wzmacniacze elektro-akustyczne

MACIEJ FESZCZUK

WKŁ

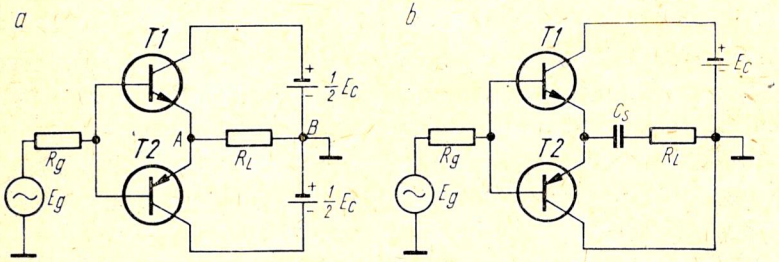
3

WZMACNIACZE MOCY

3.1. Zasada pracy stopnia komplementarnego

Beztransformatorowe wzmacniacze mocy z komplementarnym stopniem wyjściowym są układami przeciwsobnymi wykorzystującymi tranzystory o odmiennym typie przewodnictwa, ale o zbliżonych parametrach – tzw. komplementarne. Najprostszy przypadek takiego wzmacniacza przedstawiony został na rys. 3.1.

Sprzężenie obciążenia R_L z wyjściem wzmacniacza może być bezpośrednie (rys. 3.1a) lub przez pojemność (rys. 3.1b). Zaletą tego drugiego rozwiązania jest możliwość zasilania wzmacniacza z jednego źródła napięcia.



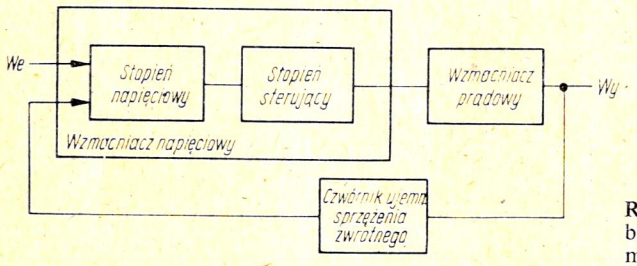
Rys. 3.1. Wzmacniacz z tranzystorami komplementarnymi
a) z bezpośrednim sprzężeniem obciążenia z wyjściem wzmacniacza,
b) ze sprzężeniem pojemnościowym

W obu przypadkach przedstawionych na rys. 3.1 tranzystory pracują w konfiguracji OC, czyli dla dodatniej połówki napięcia sterującego przewodzi tranzystor *T1*, dla ujemnej *T2*; w ten sposób zrealizowane zostało odwracanie fazy oraz praca przeciwsobna tranzystorów.

Jakkolwiek teoretycznie tranzystory mogą pracować zarówno w konfiguracji OC jak i OE (uziemiony punkt *A*), to jednak najczęściej stosowany jest przypadek pierwszy, tzn. tranzystory pracują jako wtórniki emiterowe.

Cechą charakterystyczną wtórników emiterowych jest wzmocnienie napięciowe mniejsze od jedności, wzmocnienie stałoprądowe równe $1+h_{21E}$ oraz mała impedancja wyjściowa, a duża wejściowa. Mała impedancja wyjściowa wtórnika emiterowego jest wielką zaletą tego układu, gdyż pozwala bezpośrednio przyłączać obciążenia rzędu pojedynczych omów. Ponieważ jednak wzmocnienie napięciowe jest mniejsze od jedności, w praktyce stosowany jest dodatkowy wzmacniacz sterujący stopień wyjściowy

Schemat blokowy wzmacniacza mocy przedstawiono na rys. 3.2. Układ składa się z kaskadowo połączonych dwóch części – wzmacniacza napięciowego i wzmacniacza prądowego. Wzmacniacz napięciowy można funkcjonalnie podzielić jeszcze na dwie części – stopień napięciowy i stopień sterujący.



Rys. 3.2. Schemat blokowy wzmacniacza mocy

Całość układu objęta jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, stabilizującego punkty pracy oraz linearyzującego charakterystykę przejściową wzmacniacza, którą wyznacza zależność amplitudy napięcia wyjściowego od napięcia wejściowego.

W najprostszym przypadku funkcję całego wzmacniacza napięciowego pełni stopień sterujący.

Przykład tego typu układu przedstawiony został na rys. 3.3. Układ ten jest zbliżony do stosowanych w praktyce. Tranzystor *T1* pracuje jako wzmacniacz napięciowy, natomiast para kamplementarna jest wzmacniaczem prądowym.

Element *Th* służy do wstępnego spolaryzowania baz tranzystorów mocy ustalając prąd spoczynkowy stopnia końcowego, a jeśli ma ujemny współczynnik termiczny, przyczynia się jednocześnie do jego stabilizacji.

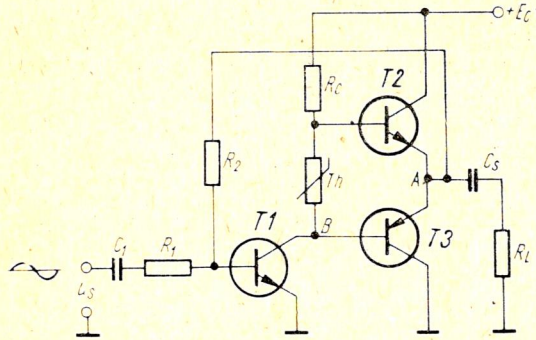
Statyczne punkty pracy całego układu stabilizowane są za pomocą

ujemnego sprzężenia zwrotnego podanego z wyjścia układu na bazę tranzystora *T1* przez rezystor R_2.

Na skutek działania sprzężenia, w stanie spoczynku układu w punkcie *A* utrzymuje się napięcie (1/2) E_c.

Wybór punktu pracy tranzystorów wyjściowych wiąże się jednocześnie z zakwalifikowaniem układu do pracy w jednej z trzech klas: A, B lub C.

Praca elementu w klasie A zapewnia małe zniekształcenia nieliniowe sygnału wyjściowego, ale sprawność wzmacniacza jest niewielka – teoretycznie wynosi ona 50%, a praktycznie znacznie mniej. Praca w klasie B zapewnia większą sprawność, wynoszącą teoretycznie 78,5%, ale równocześnie – ze



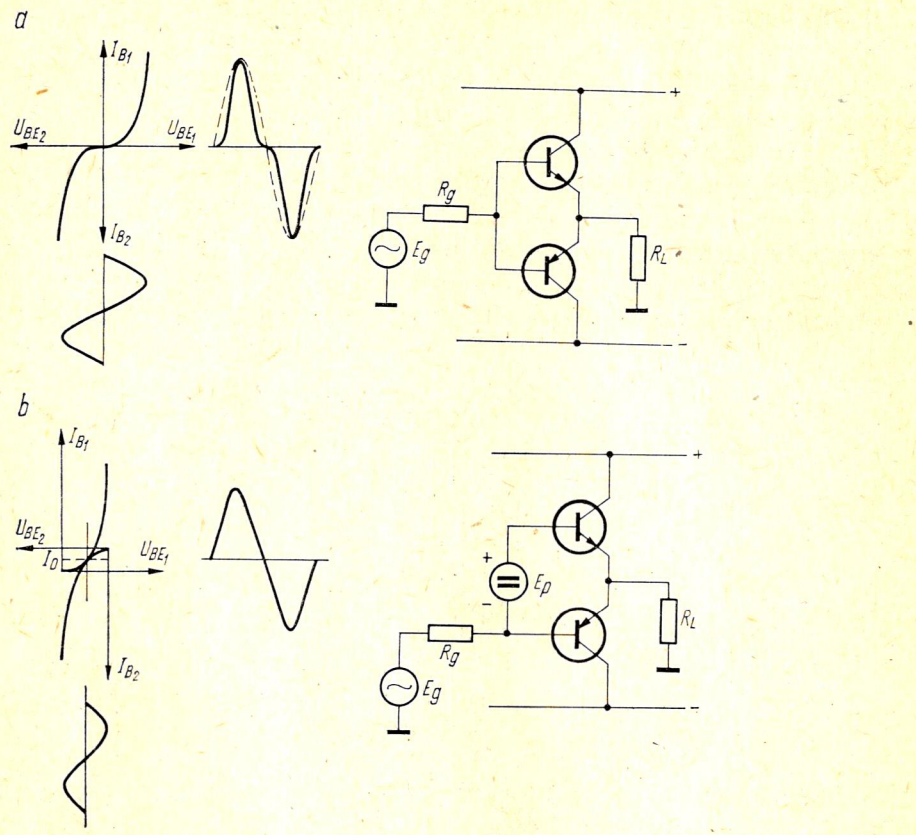
Rys. 3.3. Wzmacniacz mocy z pojedynczym stopniem napięciowym

względu na nieliniową charakterystykę wejściową – występują zniekształcenia skrośne. Klasa AB jest kompromisem między obydwiema klasami, zapewniając sprawność 50÷70% przy zmniejszeniu do minimum zniekształceń skrośnych przez wstępne spolaryzowanie baz tranzystorów mocy. Charakterystyki wejściowe przedstawiono na rys. 3.4.

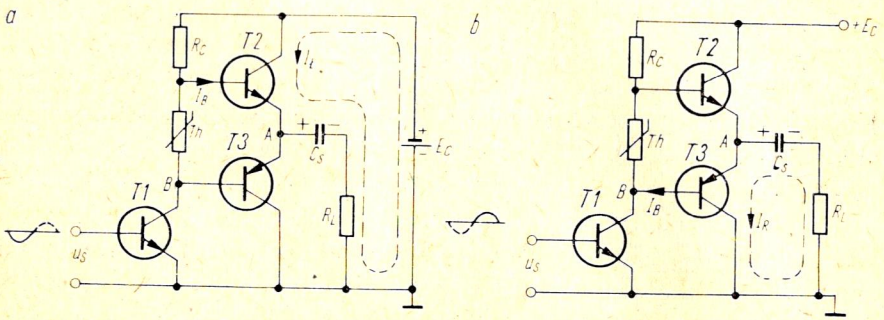
Działanie układu (rys. 3.3) jest następujące: dla ujemnej połówki napięcia sterującego u_s potencjał w punkcie *B* rośnie, co powoduje wysterowanie tranzystora *T2* i ładowanie kondensatora C_s. Kondensator C_s, sprzęgający wyjście wzmacniacza z obciążeniem R_L, ładuje się w obwodzie: dodatnia elektroda źródła zasilania E_c, tranzystor *T2*, kondensator C_s, rezystancja obciążenia R_L, masa.

Obwód ładowania kondensatora C_s pokazany jest na rys. 3.5a.

Prąd ładowania kondensatora wyjściowego wywołuje dodatni skok napięcia na rezystancji obciążenia. Maksymalna amplituda tego napięcia wystąpi, gdy tranzystor sterujący *T1* będzie zatkany, a przez rezystancję R_c płynąć będzie jedynie prąd bazy tranzystora *T2*,



Rys. 3.4. Charakterystyki wejściowe stopnia komplementarnego
a) pracującego w klasie B, b) pracującego w klasie AB



Rys. 3.5. Obwody przeładowywania kondensatora sprzęgającego C_s
a) dla ujemnej połówki napięcia sterującego, b) dla dodatniej połówki

Wartość amplitudy tego prądu określa wyrażenie:

$$\bar{I}_{BT2} = \frac{\bar{U}_L}{h_{21E} R_L} \tag{3.1}$$

Różnica między napięciem zasilania a napięciem przebiegu wyjściowego, mierzona dla dodatniej połówki, określona jest zależnością:

$$\Delta U_p = R_c \frac{\bar{U}_L}{h_{21E} R_L} + U_{BET2} \tag{3.2}$$

Dla dodatniej połówki napięcia sterującego kondensator wyjściowy rozładowuje się przez tranzystor *T3* oraz rezystancję obciążenia R_L (rys. 3.5b).

Przy maksymalnym wysterowaniu tranzystor *T1* będzie nasycony, a jego prąd kolektora zawierać będzie dwa składniki – prąd płynący przez rezystancję R_c oraz prąd bazy tranzystora *T3*. Różnica napięcia między szczytem ujemnej połówki sygnału wyjściowego a masą wynosi:

$$\Delta U_n = U_{CE\,sat\,T1} + U_{BE\,T3} \tag{3.3}$$

Zarówno ΔU_p, jak i ΔU_n reprezentują straty amplitud przebiegu wyjściowego w stosunku do maksymalnych teoretycznych amplitud, równych połowie napięcia zasilania.

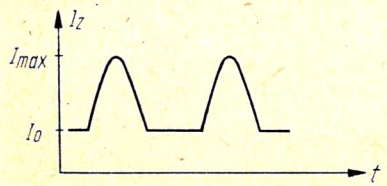
Zmniejszenie strat jest szczególnie ważne przy niskim napięciu zasilania, ponieważ maksymalna moc wyjściowa jest proporcjonalna do kwadratu amplitudy przebiegu wyjściowego:

$$P_{wy} = \frac{\bar{U}_L^2}{2R_L} = \frac{1}{2} \bar{I}_L^2 R_L \tag{3.4}$$

Jak wynika z analizy działania układu, pobór prądu z zasilacza dokonywany jest jedynie w ciągu jednego półokresu napięcia sterującego, moc pobieraną z zasilacza można wyznaczyć więc z zależności:

$$P_z = E_c \frac{\bar{I}_L}{\pi} + P_0 \tag{3.5}$$

gdzie $P_0 = I_0 E_c$ jest mocą pobieraną z zasilacza na skutek przepływu prądu spoczynkowego tranzystorów stopnia końcowego.



Rys. 3.6. Przebieg prądu pobieranego z zasilacza przez wzmacniacz pracujący w klasie AB, zasilany z jednego źródła napięcia

Wykres poboru prądu z zasilacza przedstawiono na rys. 3.6. Na podstawie zależności (3.4) i (3.5) można wyznaczyć moc traconą w tranzystorach wyjściowych:

$$P_c = P_z - P_{wy} = E_c \frac{\bar{I}_L}{\pi} + P_0 - \frac{1}{2} \bar{I}_L^2 R_L \tag{3.6}$$

Przeprowadzając różniczkowanie względem zmiennej $\bar{I}_L$ i przyrównując wynik do zera można określić, przy jakim wysterowaniu wydziela się maksimum mocy w tranzystorach końcowych:

$$\frac{dP_c}{d\bar{I}_L} = \frac{E_c}{\pi} - \bar{I}_L R_L = 0 \tag{3.7}$$

stąd:

$$\bar{I}_L = \frac{E_c}{\pi R_L} = \frac{2}{\pi} \frac{E_c/2}{R_L} = 0{,}64 \bar{I}_{L\,max\,id} \tag{3.8}$$

Przez $\bar{I}_{L\,max\,id}$ oznaczono maksymalną amplitudę prądu możliwą do uzyskania przy określonym napięciu zasilania i przy określonej rezystancji obciążenia w idealnym przypadku, tj. przy braku strat napięcia określonych zależnościami (3.2) i (3.3).

Maksymalna moc strat wyniesie więc dla dwóch tranzystorów:

$$P_{c\,max} = \frac{E_c^2}{2\pi^2 R_L} + E_c I_0 \tag{3.9}$$

gdzie I_0 jest prądem spoczynkowym tranzystorów mocy.

3.2. Analiza pracy stopnia sterującego

Stopień sterujący układ wyjściowy odgrywa bardzo ważną rolę w pracy całego wzmacniacza. Od jego prawidłowego funkcjonowania zależy w poważnej mierze uzyskiwana moc wyjściowa oraz zniekształcenia nieliniowe. Zadaniem stopnia sterującego jest dostarczenie do układu wyjściwego potrzebnego napięcia oraz prądu.

W przypadku wzmacniacza przedstawionego na rys. 3.3 warunki te będą dobrze spełnione dla tranzystora *T3* (*p-n-p*) pracującego w stopniu wyjściowym, natomiast wysterowanie tranzystora *T2* (*n-p-n*) będzie zależało od wartości rezystancji R_c.

Spadek napięcia wywołany przepływem prądu bazy tranzystora *T2* przez rezystancję R_c powoduje stratę amplitudy przebiegu wyjściowego określoną zależnością (3.2).

Przeciwdziałanie temu niekorzystnemu zjawisku można przeprowadzić kilkoma sposobami:

- przez zmniejszenie rezystancji R_c,
- przez zwiększenie rezystancji wejściowej stopnia mocy,
- przez zastosowanie źródła prądowego w miejsce rezystancji R_c.

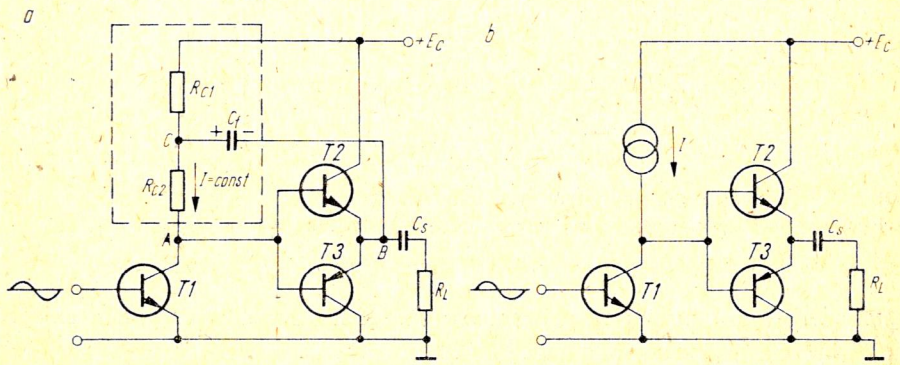
W pierwszym przypadku rośnie prąd spoczynkowy tranzystora sterującego powodując wzrost traconej na nim mocy, w drugim – istnieje konieczność selekcji tranzystorów wyjściowych lub stosowania rozbudowanych systemów Darlingtona w celu zwiększenia współczynnika wzmocnienia prądowego h_{21E}.

Wszystkie te kłopoty eliminuje zastosowanie źródła prądowego w miejsce rezystancji R_c.

