

4

WZMACNIACZE NAPIĘCIOWE

Stopnie i układy wejściowe wchodzące w skład wzmacniacza napięciowego mają za zadanie dopasowanie impedancji wewnętrznych źródeł sygnałów oraz poziomów ich napięć do pozostałych bloków wzmacniacza, a także korekcję charakterystyki częstotliwościowej w przypadku zaistnienia takiej potrzeby. Wszystkie te wielkości mogą być w miarę potrzeby regulowane płynnie lub skokowo.

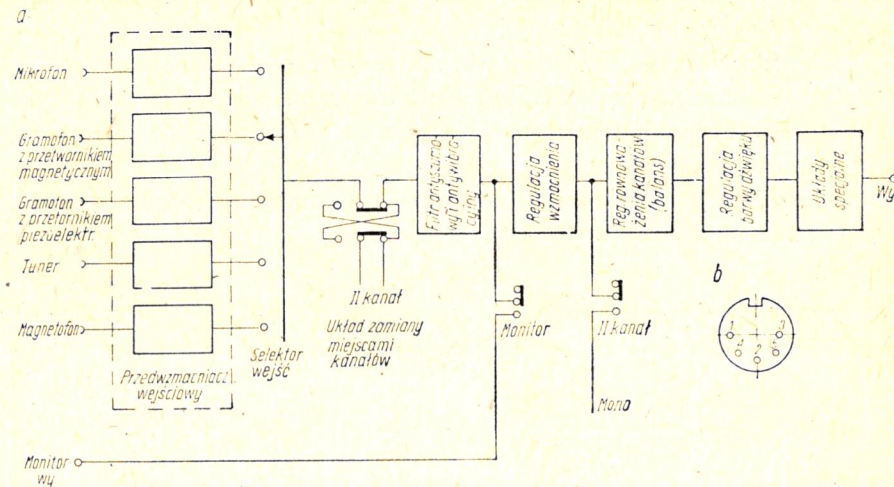
Schemat blokowy wzmacniacza w wersji stereofonicznej przedstawiono na rys. 4.1.

Wzmacniacz napięciowy zawiera przedwzmacniacz wejściowy z selektorem wejść, przełącznik zamiany miejscami kanałów wzmacniacza stereofonicznego, filtry (antyszumowy i antywibracyjny), regulator wzmocnienia, układ równoważenia kanałów, regulatory barwy dźwięku zapewniające oddzielną regulację tonów niskich i wysokich oraz układy specjalne.

Układy specjalne to przede wszystkim układy typu *presence*, *muting* oraz regulator szerokości stereobazy. Zadaniem układu *presence* jest podniesienie charakterystyki częstotliwościowej o kilka dB w okolicy 3 kHz, co zwiększa zrozumiałość audycji słownych, układ *muting* jest właściwie ustawionym na stałe dzielnikiem napięcia włączanym oddzielnym przyciskiem i służy do szybkiego ściszenia audycji.

Regulator szerokości stereobazy umożliwia płynne przechodzenie od stereofonii do monofonii, jest jednak rzadko stosowany i nie będzie tutaj omawiany.

Większość przedstawionych zespołów może być zrealizowana w postaci układów aktywnych lub biernych. Tendencją ostatnich lat jest przechodzenie



Rys. 4.1. Schemat blokowy wzmacniacza napięciowego — wersja stereofoniczna, rozmieszczenie i numeracja styków (b) gniazd przyłączeniowych 5-stykowych (widok od strony końcówek lutowicznych)

na układy aktywne i regulację charakterystyk w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego. Zaletą tego typu rozwiązania są mniejsze szumy wypadkowe wnoszone przez układy, a także łatwiejsze kształtowanie charakterystyk częstotliwościowych.

Realizacja wzmacniaczy wysokiej klasy w chwili obecnej oparta jest prawie wyłącznie o elementy dyskretne, jakkolwiek obserwuje się powolne wkraczanie układów scalonych.

Przy realizacji poszczególnych członów wzmacniacza, w celu uzyskania odpowiednich wskaźników jakościowych stosowana jest zasada, że układami zbudowanymi z pojedynczych tranzystorów są głównie wtórники emiterowe. Wszelkie inne układy wzmacniające zawierają zwykle 2÷3 tranzystory objęte wspólną pętlą sprzężenia zwrotnego, co zapewnia odpowiednio małe zniekształcenia nieliniowe.

4.1. Przedwzmacniacz wejściowy

Przedwzmacniacz wejściowy jest najbardziej krytycznym członem całego wzmacniacza napięciowego. Zadaniem jego jest dopasowanie źródeł sygnałów elektrycznych (gramofon, magnetofon, mikrofon) do pozostałej części układu,

zapewniając wymaganą impedancję wejściową, charakterystykę częstotliwościową oraz wzmocnienie napięciowe.

Przedwzmacniacz wejściowy powinien mieć następujące cechy:

- duże wzmocnienie napięciowe w otwartej pętli, tak aby charakterystyka częstotliwościowa zależała wyłącznie od sieci sprzężenia zwrotnego,
- możliwie małe szumy,
- impedancję wejściową dostosowaną do impedancji źródła sygnału,
- małą impedancję wyjściową,

Parametry przyłączeniowe – wejścia

Tablica 4.1

Rodzaje gniazd	Wejścia			Sposób dołączenia. Numery styków wg rysunku 4.1b
	Impedancja wejściowa	Znamionowe napięcie wejściowe	Znamionowa impedancja źródła sygnału	
Wejście dla gramofonu z przetwornikiem piezoelektrycznym	$\geq 470 \text{ k}\Omega$ 100 pF (równolegle)	$\leq 500 \text{ mV}$	100 k Ω 1 nF (równolegle)	Mono 3 – m.cz. 2 – masa Stereo 3 – m.cz. kanał lewy 5 – m.cz. kanał prawy 2 – masa
Wejście dla gramofonu z przetwornikiem magnetycznym	$\geq 47 \text{ k}\Omega$	$\leq 5 \text{ mV}$	4,7 k Ω	
Wejście dla magnetofonu	$\geq 470 \text{ k}\Omega$ 100 pF (równolegle)	$\leq 500 \text{ mV}$	47 k Ω 100 pF (równolegle)	
Wejście dla tunera	$\geq 470 \text{ k}\Omega$ 100 pF (równolegle)	$\leq 500 \text{ mV}$	470 k Ω 100 pF (równolegle)	
Wejście dla mikrofonu piezoelektrycznego	$\geq 470 \text{ k}\Omega$ 100 pF (równolegle)	$\leq 300 \text{ mV}$	–	
Wejście dla mikrofonu dynamicznego	$\geq 47 \text{ k}\Omega$	$\leq 5 \text{ mV}$	–	Mono 1 – m.cz. 2 – masa Stereo 1 – m.cz. kanał lewy 4 – m.cz. kanał prawy 2 – masa

