

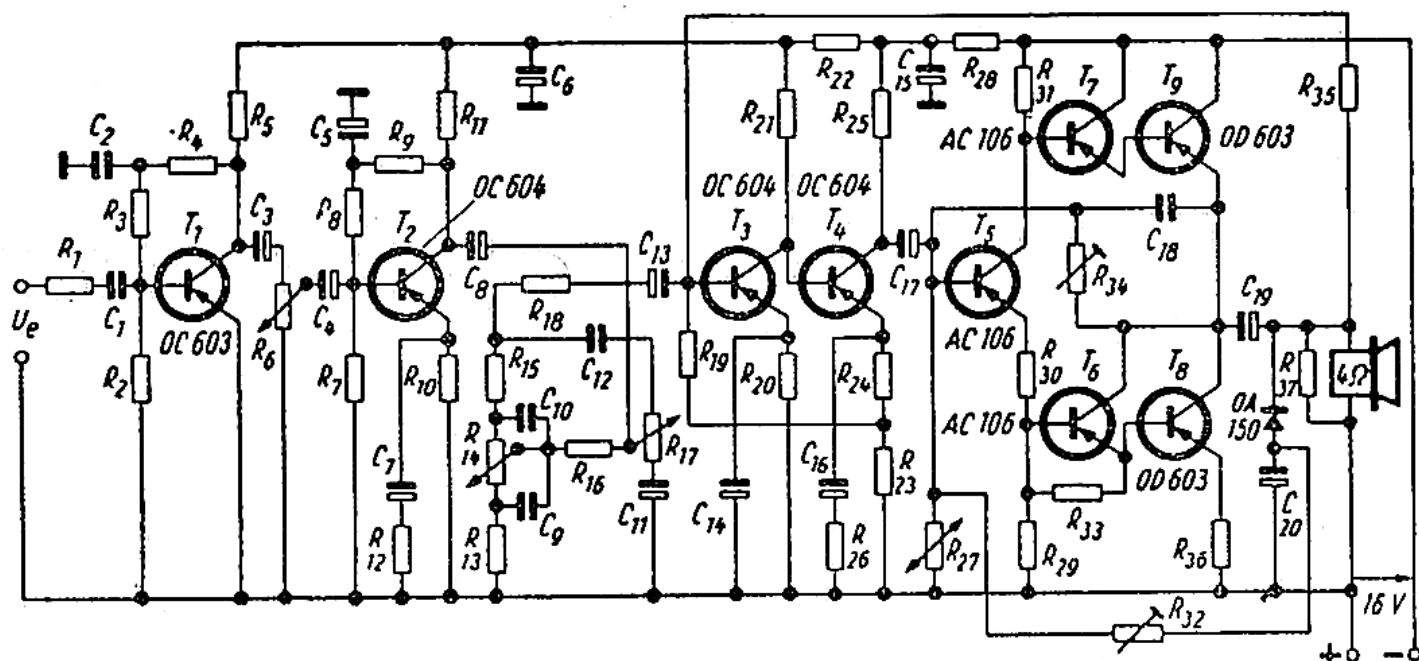
Tranzystorowy wzmacniacz m.cz. (beztransfomatorowy) wysokiej jakości odtwarzania

Własności

Napięcie zasilania		16 V
Moc wyjściowa	na oporności czynnej 4 Ω	4 W
Napięcie wejściowe	dla pełnego wystereowania	400 mV
Oporność wejściowa		500 kΩ
Charakterystyka przenoszenia w pasmie	od 20 Hz do 15 kHz	± 1 dB
Współczynnik zniekształceń nieliniowych przy 2 W mocy wyjściowej w pasmie częstotliwości od 55 Hz do 10 kHz		1%
Współczynnik zniekształceń nieliniowych przy 4 W mocy wyjściowej w pasmie od 55 Hz do 5 kHz		2%
Współczynnik modulacji skrośnej przy 2 W mocy wyjściowej		2%
Zakres regulacji małych częstotliwości przy	20 Hz — 12 dB... + 9 dB	
Zakres regulacji wielkich częstotliwości przy	15 kHz — 7 dB... + 11 dB	
Roboczy zakres temperatur		
(przewidziany zakres zmiany temperatur otoczenia) — 10°C...+ 45°C		

Układ połączeń

Układ wzmacniacza pokazany na rys. 426, ma cztery stopnie wstępne. Ta duża ilość stopni wstępnych wynika z wymaganej wysokiej oporności wejściowej i założonej możliwości regulacji charakterystyki przenoszenia.



