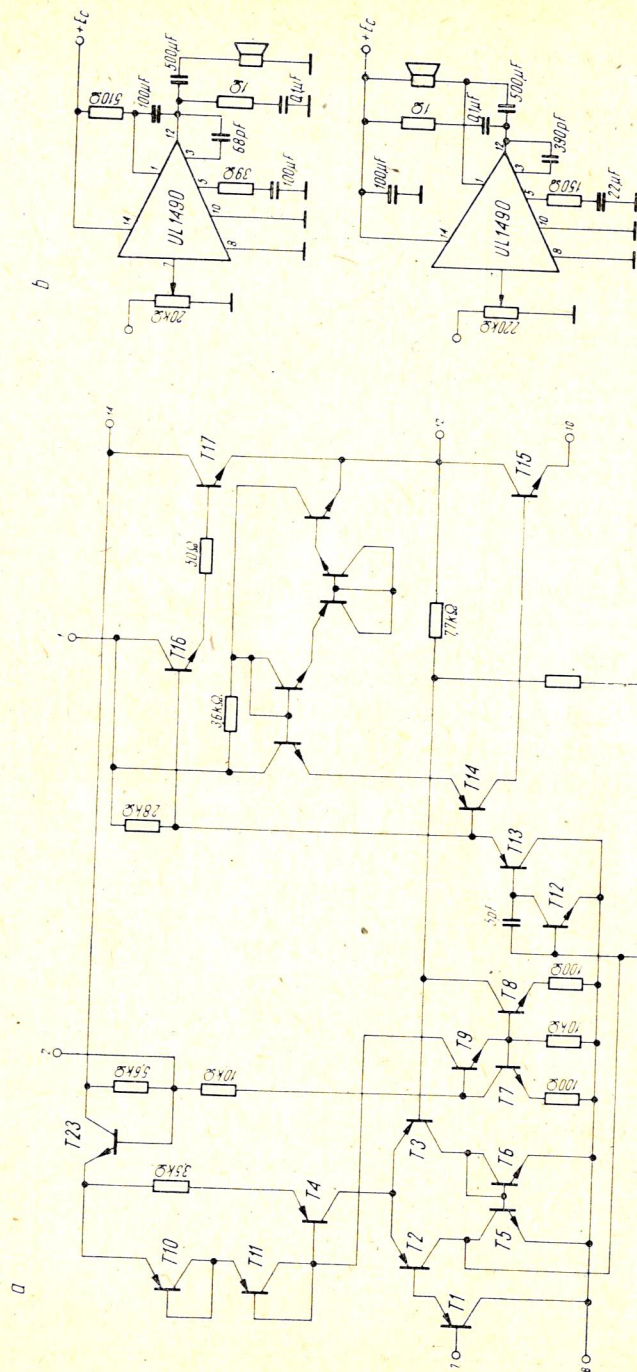
Parametry graniczne	UL1401	UL1402	UL1403	UL1405
$U_{cc\max}$ [V]	16	18	25	30
$I_{L\max}$ [A]	1	1,5	1,5	1,5
$P_{d\max}$ bez radiatora [W]	1	2	1,5	1,5
$P_{d\max}$ z radiatorem Al 100 × 100 × 1 [W]	2	4	4	4
Parametry charakterystyczne $T_a = 25^\circ\text{C}$ $R_f = 330\ \Omega$	$E_c = 11\text{ V}$ $R_L = 8\ \Omega$	$E_c = 13,2\text{ V}$ $R_L = 4\ \Omega$	$E_c = 18\text{ V}$ $R_L = 8\ \Omega$	$E_c = 22\text{ V}$ $R_L = 8\ \Omega$
k_u [dB]	30	30	34	34
P_{wy} [W], $h = 10\%$	1	2	3	5
h (%) przy $P_{wy} = 0,5\text{ W}$	0,5	0,5	0,5	0,5
R_{we} [kΩ]	8	8	10	10
R_{wy} [Ω]	0,45	0,45	0,35	0,35
Pasma przenoszenia [kHz]	100	100	100	100

wszystkie są o jednym typie przewodnictwa (*n-p-n*). Aby umożliwić pracę tego stopnia w klasie AB, co bezpośrednio rzutuje na sprawność wzmacniacza, zastosowano układ z diodą kluczującą – D3. Zastosowanie tej diody powoduje, że dla jednej połówki przebiegu wejściowego pracują na obciążenie R_L tranzystory górne (T7, T8), a dla drugiej połówki – dolne (T6, T9). Działanie tego