Parametry przyłączeniowe – wyjścia

Tablica 24.2

Rodzaje gniazd	Wyjścia			Sposób podłączenia. Numery styków wg rys. 4.1b
	Zastępcza impedancja wejściowa	Znamionowe napięcie wyjściowe	Dopuszczalne obciążenie	
Wyjście wzmacniacza na magnetofon – zapis	47 k Ω 250 pF (równolegle)	0,1 ÷ 2 mV na 1 k Ω rezystancji obciążenia	1 ÷ 50 k Ω	Mono 1 – m.cz. 2 – masa Stereo 1 – m.cz. kanał lewy 4 – m.cz. kanał prawy 2 – masa
Wyjście tunera dla wzmacniacza	47 k Ω 250 pF (równolegle)	$\geq 500 \text{ mV}$	470 k Ω 100 pF (równolegle)	Mono 3 – m.cz. 2 – masa Stereo 3 – m.cz. kanał lewy 5 – m.cz. kanał prawy 2 – masa
Wyjście tunera na magnetofon – zapis	47 k Ω 250 pF (równolegle)	0,1 ÷ 2 mV na 1 k Ω rezystancji obciążenia	1 ÷ 50 k Ω	Mono 1 – m.cz. 2 – masa Stereo 1 – m.cz. kanał lewy 4 – m.cz. kanał prawy 2 – masa
Wyjście głośnikowe	1/3 R obciążenia	–	Zalecane impedancje obciążenia: 4, 8, 15 Ω	gniazdo wg BN-72/3384-07 ark. 17 i 18
Wyjście słuchawkowe	–	–	Zalecane impedancje obciążenia: 100, 400, 800, 1000 Ω , dla miniaturowych 250 Ω	gniazdo wg BN-72/3384-07 ark. 17 i 18

- małe zniekształcenia nieliniowe i intermodulacyjne,
 - duży współczynnik tłumienia tętnień i zakłóceń napięć zasilających.
- Przedwzmacniacz wejściowy można zrealizować dwoma sposobami.

Jeden jest zgodny z koncepcją przedstawioną na rys. 4.1a i sprowadza się do realizacji osobnego przedwzmacniacza dla każdego źródła sygnału. Każdy z tych przedwzmacniaczy dostarcza na wyjściu w przybliżeniu jednakową wartość amplitudy napięcia. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość przełączania względnie dużych sygnałów, co ma istotne znaczenie przy zmniejszaniu szumów i zakłóceń w torze całego wzmacniacza. Do wad tego rozwiązania należy zaliczyć dużą liczbę elementów koniecznych do realizacji wymaganej liczby układów dopasowujących.

Drugi sposób polega na realizacji jednego wzmacniacza napięciowego o odpowiednio dużym wzmocnieniu w otwartej pętli i przełączaniu elementów korekcyjnych w obwodzie sprzężenia zwrotnego przy jednoczesnym przełączaniu wejść. W dalszej części zostaną omówione najpierw sposoby realizacji poszczególnych przedwzmacniaczy korekcyjnych dla każdego źródła sygnału, a następnie przedwzmacniacz wejściowy z przełączanymi elementami w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego.

W celu umożliwienia dopasowania gniazd wejściowych przedwzmacniacza do źródeł sygnałów elektrycznych w tablicy 4.1 i 4.2 zestawiono odpowiednie wartości parametrów przyłączeniowych, zgodnie z PN-74/T-06261/02. Numeracja styków w gniazdach przedstawiona została na rys. 4.1b.

4.1.1. Przedwzmacniacze korekcyjne do gramofonów z przetwornikiem magnetycznym

Przetworniki gramofonowe magnetoelektryczne i elektromagnetyczne należą do grupy tzw. przetworników prędkościowych. Wartość napięcia wyjściowego dostarczanego przez taki przetwornik jest wprost proporcjonalna do szybkości zmian strumienia magnetycznego, a zatem zależna od częstotliwości, z jaką igła drga. Ponieważ charakterystyka prędkości zapisu płyt gramofonowych ma charakter rosnący ze wzrostem częstotliwości, przy odtwarzaniu bez korekcji tony wysokie byłyby bardzo silnie uwypuklone, a niskie osłabione.

Aby wypadkowa charakterystyka odtwarzania była liniowa, stosowane są układy korekcyjne, których działanie polega na zmniejszeniu wzmocnienia przy wzroście częstotliwości sygnału w sposób określony trzema stałymi czasowymi

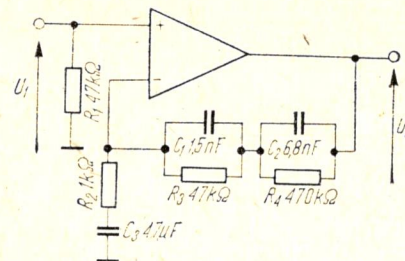
$$\tau_1 = 3180 \mu s$$

$$\tau_2 = 318 \mu s$$

$$\tau_3 = 75 \mu s$$

Jest to tzw. korekcja wg RIAA (*Record Industry Association of America*).

Ogólna struktura korektora przedstawiona jest na rys. 4.2. Korektor składa się ze wzmacniacza o odpowiednio dużym wzmocnieniu w otwartej pętli oraz obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wzmacniacz powinien charakteryzować się poza tym odpowiednią impedancją wejściową oraz minimalnymi szumami.



Rys. 4.2. Ogólna struktura wzmacniacza korekcyjnego do gramofonu z przetwornikiem magnetycznym

Obwody korekcji są następujące:

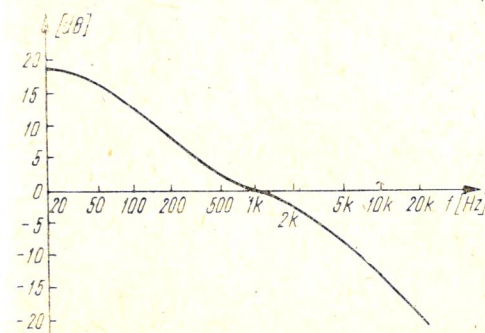
$$C_2, R_4 - 3180 \mu s$$

$$C_2, R_3 - 318 \mu s$$

$$C_1, R_3 - 75 \mu s$$

Przykładowa charakterystyka częstotliwościowa korektora przedstawiona jest na rys. 4.3 (charakterystyka wzorcowa podana została w rozdziale 1).

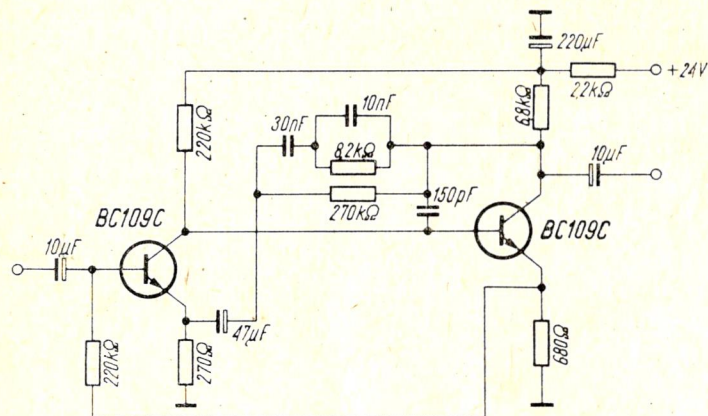
Kilka rozwiązań wzmacniaczy korekcyjnych do gramofonów z przetwornikiem magnetycznym przedstawiono na rys. 4.4 ÷ 4.6. Stosowane układy to konstrukcje dwu- lub trójstopniowe o odpowiednio dużym wzmocnieniu



Rys. 4.3. Przykładowa charakterystyka częstotliwościowa korektora, wymagana dla przetwornika magnetycznego wg RIAA

w otwartej pętli ($> 1000 \text{ V/V}$). Umożliwia to uzyskanie małych zniekształceń nieliniowych oraz wierne odwzorowanie charakterystyki częstotliwościowej.