Ponieważ wzmacniacz akustyczny przeznaczony jest do wzmacniania przebiegów zmiennych, źródło prądowe może być zrealizowane w wersji dynamicznej lub statycznej.

3.2.1. Zastosowanie dynamicznego źródła prądowego

Efekt dynamicznego źródła prądowego można uzyskać przez zastosownie dodatniego sprzężenia zwrotnego, tzw. układu typu *bootstrap*. Schemat ideowy układu przedstawiony został na rys. 3.7a.



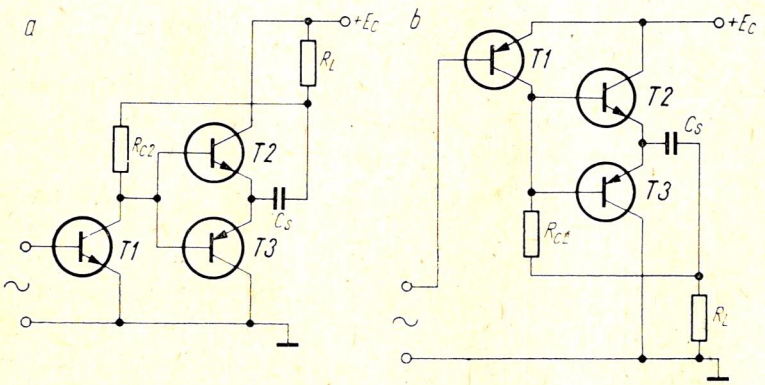
Rys. 3.7. Wzmacniacz mocy ze sprzężeniem zwrotnym typu *bootstrap*
a) układ podstawowy, b) schemat zastępczy

Zasada działania jest następująca: dla ujemnej połówki przebiegu sterującego u_s potencjał w punkcie A wzrośnie o pewną wartość Δu, wynikającą ze wzmocnienia napięciowego układu; ponieważ dla dodatnich zmian przewodzi tranzystor $T2$, więc w punkcie B potencjał podniesie się o taki sam przyrost Δu (przy założeniu, że wzmocnienie napięciowe wtórnika jest równe jedności).

Zastosowana stała czasowa związana z kondensatorem C_f jest duża w porównaniu z okresem przebiegu wzmacnianego, więc można założyć, że ładunek, a co za tym idzie i napięcie na kondenatorze C_f, pozostanie również stałe, co spowoduje wzrost potencjału w punkcie C o taki sam przyrost Δu. Na skutek tego napięcie na rezytancji R_{c2} nie zmieni się, wymuszając przepływ stałego prądu równego prądowi płynącemu przez tę rezystancję w stanie statycznym, tzn. dla $u_s = 0$.

Jeżeli teraz przy maksymalnym wysterowaniu nastąpi zablokowanie tranzystora $T1$, cały prąd źródła prądowego popłynie przez bazę tranzystora $T2$ powodując jego nasycenie, a w konsekwencji całkowite wysterowanie.

Ponieważ dla przebiegów zmiennych rezystancja R_{c1} jest połączona równolegle z rezystancją R_L, można umieścić obciążenie R_L w miejsce rezystancji R_{c1}, co tworzy tzw. galwaniczne sprzężenie zwrotne. Przykład takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 3.8.

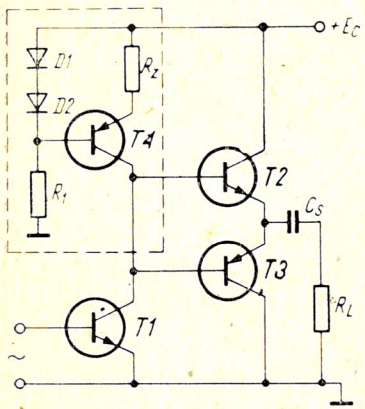


Rys. 3.8. Układy z galwanicznym sprzężeniem zwrotnym
a) z tranzystorem sterującym typu *n-p-n*, b) z tranzystorem sterującym typu *p-n-p*

Wadą tego typu rozwiązań jest przerwanie obwodu polaryzacji wzmacniacza w przypadku odłączenia obciążenia.

3.2.2. Zastosowanie statycznego źródła prądowego

Przykład takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 3.9. Źródło prądowe zbudowane jest z wykorzystaniem tranzystora $T4$. Wykorzystano tu naturalne własności tranzystora polegające na stabilizacji prądu kolektora, a także prądowe ujemne sprzężenie zwrotne uzyskane przez umieszczenie rezystancji R_z w obwodzie emitera tego tranzystora. Układy ze statycznym źródłem prądowym charakteryzują się mniejszymi zniekształceniami nieliniowymi przez skuteczniejsze eliminowanie zniekształceń skrośnych, obecnych w każdym stopniu wyjściowym pracującym w klasie B lub AB. Statyczne źródło prądowe zachowuje bowiem swoją dużą rezystancję dynamiczną przez cały zakres wyjściowego przebiegu, co zapewnia szybkie przełączanie tranzystorów komplementarnych. Natomiast rezystancja dynamicznego źródła prądowego ze przężeniem typu *bootstrap* ma tendencję do zmniejszania się w zakresie



Rys. 3.9. Zastosowanie statycznego źródła prądowego w układzie wzmacniacza

przejścia przez zero (obszar zniekształceń skrośnych), ponieważ napięcie na kolektorze tranzystora sterującego zmienia się bardziej niż napięcie wyjściowe. Różnice są szczególnie widoczne przy większych częstotliwościach akustycznych pasma.

Dodatkową zaletą wynikającą z zastosowania źródła statycznego jest uniezależnienie prądu spoczynkowego tranzystorów mocy od zmian napięcia zasilania.

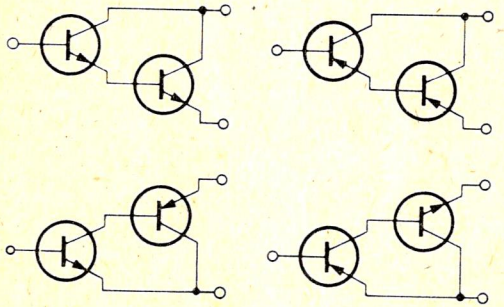
Do wad układu ze statycznym źródłem prądowym należy zaliczyć nieco większe straty napięcia przy maksymalnym wysterowaniu wzmacniacza, niż to ma miejsce w układach ze sprzężeniem zwrotnym typu *boostrap*.

Spowodowane to jest koniecznością polaryzacji samego źródła prądowego. Różnice nie przekraczają jednak na ogół 0,5 V.

Spotykane są również kombinacje mieszane z wykorzystaniem obu rodzajów źródeł [7].

3.3. Stopnie wyjściowe wzmacniaczy mocy

Zastosowanie źródła prądowego w stopniu sterującym poprawia wysterowanie stopnia mocy, nie zmniejsza jednak prądu, jaki należy dostarczyć do pary komplementarnej. Dla wzmacniaczy dużej mocy prąd ten wynosi setki mA, stopień sterujący musiałby więc pracować przy zbyt dużym prądzie kolektora. Aby temu zapobiec i uniknąć zbędnej straty mocy, wzmacniacze o mocy wyjściowej powyżej 5 W mają z reguły w stopniach wyjściowych tranzystory połączone w układach Darlingtona.



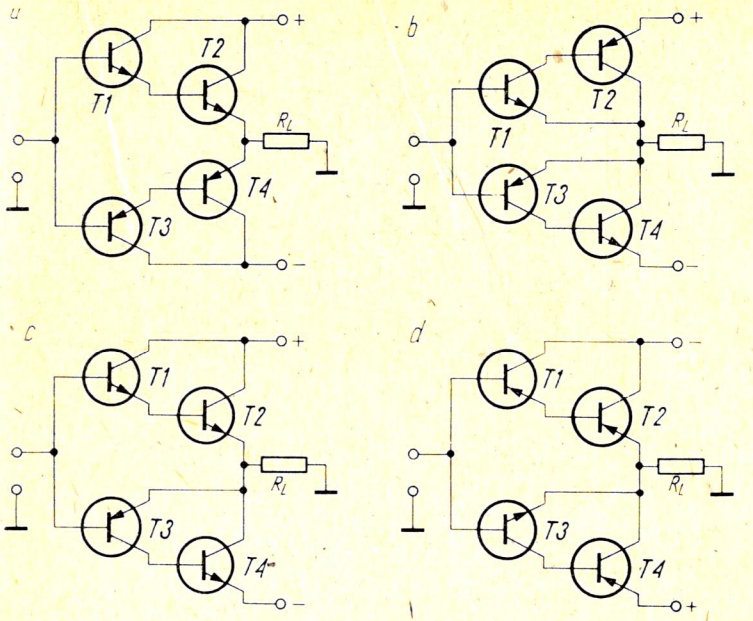
Rys. 3.10. Podstawowe układy połączeń tranzystorów stosowanych w stopniach wyjściowych

Podstawowe układy połączeń tranzystorów stosowanych w stopniach prądowych wzmacniaczy mocy przedstawione zostały na rys. 3.10.

Ponieważ każdy z tranzystorów można również zastąpić połączeniem dwóch tranzystorów, możliwa jest dalsza rozbudowa układów.

Na rysunku 3.11 przedstawiono kilka przykładów możliwych zastosowań tych układów w stopniach wyjściowych wzmacniaczy mocy.

Układy z rys. 3.11a i 3.11b są stopniami pełnokomplementarnymi, ponieważ komplementarne są zarówno tranzystory sterujące, jak i tranzystory mocy. Układy zaś przedstawione na rys. 3.11c i 3.11d są quasi-komplementarne, ponieważ komplementarna jest tylko para sterująca (*T1*, *T3*), natomiast tranzystory mocy są o jednym typie przewodnictwa. Ze względu jednak na łatwiejsze parowanie tranzystorów ten typ układu rozpowszechnił się najbardziej. Cechą charakterystyczną wszystkich układów przedstawionych na rys.



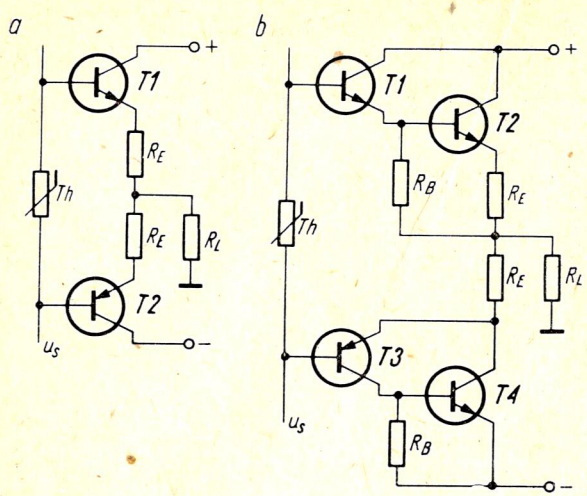
Rys. 3.11. Stopnie wyjściowe wzmacniaczy mocy

3.11 jest wzmocnienie napięciowe mniejsze od jedności. Dla układu z rys. 3.11a sprawa jest oczywista, ponieważ wszystkie tranzystory pracują w konfiguracji OC, natomiast w układzie z rys. 3.11b tranzystory pracują w konfiguracji OE ze 100% ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Sprzężenie to podane jest z kolektorów tranzystorów *T2* i *T4* odpowiednio na emitery tranzystorów *T1* i *T3*. Parametry takiego układu są zbliżone do parametrów podwójnego wtórnika Darlingtona, co umożliwia kombinacje mieszane.

Przykładem są właśnie połączenia przedstawione na rys. 3.11c i d. Oczywiście najbardziej symetryczne są układy pełnokomplementarne. W układach praktycznych powyższe struktury stopni wyjściowych wyposażone są w dodatkowe elementy, mające na celu poprawę parametrów częstotliwościowych układu, zwiększenie stabilności termicznej itp.

Przykładowe układy przedstawione zostały na rys. 3.12, gdzie dodatkowymi elementami są rezystancje R_B i R_E.

Rezystancje R_E mają za zadanie wprowadzić ujemne sprzężenie zwrotne na emitery tranzystorów mocy, poprawiając tym samym stabilizację cieplną układu. Jednocześnie przyczyniają się one do zmniejszenia rozrzutu napięć U_{BE} tranzystorów pracujących w stopniu wyjściowym, dzięki czemu układ staje się bardziej symetryczny, a zniekształcenia nieliniowe zmniejszają się.



Rys. 3.12. Stopnie wyjściowe wzmacniaczy mocy z dodatkowymi elementami

Obecność rezystancji R_E powoduje jednakże zmniejszenie maksymalnej amplitudy przebiegu wyjściowego.

Wartości tych rezystancji dobierane są w taki sposób, aby przy maksymalnym wysterowaniu spadek napięcia na nich był porównywalny z napięciem U_{BE} tranzystorów końcowych. Obliczenia można przeprowadzić na podstawie zależności:

$$R_E = \frac{(1 \div 2)\, U_{BE\max}}{I_{L\max}} \tag{3.10}$$

W typowych zastosowaniach wartości rezystancji R_E zawierają się w granicach od $0{,}1 \div 1\ \Omega$.

Rezystancje R_B poprawiają natomiast własności częstotliwościowe tranzystorów mocy, zwiększają napięcie przebicia kolektor-emiter tych tranzystorów oraz zmniejszają wpływ prądu zerowego tranzystorów mocy na punkt pracy, przyczyniając się do poprawy stabilności cieplnej.

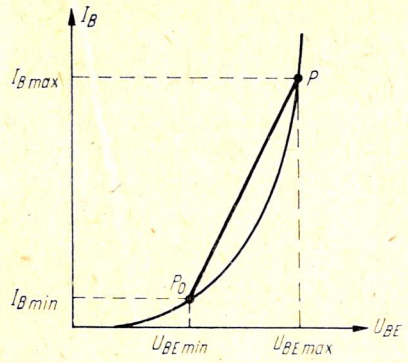
Wyznaczenie rezystancji R_B można przeprowadzić na podstawie zależności:

$$R_B = (10 \div 20)\, R_{weT} \tag{3.11}$$

gdzie R_{weT} jest rezystancją wejściową tranzystora wyjściowego określoną na podstawie charakterystyki wejściowej tranzystora (rys. 3.13):

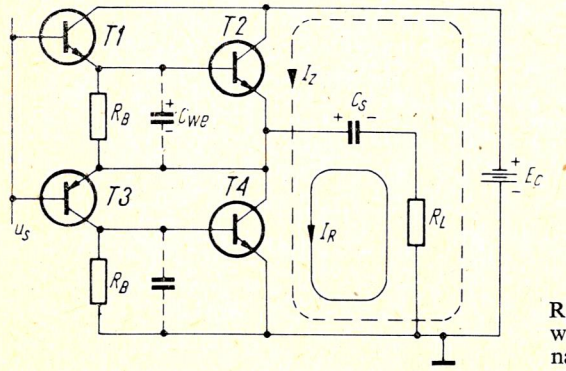
$$R_{weT} = \frac{U_{BE\max} - U_{BE\min}}{I_{B\max} - I_{B\min}} \cong \frac{U_{BE\max} - U_{BE\min}}{I_{B\max}} \tag{3.12}$$

W praktyce wartości rezystancji R_B zawierają się w granicach od $30 \div 200\ \Omega$.



Rys. 3.13. Wyznaczanie rezystancji wejściowej tranzystora z charakterystyki $I_B = f(U_{BE})$

Poprawa własności częstotliwościowych, a tym samym zwiększenie sprawności wzmacniacza przy większych częstotliwościach, spowodowane jest faktem, że obecność rezystancji R_B przyspiesza rozładowanie się pojemności wejściowej tranzystorów mocy. W przypadku braku lub zbyt dużej wartości

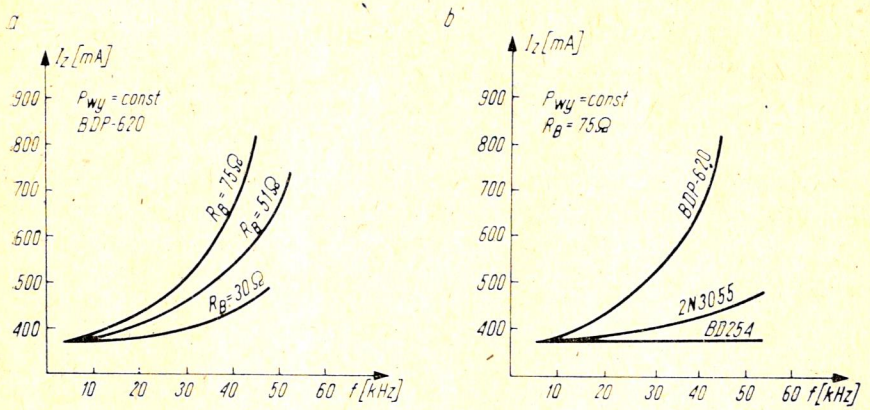


Rys. 3.14. Wpływ pojemności wejściowej tranzystorów na pracę stopnia wyjściowego

R_B nastąpi spadek sprawności dla górnego zakresu przenoszonych częstotliwości. Dla dodatniej połówki napięcia sterującego u_s przewodzą tranzystory *T1* i *T2* (rys. 3.14), a tranzystory *T3* i *T4* są zatkane. Pojemność wejściowa tranzystora *T2* ładuje się prądem emitera tranzystora *T1*.

Dla ujemnej połówki napięcia sterującego tranzystory *T1* i *T2* powinny się zablokować, a tym samym powinien ustać pobór prądu z zasilacza (ujemna połówka przebiegu wyjściowego kształtowana jest przez ładunek zgromadzony na kondensatorze C_s). W przypadku zbyt dużej stałej czasowej obwodu wejściowego w stosunku do częstotliwości pobudzania ładunek istniejący na pojem-

ności wejściowej polaryzuje w dalszym ciągu tranzystor *T2* w kierunku przewodzenia. W tym okresie tranzystory *T2* i *T4* przewodzą jednocześnie, następuje dalszy pobór prądu z zasilacza, przyczyniając się do spadku sprawności wzmacniacza. Dla dodatniej połówki przebiegu wejściowego u_s sytuacja jest analogiczna. Opisane zjawisko występuje oczywiście również dla tranzystorów sterujących, ale ponieważ mają one zwykle o rząd większą częstotliwość



Rys. 3.15. Zależność poboru prądu z zasilacza od częstotliwości pobudzania
a) dla tranzystora BDP-620 przy trzech różnych wartościach rezystancji R_B,
b) dla trzech tranzystorów o różnej częstotliwości granicznej przy $R_B = 75\,\Omega$

graniczną w porównaniu z tranzystorami wyjściowymi, nie odgrywa ono w zakresie akustycznym istotnej roli. Oczywiście im większa jest częstotliwość graniczna f_T tranzystora, tym większa będzie częstotliwość, przy której wystąpi opisane zjawisko. Szczególnie krytyczna jest częstotliwość graniczna f_{h21e} tranzystora, będąca w przybliżeniu ilorazem częstotliwości f_T i współczynnika wzmocnienia prądowego h_{21E}.