Rys. 426

Odwracanie fazy dokonuje się w następnym stopniu, pracującym na jednym tranzystorze T_5 . Stopień ten wysterowuje stopień przeciwsoalny w układzie wspólnego kolektora na tranzystorach T_6 i T_7 spełniający rolę podwójnego transformatora dopasowującego. Ze stopniem tym jest bezpośrednio sprzężony przeciwsoalny stopień końcowy na tranzystorach T_8 i T_9 . Ujemne sprzężenie zwrotne wprowadzone jest z wyjścia tego stopnia na wejście trzeciego stopnia wstępnego (T_3). Ze względu na założony bardzo mały współczynnik zniekształceń nieliniowych, stopień końcowy pracuje w klasie A. W stopniu końcowym oprócz stabilizacji prądu kolektora zastosowano także przesuw punktu pracy w zależności od wysterowania.

Przesuw punktu pracy następuje poprzez stopień odwracający fazę i następny stopień przeciwsoalny. Przesuw punktu pracy jest w tym układzie konieczny, gdyż ze względu na pracę w klasie A maksymalna moc strat tranzystorów użytych w stopniu końcowym mogłaby przekroczyć 4 W.

Dalszy opis dotyczy stopnia odwracającego fazę, wstępnego stopnia przeciwsoalnego i przeciwsoalnego stopnia końcowego.

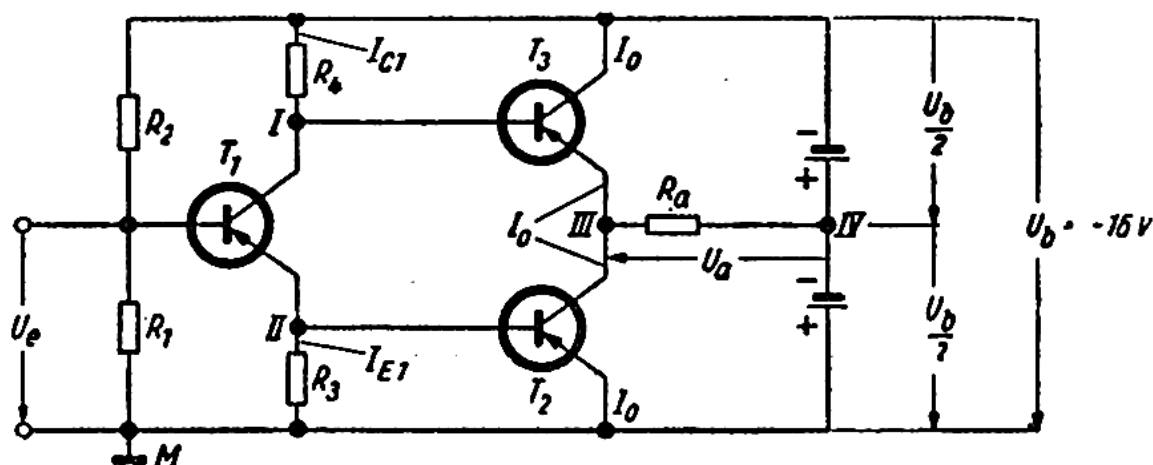
Działanie układu (rys. 427)

Dla uproszczenia i przejrzystości wyjaśnień układu i jego warunków pracy, zamiast układu z rys. 426 rozpatrzony zostanie układ z rys. 427. Został na nim pominięty wstępny stopień przeciwsoalny. Elementy układów na rys. 426 i na rys. 427 odpowiadają sobie w sposób następujący.