Ze względu na małą wartość sygnału, jaką daje przetwornik magnetyczny, szczególnego znaczenia nabierają szумы układu. Aby je maksymalnie zmniejszyć, w stopniu wejściowym stosowane są niskoszumne tranzystory, pracujące przy prądach kolektora rzędu kilkudziesięciu μA i dużym współczynniku wzmocnienia prądowego (> 200).



Rys. 4.4. Schemat ideowy wzmacniacza korekcyjnego dla gramofonu z przetwornikiem magnetycznym

Dane techniczne układu z rys. 4.4:

Znamionowe napięcie wejściowe ($U_{wy} = 250 \text{ mV}$,

$f = 1 \text{ kHz}$)

Z_{we}

Korekcja

h ($f = 1 \text{ kHz}$)

Sygnal/zakłócenia

- 3 mV
- 47 kΩ
- RIAA
- $< 0,3\%$
- 60 dB

Dane techniczne układu z rys. 4.5:

Znamionowe napięcie wejściowe ($U_{wy} = 500 \text{ mV}$,

$f = 1 \text{ kHz}$)

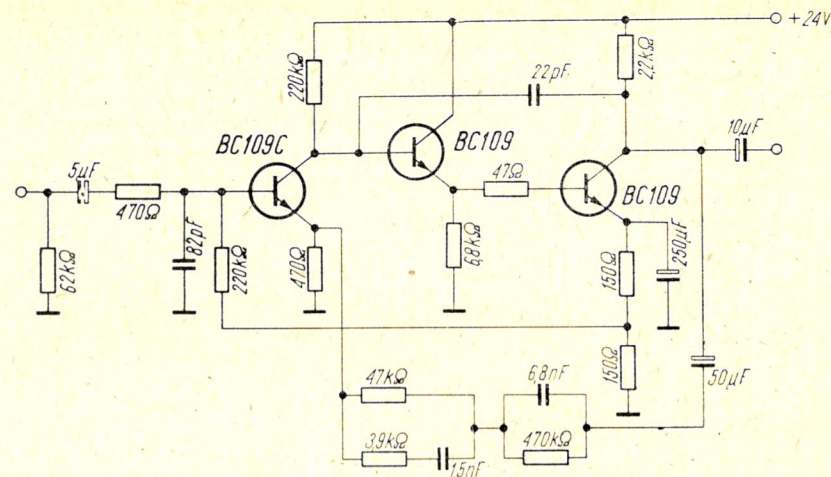
Z_{we}

Korekcja

h ($f = 1 \text{ kHz}$)

Sygnal/zakłócenia

- 4 mV
- 47 kΩ
- RIAA
- 0,05%
- 65 dB



Rys. 4.5. Schemat ideowy trójstopniowego wzmacniacza korekcyjnego

Dane techniczne układu z rys. 4.6:

Znamionowe napięcie wejściowe ($U_{wy} = 0,4 \text{ V}$,

$f = 1 \text{ kHz}$)

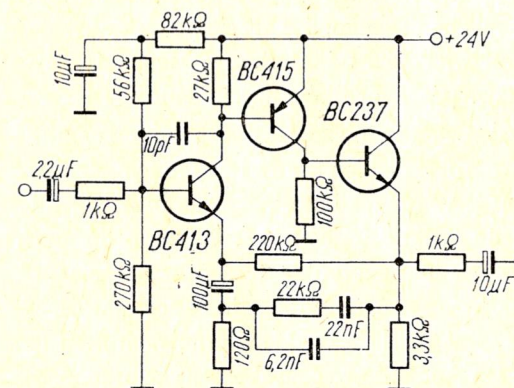
Z_{we}

Korekcja

h

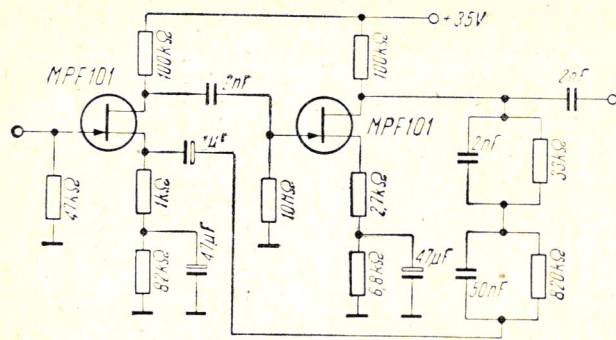
Sygnal/zakłócenia

- 4 mV
- 47 kΩ
- RIAA
- $< 0,1\%$
- 65 dB



Rys. 4.6. Schemat ideowy trójstopniowego wzmacniacza korekcyjnego z wykorzystaniem tranzystorów przeciwstawnych

Na rysunku 4.7 przedstawiony jest układ wzmacniacza korekcyjnego wykonanego przy wykorzystaniu tranzystorów polowych.



Rys. 4.7. Schemat ideowy wzmacniacza korekcyjnego wykonanego z wykorzystaniem tranzystorów polowych

Dane techniczne układu są następujące:

Znamionowe napięcie wejściowe ($U_{wy} = 0,1 \text{ V}$,

$f = 1 \text{ kHz}$)

Z_{we}

h

Sygnał/zakłócenia

– 2 mV

– 47 kΩ

– 0,02 %

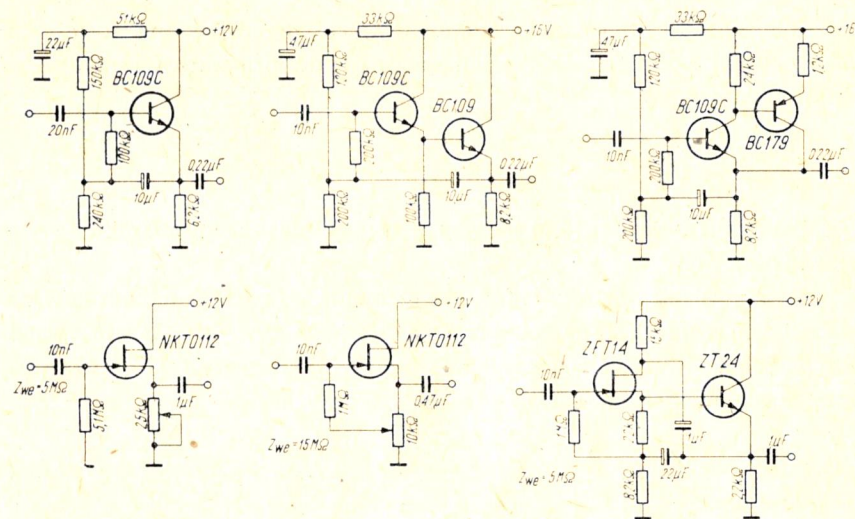
– 65 dB

4.1.2. Przedwzmacniacze do gramofonu z przetwornikiem piezoelektrycznym

W przetwornikach piezoelektrycznych wykorzystano zjawisko powstawania ładunków elektrycznych na niektórych materiałach krystalicznych i ceramicznych pod wpływem odkształcenia mechanicznego. Ze względu na zależność amplitudy powstającego napięcia od wielkości odkształcenia mechanicznego przetworniki te należą do grupy tzw. przetworników wychyleniowych.

Impedancja wewnętrzna przetworników piezoelektrycznych ma charakter pojemnościowy, dlatego aby nie osłabiać niskich tonów impedancja obciążenia musi mieć dużą wartość ($> 1 \text{ M}\Omega$). W przypadku obciążenia przetwornika piezoelektrycznego rezystancją rzędu kilkudziesięciu kΩ nabiera on cech przetwornika prędkościowego ze względu na szybkie rozładowanie się pojemności wewnętrznej (należy jednak zaznaczyć, że amplituda napięcia wyjściowego maleje wówczas około 10 razy i zawiera się zwykle w granicach od $10 \div 50 \text{ mV}$). Aby w takim przypadku uzyskać liniową charakterystykę przenoszenia w funkcji częstotliwości, należy zastosować wzmacniacz korekcyjny o charakterystyce opadającej, podobnie jak miało to miejsce w przypadku przetworników magnetycznych.