Przebieg poboru prądu z zasilacza w funkcji częstotliwości pobudzania, przy stałej mocy wyjściowej wzmacniacza, przedstawiony został na rysunku 3.15a, natomiast na rysunku 3.15b przedstawiona została ta sama zależność dla trzech różnych tranzystorów przy stałej wartości rezystancji $R_B = 75\Omega$.

Jak widać z powyższych wykresów, zmniejszenie wartości rezystancji R_B przyczynia się do poprawy sprawności wzmacniacza w zakresie większych częstotliwości. Radykalną poprawę można jednak uzyskać dopiero przy zastosowaniu tranzystorów o odpowiednio dużej częstotliwości granicznej (dla tranzystora BD-254 $f_T \geqslant 30$ MHz).

3.4. Obliczanie wzmacniaczy mocy

3.4.1. Obliczanie napięcia zasilania oraz mocy strat w tranzystorach końcowych

Obliczenia wstępne dotyczące napięcia zasilania oraz mocy strat zostały omówione w rozdziale 3.1. Ponieważ proces obliczania napięcia zasilania zależy od typu zastosowanego układu wyjściowego, zostanie on przedstawiony na przykładzie obliczeniowym.

Maksymalna moc strat, jak wynika z zależności (3.8) i (3.9), wydziela się przy około 64% maksymalnego wysterowania i wynosi dla jednego tranzystora:

$$P_c = \frac{E_c^2}{4\pi^2 R_o} + \frac{E_c I_0}{2} \tag{3.13}$$

gdzie:

E_c – całkowite napięcie zasilające wzmacniacz,

R_o – rezystancja obciążenia danego elementu.

Drugi człon wyrażenia określa moc strat związaną z przepływem prądu spoczynkowego.

Prąd spoczynkowy I_0 tranzystorów wyjściowych oblicza się z zależności:

$$I_0 = (2 \div 3)\% \cdot \bar{I}_{L\,max} \tag{3.14}$$

Natomiast dla tranzystorów sterujących *T1* i *T2* (rys. 3.12b) wartość prądu spoczynkowego wyznacza się z wyrażenia:

$$I_0 = \frac{I_{0\,T2,T4}}{h_{21E\,T2,T4}} + \frac{U_{BE\,T2,T4}(I_0)}{R_B} \tag{3.15}$$

Wartości rezystancji R_o dla układu przedstawionego na rys. 3.12b będą następujące:

– dla tranzystorów *T2* i *T4*

$$R_o = R_E + R_L \tag{3.16}$$

– dla tranzystora *T1*

$$R_o = 0{,}9 h_{21E\,T2} \cdot R_L \tag{3.17}$$

– dla tranzystora *T3*

$$R_o = 1{,}1 h_{21E\,T4} \cdot R_L \tag{3.18}$$

Różnice w wartości obciążenia R_o wynikają z faktu, że mamy tu do czynienia z układem quasi-komplementarnym; dla układu w pełni komplementarnego

wartości te są jednakowe i opisane jednym lub drugim wyrażeniem, zależnie od typu układu wyjściowego. Oczywiście, w przypadku gdy układ wyjściowy składa się z pojedynczej pary komplementarnej, obciążenie R_o dla każdego z tranzystorów będzie wyznaczone równaniem (3.16).

3.4.2. Obliczanie obwodu tranzystora sterującego

Obliczenie tego fragmentu wzmacniacza jest uzależnione od typu obciążenia zastosowanego w obwodzie kolektora tranzystora sterującego, przy czym możliwe są dwa przypadki:

- obciążenie w postaci statycznego źródła prądowego,
- obciążenie w postaci dynamicznego źródła prądowego ze sprzężeniem typu *bootstrap*.

Aby wyprowadzone wzory stały się bardziej uniwersalne, określone zostaną zależności dla tranzystora zastępczego, którym w szczególności może być pojedynczy tranzystor lub którakolwiek z kombinacji zamieszczonych na rys. 3.10 z uzupełnieniami jak na rys. 3.12. Podstawowe parametry potrzebne do obliczeń przedstawione zostały w tablicy 3.1.

Początkowa faza obliczeń dla obu rodzajów źródeł jest identyczna i sprowadza się do określenia wymaganej amplitudy prądu, niezbędnej do całkowitego wysterowania stopnia wyjściowego. Warunek ten można sprecyzować za pomocą zależności:

$$I_{źr\,min} \geqslant \bar{I}_{B\,max} \tag{3.19}$$

$$\bar{I}_{B\,max} = \frac{\bar{I}_{L\,max}}{H_{21E}} \tag{3.20}$$

gdzie:

$\bar{I}_{B\,max}$ jest maksymalną amplitudą prądu bazy, wymaganą do wysterowania stopnia końcowego,

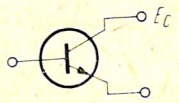
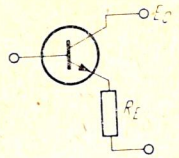
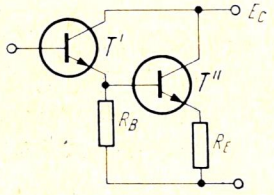
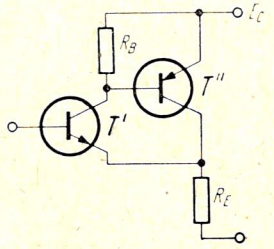
H_{21E} jest współczynnikiem wzmocnienia prądowego układu wyjściowego wybranego na podstawie tablicy 3.1.

W praktyce, aby stworzyć pewien margines bezpieczeństwa oraz zapewnić bardziej liniową pracę stopnia sterującego, zależność (3.19) przybiera postać:

$$I_{źr} = (2 \div 5)\,\bar{I}_{B\,max} \tag{3.21}$$

W przypadku układu ze statycznym źródłem stałoprądowym należy zrealizować źródło o wydajności prądowej określonej równaniem (3.21),

Współczynnik wzmocnienia prądowego złożonego układu tranzystorów Tablica 3.1

	Tranzystor zastępczy	H_{21E}
1		$h_{21E}+1$
2		$h_{21E}+1$
3		$0{,}8h'_{21E}\cdot h''_{21E}$
4		$h'_{21E}\cdot h''_{21E}$

natomiast w przypadku układu typu *bootstrap* należy wyznaczyć rezystancję sumaryczną $R_{c1}+R_{c2}$ (rys.3.7). Uwzględniając fakt, że źródło prądowe dostarcza stałego prądu bez względu na wysterowanie wzmacniacza, można napisać relację:

$$R_{c1}+R_{c2} \leqslant \frac{\frac{1}{2}E_c}{I_{źr}} \tag{3.22}$$

Uwzględniając zależność (3.21) wyrażenie (3.22) przybiera postać:

$$R_{c1}+R_{c2}=\frac{0{,}5E_c}{(2\div 5)\,I_{B\max}} \tag{3.23}$$

Ponieważ dla przebiegów zmiennych rezystancja R_{c1} jest połączona równolegle z rezystancją obciążenia R_L, musi być spełniony warunek (w celu niedopuszczenia do dużych strat mocy):

$$R_{c1} \gg R_L \tag{3.24}$$

W praktyce

$$R_{c1}=(20\div 100)\,R_L \tag{3.25}$$

Wyznaczając wartości rezystancji R_{c1} i R_{c2} należy poza tym kierować się zależnością:

$$R_{c2} > R_{c1} \tag{3.26}$$

Uwaga. Jeżeli z obliczeń wynika, że wartość R_{c1} powinna być tego samego rzędu co R_L, należy zastosować układ z tzw. galwanicznym sprzężeniem zwrotnym (rys. 3.8), umieszczając obciążenie R_L w miejscu rezystancji R_{c1}.

Obliczanie pojemności C_f

Obwód przeładowywania pojemności C_f (rys. 3.7) przedstawiono na rys. 3.16. Pojemność C_f związana jest ze stałą czasową zależnością:

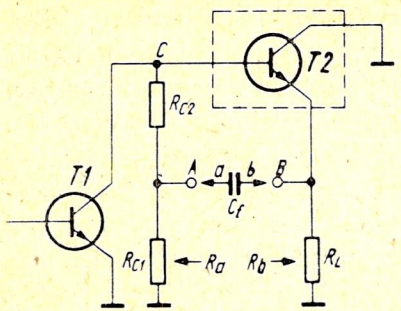
$$\tau = C_f(R_a+R_b) \tag{3.27}$$

Przez R_a oznaczono rezystancję widzianą od strony okładziny a kondensatora C_f, a przez R_b rezystancję widzianą od strony okładziny b.

Ponieważ przy maksymalnym wysterowaniu tranzystor sterujący $T1$ zaczyna wchodzić w obszar bliski nasyceniu, rezystancja między punktem C a masą jest bardzo mała i można przyjąć przybliżenie:

$$R_a \cong \frac{R_{c1}\cdot R_{c2}}{R_{c1}+R_{c2}} \tag{3.28}$$

Rezystancja R_b będąca rezystancją wyjściową wtórnika emiterowego jest pomijalna wobec R_a i można założyć $R_b = 0$. Ze wzoru na dolną częstotliwość graniczną (przy spadku 3 dB) można wyznaczyć wymaganą wartość pojemności C_f.



Rys. 3.16. Obwód przeładowywania pojemności C_f

W celu zapewnienia odpowiednio małego spadku wzmocnienia przy dolnej częstotliwości granicznej, należy obliczoną pojemność zwiększyć $5\div 10$ razy. Ostatecznie wzór przybiera więc postać:

$$C_f=(5\div 10)\,\frac{R_{c1}+R_{c2}}{2\pi f_d\,R_{c1}\,R_{c2}}\cdot 10^6\ [\mu\mathrm{F}] \tag{3.29}$$

Obliczanie pojemności C_s sprzęgającej wzmacniacz z obciążeniem

Wymaganą wartość pojemności C_s można wyznaczyć wykorzystując wzór na dolną częstotliwość graniczną. Pomijając impedancję wyjściową wzmacniacza jako znacznie mniejszą od R_L otrzymuje się zależność o postaci:

$$C_s=\frac{10^6}{2\pi f_d\,R_L}\ [\mu\mathrm{F}] \tag{3.30}$$

W praktyce, aby otrzymać mniejszy spadek wzmocnienia, wyznaczoną pojemność należy zwiększyć $2\div 3$ razy.

3.5. Układy praktyczne wzmacniaczy mocy

Omówione w poprzednich rozdziałach struktury wzmacniaczy mocy stanowią podstawowy człon wielu istniejących odmian konstrukcyjnych. Rozbudowaniu ulegają przede wszystkim stopnie wzmocnienia napięciowego, co pozwala na wprowadzenie głębszego ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Postać blokową wzmacniacza mocy, która jest modyfikacją układu z rys. 3.2, przedstawiono na rys. 3.17.

Przez A_I oznaczono fragment układu prącujący jako wzmacniacz prądowy, natomiast przez A_U oznaczono wzmacniacz napięciowy. Rezystancje R_{f1} i R_{f2} oraz pojemność C_{f1} wchodzą w skład obwodu głównej pętli szerego-

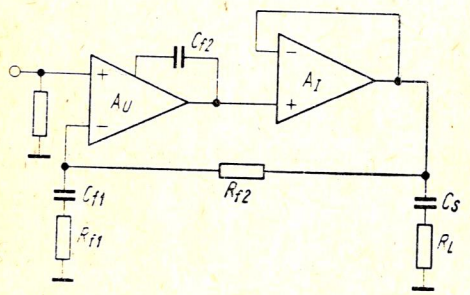
wego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Dla składowej stałej dzięki separującemu działaniu pojemności C_{f1} uzyskuje się 100% sprzężenia, co doskonale stabilizuje punkty pracy wzmacniacza, natomiast dla składowej zmiennej wzmocnienie napięciowe wzmacniacza wyraża się zależnością:

$$k_u = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} \cong \frac{R_{f2}}{R_{f1}} \tag{3.31}$$

Wartość pojemności C_{f1} można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$C_{f1} = \frac{(3 \div 5) \cdot 10^6}{2\pi f_d R_{f1}} \text{ [μF]} \tag{3.32}$$

Kondensator C_{f2} tworzy lokalną pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, zabezpieczając wzmacniacz przed wzbudzeniami przy wielkich częstotliwościach. Jego wartość wynosi przeciętnie $30 \div 100$ pF.

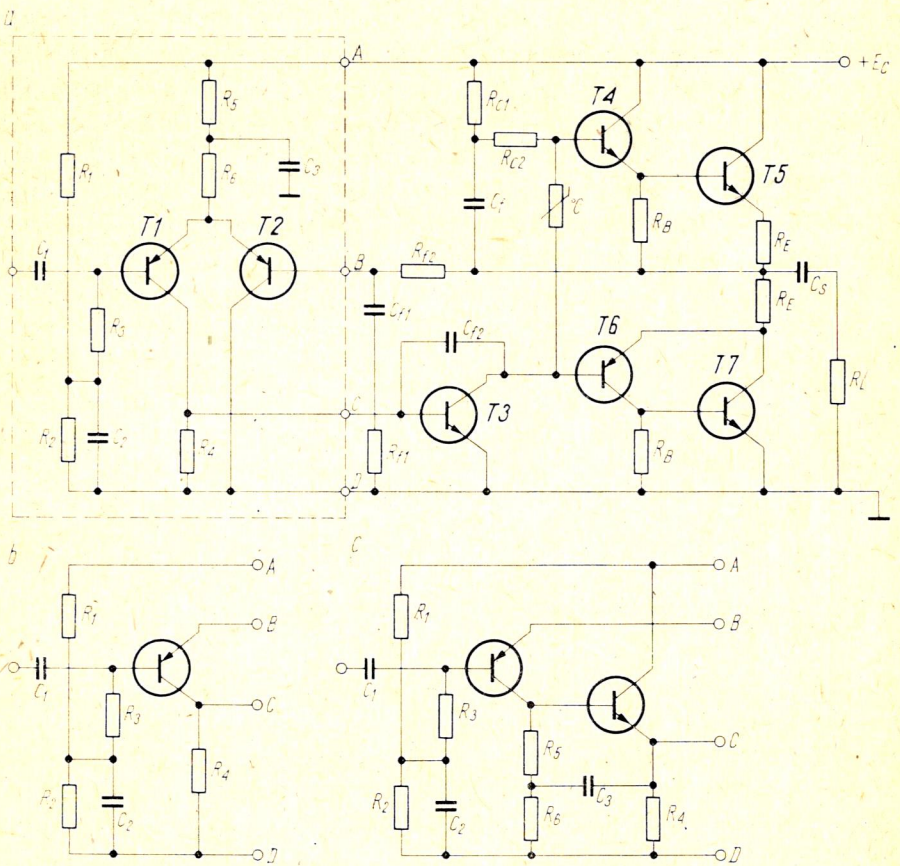


Rys. 3.17. Modyfikacja wzmacniacza mocy z rys. 3.2

Stopnie wyjściowe, czyli wzmacniacz prądowy, omówione zostały w poprzedniej części, dlatego ograniczono się tu do kilku uwag odnośnie stopni wzmocnienia napięciowego. W zasadzie sprawa ogranicza się do jednego lub dwóch stopni dodanych do stopnia opisanego poprzednio, sterującego układ wyjściowy. Stosowanie większej liczby stopni nie wpływa już zasadniczo na zmniejszenie zniekształceń nieliniowych, natomiast kompensacja częstotliwościowa staje się znacznie trudniejsza.

Przykładowy schemat wzmacniacza mocy z układem typu *bootstrap* przedstawiono na rys. 3.18a. Wejściowy stopień został zrealizowany w postaci wzmacniacza różnicowego z niesymetrycznym wyjściem. Zaletą tego układu jest automatyczne równoważenie się wzmacniacza w przypadku dobrania obu tranzystorów o zbliżonych parametrach oraz przy założeniu jednakowych prądów płynących przez obie gałęzie. Jednocześnie, aby zapewnić bardziej

liniową pracę tego stopnia, prąd kolektora tranzystora *T1* powinien mieć wartość kilkakrotnie większą od maksymalnego prądu bazy tranzystora następnego stopnia *T3*. Z uwagi na zasilanie wzmacniacza z pojedynczego źródła, baza tranzystora *T1* polaryzowana jest za pomocą dzielnika napięciowego, złożonego z elementów $R_1 \div R_3$. Kondensator C_2 ma za zadanie maksy-



Rys. 3.18. Wzmacniacz mocy z różnicowym stopniem wejściowym (a) oraz dodatkowe stopnie wzmocnienia napięciowego (b i c)

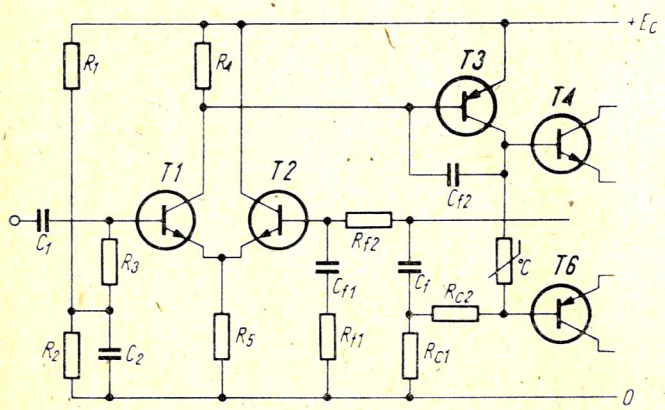
malne ograniczenie przenikania tętnień napięcia zasilającego na wejście wzmacniacza.