Rys. 427 $T_1 T_2 T_3 R_1 R_2 R_3 R_4$

Rys. 426 $T_5 T_8 T_9 R_{27} (R_{34}) R_{29} R_{31}$

Punkty pracy tranzystorów w układzie z rys. 427 są stałe.



Rys. 427

Napięcia sterujące dostarczone przez stopień odwracający fazę (rys. 427)

Stopień odwracania fazy pracuje tak jak lampowy stopień odwracający fazę, wyposażony w jedną lampę.

Zmienne napięcie wejściowe U_e powoduje zmiany prądu tranzystora. Przy dużej wartości chwilowej tego prądu spadki napięć na R_3 i R_4 będą duże a napięcie pomiędzy punktami I i II małe, natomiast przy małych wartościach chwilowych prądu tranzystora napięcie pomiędzy punktami I i II będzie duże.

Innymi słowy tranzystor T_1 stanowi zmienny, uzależniony od U_e element dzielnika napięć, na który składają się: R_3 , T_1 , R_4 . Podobnie tranzystory T_2 i T_3 mogą być traktowane jako oporniki, których wartości zależą od napięć sterujących. Przy braku napięcia sterującego oporności T_2 i T_3 są jednakowe i dlatego w tej chwili pomiędzy punktem III i masą występuje połowa napięcia U_b , zaś $U_a = 0$ i prąd przez R_a nie płynie.

Przy pracy przeciwsoobnej tranzystorów T_2 i T_3 oporności T_2 i T_3 zmieniają się na przemian, wskutek czego pomiędzy punktami III i IV powstaje napięcie zmienne U_a , które jest częścią całkowitego napięcia punktu III względem masy (M).

Prądy baz tranzystorów T_2 i T_3 są małe w stosunku do prądu emitera I_{E1} względnie w stosunku do prądu kolektora $I_{C1} \approx I_{E1}$.

Maksymalna wartość szczytowa napięcia U_{st} , służącego do wysterowania tranzystora T_2 wynosi $U_{st2} = I_{E1} \cdot R_3$. I_{E1} jest zarówno prądem spoczynkowym emitera tranzystora T_1 jak również maksymalną wartością szczytową składowej zmiennej prądu emitera. Rząd wielkości napięcia U_{st2} jest zgodny z ujemnym napięciem bazy U_{BE2} . Napięcie wysterowujące tranzystor T_3 , a więc U_{st3} musi występować pomiędzy bazą a emiterem (czyli p. III). Ale w punkcie III występuje w stosunku do masy zmienne napięcie wyjściowe U_a . A zatem na oporności R_4 musi występować napięcie $U_{st2} + U_a$. Oznacza to, że

$$\frac{I_{C1} \cdot R_4}{I_{E1} \cdot R_3} = \frac{U_{st2} + U_a}{U_{st2}} \approx \frac{R_4}{R_3}$$

Dobranie punktu pracy dla bezpośredniego sprzężenia (rys. 427)

Tranzystory T_2 i T_3 pracują w klasie A. Ażeby napięcie wysterowania kolektora tranzystora T_2 mogło być symetryczne dla obu kierunków, napięcie kolektora względem masy musi wynosić połowę napięcia zasilającego. Wartość szczytowa składowej zmiennej napięcia wyjściowego $U_{wy\ sz}$ wynosi więc

$$U_{wy\ sz} = \frac{U_b}{2} - U_{CE\ nas}$$

gdzie

$U_{CE\ nas}$ — napięcie nasycenia tranzystora T_2 lub T_3 . Składowe stałe prądów emiterów i kolektorów tranzystorów połączonych szeregowo są nawzajem różne. Przez tranzystory T_2 i T_3 płynie więc ten sam prąd stały (I_0 na rys. 427). Gdy tranzystor T_2 jest tak silnie wysterowany, że jego prąd kolektora I_{C2} spada do zera tranzystor T_2 jest zablokowany, występuje zależność