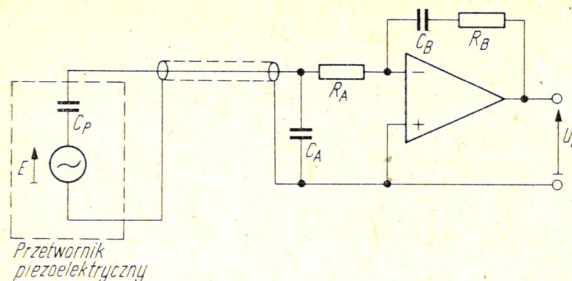
Przykłady wzmacniaczy wstępnych o dużej impedancji wejściowej przedstawione zostały na rys. 4.8. Szczególną rolę w tych układach odgrywają tranzystory polowe, które ze względu na swoje właściwości pozwalają na uzyskiwanie bardzo dużych impedancji wejściowych. Korzystne także jest połączenie hybrydowe tranzystora polowego z tranzystorem bipolarnym. Tego typu rozwiązanie cechuje duża impedancja wejściowa i mała wyjściowa, co jest korzystne przy kaskadowym łączeniu poszczególnych członów wzmacniacza.



Rys. 4.8. Przykłady wzmacniaczy wstępnych o dużej impedancji wejściowej

Podstawowym mankamentem przetworników piezoelektrycznych współpracujących ze wzmacniaczami o dużej impedancji wejściowej jest zależność dolnej częstotliwości granicznej od ich pojemności własnej. Przeciętnie pojemności wewnętrzne zawierają się w granicach od 200 pF do 2 nF. Taka sytuacja utrudnia optymalny dobór impedancji wejściowej wzmacniacza tak, aby z jednej strony uzyskać odpowiednie pasmo częstotliwości, a z drugiej maksymalnie ograniczyć zakłócenia i wpływ rezonansu ramienia gramofonu. Duża impedancja wejściowa wzmacniacza wpływa także na uwydatnienie rezonansów własnych substancji piezoelektrycznej.

Wylimitowanie tych ograniczeń jest możliwe jedynie przy zastosowaniu wzmacniaczy o małej impedancji wejściowej z korekcją charakterystyki częstotliwościowej.



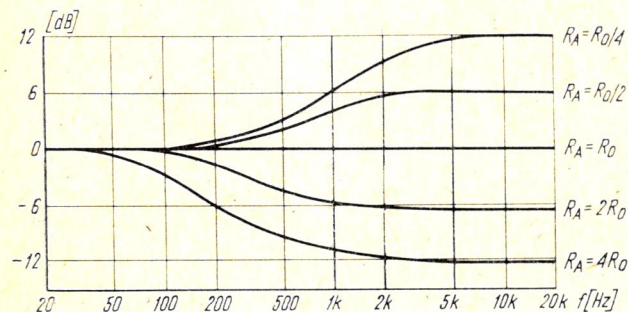
Rys. 4.9. Wzmacniacz korekcyjny do przetwornika piezoelektrycznego

Idea realizacji wzmacniacza korekcyjnego przedstawiona została na rys. 4.9., natomiast zależność określająca zasadę doboru wartości elementów jest następująca:

$$\frac{R_B}{R_A} = \frac{C_P + C_A}{C_B} \quad (4.1)$$

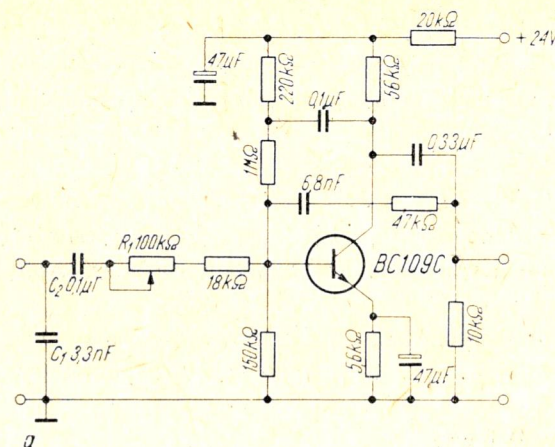
Przy spełnionej zależności (4.1) układ ma na wyjściu płaską charakterystykę częstotliwościową.

Przez zmianę wartości jednego z elementów (np. R_A) można uzyskać pewien rodzaj balansu tonu, co przedstawiono na rys. 4.10. Zastosowanie tego typu regulacji umożliwia uzyskanie płaskiej charakterystyki częstotliwościowej dla wielu przetworników piezoelektrycznych.

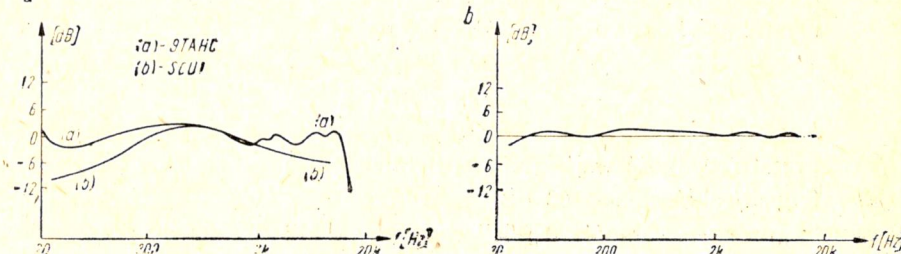


Rys. 4.10. Przebieg charakterystyki przenoszenia układu w zależności od wartości rezystancji R_A

Przykład układu wzmacniacza korekcyjnego podano na rys. 4.11, natomiast na rys. 4.12 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe dwóch przetworników piezoelektrycznych Sonotone 9TAHC (a) oraz Connoisseur SCU1 (b), dołączonych do konwencjonalnego wzmacniacza o impedancji wejściowej 2 M Ω oraz do wzmacniacza z korekcją. Porównanie obu wykresów przemawia za stosowaniem wzmacniaczy korekcyjnych do współpracy z przetwornikami piezoelektrycznymi.



Rys. 4.11. Wzmacniacz korekcyjny do przetwornika piezoelektrycznego



Rys. 4.12. Charakterystyki częstotliwościowe dwóch przetworników piezoelektrycznych a) współpracujących ze wzmacniaczem o impedancji wejściowej 2 M Ω , b) współpracujących ze wzmacniaczem korekcyjnym przedstawionym na rys. 4.11. Na rysunku 4.12b przedstawiono jedynie charakterystykę częstotliwościową dla przetwornika 9TAHC; dla SCU1 jest ona także płaska, ale przy nieco innym ustawieniu ślizgacza potencjometru R_1

4.1.3. Przedwzmacniacze mikrofonowe

Przedwzmacniacze mikrofonowe charakteryzują się znacznym wzmocnieniem napięciowym oraz liniową charakterystyką przenoszenia w funkcji częstotliwości.

Ze względu na niski poziom sygnału uzyskiwanego z mikrofonu bardzo istotną sprawą jest poziom szumów przedwzmacniacza. Podstawowymi typami mikrofonów stosowanych w urządzeniach wysokiej klasy są mikrofony dynamiczne, które z kolei dzielą się na wstążkowe oraz z ruchomą cewką.