Jeżeli w układzie wzmacniacza napięciowego pracuje pojedynczy tranzystor lub układ niesymetryczny (rys. 3.18b i c), istotnego znaczenia na-

biera dryft termiczny układu. Aby dryft ten maksymalnie ograniczyć, rezystancje w dzielniku powinny mieć dużą wartość (300 kΩ ÷ 1 MΩ).

Uwaga ta odnosi się do stosowanych obecnie tranzystorów krzemowych, dla których wpływ zmian termicznych prądu zerowego I_{CBO} na stabilność punktu pracy jest pomijalny wobec zmian napięcia U_{BE}. Natomiast w stopniu różnicowym zmiany termiczne napięć U_{BE} obu tranzystorów kompensują się wzajemnie, dlatego pożądane jest „usztywnienie" dzielnika wejściowego, którego wartości elementów przyjmuje się zwykle z zakresu 20 ÷ 100 kΩ.

W przypadku zasilania wzmacniacza mocy z dwóch symetrycznych źródeł dzielnik wejściowy jest zbędny, a bazę tranzystora wejściowego łączy się z masą za pomocą pojedynczego rezystora. Przy takim rodzaju zasilania w stopniu napięciowym stosuje się niemal wyłącznie układy różnicowe. Aby układ był maksymalnie symetryczny, wartość rezystora wejściowego powinna być równa wartości rezystora sprzężenia zwrotnego R_{f2}. W praktyce wartość rezystora R_{f2} przyjmuje się w granicach od 10 ÷ 50 kΩ (przy stosowaniu w stopniu napięciowym pojedynczego tranzystora wartość rezystora R_{f2} jest o rząd mniejsza – są to pojedyncze kΩ).

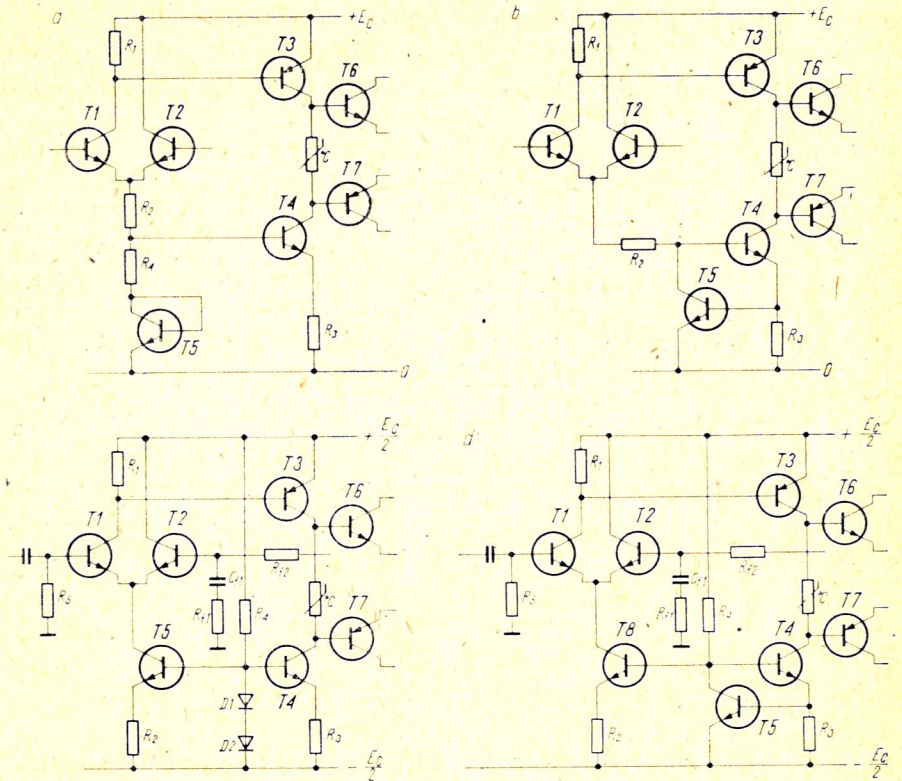


Rys. 3.19. Różnicowy stopień wejściowy wzmacniacza mocy przy zastosowaniu tranzystorów *n-p-n*

Na rysunku 3.19 przedstawiono wersję wzmacniacza z rys. 3.18 ze stopniem wejściowym zbudowanym z tranzystorów *n-p-n*.

Ze względu na coraz większe rozpowszechnianie się statycznych źródeł stałoprądowych, na rys. 3.20 przedstawiono kilka wariantów wzmacniaczy napięciowych z ich zastosowaniem. W przedstawionych układach w charakterze źródeł prądowych umieszczonych w miejscu układu typu *bootstrap* pracują tranzystory *T4*.

W układach na rys. 3.20a i c zastosowano źródło prądowe zbudowane z pojedynczego tranzystora. Wydajność tego źródła, stanowiąca wartość prądu kolektora tranzystora *T4*, będzie zależała od wartości napięcia polaryzującego jego bazę oraz od wartości rezystancji w emiterze R_3. W przypadku układu z rys. 3.20a napięcie polaryzacji bazy tranzystora *T4* wyznaczone jest stosunkiem wartości R_2 i R_4 w dzielniku napięciowym. Umieszczony do-



Rys. 3.20. Przykłady rozwiązań wzmacniaczy napięciowych z zastosowaniem źródeł stałoprądowych

datkowo szeregowo z rezystancją R_4 tranzystor *T5*, w połączeniu diodowym, ma za zadanie kompensację wpływu zmian termicznych napięcia U_{BE} tranzystora *T4* na wartość prądu kolektora tego tranzystora. Aby kompensację tę uczynić bardziej skuteczną, oba tranzystory powinny mieć kontakt termiczny.

W przypadku układu przedstawionego na rys. 3.20c źródłem napięcia polaryzacji bazy dla tranzystora *T4* są połączone w szereg diody *D1* i *D2*.

Układy przedstawione na rys. 3.20b i d mają źródła prądowe zbudowane nieco odmiennie. Jest to dwójka tranzystorów *T4* i *T5* objęta pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, przy czym prądem stabilizowanym jest prąd tranzystora *T4*. Tego typu rozwiązanie poprawia parametry źródła prądowego, wpływając na wzrost rezystancji dynamicznej. Wartość prądu kolektora tranzystora *T5* przyjmuje się zwykle w granicach $1 \div 5$ mA.

Wydajność źródeł prądowych przedstawionych na rys. 3.20b, c i d, mierzona wartością prądu kolektora tranzystora *T4*, może być wyznaczona z wyrażenia:

$$I_{cT4} \cong \frac{0{,}6\ \mathrm{V}}{R_3} \tag{3.33}$$

W praktyce, aby nie powodować dużych strat przebiegu wyjściowego na źródle prądowym, przyjmuje się spadek napięcia na rezystancji R_3 równy około 0,6 V. Wówczas zależność (3.33) obowiązuje także dla układu z rys. 3.20a (przy założeniu, że stosowane są elementy krzemowe).

W układach przedstawionych na rys. 3.20c i d umieszczono dodatkowe źródła prądowe w emiterach tranzystorów stopnia różnicowego. Poza poprawą własności samego stopnia różnicowego mają one za zadanie eliminację wpływu tętnień napięć zasilających na sygnał wyjściowy wzmacniacza (układy z rys. 3.20c i d zasilane są z dwóch symetrycznych napięć, podczas gdy przedstawione na rys. 3.20a i b – z pojedynczego źródła napięcia).

3.6. Stabilizacja termiczna punktu pracy

Zapewnienie stabilności cieplnej wzmacniacza mocy należy do pierwszoplanowych zadań w czasie projektowania układu.

Wzmacniacze beztransformatorowe mają zazwyczaj punkty pracy wystarczająco stabilizowane przez silne ujemne sprzężenie zwrotne, które wymusza założone potencjały w poszczególnych punktach układu.

Działanie tego sprzężenia nie obejmuje jednak prądu spoczynkowego tranzystorów mocy, który będąc niezbędny do zlikwidowania zniekształceń skrośnych może jednak w przypadku braku odpowiedniego przeciwdziałania wzrosnąć do rozmiarów grożących zniszczeniem stopnia końcowego.

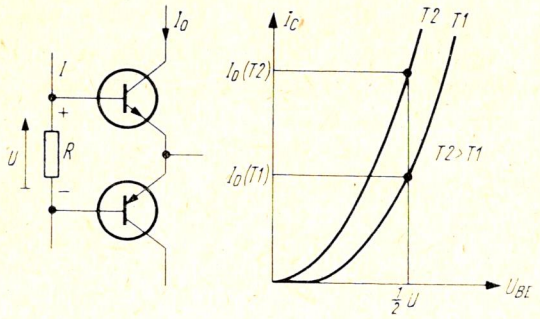
3.6.1. Stabilizacja prądu spoczynkowego tranzystorów mocy

Przyczyną wzrostu prądu spoczynkowego w przypadku braku jego stabilizacji jest dodatnie cieplne sprzężenie zwrotne. Podstawowym parametrem ulegającym zmianie w tym przypadku jest napięcie baza-emiter, które ze wzrostem temperatury maleje zgodnie z zależnością:

$$U_{BE}(T) = U_{BE}(T_0) - c\,(T - T_0) \tag{3.34}$$

gdzie $c = 2{,}3$ mV/°C.

Zależność ta obowiązuje zarówno dla tranzystorów germanowych, jak i dla krzemowych.



Rys. 3.21. Stopień komplementarny z polaryzacją wstępną oraz przebieg zależności $I_c = f(U_{BE})$ dla dwóch różnych temperatur

W przypadku przedstawionym na rys. 3.21 zmiana napięcia U_{BE} pod wpływem wzrostu temperatury spowoduje wzrost prądu spoczynkowego I_0 na skutek stałego napięcia wymuszenia U. Rosnący prąd nagrzewa tranzystor, pociągając za sobą dalszą zmianę napięcia U_{BE}, co jest przyczyną dalszego wzrostu prądu kolektora. Niezbędne jest w tym przypadku przeciwdziałanie polegające na:

- umieszczeniu w miejsce rezystora R elementu o ujemnym współczynniku termicznym,
- umieszczeniu tranzystorów mocy na radiatorach o odpowiedniej powierzchni.

Zastosowanie w tym przypadku metody stosowanej przy projektowaniu stopni napięciowych nie wchodzi w rachubę z uwagi na stratę mocy, jaka wystąpiłaby na zbyt dużych rezystorach emiterowych.

Przykładowo, przy prądzie spoczynkowym wynoszącym 100 mA rezystancja R_E musiałaby wynosić co najmniej 5 Ω, czyli mieć wartość tego samego rzędu co rezystancja obciążenia. Z tego względu do stabilizacji punktu pracy oprócz odpowiednich radiatorów stosowane są prawie wyłącznie elementy nieliniowe o ujemnym współczynniku termicznym.

Włączane w obwody emiterowe tranzystorów mocy niewielkie rezystory R_E o wartości nie przekraczającej na ogół 1 Ω nie zapewniają odpowiedniej stabilności prądu spoczynkowego.

Do najczęściej stosowanych elementów w układach kompensacji cieplnej należą tranzystory, diody oraz termistory.

W celu uzyskania dokładnej stabilizacji prądu spoczynkowego niezbędne jest zapewnienie zmian napięcia wymuszenia U (rys. 3.21) w funkcji temperatury dokładnie takich, jak łączna zmiana napięcia między bazami końcowego stopnia. W tym celu stosowane bywają dodatkowe elementy, których rezystancja w małym stopniu zależy od temperatury.

Przykłady najczęściej spotykanych układów stabilizacji podane są na rys. 3.22.

W pierwszym przypadku zastosowano do stablizacji termistor z równolegle połączonym rezystorem liniowym, wykorzystywanym równocześnie do ustawienia wymaganej wartości prądu spoczynkowego w tranzystorach mocy.

Lepszą kompensację uzyskuje się przy zastosowaniu szeregowo połączonych diod, dla których współczynnik temperaturowy napięcia jest podobny do współczynnika zmian U_{BE}.

W układach większej mocy stosowane są z reguły bardziej złożone, diodowo-termistorowe systemy kompensacji termicznej lub kompensacji za pomocą dodatkowych tranzystorów. Szczególnie rozpowszechniony jest układ przedstawiony na rys. 3.22d. Zmiana napięcia U_{BE} tranzystora T pod wpływem temperatury rzutuje bezpośrednio na zmianę napięcia polaryzacji między bazami stopnia mocy.

Na rysunku 3.22e przedstawiono system stabilizacji stosowany w scalonych wzmacniaczach mocy; prąd spoczynkowy uzyskano przez polaryzację emitera tranzystora *T3*. Zaletą tego układu w stosunku do omówionych poprzednio jest dodatkowo lepsze wysterowanie tranzystora *T4*, ma to jednak istotne znaczenie tylko przy niskich napięciach zasilających wzmacniacz.

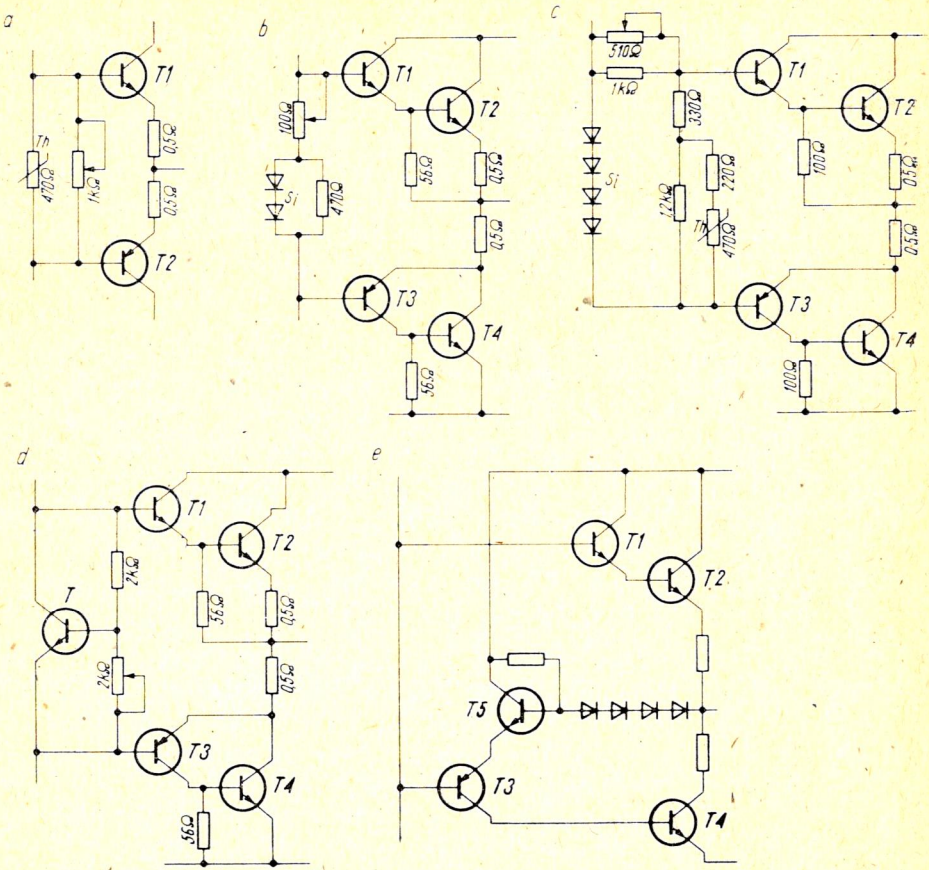
Ponieważ najbardziej rozpowszechniony jest układ z rys. 3.22d i jest to jednocześnie bardzo skuteczny rodzaj stabilizacji, podana zostanie przybliżona analiza oraz sposób doboru rezystancji R_1 i R_2 dla przypadku przedstawionego na rys. 3.23.

Na podstawie rys. 3.23 można napisać relację:

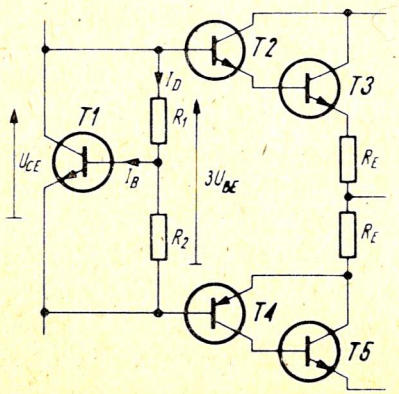
$$U_{CE\,T1} = I_D R_1 + U_{BE\,T1} \tag{3.35}$$

ale

$$U_{BE\,T1} = (I_D - I_B) R_2 \cong I_D R_2 \tag{3.36}$$



Rys. 3.22. Przykłady układów stabilizacji prądu spoczynkowego tranzystorów mocy



Rys. 3.23. Zastosowanie tranzystora w układzie kompensacji prądu spoczynkowego tranzystorów mocy

stąd

$$I_D \cong U_{BET1}/R_2 \tag{3.37}$$

Po podstawieniu (3.37) do (3.35) otrzymano:

$$U_{CET1} = U_{BET1}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right) \tag{3.38}$$

Na skutek zmiany temperatury przyrost napięcia U_{CE} wyniesie:

$$\Delta U_{CE} = \Delta U_{BE}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right) \tag{3.39}$$

Aby zrealizować kompensację złączy baza-emiter tranzystorów *T2*, *T3* i *T4* musi być spełniona relacja:

$$\Delta U_{CE} = 3\Delta U_{BE} \tag{3.40}$$

więc po podstawieniu (3.40) do (3.39) warunek wymagany przy doborze rezystancji R_1 i R_2 wynosi:

$$R_1/R_2 = 2 \tag{3.41}$$

Przy wyborze wartości rezystancji R_1 i R_2 należy zachować warunek, aby prąd dzielnika

$$I_D \geqslant 50 I_B \tag{3.42}$$

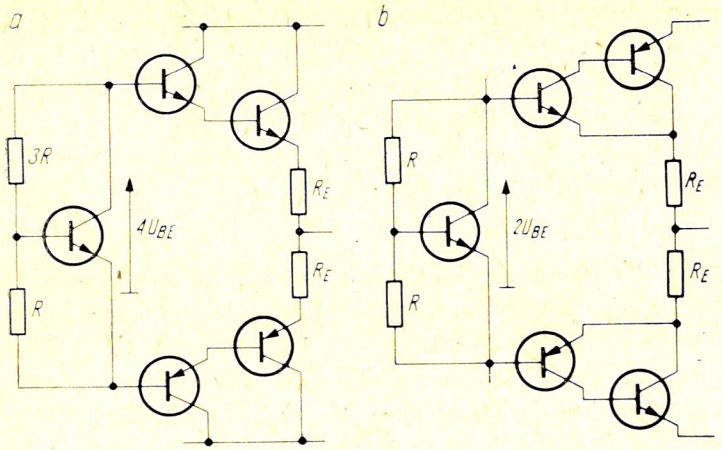
Na ogół wartości rezystancji R_1 i R_2 nie przekraczają pojedynczych kΩ.