Parametry scalonych wzmacniaczy mocy UL1490-93

Tablica 3.8

Parametr	UL1490	UL1491	UL1492	UL1493
$E_{c\max}$ [V]	12	12	15	12
$I_{L\max}$ [A]	0,5	1	1	1,5
P_{wy} ($h = 10\%$) [W]	0,65	1,2	2,1	2,1
h [%] $P_{wy} = 1\text{ W}$ $f = 1\text{ kHz}$	—	—	0,3%	0,3%
Sprawność [%]	65	70	66	62

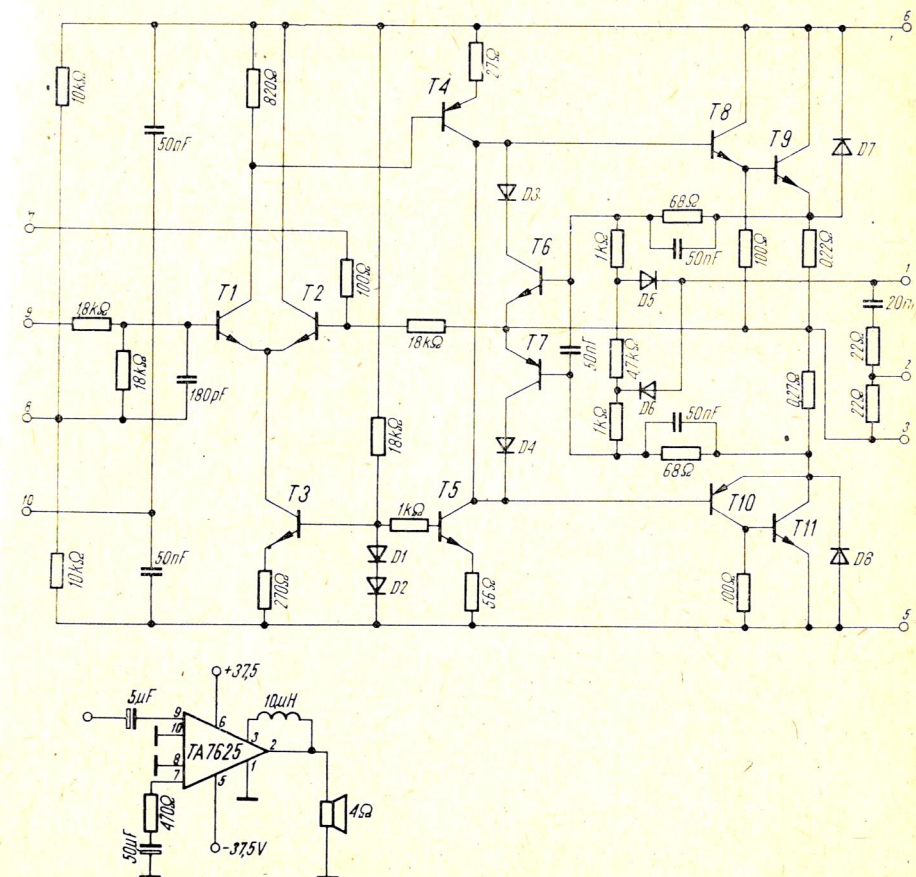


Rys. 3.66. Schemat ideowy układu UL1490 (a) i przykłady zastosowania (b i c)

stopnia zbliżone jest więc do pracy układów komplementarnych. Jak łatwo się zorientować, układ jest bardzo niesymetryczny dla poszczególnych połówek przebiegu wejściowego, jednak silne ujemne sprzężenie zwrotne, obejmujące cały wzmacniacz, linearyzuje charakterystykę przejściową w stopniu wystarczającym do przeciętnych zastosowań.

3.12.2. Zastosowanie hybrydowych układów grubowarstwowych

Hybrydowe układy grubowarstwowe, będące formą pośrednią między układami monolitycznymi a wykonanymi techniką dyskretną, szczególnie dobrze spełniają rolę w układach wzmacniaczy mocy. Systemy realizowane w tej formie odznaczają się wysokimi parametrami oraz bardzo dużą mocą wyjściową.



Rys. 3.67. Schemat ideowy wzmacniacza TA 7625 oraz przykład zastosowania

Przykładem może być produkowany od kilku lat przez firmę RCA wzmacniacz TA 7625.

Schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 3.67. Układ ma pełny system zabezpieczenia wyjścia oraz możliwość pracy w szerokim zakresie napięć zasilających.