Zależnie od wartości impedancji wewnętrznej oraz uzyskiwanego sygnału wyjściowego, mikrofony wstążkowe można podzielić na:

- o małej impedancji
 $Z = 30 \div 50 \Omega$ $U = 100 \div 200 \mu V$
- o średniej impedancji
 $Z = 200 \Omega \div 1,5 k\Omega$ $U = 200 \div 800 \mu V$

- o dużej impedancji
 $Z = 50 \text{ k}\Omega$ $U = 2 \div 4 \text{ mV}$
 Mikrofony z ruchomą cewką mają na ogół średnią lub dużą impedancję
 $Z = 200 \div 600 \Omega$ $U = 200 \div 800 \mu\text{V}$

lub

$$Z = 50 \text{ k}\Omega \quad U = 2 \div 4 \text{ mV}$$

Mikrofony o dużej impedancji gorzej przenoszą wielkie częstotliwości, co spowodowane jest tłumiącym działaniem kabli doprowadzających sygnał do wzmacniacza.

Przykład wzmacniacza mikrofonowego przeznaczonego dla wersji o małej impedancji przedstawiono na rys. 4.13, a podstawowe parametry są następujące:

Znamionowe napięcie wejściowe

ustawiane skokowo $80 \div 100 \mu\text{V}$

$25 \div 30 \mu\text{V}$

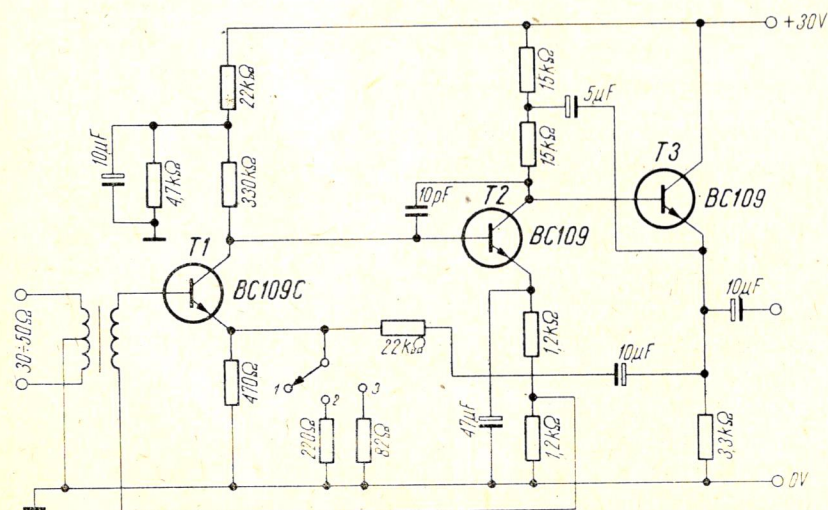
$12 \div 20 \mu\text{V}$

h $- 0,02\%$

Przesterowalność wejścia $- 30 \text{ dB}$ ($h = 0,1\%$)

Sygnał/zakłócenia $- 63 \text{ dB}$

Parametr „przesterowalność wejścia” wyrażany w dB określa ile razy może wzrosnąć napięcie wejściowe w porównaniu z napięciem znamionowym, aby zniekształcenia nieliniowe nie przekraczały założonej wartości.

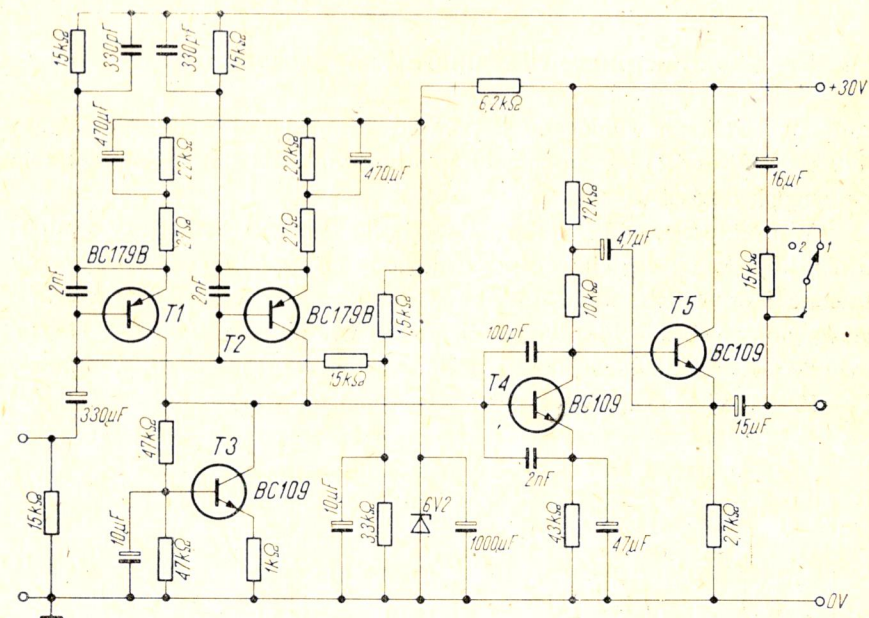


Rys. 4.13. Przedwzmacniacz dla mikrofonów o małej impedancji wewnętrznej

Układ jest trójstopniowy. Na wejściu przedwzmacniacza zastosowano transformator. Uzwojenie wtórne transformatora umieszczono w obwodzie polaryzacji bazy transformatora $T1$, dzięki czemu uniknięto stosowania wnoszącej dodatkowe tłumienie rezystancji.

W obwodzie kolektorowym stopnia drugiego zastosowano układ typu *bootstrap*, dzięki czemu uzyskano bardziej liniową pracę zarówno tego stopnia, jak i stopnia wyjściowego oraz duży margines przeciążalności. Cały wzmacniacz objęty jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego podanego z wyjścia układu na emiter tranzystora $T1$. W obwodzie tego sprzężenia zastosowano skokową, trójstopniową regulację czułości wzmacniacza.

Przykład wzmacniacza mikrofonowego przeznaczonego dla wersji o średniej impedancji przedstawiono na rys. 4.14.



Rys. 4.14. Przedwzmacniacz dla mikrofonów o średniej impedancji wewnętrznej

Podstawowe parametry tego układu są następujące:

Znamionowe napięcie wejściowe

ustawiane skokowo $400 \div 500 \mu\text{V}$ ($Z = 600 \Omega$),

$150 \div 200 \mu\text{V}$ ($Z = 200 \Omega$).

h $- 0,02\%$

Przesterowalność wejścia – 30 dB ($h = 0,1\%$)
 Pasma – 20 Hz ÷ 25 kHz (–3 dB)
 Sygnał/zakłócenia – 60 dB

W stopniu wejściowym zastosowano dwa równolegle połączone tranzystory $T1$ i $T2$ w celu zmniejszenia współczynnika szumów.