Ze względu na konieczność wstępnego ustawienia wartości prądu spoczynkowego tranzystorów stopnia końcowego należy przewidzieć rezystor R_2 zmienny w pewnych granicach. Zastosowanie tego typu stabilizacji w układach wyjściowych w pełni komplementarnych przedstawione zostało na rys. 3.24.

Układ przedstawiony na rys. 3.24b jest korzystniejszy z punktu widzenia stabilizacji termicznej. W przypadku przedstawionym na rys. 3.24a element stabilizujący musi kompensować zmiany termiczne złączy baza-emiter czterech różnie nagrzewających się tranzystorów, natomiast w przypadku drugim tylko dwóch, znacznie mniej nagrzewających się tranzystorów sterujących, które bezpośrednio kontrolują prąd spoczynkowy tranzystorów mocy. Dlatego układ z rys. 3.24b jest preferowany szczególnie w przypadku budowy wzmacniaczy bardzo dużych mocy.

Na zakończenie należy stwierdzić, że jakość stabilizacji zależy w bardzo dużej mierze od miejsca umieszczenia elementu stabilizującego.

Ponieważ najbardziej nagrzewają się tranzystory mocy, element stabilizujący powinien być umieszczony w ich pobliżu (uwaga ta nie dotyczy

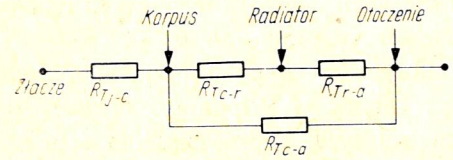


Rys. 3.24. Stabilizacja termiczna w układach komplementarnych

układu z rys. 3.24b, w którym element stabilizujący powinien być zwarty termicznie z tranzystorami sterującymi wyjściowe tranzystory mocy); jednak przy zwieraniu termicznym z radiatorem, które daje najlepsze rezultaty, należy zachować ostrożność z uwagi na możliwość przekompensowania układu.

3.6.2. Zastosowanie radiatorów

Radiatory są niezbędne do przejmowania nadmiaru ciepła z nagrzewających się elementów półprzewodnikowych. Jako miarę skuteczności odprowadzania ciepła przez radiatory przyjmuje się rezystancję termiczną radiator-otoczenie R_{Tr-a}.



Rys. 3.25. Rezystancje termiczne występujące między złączem elementu półprzewodnikowego a otoczeniem

Między złączem tranzystora a otoczeniem wystąpi szereg rezystancji termicznych, które decydują o wartości mocy strat, jaka może się wydzielić w elemencie w określonych warunkach. Na rysunku 3.25 przedstawiono układ rezystancji termicznych występujących między złączem tranzystora a otoczeniem, przy czym poszczególne składniki oznaczają:

R_{Tj-c} – rezystancję termiczną złącze-korpus elementu,
R_{Tc-r} – rezystancję termiczną korpus-radiator,
R_{Tr-a} – rezystancję termiczną radiator-otoczenie,
R_{Tc-a} – rezystancję termiczną korpus-otoczenie.

Ponieważ zwykle $R_{Tc-a} \gg R_{Tc-r}+R_{Tr-a}$, można ją pominąć i wówczas rezystancja termiczna złącze-otoczenie wyniesie:

$$R_{Tj-a} = R_{Tj-c}+R_{Tc-r}+R_{Tc-a} \tag{3.43}$$

Rezystancja termiczna złącze-korpus jest stałą konstrukcyjną elementu, na którą użytkownik nie ma wpływu, natomiast pozostałe rezystancje można zmniejszać w dość szerokich granicach.

Rezystancja termiczna korpus-radiator jest właściwie rezystancją termiczną styku, która będzie najmniejsza w przypadku bezpośredniego montowania elementu na radiatorze z dodatkiem ewentualnie smaru silikonowego i będzie wzrastać w przypadku stosowania podkładek izolujących. Rezystancja radiator-otoczenie będzie zależała od rozmiarów powierzchni czynnej radiatora, jej barwy, kształtu, materiału, z którego został wykonany oraz sposobu ustawienia.

Ogólnie przyrost temperatury złącza elementu półprzewodnikowego będzie zależny od wartości wydzielonej w nim mocy i od rezystancji termicznej do otoczenia zgodnie z zależnością:

$$T_j - T_a = P_C R_{Tj-a} \tag{3.44}$$

Korzystając z zależności (3.43) i (3.44) można wyznaczyć niezbędną rezystancję termiczną radiatora przy założonej mocy strat, temperaturze otoczenia i dopuszczalnej temperaturze złącza:

$$R_{Tr-a} = \frac{T_j - T_a}{P_C} - R_{Tj-c} - R_{Tc-r} \tag{3.45}$$

Jako dopuszczalną temperaturę złącza dla tranzystorów krzemowych należy przyjąć $100 \div 150°C$, a dla tranzystorów germanowych $40 \div 60°C$.

Rezystancje termiczne między korpusem tranzystora a radiatorem dla kilku przypadków przedstawione są w tablicy 3.2 [6], dane te nie dotyczą jednak małych tranzystorów z radiatorami typu klipsowego, dla których rezystancja wzrasta do około $40 \div 60°C/W$. Rezystancja termiczna złącze-korpus podawana jest zwykle w katalogach, a w przypadku jej braku może być wyznaczona z innych danych katalogowych na podstawie zależności:

$$R_{Tj-c} = \frac{T_{j\max} - T_c}{P_{C\max}} \tag{3.46}$$

gdzie:

$T_{j\max}$ – maksymalna dopuszczalna temperatura złącza,
$P_{C\max}$ – maksymalna moc strat przy określonej temperaturze korpusu,
T_c – temperatura korpusu, przy ktorej określono maksymalną moc strat.

Rezystancje termiczne między korpusem tranzystora a radiatorem w przypadku stosowania podkładek izolacyjnych Tablica 3.2

Rodzaj styku	R_{Tc-r} [°C/W]
Bez podkładki	$0,2 \div 0,5$
Bez podkładki z dodatkiem smaru silikonowego	$0 \div 0,3$
Z podkładką z oksydowanego Al	$1,4 \div 1,5$
Z podkładką ze smarem silikonowym	$0 \div 0,3$
Z podkładką mikową 40 µm	$2 \div 2,5$
Z podkładką ze smarem silikonowym	$0,5 \div 0,8$

W przypadku stosowania radiatora płaskiego wymagana wartość powierzchni może być wyznaczona z zależności:

$$S = \frac{1}{\lambda_T R_{Tr-a}} \tag{3.47}$$

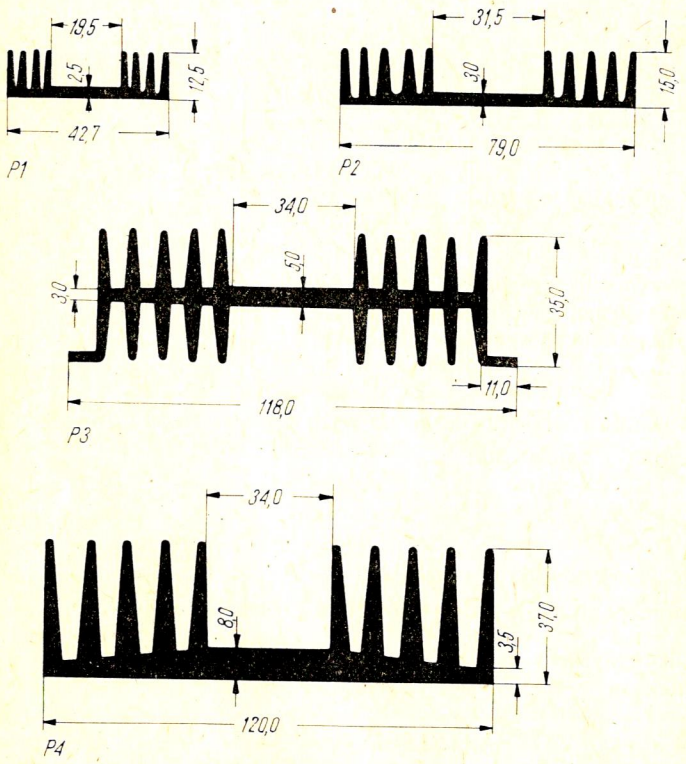
gdzie λ_T – współczynnik wymiany ciepła.
Wartość tego współczynnika dla kilku materiałów podaje tablica 3.3.

Wartości współczynników wymiany ciepła dla kilku materiałów Tablica 3.3

Materiał	λ_T[W/cm²°C]
Miedź	$1,43 \times 10^{-3}$
Al	$0,75 \times 10^{-3}$
Żelazo	$0,21 \times 10^{-3}$

W przypadku odprowadzania większych mocy stosuje się zwykle radiatory żebrowe, ponieważ jednak obliczenie takiego radiatora jest stosunkowo skomplikowane, ze względu na konieczność uwzględnienia wielu czynników wpływających na skuteczność oddawania ciepła, ograniczono się do podania przykładów wyznaczania potrzebnych parametrów na podstawie gotowych wykresów.

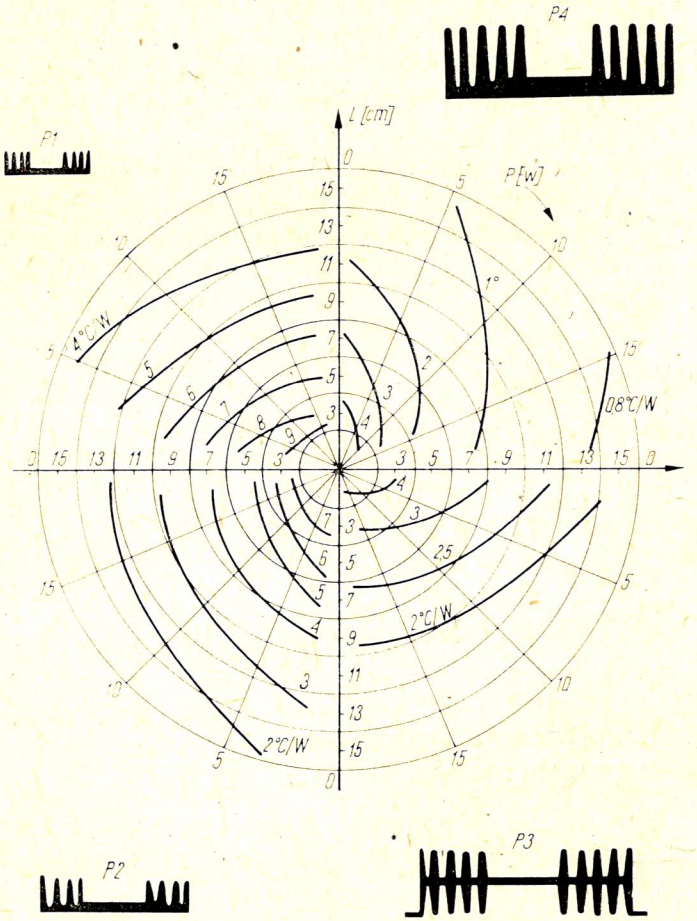
Ostatnio rozpowszechniane są radiatory będące odcinkami profili hutniczych ze względu na znacznie niższą cenę w porównaniu z wykonanymi metodą obróbki skrawaniem. Uwzględniając tę tendencję, na rys. 3.26 przedstawiono cztery profile, których długość dobiera się w zależności od wymaganej rezystancji termicznej i założonej mocy strat na podstawie załączonych wykresów (rys. 3.27).



Rys. 3.26. Profile radiatorów przystosowanych do obudów TO-3, TO-66 i podobnych

Każdy z wykresów zbudowany jest w postaci krzywych izorezystancyjnych naniesionych na zbiór koncentrycznych okręgów i wiąże ze sobą trzy wielkości: rezystancję termiczną radiatora, długość profilu i moc wydzielaną w radiatorze. Długość profilu odczytuje się na osiach układu współrzędnych prostokątnych wykresu, natomiast moc podana została jako liniowa funkcja kąta zawartego między osią rzędnych a prostą przechodzącą przez środek okręgów i dowolny punkt na wykresie. Na rysunku 3.27 przedstawiono

informacje dla czterech rodzajów profili, przy czym dla każdego przeznaczona jest jedna ćwiartka całego koła.



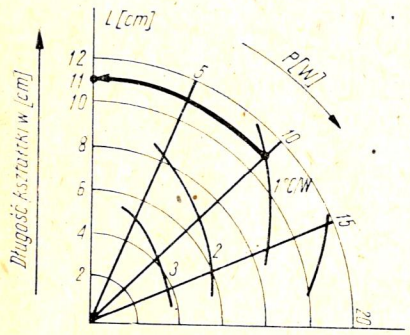
Rys. 3.27. Wykresy izorezystanycjne dla profili z rys. 3.26

Korzystanie z wykresów jest bardzo poste. Dla rezystancji termicznej radiatora wyznaczonej ze wzoru (3.45) oraz zakładanej mocy strat należy wybrać profil kształtki, następnie przez punkt przecięcia krzywej izorezystancyjnej, odpowiadającej wyznaczonej rezystancji termicznej, z półprostą wyznaczającą moc strat należy poprowadzić okrąg koncentryczny z pozostałymi.

Punkt przecięcia okręgu z osią współrzędnych wyznacza wymaganą długość profilu.

Uwaga. Wykres przedstawiony na rys. 3.27 został wykonany dla profili aluminiowych ustawionych pionowo, poczernionych przez utlenianie anodowe i przy temperaturze otoczenia 25°C. Dlatego, o ile zakładane warunki odbiegają od podanych, należy przyjąć pewien współczynnik bezpieczeństwa zwiększając długość kształtki o 30÷50%.

Przykład. Wyznaczyć wymaganą długość kształtki o profilu *P4* aby $R_{Tr-a} = 1°C/W$ przy mocy strat $P = 10$ W. Wykres dla kształtki o profilu *P4* znajduje się na rys. 3.27, natomiast proces określania długości kształtki przedstawiony jest na rys. 3.28. Jak wynika z rys. 3.28, wymagana długość kształtki wynosi 11 cm.



Rys. 3.28. Metoda określania długości kształtki dla podanego przykładu

3.7. Układy zabezpieczenia stosowane we wzmacniaczach mocy

Układy te mają za zadanie zabezpieczyć tranzystory mocy w przypadku zwarcia lub przeciążenia wyjścia układu, tłumić przepięcia pochodzące z indukcyjności głośników oraz zapewnić ogólną stabilność wzmacniacza.

3.7.1. Zabezpieczenie przed zwarciem wyjścia wzmacniacza

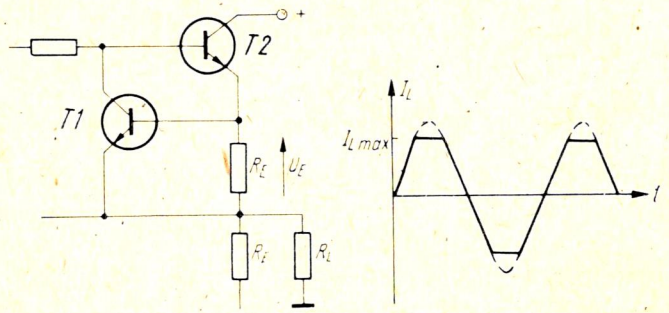
Najczęściej stosowane jest zabezpieczenie wzmacniacza przed zwarciem wyjścia, które może nastąpić przy uszkodzeniu głośników lub przewodów głośnikowych. Jeżeli w takim przypadku wysterowany wzmacniacz nie ma odpowiedniego zabezpieczenia, mogą ulec uszkodzeniu tranzystory wyjściowe, które na skutek działania ujemnego sprzężenia zwrotnego są bardzo silnie wysterowywane. Stosowanie tylko bezpieczników topikowych może być niewystarczające, gdyż działają one stosunkowo wolno.

Najprostszym, jakkolwiek bardzo skutecznym, układem zabezpieczającym wzmacniacz przed zwarciem wyjścia jest dołączony w szereg z obciążeniem dodatkowy rezystor o wartości 50÷100% wartości impedancji obciążenia R_L. Wadą tego typu zabezpieczenia jest strata mocy wyjściowej podczas normalnej eksploatacji.

Podstawowym układem elektronicznego zabezpieczenia przed zwarciem jest układ ogranicznika prądowego, wykorzystującego spadek napięcia na rezystancji R_E proporcjonalny do prądu wyjściowego I_L.

Zasada działania układu przedstawiona została na rys. 3.29.

Spadek napięcia na rezystancji R_E wyznacza potencjał bazy tranzystora *T1*. W normalnych warunkach jest on znacznie mniejszy od napięcia U_{BE} tranzystora przewodzącego i tranzystor *T1* jest zatkany; gdy jednak prąd obciążenia przekroczy dopuszczalną wartość, tranzystor *T1* wchodzi w obszar nasycenia przytykając tranzystor wyjściowy *T2*.