W celu zapewnienia odpowiedniej stabilności cieplnej zrezygnowano ze wstępnej polaryzacji baz tranzystorów wyjściowych, jednak dzięki zastosowaniu silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego oraz źródła stałoprądowego parametry są w pełni zadowalające. Podstawowe parametry układu TA 7625 są następujące:

$$P_{wy} = 100 \text{ W/4 } \Omega$$

$$f = 20 \text{ Hz} \div 50 \text{ kHz}$$

znamionowe napięcie wejściowe — 1 V

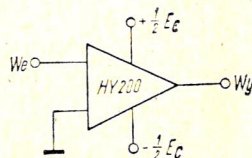
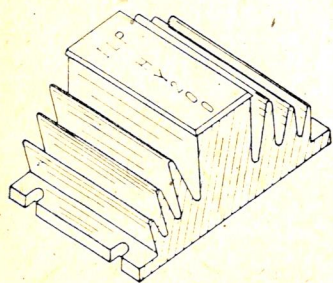
$$R_L = 4 \div 15 \Omega$$

$$h < 0,4 \%$$

$$E_c = \pm 37,5 \text{ V}$$

gabaryty — $58 \times 48 \times 13 \text{ mm}$

Przykładem innego hybrydowego układu wzmacniacza mocy może być wyrób firmy I.L.P. (Electronics) L.t.d. o symbolu HY 200. Układ wyposażono fabrycznie w radiator, co bardzo ułatwia jego stosowanie, gdyż stanowi on niezależny blok (rys. 3.68). Przedstawiony wzmacniacz zawiera 27 tranzystorów i nie wymaga stosowania żadnych elementów zewnętrznych.



Rys. 3.68. Układ hybrydowy HY 200

Podstawowe parametry układu są następujące:

$$P_{wy} = 100 \text{ W/8 } \Omega$$

$$R_{wa} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$f = 10 \text{ Hz} \div 50 \text{ kHz} (-1 \text{ dB})$$

znamionowe napięcie wejściowe — 0,775 V

$$R_L = 4 \div 16 \Omega$$

$$h < 0,1 \% (\text{typ } 0,05 \%)$$

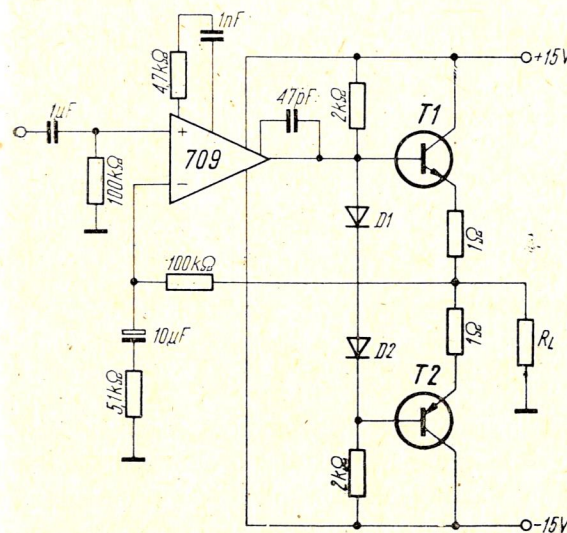
$$E_c = \pm 45 \text{ V}$$

gabaryty $100 \times 105 \times 25 \text{ mm}$

3.13. Zastosowanie monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych we wzmacniaczach mocy

Do sterowania stopni wyjściowych wzmacniaczy mocy można wykorzystać również wzmacniacze operacyjne. Rozwiązania takie nie są jednak zbyt rozpowszechnione, co jest spowodowane dodatkowym kosztem wzmacniacza operacyjnego, przy niezbyt wygórowanych parametrach całości układu.

Przedstawiony na rys. 3.69 przykład zastosowania wzmacniacza operacyjnego jest najprostszą formą realizacji układów tego typu. Podstawową wadą układu jest ograniczenie maksymalnej amplitudy wyjściowego przebiegu dopuszczalnym napięciem zasilania wzmacniacza operacyjnego.



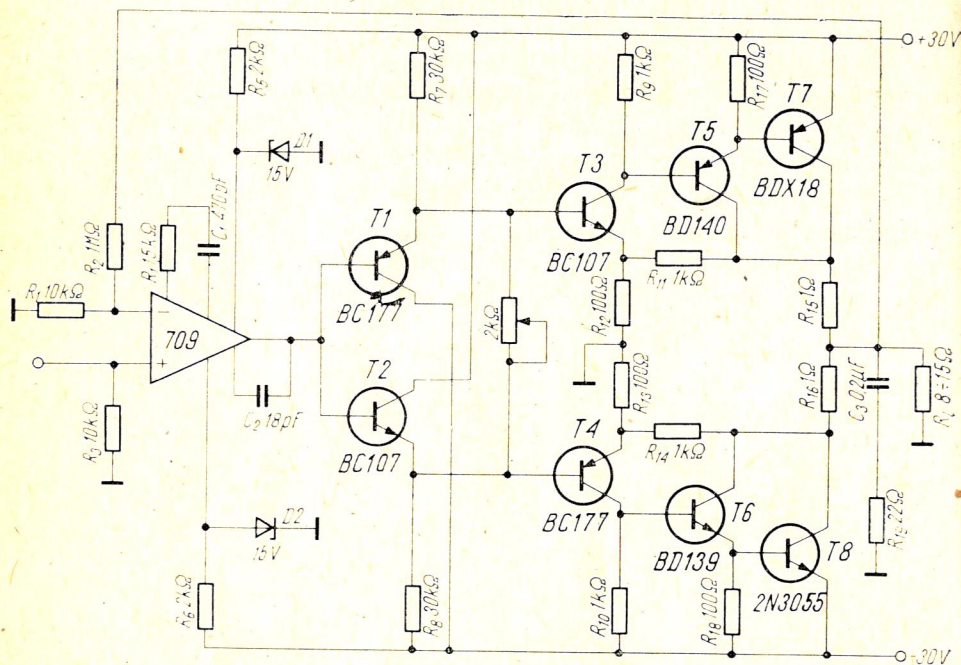
Rys. 3.69. Przykład zastosowania wzmacniacza operacyjnego do sterowania stopnia mocy