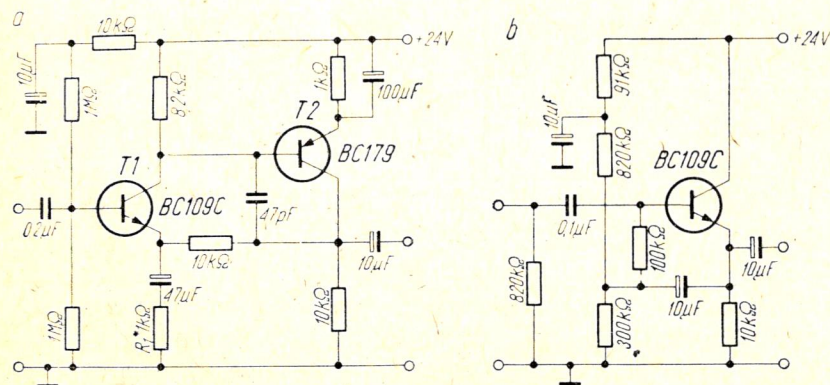
Zastosowanie tranzystorów $p-n-p$ związane jest z mniejszą efektywną rezystancją ich bazy (określającą minimalne szумы) w porównaniu z tranzystorami $n-p-n$.

Obciążenie dynamiczne w postaci tranzystora $T3$, umieszczone w kolektorach stopnia wejściowego, wpływa na wzrost wzmocnienia napięciowego tego stopnia. Dwa następne stopnie z układem typu *bootstrap* są identyczne jak w poprzednim przedwzmacniaczu. W układzie zastosowano skokową, dwustopniową regulację czułości w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego.

4.1.4. Przedwzmacniacze dla tunera i magnetofonu

W obu przypadkach wymagany jest układ o impedancji wejściowej $Z_{we} \geq 470$ k Ω (tablica 4.1) i wzmocnieniu napięciowym od 1 do 10 V/V, zależnie od koncepcji całości układu.

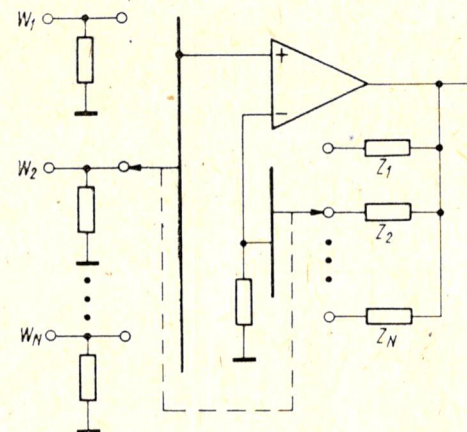
W praktyce zwykle wystarczający będzie wtórnik emiterowy o odpowiedniej impedancji wejściowej, przedstawiony na rys. 4.15b, natomiast gdy potrzebne jest większe wzmocnienie napięciowe można zastosować układ przedstawiony na rys. 4.15a. Wzmocnienie napięciowe układu wynosi 11 V/V i może być łatwo zmniejszane przez dobór wartości rezystancji R_1 w zakresie od 1 ÷ 10 k Ω ($k_u = 11 \div 2$ V/V).



Rys. 4.15. Przedwzmacniacz dla tunera i magnetofonu

4.1.5. Uniwersalny przedwzmacniacz wejściowy

Przedwzmacniacz tego rodzaju składa się ze wzmacniacza napięciowego o dużym wzmocnieniu w otwartej pętli oraz sieci elementów sprzężenia zwrotnego, przełączanych równocześnie z przełączaniem wejść. Struktura uniwersalnego przedwzmacniacza przedstawiona została na rys. 4.16.



Rys. 4.16. Układ uniwersalnego przedwzmacniacza wejściowego

Przykład uniwersalnego przedwzmacniacza wejściowego przedstawiono na rys. 4.17. Jest to fragment wzmacniacza REVOX-A78. W stopniu wejściowym pracuje niskoszumny tranzystor BC179B o dużym współczynniku wzmocnienia prądowego. Stopień wyjściowy zrealizowano w postaci szeregowego układu przeciwobnego pracującego w klasie A, co zapewnia małą impedancję wyjściową. Całość układu, objęta pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, ma odpowiednią charakterystykę częstotliwościową oraz minimalne zniekształcenia nieliniowe.

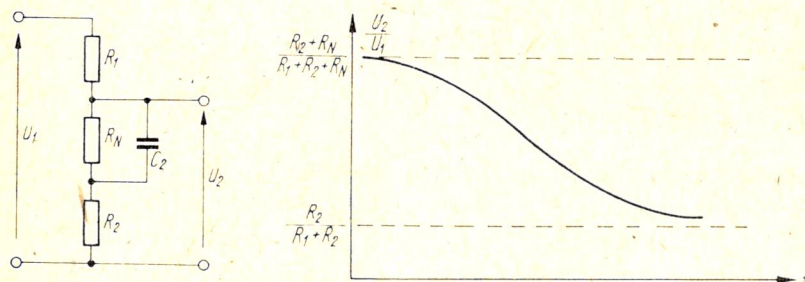
Podstawowe dane dotyczące wejść przedwzmacniacza zestawiono w tablicy 4.3.

4.2. Układy regulacji barwy dźwięku

Z elektrycznego punktu widzenia regulatory barwy dźwięku są układami pozwalającymi na zmianę wzmocnienia sygnałów o częstotliwościach z obu krańców pasma akustycznego w granicach około ± 20 dB w stosunku do sygnałów o częstotliwościach średnich.

Korektor tonów niskich

Korekcji tonów niskich dokonuje się za pomocą potencjometru R_N . W górnym położeniu ślizgacza tego potencjometru kondensator C_1 jest zwarty, a równolegle do potencjometru jest dołączony kondensator C_2 . Schemat korektora dla tego przypadku oraz przykładowy przebieg charakterystyki przedstawiono na rys. 4.19.



Rys. 4.19. Korektor tonów niskich – górne położenie ślizgacza potencjometru R_N

Współczynnik przenoszenia układu osiąga maksymalną wartość dla częstotliwości, dla których reaktancja kondensatora C_2 jest pomijalna wobec R_N .

$$k_{N\max} = \frac{R_2 + R_N}{R_1 + R_2 + R_N} \quad (4.2)$$

Natomiast dla częstotliwości średnich współczynnik przenoszenia jest prawie niezależny od położenia ślizgacza potencjometru R_N i wynosi:

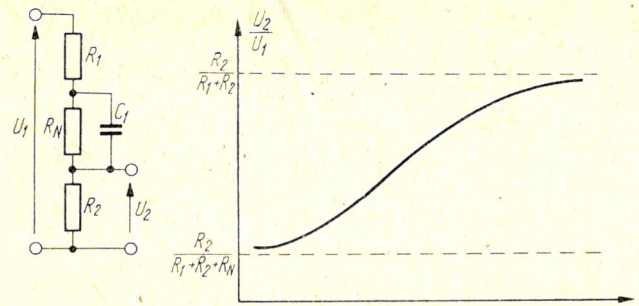
$$k_{Nsr} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.3)$$

W dolnym położeniu ślizgacza potencjometru R_N częstotliwości małe są tłumione, a układ przybiera postać jak na rys. 4.20. Minimalna wartość współczynnika przenoszenia układu wynosi:

$$k_{N\min} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_N} \quad (4.4)$$

Maksymalne uwydatnienie częstotliwości małych w stosunku do częstotliwości średnich określa współczynnik korekcji q :

$$q = \frac{k_{N\max}}{k_{Nsr}} = \frac{R_2 + R_N}{R_1 + R_2 + R_N} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (4.5)$$