$$I_{C2} = I_0 - I_{C\ sz} = 0$$

$I_{C\ sz}$ — wartość szczytowa prądu kolektora; przy przebiegu sinusoidalnym odpowiada ona wartości szczytowej zmiennego prądu kolektora. Gdy transformator T_2 jest blokowany wartość chwilowa prądu kolektora tranzystora T_3 wynosi

$$I_{C3} = I_0 - I_{C\ sz} = 2 \cdot I_0$$

I_{C3} zamyka się prądem oporności R_a , gdy tranzystor T_2 jest chwilowo blokowany. Wartość szczytowa prądu I_a płynącego w tej chwili przez R_a wynosi:

$$I_{a\ sz} = 2 \cdot I_0$$

Dla przypadku uproszczonego, przedstawionego na rys. 427:

$$R_a = \frac{U_{a\ sz}}{I_{a\ sz}} = \frac{\frac{U_b}{2} - U_{CE\ nas}}{2 \cdot I_0} = \frac{U_b - 2 U_{CE\ nas}}{4 \cdot I_0}$$

Moc wyjściowa wynosi:

$$P_{wy} = \frac{U_{wy\ sz} \cdot I_{wy\ sz}}{2} = \left(\frac{U_b}{2} - U_{CE\ nas} \right) \cdot I_0 = \left(\frac{U_b - 2 U_{CE\ nas}}{2} \right) \cdot I_0$$

Moc strat w kolektorze każdego z tranzystorów (T_2 lub T_3) przy braku wysterowania wynosi:

$$P_{stro} = \frac{U_b}{2} \cdot I_0$$

natomiast przy wysterowaniu maleje do wartości

$$P_{str} = \frac{U_b}{2} \cdot I_0 - \frac{P_{wy}}{2}$$

Wartości szczytowej prądu kolektora I_{Csz} jednakowej dla obu tranzystorów, która zachodzi przy pełnym wystereowaniu, $I_{Csz} = I_0$, odpowiada określona wartość szczytowa prądu bazy I_{Bsz} . Korzystając z tej wartości z wartości napięcia szczytowego bazy U_{BEsz} oraz w danym przypadku z wartości szczytowej napięcia na wyjściu U_{wysz} można obliczyć dla każdego z tranzystorów T_2 lub T_3 oporność wejściową R_e pomiędzy bazą a masą, jak również moc potrzebną na wejściu P_{we} .

$$\text{Dla tranzystora } T_2 : R_{we2} = \frac{U_{BEsz}}{I_{Bsz}} ; P_{we2} = \frac{U_{BEsz} \cdot I_{Bsz}}{2}$$

$$\text{oraz dla tranzystora } T_3 : R_{e3} = \frac{U_{BEsz} + U_{wysz}}{I_{Bsz}} ;$$

$$P_{we3} = \frac{(U_{BEsz} + U_{wysz}) \cdot I_{Bsz}}{2}$$

Ażeby umożliwić pełne wystereowanie stopnia mocy, składowa stała prądu emitera i kolektora w stopniu odwracającym fazę musi być znacznie większa od każdej z wartości szczytowej prądu bazy tranzystorów T_2 i T_3 .

Dla oporników R_3 i R_4 występują warunki, które w przypadku idealnym muszą być jednocześnie spełnione: warunek dla napięć składowych zmiennych określony zależnością:

$$\frac{R_3}{R_4} \approx \frac{U_{BEsz}}{U_{BEsz2} + U_{Csz}}$$

oraz warunki uwzględniające napięcia składowych stałych:

$$I_{E1} \cdot R_3 = U_{BE2} \text{ oraz}$$

$$U_b - I_{C1} \cdot R_4 = U_{BE3} + \frac{U_b}{2} \text{ względnie } I_{C1} \cdot R_4 = \frac{U_b}{2} - U_{BE3}$$