W układzie przedstawionym na rys. 3.70 większą amplitudę napięcia wyjściowego uzyskano przez zastosowanie komplementarnego stopnia wyjściowego o wzmocnieniu 10 V/V. Wzmocnienie to wyznaczone jest przez stosunek rezystancji $\frac{R_{11}}{R_{12}}$ oraz $\frac{R_{13}}{R_{14}}$ dla poszczególnych połówek przebiegu wyjściowego.

Sprężenie wzmacniacza operacyjnego z dalszą częścią układu następuje za pomocą dwóch wtórników emiterowych złożonych z tranzystorów $T1$ i $T2$.

Przykład innego układu o ciekawym rozwiązaniu konstrukcyjnym [4] przedstawiono na rys. 3.71.

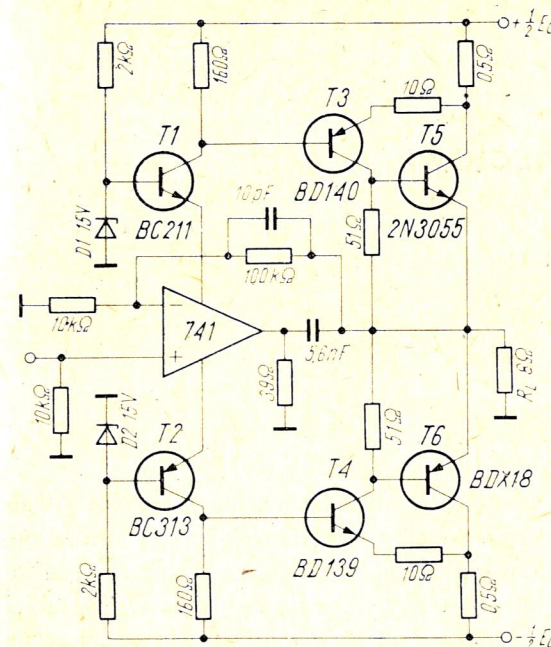
Napięcia zasilające wzmacniacz operacyjny wyznaczone są przez odpowiednio dobrane diody Zenera, polaryzujące bazy tranzystorów $T1$ i $T2$. Tranzys-



Rys. 3.70. Wylimitowanie ograniczenia wartości napięć zasilających wzmacniacza mocy przez zastosowanie stopnia wyjściowego o wzmacnieniu 10 V/V

story te dla składowej stałej pracują jako wtórniki emiterowe, dostarczające wymaganych napięć do układu scalonego, natomiast dla składowej zmiennej pracują w układzie wspólnej bazy i stanowią element sprzęgający wzmacniacz operacyjny ze stopniem wyjściowym. Dzięki takiemu rozwiązaniu zlikwidowane zostało ograniczenie od góry wartości napięcia zasilania całego wzmacniacza mocy. Nowością tego rozwiązania jest niekonwencjonalny układ pracy wzmacniacza operacyjnego, który steruje stopień wyjściowy za pośrednictwem wyprowadzeń zasilania.

Należy jednak zaznaczyć, że popularne, wolne wzmacniacze operacyjne typu $\mu A709$, $\mu A739$, $\mu A741$ oraz LM301 charakteryzują się dużym poziomem



Rys. 3.71. Zastosowanie niekonwencjonalnego układu pracy wzmacniacza operacyjnego w celu zlikwidowania ograniczenia wartości napięć zasilających wzmacniacza mocy

dynamicznych zniekształceń intermodulacyjnych. Zniekształceń tych nie mają jedynie szybkie i ultraszybkie wzmacniacze typu LM318, LF356, LF357, HA2505 charakteryzujące się dużą szybkością zmian napięcia wyjściowego (ang. *slew rate*).