Rys. 4.20. Korektor tonów niskich – dolne położenie ślizgacza potencjometru R_N

Natomiast całkowity zakres regulacji dla częstotliwości niskich ma postać:

$$\frac{k_{N\max}}{k_{N\min}} = 1 + R_N/R_2 = q^2 \quad (4.6)$$

Na podstawie zależności (4.5) oraz (4.6) można wyznaczyć wartość rezystancji R_2 i R_1 przy wymaganym współczynniku korekcji:

$$R_2 = \frac{R_N}{q^2 - 1} \cong \frac{R_N}{q^2} \quad (4.7)$$

$$R_1 = \frac{R_N}{q - 1/q} \cong \frac{R_N}{q} \quad (4.8)$$

Stała czasowa $R_2 C_2$ decyduje o częstotliwości granicznej f_2 ; stąd wartość kondensatora C_2 ze wzoru na częstotliwość graniczną (przy spadku 3 dB) wynosi:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_2} \quad (4.9)$$

Natomiast wartość kondensatora C_1 należy wyznaczyć ze wzoru:

$$C_1 = C_2 \frac{R_2}{R_1} \quad (4.10)$$

Korektor tonów wysokich

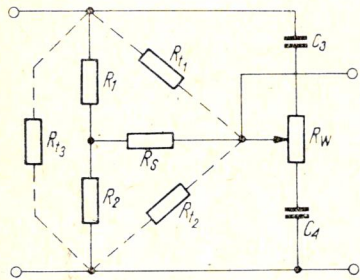
Korekcji tonów wysokich dokonuje się za pomocą potencjometru R_W . W górnym położeniu ślizgacza tego potencjometru tony wysokie są uwydatnione, a w dolnym tłumione. Ze względu na obciążające działanie korektora tonów niskich wszelkie zależności muszą być wyprowadzane z uwzględnieniem jego

wpływu. Schemat zastępczy regulatora barwy dźwięku dla górnej części pasma akustycznego przedstawiono na rys. 4.21.

Wartość rezystancji R_s rozdzielającej oba korektory oblicza się zwykle z zależności:

$$R_s = 0,1R_W \quad (4.11)$$

przy czym $R_W = R_N$.



Rys. 4.21. Regulator barwy dźwięku – schemat zastępczy dla górnej części pasma akustycznego

Przekształcając gwiazdę utworzoną z rezystancji R_1 , R_2 i R_s na trójkąt otrzymuje się odpowiednie zależności:

$$R_{t1} = R_1 + R_s + \frac{R_1 R_s}{R_2} \quad (4.12)$$

$$R_{t2} = R_2 + R_s + \frac{R_2 R_s}{R_1} \quad (4.13)$$

Rezystancja R_{t3} nie wpływa na charakterystykę częstotliwościową, dlatego nie musi być wyznaczana.

Wartości kondensatorów C_3 i C_4 należy wyznaczyć jak ze wzoru na dolną częstotliwość graniczną:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{t1}} \quad (4.14)$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{t2}} \quad (4.15)$$

gdzie f_3 jest dolną częstotliwością graniczną zakresu tonów wysokich (rys. 4.18).

Przykład

Zaprojektować regulator barwy dźwięku o zakresach regulacji ± 17 dB dla 20 Hz oraz ± 17 dB dla 20 kHz w stosunku do częstotliwości 1 kHz.

Aby uzyskać takie zakresy regulacji, górna częstotliwość graniczna dla pasma tonów niskich (f_2) oraz dolna częstotliwość graniczna dla pasma tonów wysokich (f_3) powinny być przesunięte o około 4 oktawy w stosunku do częstotliwości określających krańce pasma – f_1 i f_4 , co wynika z podanego wcześniej nachylenia charakterystyki dla korektorów biernych. Stąd:

$$f_2 = 2^4 \cdot f_1 = 2^4 \cdot 20 \text{ Hz} = 320 \text{ Hz} \quad (4.16)$$

$$f_3 = (1/2^4) \cdot f_4 = (1/2^4) \cdot 20 \text{ kHz} = 1,25 \text{ kHz} \quad (4.17)$$

Na podstawie uzyskanych danych ostatecznie przyjęto:

$$f_1 = 20 \text{ Hz}, \quad f_2 = 500 \text{ Hz}, \quad f_3 = 2 \text{ kHz}, \quad f_4 = 20 \text{ kHz}.$$

Dla zakresu regulacji ± 17 dB współczynnik korekcji q wynosi 7. Ponieważ zależności podane wcześniej odnoszą się do częstotliwości bliskich zeru, do obliczeń należy przyjąć wartość większą. Przyjęto $q = 10$.

Jako wartości rezystancji potencjometrów R_N i R_W przyjęto 100 k Ω , a stąd:

$$R_2 = \frac{R_N}{q^2} = \frac{10^5}{10^2} = 1 \text{ k}\Omega \quad (4.18)$$

$$R_1 = \frac{R_N}{q} = \frac{10^5}{10} = 10 \text{ k}\Omega \quad (4.19)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 10^3} = 0,32 \text{ }\mu\text{F} \quad (4.20)$$

Przyjęto typową wartość 0,33 nF.

$$C_1 = C_2 \cdot \frac{R_2}{R_1} = 0,33 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{10} = 0,033 \text{ }\mu\text{F} = 33 \text{ nF} \quad (4.21)$$

Na podstawie zależności (4.11) wartość rezystancji R_s wynosi:

$$R_s = 0,1R_W = 10 \text{ k}\Omega \quad (4.22)$$

Aby wyznaczyć pojemności kondensatorów w korektorze tonów wysokich, należy uwzględnić przekształcenie gwiazda – trójkąt:

$$R_{t1} = R_1 + R_s + \frac{R_1 R_s}{R_2} = 10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega + \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 120 \text{ k}\Omega \quad (4.23)$$

$$R_{t2} = R_2 + R_s + \frac{R_2 R_s}{R_1} = 1 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega + \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 12 \text{ k}\Omega \quad (4.24)$$

Stąd:

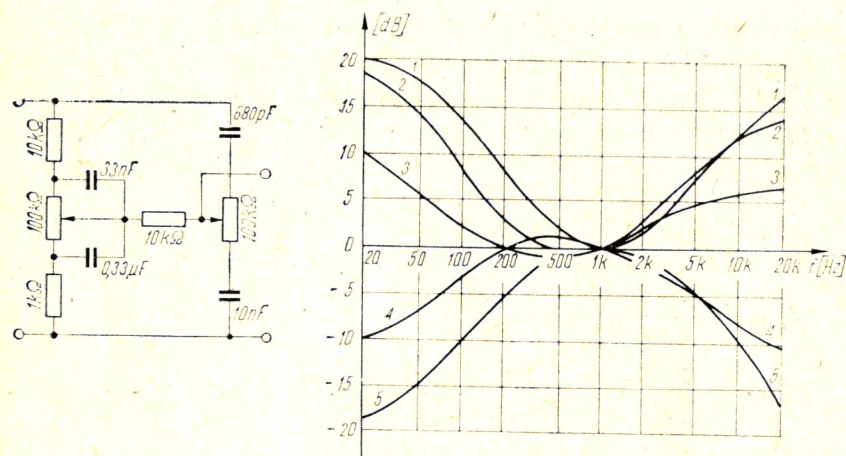
$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_3 \cdot R_{t1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^{-3}} = 660 \text{ pF} \quad (4.25)$$

Przyjęto wartość $C_3 = 680 \text{ pF}$.