Przy $I_{C1} \approx I_{E1}$ można napisać prościej

$$\frac{R_3}{R_4} \approx \frac{U_{BE2}}{\frac{U_b}{2} - U_{BE3}}$$

Przy pełnym wystereowaniu stopnia końcowego

$$U_{BE2sz} \approx U_{BE2}; U_{BE3sz} \approx U_{BE3} \text{ oraz}$$

$$U_{wysz} \approx \frac{U_b}{2} \text{ warunki, wynikające z rozpatrywania napięć składowych stałych i zmiennych}$$

$$\frac{U_b}{2} \gg U_{BE2} \text{ oraz } \frac{U_b}{2} \gg U_{BE3} \text{ będą jednocześnie wystarczająco spełnione.}$$

Stałe ujemne napięcie bazy względem masy w stopniu odwracającym fazę musi wynosić:

$$U_{BM1} = U_{BE2} + U_{BE1}$$

Zostaje ono dobrane za pomocą dzielnika napięć R_1, R_2 .

Wymagana wartość napięcia zasilania (rys. 427)

Jako podstawa do obliczenia wymaganej najmniejszej wartości napięcia zasilania U_b służą wprowadzone już zależności:

$$R_{wy} = \frac{U_b - 2U_{CE_{nasyc}}}{4I_0} \quad \text{oraz} \quad P_{wy} = \frac{U_b - 2U_{CE_{nasyc}}}{2} \cdot I_0$$

$$\text{względnie} \quad I_0 = \frac{2P_{wy}}{U_b - 2U_{CE_{nasyc}}}$$

Przy uwzględnieniu I_0 otrzymujemy:

$$R_{wy} = \frac{(U_b - 2U_{CE_{nasyc}})^2}{8P_{wy}} \quad \text{skąd:} \quad U_b - 2U_{CE_{nasyc}} = \sqrt{8P_{wy} \cdot R_{wy}}$$

lub też

$$U_b = \sqrt{8P_{wy} \cdot R_{wy}} + 2U_{CE_{nasyc}}$$

Przy użyciu wartości liczbowych dla danego przypadku

$$R_{wy} = 4 \Omega; \quad P_{wy} = 4 \text{ W}; \quad U_{CE_{nasyc}} = 1 \text{ V}$$

$$\text{otrzymujemy} \quad U_b = \sqrt{8 \cdot 4 \text{ W} \cdot 4 \Omega} + 2 \text{ V} = 13 \text{ V}$$

Wartość ta jest najniższą wartością napięcia zasilania U_b . Ze względu na oporność R_{36} (patrz rozdział następny) zwiększamy napięcie zasilające do 16 V.

Stopień transformujący oporności (rys. 426)

Ponieważ stopień odwracający fazę nie może dostarczyć napięć szczytowych bazy dla tranzystorów T_8 i T_9 przeto do układu został wtrącony stopień (T_6 i T_7) dopasowujący oporność. Stopień ten pracuje również w klasie A w układzie ze wspólnym kolektorem.

Skutkiem tego prądy bazy tranzystorów T_8 i T_9 są równe prądom emitera tranzystorów T_6 i T_7 .

W układzie tym wzmocnienie napięciowe ma wartość mniejszą od jedności, za to uzyskuje się pełne wzmocnienie prądowe (β). Przez wprowadzenie stopnia transformują-

cego oporności, który stanowi obciążenie stopnia odwracającego fazę, uzyskuje się oporność wejściową zwiększoną β razy.

Moce strat w kolektorach tranzystorów stopnia dopasowującego wynoszą odpowiednio:

$$P_{str6} = P_{str7} \approx \left(\frac{U_b}{2} - U_{BE8} \right) \cdot I_{B8}$$

$$U_{BE8} \approx U_{BE9}; \quad I_{B8} \approx I_{B9}$$

Środki stabilizacji prądów spoczynkowych kolektorów stopnia końcowego (rys. 426)

Stabilizacji podlega prąd I_0 (rys. 427). Rozpatrzmy zależności występujące w odniesieniu do tranzystorów T_6 i T_8 . Wartość prądu I_0 ustalona jest wartością ujemnego napięcia bazy tranzystora T_8 . Wartość tego napięcia wpływa z ujemnego napięcia bazy transformatora oporności T_6 podłączonego do bazy tranzystora T_8 .