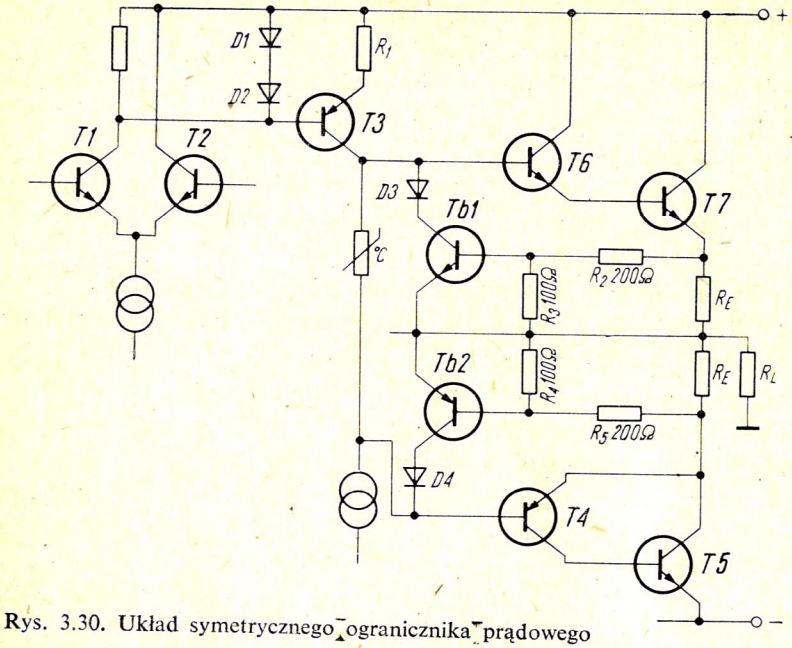


Rys. 3.29. Układ ogranicznika prądowego oraz przebieg ograniczonego prądu wyjściowego

Układ przekształca się wówczas w stabilizator prądu. Działanie ogranicznika przy sygnale sinusoidalnym objawi się obcinaniem wierzchołków sinusoidy.

Wadą tego układu jest stosunkowo duża moc wydzielająca się na tranzystorach stopnia końcowego przy zwarciu wyjścia do masy. Wynika to z zasady działania ogranicznika, dla którego niezbędny jest przepływ maksymalnego prądu przez rezystancję R_E. Układ wprowadza poza tym zniekształcenia nieliniowe przy zbliżaniu się do progu zadziałania bezpiecznika. Do zalet układu należy rzeczywista kontrola przepływającego prądu bez względu na stopień wysterowania wzmacniacza.

Praktyczny układ symetrycznego ogranicznika przedstawiono na rys. 3.30.



Rys. 3.30. Układ symetrycznego ogranicznika prądowego

Wprowadzenie diod *D1* i *D2* w obwodzie bazy tranzystora *T3* ma za zadanie ograniczenie prądu kolektora tego tranzystora w przypadku zwarcia wyjścia układu.

Wartość rezystancji R_1 w emiterze tranzystora *T3* należy tak dobrać, aby wartość prądu ograniczenia była $2 \div 3$ razy większa od maksymalnego prądu przepływającego przez tę rezystancję w czasie normalnej pracy. Tego typu uwarunkowania prowadzą do następującej zależności:

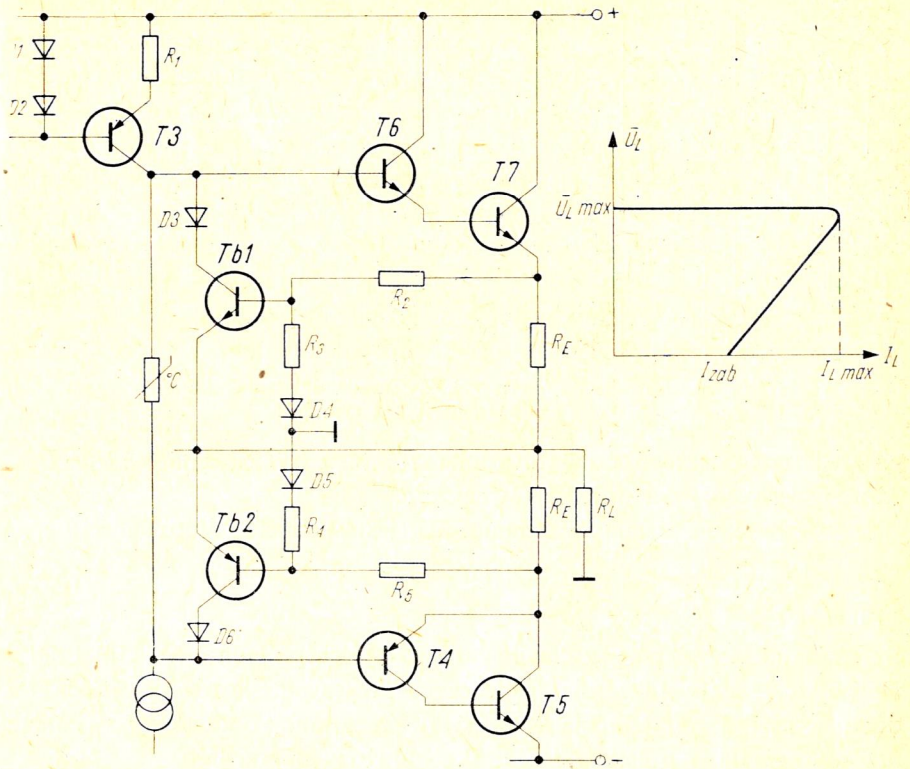
$$R_1 = \frac{U_D}{(2 \div 3)\, I_{E\max T3}} \tag{3.48}$$

gdzie maksymalny prąd emitera tranzystora *T3* jest sumą prądów źródła prądowego oraz prądu bazy tranzystora *T6*.

Zastosowanie diod *D3* i *D4* eliminuje szkodliwy wpływ przeciwnego półokresu napięcia sterującego na tranzystory *Tb1* i *Tb2* w układzie zabezpieczenia. Wartość prądu ograniczenia, który jest zarazem maksymalnym prądem obciążenia, można wyznaczyć z przybliżonej zależności:

$$I_{L\max} = \frac{0{,}6}{R_E}\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right)[\mathrm{A}] \tag{3.49}$$

przy czym wartości rezystancji należy podstawić w Ω.



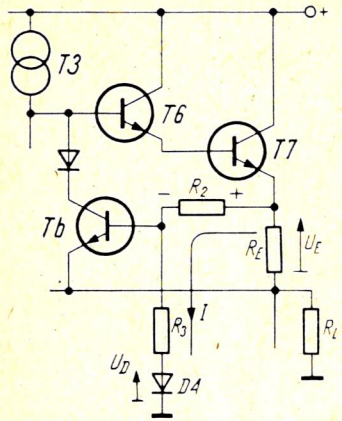
Rys. 3.31. Układ udoskonalonego ogranicznika prądowego i przebieg charakterystyki ograniczania prądowego. Linią przerywaną zaznaczono końcowy odcinek przebiegu charakterystyki dla ogranicznika z rys. 3.30

Układ udoskonalonego ogranicznika prądowego przedstawiony został na rys. 3.31.

Zaletą tego układu w stosunku do omówionego poprzednio jest „cofająca się" charakterystyka ograniczenia prądowego oraz pomijalny wpływ na zniekształcenia nieliniowe wzmacniacza.

Konstrukcja układu jest zbliżona do przedstawionej na rys. 3.30, jednak różni je istotny szczegół, mianowicie rezystancje R_3 i R_4 umieszczone w bazach tranzystorów *Tb* są dołączone przez diody do masy układu, a nie do emiterów tych tranzystorów. Takie rozwiązanie wprowadza wspomniane powyżej korzystne własności w działaniu układu.

Zasada działania bezpiecznika została przedstawiona na rys. 3.32. W przypadku gdy istnieje założone obciążenie R_L, spadek napięcia na rezystancji R_2 na skutek przepływu prądu *I* utrzymuje tranzystor *Tb* w stanie zatkania.



Rys. 3.32. Zasada działania układu ogranicznika z rys. 3.31

Złącze baza-emiter tego tranzystora polaryzowane jest różnicą napięć $U_E - U_{R2}$, która w praktyce ma wartość równą zeru.

Warunkiem działania ogranicznika jest spełnienie nierówności:

$$\frac{R_E}{R_L} > \frac{R_2}{R_3} \tag{3.50}$$

Sytuacja taka występuje w chwili zwarcia wyjścia układu ($R_L = 0$). Prąd I maleje wówczas wielokrotnie — do czego przyczynia się również dioda *D4* dodając w szereg z rezystancją R_3 swoją dużą rezystancję początkową — i układ przekształca się w prosty ogranicznik omówiony poprzednio.

Wartość prądu zwarcia płynącego przez tranzystory wynosi w przybliżeniu:

$$I_{zw} \cong \frac{U_{BETb}}{R_E} \cong \frac{0{,}7\ \mathrm{V}}{R_E} \tag{3.51}$$

Wartość rezystancji R_2 w zależności od pozostałych elementów można określić z wyrażenia:

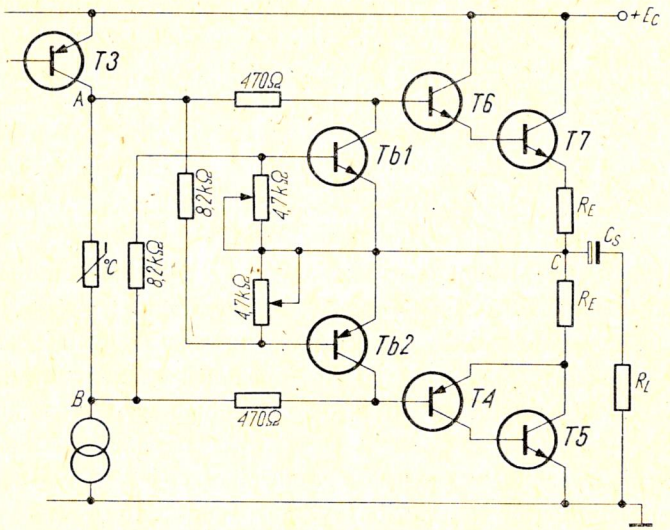
$$R_2 = \frac{\bar{I}_{L\max} R_E R_3}{\bar{I}_{L\max} R_L - U_{D4}} \tag{3.52}$$

gdzie $\bar{I}_{L\max}$ jest maksymalną amplitudą prądu obciążenia, a U_{D4} spadkiem napięcia na diodzie *D4*.

Układ nadaje się do wzmacniaczy zasilanych z dwóch symetrycznych źródeł.

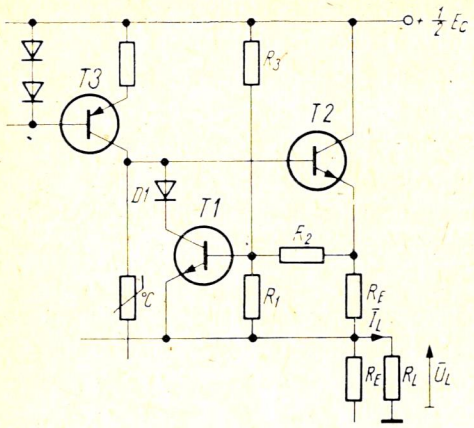
Na nieco innej zasadzie działa układ przedstawiony na rys. 3.33. Podczas normalnej pracy potencjały wszystkich punktów *A*, *B* i *C* zmieniają się jednocześnie o tę samą wartość i w tym samym kierunku, utrzymując tranzystory *Tb1* i *Tb2* w stanie zatkania. W przypadku natomiast zwarcia wyjścia potencjał w punkcie *C* pozostaje stały, a silnym zmianom ulegają jedynie potencjały w punktach *A* i *B* potęgowane działaniem ujemnego sprzężenia zwrotnego. W wyniku tego tranzysory *Tb1* i *Tb2* wchodzą w nasycenie zwierając kolejno bazy tranzystorów wyjściowych z punktem *C*. Ponieważ nasycenie tranzystorów *Tb1* i *Tb2* nie zależy od prądu przepływającego przez rezystancje R_E, tranzystory wyjściowe blokowane są niemal całkowicie. Tym samym moc wydzielająca się przy zwarciu wyjścia na tranzystorach stopnia końcowego jest znikoma.

Należy zaznaczyć, że w przypadku wystąpienia zwarcia wyjścia wzmacniacza przy niewielkim wysterowaniu przedstawiony układ jest mało skuteczny.



Rys. 3.33. System zabezpieczenia stopnia końcowego przy zwarciu wyjścia, wykorzystujący przesterowanie wzmacniacza

Przedstawiony na rys. 3.34 układ jest pewną modyfikacją ogranicznika z rys. 3.30. Napięcie polaryzujące bazę tranzystora *T1*, pracującego w układzie ogranicznika, składa się z dwóch części: napięcia istniejącego na rezystorze R_E dzielonego w stosunku $R_1:(R_1+R_2)$ i napięcia, będącego różnicą między napięciem zasilania ($\frac{1}{2} E_c$) i amplitudą przebiegu wyjściowego $\bar{U}_L$. W ten sposób uzależniono działanie ogranicznika nie tylko od amplitudy prądu wyjściowego, ale i od napięcia wyjściowego.



Rys. 3.34. Układ zmodyfikowanego ogranicznika prądowego z rys. 3.30

Zależność określająca napięcie złącza baza-emiter dla tranzystora *T1* jest następująca:

$$U_{BE_{T1}} = \frac{\bar{I}_L R_E R_1 R_3 + R_1 R_2 \left(\frac{1}{2} E_c - \bar{U}_L\right)}{R_1 R_2 + R_3(R_1 + R_2)} \tag{3.53}$$

Jak wynika z wyrażenia (3.53) napięcie polaryzujące złącze baza-emiter tranzystora *T1* jest uzależnione od przepływającego prądu emitera tranzystora wyjściowego *T2*, a także od amplitudy napięcia wyjściowego $\bar{U}_L$. Dlatego, w przypadku gdy wzmacniacz obciążony jest impedancją znamionową, tranzystor *T1* jest w stanie zatkania bez względu na stopień wysterowania wzmacniacza.

Sytuacja taka nie występuje w prostym ograniczniku, co jest przyczyną wzrostu zniekształceń nieliniowych w układach wykorzystujących to rozwiązanie. Przy obliczaniu elementów ogranicznika należy wykorzystać zależność (3.53). Wartość rezystancji R_2 należy wybrać z przedziału od $100 \div 300\ \Omega$, pozostałe elementy można wyznaczyć z układu dwóch równań, uwzględniając stan spoczynkowy wzmacniacza oraz stan pełnego wysterowania. Dla równania pierwszego ($\bar{U}_L = 0$, $\bar{I}_L = 0$) wyrażenie (3.53) przybierze postać:

$$U_{BE}(\bar{U}_L, \bar{I}_L = 0) = \frac{R_1 R_2\, 0{,}5 E_c}{R_1 R_2 + R_3(R_1 + R_2)} \tag{3.54}$$

Dla tego przypadku należy przyjąć wartość U_{BE} równą $0{,}25 \div 0{,}3$ V.

Równanie drugie uwzględniać będzie pełne wysterowanie wzmacniacza i jako wartość U_{BE} należy podstawić nie więcej niż 0,4 V.

Zastosowanie zbyt niskich napięć U_{BE} w równaniach da w efekcie większy prąd ograniczenia.

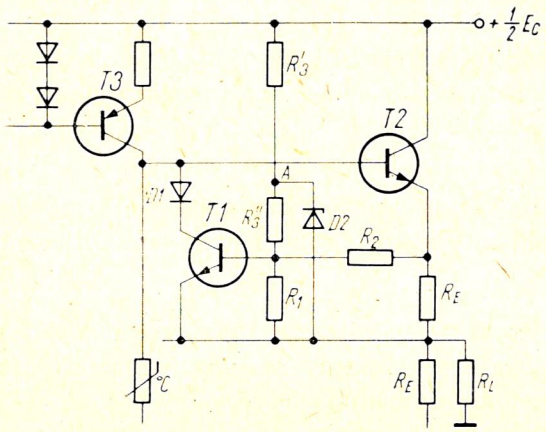
Z układu równań (3.53) można wyznaczyć pozostałe elementy bezpiecznika.

Wadą przedstawionego rozwiązania jest możliwość wchodzenia tranzystora *T1* w stan przewodzenia przy przeciwnej polaryzacji przebiegu wyjściowego. Zapobiec temu można przez odpowiedni dobór rezystorów R_2 i R_3, jednak wówczas próg ograniczenia przesunie się w kierunku większych prądów, co jest zjawiskiem niepożądanym. Dlatego korzystniej jest zastosować pewną modyfikację układu. Modyfikacja polega w tym przypadku na podziale rezystora R_3 na dwie części i włączeniu diody Zenera jak pokazano na rys. 3.35. Napięcie wybranej diody Zenera powinno być nieco niższe niż potencjał punktu podziału *A* mierzony względem wyjścia wzmacniacza.

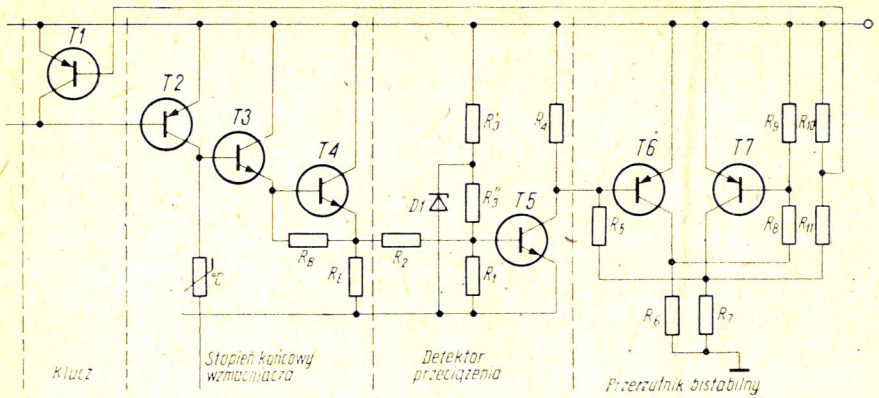
Przedstawione układy, jakkolwiek skutecznie zabezpieczają stopnie wyjściowe wzmacniaczy mocy, to jednak charakteryzują się stosunkowo dużą mocą strat wydzielającą się w tranzystorach końcowych w warunkach przeciążenia. Z tego względu wzmacniacze o mocach wyjściowych rzędu 100 W lub więcej mają na ogół układy blokujące całkowicie stopień końcowy w warunkach przeciążenia. Układ tego typu dla dodatniej półfali przebiegu wyjściowego przedstawiony jest na rys. 3.36.