Dla uzyskania stałości prądu spoczynkowego kolektora $I_{C8} = I_0$, wartość bezwzględna polaryzacji bazy tranzystora T_6 przy wzroście temperatury musi maleć odpowiednio do sumy przechwytów temperatury $D_{T6} + D_{T8}$. Tego jednakże nie można uzyskać poprzez obniżenie prądu emitera T_5 w stopniu odwracającym fazę, gdyż wzrosłyby wówczas niedopuszczalnie: napięcie na oporności zewnętrznej R_{wy} w obwodzie kolektora i co za tym idzie składowa stała napięcia na kolektorze tranzystora T_8 . Opór R_{36} włączony do wyprowadzenia emitera tranzystora T_8 pozwala uniknąć konieczności uniezależniania napięcia stałego pomiędzy bazą tranzystora T_8 i masą od wpływu zmian temperatury. Wartość napięcia stałego występującego na R_{36} jest znacznie większa aniżeli zmiany napięcia ujemnego bazy, następujące na skutek zależności prądu emitera od temperatury.

Oporność R_{36} działa stabilizująco na składową stałą prądu na tej samej zasadzie na jakiej działa oporność katodowa w układzie lampowym: napięcie ujemne bazy jest różnicą $|U_{BM}| - |U_{EM}|$. Wartość $|U_{BM}|$ pozostaje stała, zaś $|U_{EM}|$ wzrasta wraz z prądem emitera. Na skutek tego $|U_{BE}|$ maleje, co poważnie ogranicza wzrost prądu emitera.

Oporność R_{36} zmniejsza również współczynnik zniekształceń nieliniowych. Ujemnym skutkiem tego działania jest obniżenie mocy wyjściowej. Oporność ta powoduje ponadto podniesienie napięcia odcięcia kolektora tranzystora T_8 o wartość $2 \cdot I_0 \cdot R_{36}$. Można temu przeciwdziałać dobierając odpowiednio wyższe napięcie zasilania.

Dzielnik napięć R_{27}, R_{34} (i odpowiednio R_1, R_2 na rys. 427) nie jest połączony jednym końcem z ujemnym biegunem napięcia zasilania lecz z emiterem tranzystora T_9 , który ogólnie rzecz biorąc ma to samo napięcie w stosunku do bieguna dodatniego co i kolektor tranzystora T_5 w stopniu odwracającym fazę. W ten sposób uzyskuje się ujemne sprzężenie zwrotne stabilizujące podział napięć stałych kolektorów stopnia końcowego, a ponadto obniżające współczynnik zniekształceń nieliniowych.

Przesuwanie punktu pracy (rys. 426)

Sprężenie prądu stałego stopnia końcowego pozwala na przesuwanie punktu pracy tranzystorów T_8 i T_9 w zależności od wysterowania. Wskutek tego (przy braku wysterowania lub małym wysterowaniu) staje się możliwa praca mimo spadku składowej stałej prądu stopnia końcowego, która automatycznie wzrasta wraz ze wzrostem wysterowania.

Ze względu na możliwość zmiany punktu pracy głośnik nie może być połączony tak jak na rys. 427 ze środkowym odczepem baterii, lecz musi być dołączony przez kondensator (C_{19} na rysunku 426).

Na kondensatorze C_{20} powstaje poprzez diodę OA 150 napięcie stałe, którego wartość zależy od stopnia wysterowania. Napięcie to powoduje przez oporność nastawną R_{32} tak dalekie (w kierunku ujemnym) przesunięcie napięcia ujemnego bazy tranzystora T_5 , że przy pełnym wysterowaniu płynie prąd I_0 , tzn. prąd spoczynkowy. Moc potrzebna do tego przesunięcia punktu pracy jest tak mała, że zniekształcenia napięcia wyjściowego powstające skutkiem nieliniowego przebiegu zmian wewnętrznej oporności diody są niezauważalne. Przy pomocy nastawnej oporności R_{32} należy dobrać wartość prądu spoczynkowego, płynącego przez niewysterowany stopień końcowy równą $\frac{1}{3} I_0$. Jeżeli pominąć napięcie występujące na oporności R_{36} można stwierdzić, że następuje obniżenie strat mocy w tranzystorze T_8 z wartości:

$$P_{str08} = \frac{U_b}{2} \cdot I_0 \text{ do wartości } P'_{str08} = U_{CE8} \cdot \frac{I_0}{3} \approx \frac{5}{18} \cdot U_b \cdot I_0$$

$$\text{przy czym } U_{CE8} \approx U_b - \frac{1}{3} \cdot \frac{U_b}{2} = \frac{5}{6} \cdot U_b$$

stąd

$$\frac{P'_{str08}}{P_{str08}} = \frac{5}{9} = 0,56$$

Moc strat w tranzystorze T_9 spada z wartości:

$$P_{str09} = \frac{U_b}{2} \cdot I_0 \text{ do wartości } P'_{str09} = U_{CE9} \cdot \frac{I_0}{3} = \frac{1}{18} \cdot U_b \cdot I_0$$

$$\text{gdyż } \left[U_{CE9} = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_b}{2} \right]$$

Stąd

$$\frac{P'_{str09}}{P_{str09}} = \frac{1}{9} = 0,11$$

Skutkiem obniżenia do jednej trzeciej prądu spoczynkowego I_0 prąd spoczynkowy stopnia odwracającego fazę również spada do jednej trzeciej swej wartości. Stabilizacja tego obniżonego prądu poprzez opór R_{20} w obwodzie emitera staje się niedostateczna. Dlatego też dzielnik napięć R_1, R_2 (rys. 427) zostaje zastąpiony termistorem R_{27} , którego oporność jest zależna od temperatury.

Poza tym, zwłaszcza przy małym prądzie bazy I_{B8} opór R_{38} obniża niepożądany wzrost prądu emitera $I_{E6} = I_{B8}$, przy wyższych temperaturach, co może nastąpić także przy obniżonej do $I_0/3$ wartości prądu spoczynkowego.

Przy braku głośnika można ładować prądem bazy tranzystora T_3 , mającą ujemną polaryzację, kondensator C_{20} poprzez oporność R_{35} , leżącą w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego i poprzez diodę OA 150. Poprzez opornik R_{32} można również zmieniać polaryzację bazy tranzystora T_5 . Następstwem tego byłby niedopuszczalny wzrost prądu spoczynkowego $I_0/3$. Ażeby ten wzrost ograniczyć wprowadzono oporność R_{37} . Wartość jej w porównaniu z R_{35} jest mała. Na skutek tego na diodzie OA 150 (rys. 426) występuje napięcie, powodujące jej zablokowanie, w wyniku czego uniemożliwione jest przesunięcie punktu pracy tranzystora T_5 przy braku wysterowania.

Układ i działanie stopni wstępnych (rys. 426)

W stopniach wstępnych stosuje się wyłącznie układ o wspólnym emiterze. W celu obniżenia zniekształceń powstających na skutek modulacji skróconej, w drugim i czwartym stopniu pomiędzy emiter i masę włączono oporniki (R_{12} i R_{26}), którego prąd wartości odpowiada odwrotności wartości roboczego nachylenia tranzystora.

Tranzystory T_5 i T_4 są sprzężone bezpośrednio. Stabilizacja wynika tu z ujemnego sprzężenia zwrotnego składowej stałej napięcia. Jeśli np. na skutek wzrostu temperatury nastąpi wzrost prądu kolektora i prądu emitera tranzystora T_4 , wówczas następuje wzrost napięcia na R_{23} i wzrost ujemnego napięcia bazy tranzystora T_3 w kierunku ujemnym. W wyniku tych zmian wzrośnie prąd kolektora tranzystora T_3 . Napięcie kolektora tranzystora T_3 , a wraz z nim ujemne napięcie bazy tranzystora T_4 zmieniają się w kierunku dodatnim, co przeciwdziała wzrostowi prądów kolektora i emitera tranzystora T_4 .