Układ składa się z klucza elektronicznego, w którym pracuje tranzystor *T1*, z detektora przeciążenia z tranzystorem *T5* oraz z przerzutnika bistabilnego zbudowanego na tranzystorach *T6* i *T7*, stanowiącego element pamięciowy.

Działanie układu jest następujące. W warunkach normalnej pracy tranzystor *T5* jest zatkany, na skutek czego tranzystor *T6* pracujący w prze-



Rys. 3.35. Ulepszona postać ogranicznika z rys. 3.34



Rys. 3.36. Układ zabezpieczenia stopnia końcowego wzmacniaczy dużej mocy

rzutniku jest również zatkany. Stan zatkania tranzystora *T6* warunkuje stan nasycenia tranzystora *T7*, a tym samym zatkanie tranzystora *T1*, co jest równoznaczne z brakiem wpływu układu zabezpieczającego na pracę wzmacniacza.

W warunkach wystąpienia przeciążenia tranzystor *T5* wchodzi w nasycenie i zmienia stan przerzutnika bistabilnego, tranzystor *T6* nasyca się, natomiast tranzystor *T7* wchodzi w stan zatkania, na skutek czego nasyceniu ulega tranzystor klucza *T1*. Nasycony tranzystor *T1* zwiera bazę z emiterem tranzystora *T2*, blokując tym samym stopień wyjściowy wzmacniacza. Ponieważ stan przerzutnika nie zmienia się pomimo zaniku sygnału przeciążenia, skasowanie blokady jest możliwe jedynie po wyłączeniu układu z sieci.

Układ symetryczny pracujacy przy drugiej półfali przebiegu wyjściowego blokuje źródło prądowe umieszczone w kolektorze tranzystora sterującego.

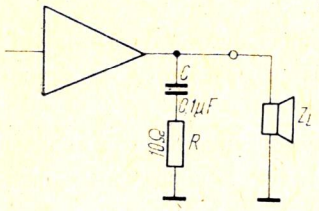
Stosowane są również układy zabezpieczające wykorzystujące systemy detekcyjne. Są one jednak wolniejsze w działaniu w porównaniu z opisanymi układami i nie będą tutaj omawiane.

3.7.2. Zabezpieczenie wzmacniacza przed obciążeniami o charakterze reaktancyjnym oraz przed szkodliwymi oscylacjami

Oprócz układów zabezpieczających wzmacniacz przed zwarciem wyjścia, stosowane są także pewne dodatkowe elementy ograniczające możliwość wzbudzeń wzmacniacza na częstotliwościach ponadakustycznych.

Tego typu wzbudzenia są bardzo niebezpieczne zarówno dla tranzystorów końcowych, jak i dla głośników wysokotonowych w zestawie głośnikowym.

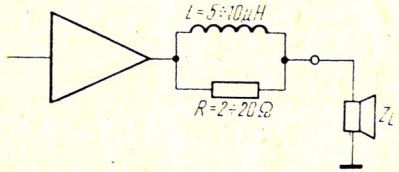
Jedną z przyczyn samowzbudzenia się wzmacniacza jest wzrost impedancji obciążenia dla wielkich częstotliwości. Aby wyeliminować to zjawisko, włącza się równolegle do obciążenia dwójnik *RC* jak pokazano na rys. 3.37.



Rys. 3.37. Przeciwdziałanie wzrostowi impedancji obciążenia za pomocą elementów *RC*

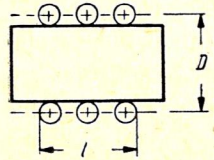
Przyczyną wzbudzeń wzmacniacza może być także pojemnościowy charakter obciążenia, które może wystąpić w przypadku stosowania kolumn głośnikowych o rozbudowanych filtrach rozdzielających.

Przeciwdziałanie temu zjawisku polega na włączeniu szeregowo z obciążeniem niewielkiej indukcyjności (w praktyce 5÷10 μH), jak pokazano na rys. 3.38.



Rys. 3.38. Zabezpieczenie wzmacniacza przed obciążeniem o charakterze pojemnościowym

Ponieważ wymagana indukcyjność ma niewielką wartość, może być wykonana w postaci cewki jednowarstwowej. Szkic takiej cewki przedstawiono na rys. 3.39.



Rys. 3.39. Szkic cewki jednowarstwowej

Zależność indukcyjności od liczby zwojów, długości i średnicy cewki podaje wzór:

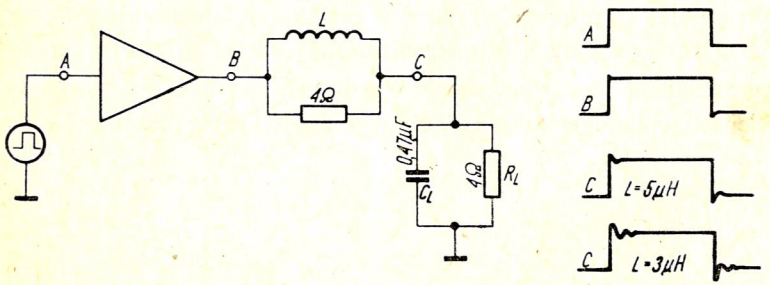
$$L = \frac{Dn^2}{45+100l/D} \quad [\mu H] \tag{3.55}$$

gdzie:

D – średnica cewki [cm],
l – długość uzwojenia [cm],
n – liczba zwojów cewki.

Jakkolwiek zastosowanie indukcyjności obniża nieco górną częstotliwość graniczną wzmacniacza, nie należy zbytnio zmniejszać jej wartości, ponieważ mogą wystąpić niepożądane zjawiska.

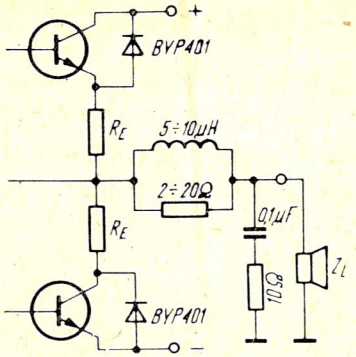
Przykładowo na rys. 3.40 podany został wynik badania wzmacniacza impulsem prostokątnym o czasie trwania 300 µs przy dwóch wartościach indukcyjności: $L = 3\ \mu H$ i $L = 5\ \mu H$. Obciążenie stanowił rezystor $R_L = 4\ \Omega$ z równolegle dołączonym kondensatorem $C_L = 0{,}47\ \mu F$.



Rys. 3.40. Układ pomiarowy i przebiegi wyjściowe wzmacniacza pobudzanego impulsem prostokątnym z obciążeniem o charakterze pojemnościowym

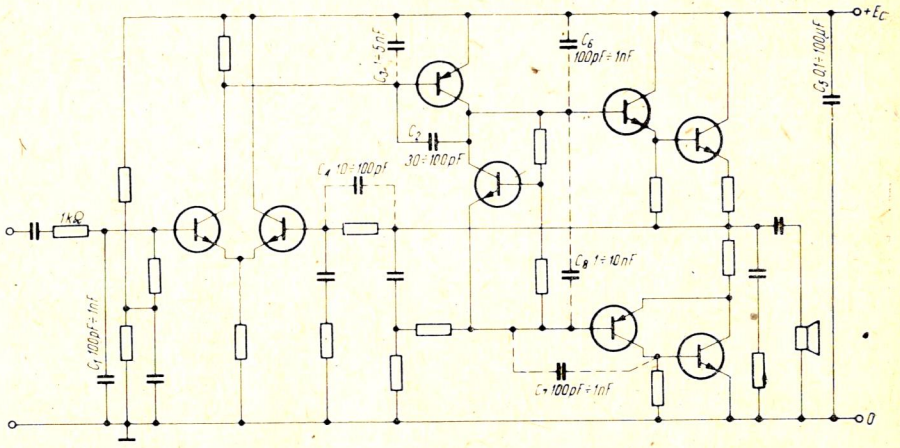
Jak widać na rys. 3.40 przy zastosowaniu indukcyjności $L = 3\ \mu H$ występują na przebiegu wyjściowym wyraźne podwzbudzenia.

Na rysunku 3.41 przedstawiono wyjście wzmacniacza zabezpieczone za pomocą wymienionych elementów. Zastosowane dodatkowo diody, dołączone równolegle do tranzystorów mocy, zabezpieczają złącza baza-emiter tych tranzystorów przed przepięciami, mogącymi występować przy obciążeniach o charakterze czynno-indukcyjnym, jakimi są w większości wypadków głośniki (np. w momencie odłączania głośnika od wysterowanego wzmacniacza). Te szkodliwe przepięcia odprowadzane są przez diody do źródeł zasilających, co zabezpiecza stopień wyjściowy przed niepożądanym wzrostem potencjału na wyjściu.



Rys. 3.41. Stopień wyjściowy zabezpieczony od obciążeń o charakterze reaktancyjnym

Jeżeli mimo zastosowania tych środków wzmacniacz wykazuje tendencje do oscylacji, przyczyn należy szukać w szkodliwych przesunięciach fazowych wewnątrz samego układu wzmacniacza oraz w pasożytniczych sprzężeniach na doprowadzeniach zasilania oraz masy. Przykładowe miejsca kompensacji wzbudzeń przedstawiono na rys. 3.42.



Rys. 3.42. Rozmieszczenie elementów kompensujących szkodliwe oscylacje we wzmacniaczu mocy

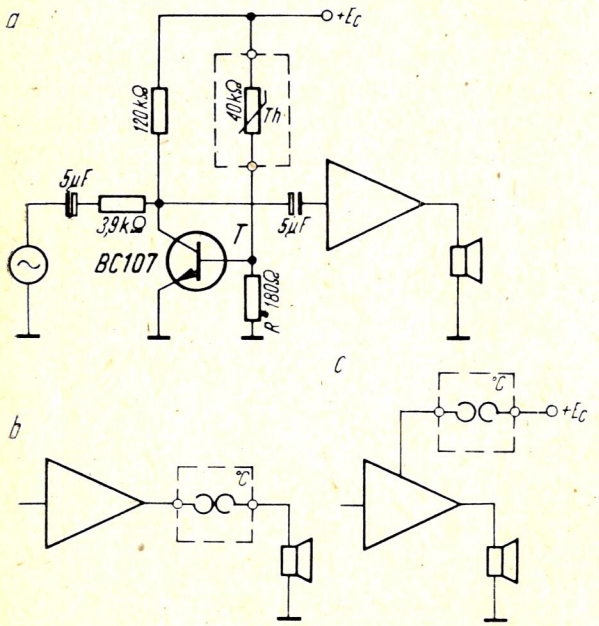
Należy jednak zaznaczyć, że zastosowanie pojemności kompensujących spowoduje zawężenie pasma przenoszenia wzmacniacza, dlatego powinny być one stosowane tylko w razie niezbędnej konieczności, gdyż zbyt mała korekcja może być równie szkodliwa jak zbyt duża (por. rozdział 3.11).

Przewody doprowadzające zasilanie oraz masę powinny być możliwie krótkie i o dużych przekrojach, poprowadzone zgodnie ze wskazówkami z rozdziału 6.

3.7.3. Przeciwdziałanie nadmiernemu wzrostowi temperatury

W warunkach rzeczywistych może zdarzyć się sytuacja, że wzmacniacz będzie narażony na nadmierne nagrzewanie się, co może być przyczyną uszkadzania elementów. Sytuacja taka może wystąpić np. w przypadku nakrycia radiatorów grubą tkaniną. Zabezpieczenie wzmacniacza polega na umieszczeniu w odpowiednich miejscach układu wyłączników termicznych.

Przykłady przedstawione zostały na rys. 3.43.



Rys. 3.43. Układy zabezpieczeń termicznych stosowanych we wzmacniaczach akustycznych

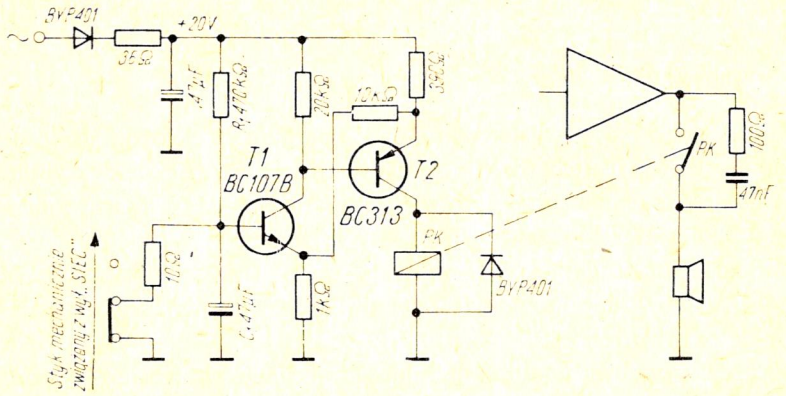
W przypadku pierwszym (rys. 3.43a) zastosowano klucz tranzystorowy dla sygnału sterującego. W warunkach normalnych tranzystor T jest zablokowany i sygnał dociera bezpośrednio do wzmacniacza mocy, natomiast gdy temperatura wzrośnie ponad dopuszczalną wartość rezystancja termistora *Th* silnie zmaleje, w wyniku czego tranzystor T ulega nasyceniu, przerywając wysterowanie wzmacniacza mocy.

W układach z rys. 3.43b i c wykorzystano wyłączniki bimetaliczne; w pierwszym przypadku przy nadmiernym wzroście temperatury odłączone zostaje obciążenie, w przypadku drugim – zasilanie.

3.7.4. Dodatkowe wyposażenie wzmacniaczy mocy

Jako wyposażenie dodatkowe w kompletnych systemach wzmacniaczy mocy stosowane bywają układy opóźnionego dołączania głośników do wyjścia wzmacniacza przy włączaniu sieci zasilającej, a także szybkiego ich odłączania w przypadku wyłączenia zasilania. Eliminowany jest w tym przypadku stuk w głośnikach wywołany równoważeniem się wzmacniacza przy zmianach napięcia zasilania. Układ taki niezbędny jest w sytuacjach, gdy do wzmacniacza dużej mocy mogą być dołączone głośniki o mocy znamionowej znacznie mniejszej.

Realizacja praktyczna układu opóźnienia przedstawiona jest na rys 3.44.



Rys. 3.44. Układ opóźnienia dołączania głośnika

Wykorzystano tutaj układ dwustopniowego wzmacniacza z dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Układ pracuje jako komparator – porównując napięcie zadane przez dzielnik rezystancyjny na emiterze tranzystora *T1* z napięciem na bazie tego tranzystora, zmieniającym się na skutek ładowania kondensatora C_1. Kondensator ten wraz z rezystorem R_1 dostarcza wymaganego opóźnienia przy załączaniu przekaźnika *PK*.

Zasada działania jest następująca: w momencie włączenia zasilania kondensator C_1 jest rozładowany i tranzystory *T1* i *T2* są zablokowane. Kotwica przekaźnika *PK* jest w stanie spoczynku, na skutek czego głośniki są odłączone od wzmacniacza.

Po okresie t związanym ze stałą czasową R_1C_1 napięcie na kondensatorze przekracza wartość progową układu, wprowadzając tranzystory *T1* i *T2*

w stan nasycenia; spowoduje to zadziałanie przekaźnika i dołączenie głośników do wzmacniacza.

Dla zastosowanych elementów układu z rys. 3.44 opóźnienie t wynosi około 5 s.

W przypadku wyłączenia wzmacniacza mechanicznie związany z wyłącznikiem „SIEĆ" zestyk zwiera kondensator C_1 przez mały rezystor, co powoduje odłączenie głośników zanim napięcie zasilające wzmacniacz w istotny sposób zmaleje (czas rozładowania dużych pojemności w zasilaczu). Zastosowany w układzie typ przekaźnika będzie zależał od mocy wyjściowej wzmacniacza. Styki przekaźnika powinny być przewidziane na maksymalny szczytowy prąd obciążenia. W celu zabezpieczenia styków przed iskrzeniem w przypadku wyłączenia wysterowanego wzmacniacza zastosowano prosty układ tłumiący, złożony z elementów R, C.

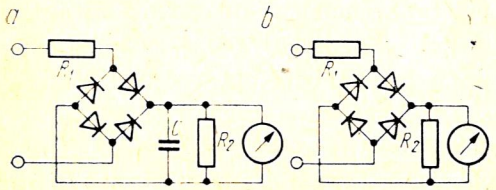
Mierniki wysterowania

Zastosowanie mierników wysterowania w aparaturze elektroakustycznej ma za zadanie umożliwienie bardziej obiektywnej oceny wartości mocy wyjściowej, jaką oddaje wzmacniacz, zabezpieczenie aparatury przed przesterowaniem, a często także dostarczenie pewnych efektów wizualnych.

W aparaturze studyjnej, skąd wywodzą się te przyrządy, wyróżnia się dwa zasadnicze typy mierników wysterowania: mierniki wartości szczytowej oraz tzw. mierniki VU.

Wartość szczytowa napięcia sterującego decyduje o przesterowalności urządzeń, jednak w małym stopniu informuje o rzeczywistym poziomie głośności z uwagi na impulsowy, nieokresowy charakter przebiegów, jakimi są sygnały muzyczne. Uznano więc, że pożądane jest, aby miernik wysterowania wskazywał nie szczyty napięć, lecz szczyty mocy, która ma bezpośredni wpływ na głośność. Tym wymaganiom odpowiadają mierniki VU.

Na rysunku 3.45 przedstawiono zasadę realizacji mierników wartości szczytowej oraz VU. Ze względu na brak symetrii pomiędzy dodatnią i ujemną połówką sygnału muzycznego zastosowano prostowanie dwupołówkowe.