Stabilizacji wymaga spełnienie warunku: $|a \cdot V_{st}| > 1$, gdzie a jest stosunkiem oporności dzielnika napięć, a mianowicie

$$a = \frac{R_{23}}{R_{23} + R_{24}}$$

zaś V_{st} jest wzmocnieniem napięcia stałego, określonym jako stosunek zmian napięcia emitera dU_{EM} tranzystora T_4 do zmian ujemnego napięcia bazy dU_{BM} tranzystora T_3 , w przypadku gdy połączenie przez R_{10} jest przerwane:

$$V_{st} = \frac{dU_{EM}}{dU_{BM}} = \frac{R_{21} \cdot \beta \cdot (R_{23} + R_{24})}{R_{20} [R_{21} + \beta \cdot (R_{23} + R_{24})]}$$

R₁₅ — opornik warstwowy	10 kΩ	0,1 W
R₁₆ — opornik warstwowy	1 kΩ	0,1 W
R₁₇ — opornik warstwowy zmienny liniowo	50 kΩ	0,25 W
R₁₈ — opornik warstwowy	2 kΩ	0,1 W
R₁₉ — opornik warstwowy	10 kΩ	0,1 W
R₂₀ — opornik warstwowy	3 kΩ	0,1 W
R₂₁ — opornik warstwowy	15 kΩ	0,1 W
R₂₂ — opornik warstwowy	2 kΩ	0,1 W
R₂₃ — opornik warstwowy	1 kΩ	0,1 W
R₂₄ — opornik warstwowy	1 kΩ	0,1 W
R₂₅ — opornik warstwowy	3 kΩ	0,1 W
R₂₆ — opornik warstwowy	100 Ω	0,1 W
R₂₇ — termistor, $b = 2900$	4,7 kΩ przy 25°C; (VALVO B 832003 P(4k7))	0,05 W
R₂₈ — opornik warstwowy	1 kΩ	0,1 W
R₂₉ — opornik warstwowy	100 Ω	0,1 W
R₃₀ — opornik warstwowy	20 Ω	0,1 W
R₃₁ — opornik warstwowy	650 Ω	0,1 W
R₃₂ — opornik regulowany	25 kΩ	0,1 W
R₃₃ — opornik warstwowy	1 kΩ	0,1 W
R₃₄ — opornik regulowany	100 kΩ	0,1 W
R₃₅ — opornik warstwowy	500 kΩ	0,1 W
R₃₆ — opornik drutowy	0,7 Ω	0,5 W
R₃₇ — opornik warstwowy	1 kΩ	0,1 W
Kondensatory		
C₁ — kondensator papierowy	0,2 μF	
C₂ — kondensator styrofleksowy	500 pF	
C₃ — kondensator elektrolityczny	10 μF	12 V =
C₄ — kondensator elektrolityczny	10 μF	3 V =
C₅ — kondensator elektrolityczny	10 μF	12 V =
C₆ — kondensator elektrolityczny	50 μF	15 V =
C₇ — kondensator elektrolityczny	100 μF	3 V =
C₈ — kondensator elektrolityczny	10 μF	6 V =
C₉ — kondensator papierowy	0,2 μF	
C₁₀ — kondensator papierowy	20 nF	
C₁₁ — kondensator papierowy	0,1 μF	
C₁₂ — kondensator papierowy	10 nF	
C₁₃ — kondensator elektrolityczny	10 μF	3 V =
C₁₄ — kondensator elektrolityczny	100 μF	3 V =
C₁₅ — kondensator elektrolityczny	50 μF	15 V =
C₁₆ — kondensator elektrolityczny	100 μF	6 V =
C₁₇ — kondensator elektrolityczny	10 μF	15 V =
C₁₈ — kondensator papierowy	1 nF	
C₁₉ — kondensator elektrolityczny	2500 μF	20 V =
C₂₀ — kondensator elektrolityczny	10 μF	12 V =

Tranzystory i diody T_1 OC 605 T_2 OC 604 T_3 OC 604 T_4 OC 604 T_5 AC 106 T_6 AC 106 T_7 AC 106 T_8 OD 603 T_9 OD 603**Dioda OA 150**