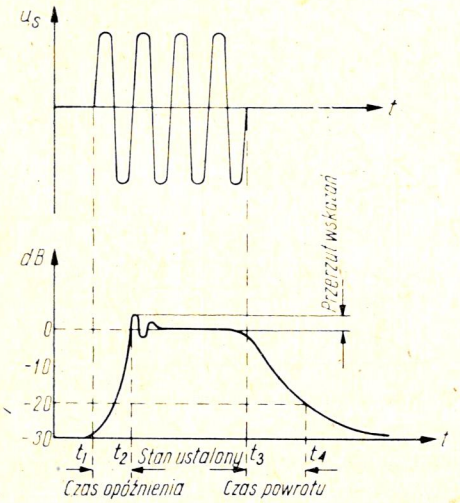
Rys. 3.45. Zasada realizacji mierników
a) wartości szczytowej, b) VU

W sprzęcie powszechnego użytku stosowane jest zwykle prostowanie jednopołówkowe, z uwagi na znaczną liczbę elementów niezbędnych do realizacji prostownika dwupołówkowego, szczególnie w wersjach stereofonicznych urządzeń.

Parametry obu typów mierników odnoszą się do reakcji na standardowy impuls napięcia sinusoidalnego o wartości skutecznej 1,55 V. Poziom tego napięcia przyjęto za wartość „0" dla obu typów mierników.

Mierniki wartości szczytowej

Zasadniczą częścią miernika wartości szczytowej jest prostownik ładujący kondensator, który stanowi element pamięciowy w układzie. Z obecnością kondensatora związane są stałe czasowe ładowania i rozładowania, które w pierwszym rzędzie decydują o parametrach dynamicznych urządzenia (rys. 3.46).



Rys. 3.46. Odpowiedź miernika wartości szczytowej na pobudzenie impulsowe

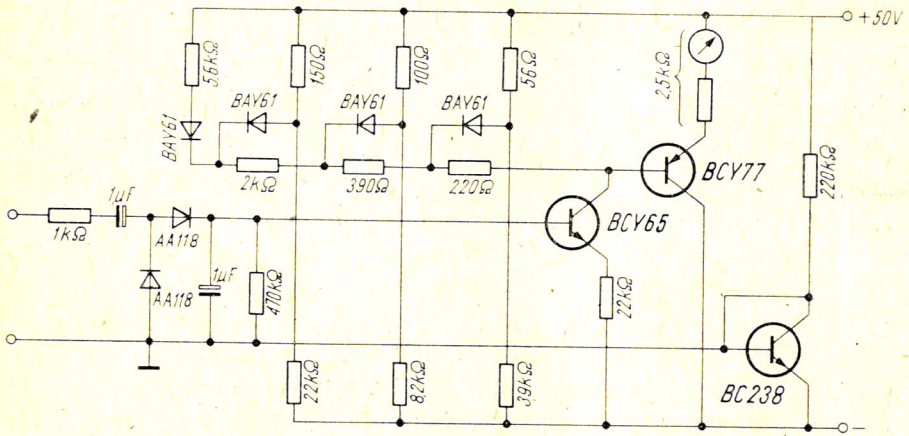
Przyjęto, że wskazanie miernika wartości szczytowej, pobudzonego impulsem napięcia sinusoidalnego o częstotliwości 5 kHz, o czasie trwania 10 ms i o poziomie 0 dB (1,55 V) powinno wynosić 89% wychylenia odpowiadającego poziomowi 0 dB (tzn. −1 dB). Przerzut wskazań miernika nie może przekraczać 1 dB.

Opóźnienie wskazań, związane z przedziałem czasowym $t_1 \div t_2$ (rys. 3.46) nie może być większe niż 300 ms. Czas powrotu, w którym wskazówka z położenia 0 dB osiąga położenie −20 dB, powinien wynosić około 1,75s. Długi

czas powrotu powoduje, że wskazówka przyrządu podąża za obwiednią szczytów przebiegu, czyniąc odczyt wskazań niemęczącym. Ma to jednak znaczenie raczej w urządzeniach profesjonalnych, w sprzęcie powszechnego użytku obserwuje się tendencje do zmniejszania czasu powrotu do kilkudziesięciu ms w celu podniesienia dynamiki przyrządu.

Ostatnio coraz częściej stosuje się wersje mierników wysterowania wyposażonych w układy przetworników logarytmicznych. Związane jest to z logarytmiczną charakterystyką ucha ludzkiego, a także z lepszym wykorzystaniem skali przyrządu wychyłowego przy małych wysterowaniach.

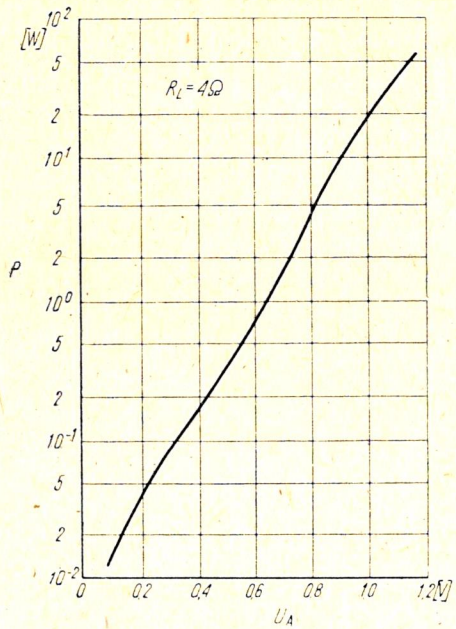
Przykład realizacji miernika wysterowania wyposażonego w przetwornik logarytmiczny przedstawiono na rys. 3.47, natomiast na rys. 3.48 przedstawiono charakterystykę tego układu.



Rys. 3.47. Miernik wysterowania wyposażony w przetwornik logarytmiczny

Ponieważ na dokładność wskazań mają wpływ również parametry dynamiczne samego przyrządu wychyłowego, spotykane są pola odczytowe mierników zrealizowane przy wykorzystaniu diod elektroluminescencyjnych. Rozdzielczość wskazania uzależniona jest w tym przypadku od liczby zastosowanych elementów świecących.

Realizacja miernika tego typu wiązała się do niedawna ze znaczną rozbudową, jednak z chwilą wprowadzenia specjalizowanych układów scalonych typu UAA 180 (odpowiednik krajowy UL1980) sprawa znacznie się uprościła. Układ scalony UL1980 pozwala na wysterowanie do 12 diod świecących, istnieje jednak możliwość kaskadowego łączenia układów, a tym samym zwielokratniania liczby punktów świetlnych.



Rys. 3.48. Charakterystyka przetwornika logarytmicznego przedstawionego na rys. 3.47

Dane techniczne układu przedstawiono w tablicy 3.4 oraz 3.5. Schemat blokowy układu przedstawiono na rys. 3.49. Układ UL1980 jest właściwie jednozakresowym woltomierzem cyfrowym z przetwornikiem analogowo-cyfrowym pracującym według metody bezpośredniego porównania. Metoda ta polega na jednoczesnym porównaniu – przez zespół komparatorów – napięcia wejściowego ze wszystkimi poziomami napięcia odniesienia, których w tym przypadku jest 12. Wynik porównania przekazywany jest do kodera zbudowanego z elementów logicznych.

Układ można funkcjonalnie podzielić na 4 zespoły:

- zespół wejściowy z szeregiem napięć odniesienia – I,
- zespół komparatorów z koderem – II,
- zespół driverów diod elektroluminescencyjnych – III,
- zespół źródeł prądowych zasilających całość układu – IV.

Napięcie wejściowe podane jest na bazę tranzystora *T1* pracującego w układzie wtórnika emiterowego. Emiter tego tranzystora łączy się z wejściami (+) wszystkich komparatorów układu. Do drugiego wejścia (−) każdego z komparatorów doprowadzane jest napięcie odniesienia z dzielnika rezystancyjnego, który dostarcza 12 napięć progowych.

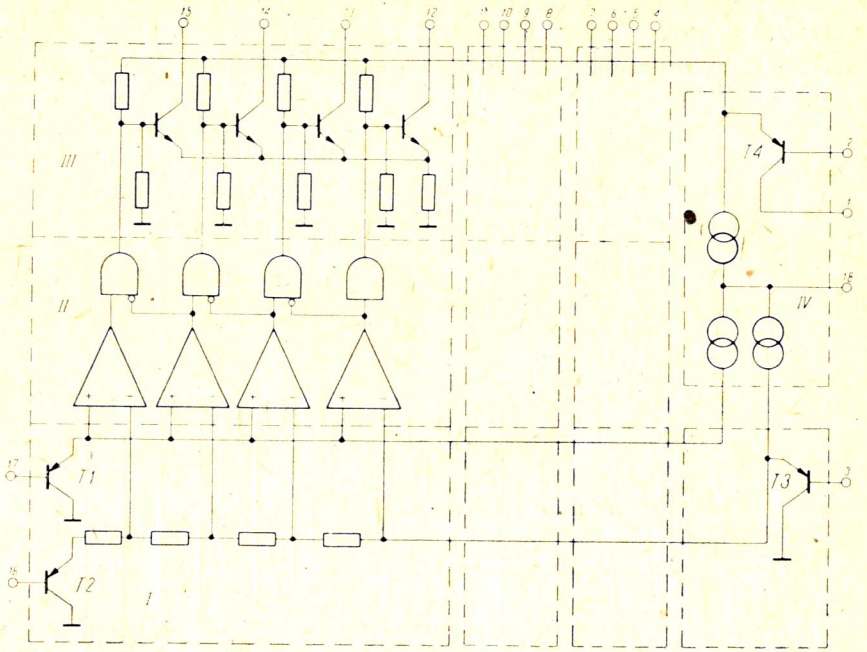
Dopuszczalne wartości parametrów eksploatacyjnych układu UL1980 Tablica 3.4

Parametr	Oznaczenie	Wartość	Jednostka
Napięcie zasilania	E_{cc}	10 ÷ 18	V
Napięcie wejściowe max	U_{17}	6	V
Napięcie wejściowe górnego poziomu odniesienia	U_3	6	V
Napięcie wejściowe dolnego poziomu odniesienia	U_{16}	6	V
Zakres temperatur pracy	t_{amb}	−25 ÷ +85	°C
Zakres temperatur przechowywania	t_{stg}	−40 ÷ +125	°C
Temperatura złącza	t_j	+150	°C
Rezystancja termiczna złącze-otoczenie	$R_{th_{j-a}}$	120	°C/W

Parametry charakterystyczne (przy E_C = 12 V, t_{amb} = 25°C) układu UL1980 Tablica 3.5

Parametr	Oznaczenie	Wartość			Jednostka
		min	typ	max	
Prąd zasilania (bez prądu diod oraz przy $I_2 = 0$)	I_{cc}		5,5	8,2	mA
Prąd wejścia sterującego	I_{17}		0,3	1	µA
Prąd wejść odniesienia ($U_3 - U_{16} < 2$ V)	I_3, I_{16}		0,3	1	µA
Różnica napięć odniesienia, niezbędna do skokowego włączania kolejnych diod	$U_3 - U_{16}$	4			V
Różnica napięć odniesienia, niezbędna do płynnego włączania kolejnych diod	$U_3 - U_{16}$	0,6	1,2		V
Prąd diod	I_D		10		mA
Tolerancja napięć przewodzenia diod	U_D			1	V

Elementarny przyrost napięcia odniesienia wynika z podziału przez 12 różnicy napięć podanych na bazy tranzystorów *T2* i *T3*. Napięcia te, oznaczone odpowiednio przez U_{16} i U_3, stanowią dolny i górny poziom odniesienia. Wartość amplitudy napięcia wejściowego powinna więc zawierać się w przedziale ograniczonym tymi napięciami. Gdy różnica napięć odniesienia nie przekracza 1,2 V, zaświecanie kolejnych diod następuje płynnie w miarę wzrostu napięcia wejściowego, natomiast przy różnicy napięć przekraczających 4 V zadziałanie kolejnych diod następuje skokowo.



Rys. 3.49. Schemat blokowy układu UL1980

Wyjścia komparatorów — poprzez układ kodera — sterują bazami tranzystorów pracujących jako drivery diod świecących.

Tranzystory zgrupowane zostały w 3 sekcje po 4 elementy w każdej sekcji. W obrębie każdej sekcji włączany jest zawsze tylko jeden tranzystor, odpowiadający komparatorowi o najwyższym numerze, jednak dzięki szeregowemu połączeniu diod świecących działają także wszystkie diody o numerach niższych.

Układ UL1980 wyposażono także w możliwość regulacji wartości prądu płynącego przez diody, a tym samym jasności ich świecenia. Do tego celu służy tranzystor *T4* pracujący w układzie wtórnika emiterowego. Potencjał emitera tego tranzystora wyznacza napięcie zasilające dzielniki baz tranzystorów pracujących w układach driverów diod świecących. Tranzystor *T4* jest do tych dzielników dołączony równolegle i bocznikuje część prądu dostarczanego przez źródło prądowe. Napięciem doprowadzonym do bazy tranzystora *T4* można więc zmieniać napięcie polaryzujące bazy driverów, a tym samym zmieniać ich wydajność prądową.

Diody świecą najjaśniej gdy tranzystor *T4* jest w stanie zatkania.

Schemat aplikacyjny układu UL1980 przedstawiono na rys. 3.50. Wartości rezystorów należy wyznaczyć przy uwzględnieniu warunków podanych w danych technicznych. Metoda obliczania elementów układu została podana poniżej.

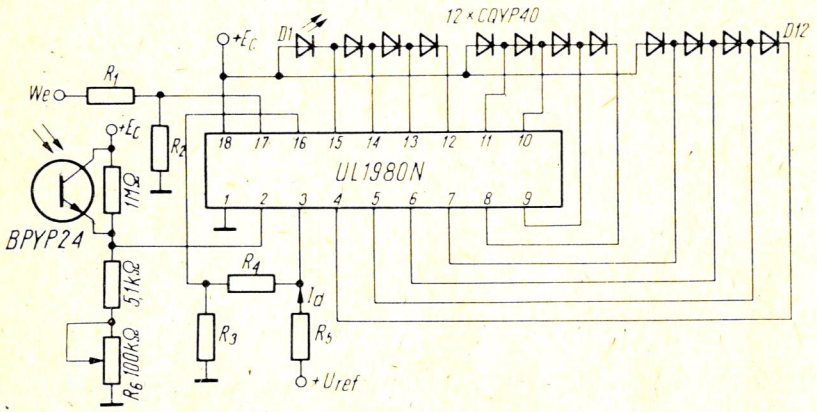
Przykład

Wyznaczyć elementy układu przy następujących założeniach:

$E_c = U_{ref} = 15$ V

$U_{we\,min} = 1$ V

$U_{we\,max} = 10$ V



Rys. 3.50. Schemat aplikacyjny układu UL1980

Zapalanie kolejnych diod powinno następować szybko. Z ostatniego warunku wynika, że $U_3 - U_{16} = 4$ V. Ponieważ stosunek U_3/U_{16} wyznacza dynamikę sygnału wejściowego, można napisać układ równań:

$$\frac{U_3}{U_{16}} = \frac{U_{we\,max}}{U_{we\,min}} \qquad (3.56)$$

$$U_3 - U_{16} = 4\text{V}$$

Podstawiając wartości liczbowe oraz rozwiązując układ równań otrzymano:

$U_3 = 4{,}44$ V

$U_{16} = 0{,}44$ V

Przyjmując prąd dzielnika $I_d = 0{,}1$ mA, można prądy poszczególnych wejść układu scalonego zaniedbać, a wartości elementów będą następujące:

$$R_4 = \frac{U_3 - U_{16}}{I_d} = \frac{4\text{V}}{0{,}1\ \text{mA}} = 40\ \text{k}\Omega \qquad (3.57)$$

Przyjęto wartość typową 39 kΩ.

$$R_3 = \frac{U_{16}}{I_d} = \frac{0{,}44}{0{,}1\ \text{mA}} = 4{,}4\ \text{k}\Omega \qquad (3.58)$$

Przyjęto wartość 4,3 kΩ.

$$R_5 = \frac{U_{ref}}{I_d} - R_3 - R_4 = 150\ \text{k}\Omega - 39\ \text{k}\Omega - 4{,}3\ \text{k}\Omega = 107{,}7\ \text{k}\Omega \qquad (3.59)$$

Przyjęto wartość 110 kΩ.

Ponieważ amplituda sygnału wejściowego musi zawierać się pomiędzy górnym i dolnym progiem odniesienia, należy wyznaczyć wartość elementów dzielnika wejściowego. Wartość rezystancji rezystora R_2 przyjęto równą 51 kΩ, stąd:

$$R_1 = \frac{U_{we\,max} - U_3}{U_3} R_2 = \qquad (3.60)$$

$$= \frac{(10 - 4{,}44)}{4{,}44} \cdot 51\ \text{k}\Omega = 64\ \text{k}\Omega$$

Przyjęto typową wartość 68 kΩ.

Zastosowanie fototranzystora umożliwia automatyczną zmianę jasności świecenia diod w zależności od jasności zewnętrznego oświetlenia. Optymalne warunki pracy fototranzystora należy ustalić za pomocą rezystora zmiennego R_6.

Mierniki UV

Miernik VU (rys. 3.45) składa się z prostownika oraz woltomierza napięcia stałego. Na skutek braku kondensatora gromadzącego energię, wskazania miernika są zawarte między wartością średnią przebiegu a jego wartością skuteczną. Czas zadziałania, opóźnienia wskazania oraz powrotu wskazówki miernika VU ustalono na 300 ms. Skala miernika VU jest logarytmiczna, wycechowana w umownych jednostkach VU (ang. *volume-unit*). Dla sygnałów sinusoidalnych jednostki te odpowiadają dB.

W stanie ustalonym, przy pomiarze sygnałów sinusoidalnych, wskazania mierników wartości szczytowej oraz mierników VU są liczbowo jednakowe, natomiast przy pomiarze napięć odpowidających sygnałom muzycznym wskazania mierników wartości szczytowej są większe o około 9 dB. Ze względu na całkujący charakter samego ustroju pomiarowego, miernik VU daje jedynie orientacyjną informację dotyczącą występowania w przebiegu impulsów o krótkim czasie trwania, które mogą jednak być przyczyną przesterowania aparatury.