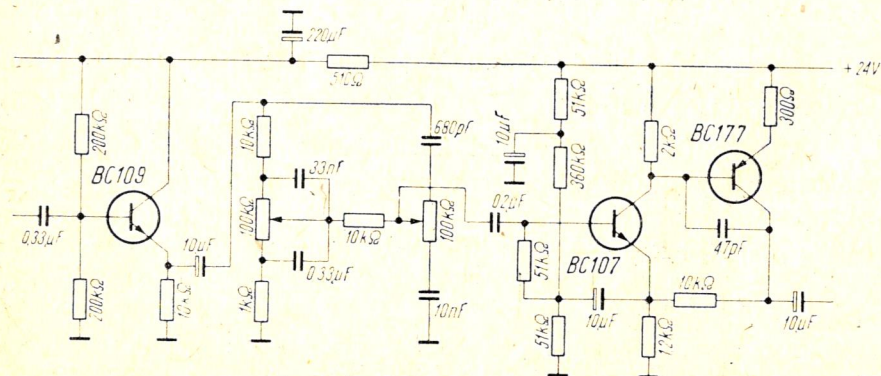
$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{t2}} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^{-3}} = 6,6 \text{ nF} \quad (4.26)$$

Przyjęto wartość $C_4 = 10 \text{ nF}$.

Obliczony regulator przedstawiony jest na rys. 4.22a, a na rys. 4.22b jego charakterystyka częstotliwościowa.



Rys. 4.22. Regulator barwy dźwięku obliczony w przykładzie i jego charakterystyka częstotliwościowa



Rys. 4.23. Przykładowe umieszczenie biernego regulatora barwy dźwięku w układzie wzmacniacza

Aby układ prawidłowo pracował, niezbędne jest spełnienie dwóch warunków:

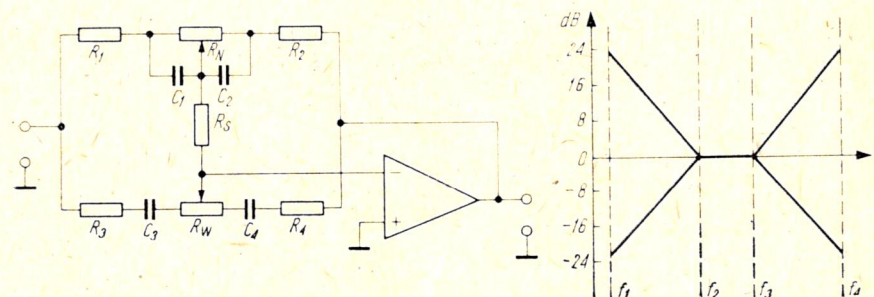
- impedancja wyjściowa stopnia sterującego powinna mieć wartość możliwie małą ($< 1 \text{ k}\Omega$),
- wartość impedancji wejściowej stopnia następnego, obciążającego korektor, powinna być duża ($> 100 \text{ k}\Omega$).

Przykład umieszczenia regulatora w układzie wzmacniacza przedstawiono na rys. 4.23.

4.2.2. Regulatory aktywne

Jak wspomniano, zasadniczą częścią obu rodzajów regulatorów barwy dźwięku jest układ mostkowy RC. W przypadku regulatorów aktywnych jest on umieszczony w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza napięciowego.

Układ tego typu przedstawiono na rys. 4.24.



Rys. 4.24. Podstawowy układ regulatora aktywnego i uproszczony przebieg charakterystyki częstotliwościowej

Przy ślizgaczach potencjometrów znajdujących się w lewym skrajnym położeniu następuje uwydatnienie częstotliwości z krańców pasma akustycznego, natomiast przy położeniu przeciwnym – tłumienie. Sam układ mostkowy zbliżony jest do układu regulatora biernego, ale stosunki wartości elementów są inne, a mianowicie:

$$R_1 = R_2, \quad C_1 = C_2, \quad C_3 = C_4, \quad R_3 = R_4.$$

Rezystory R_3 i R_4 mają niewielką wartość, zwykle kilkaset Ω , a ich zadaniem jest zapewnienie stabilności częstotliwościowej układu.

Wzmocnienie napięciowe regulatora dla częstotliwości średnich wynosi około 1 V/V , a w całym zakresie regulacji zmiany wzmocnienia za-

wierają się zwykle w granicach od $0,1 \div 10$ V/V. W celu uzyskania takiej dynamiki zmian wzmocnienie napięciowe wzmacniacza w otwartej pętli powinno być odpowiednio duże (> 500 V/V).

Wartość tego wzmocnienia ma szczególnie duży wpływ na regulację w zakresie małych częstotliwości.

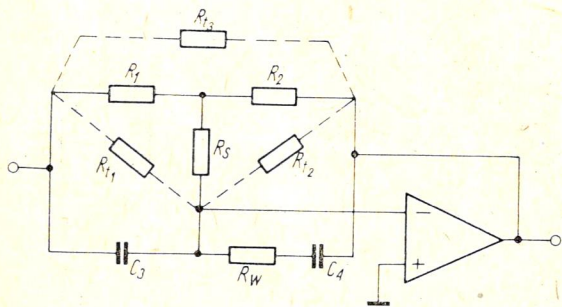
Proces obliczania regulatora należy rozpocząć od podziału pasma akustycznego na trzy podzakresy, podobnie jak w przypadku regulatora biernego. Po dokonaniu wyboru wartości potencjometrów R_N i R_W , przy czym zwykle $R_N = R_W$, poszczególne elementy należy wyznaczyć z następujących zależności:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_N} \quad (4.27)$$

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi f_2 C_2} \quad (4.28)$$

$$R_s = 0,3R_W \quad (4.29)$$

Pojemność kondensatorów C_3 i C_4 należy wyznaczyć przy uwzględnieniu schematu zastępczego regulatora dla zakresu górnej części pasma – rys. 4.25.



Rys. 4.25. Schemat zastępczy regulatora dla górnej części pasma

Przekształcając gwiazdę R_1, R_2, R_s na trójkąt (podobnie jak dla regulatora biernego) otrzymano:

$$R_{t1} = R_1 + R_s + \frac{R_1 R_s}{R_2} \quad (4.30)$$

Stąd:

$$C_3 = C_4 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{t1}} \quad (4.31)$$

Nachylenie przebiegu charakterystyki jest nieco większe w regulatorze czynnym niż w biernym i wynosi $4 \div 6$ dB/oktawę.

Przykład

Obliczyć regulator aktywny o zakresie regulacji ± 20 dB dla częstotliwości 20 Hz oraz 20 kHz.

Wyboru częstotliwości $f_1 \div f_4$ dokonano podobnie, jak poprzednio: $f_1 = 20$ Hz, $f_2 = 500$ Hz, $f_3 = 2$ kHz, $f_4 = 20$ kHz.

Rezystancję potencjometrów R_N i R_W przyjęto 100 kΩ.

Pojemność kondensatorów C_1 i C_2 wyznaczono na podstawie zależności (4.27):

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_N} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^5} = 80 \text{ nF} \quad (4.32)$$

Przyjęto wartość katalogową 82 nF.

Na podstawie zależności (4.28) wyznaczono wartość rezystancji R_1 i R_2 :

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi f_2 C_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 82 \cdot 10^{-9}} = 3,9 \text{ k}\Omega \quad (4.33)$$

Wartość rezystancji R_s wynosi:

$$R_s = 0,3R_W = 30 \text{ k}\Omega \quad (4.34)$$

Wartość rezystancji R_{t1} wynikającej z przekształcenia gwiazda-trójkąt (zależność 4.30) wynosi:

$$R_{t1} = R_1 + R_s + \frac{R_1 R_s}{R_2} = 3,9 + 30 + \frac{3,9 \cdot 30}{3,9} = 64 \text{ k}\Omega \quad (4.35)$$

Uwzględniając zależność (4.31) oraz (4.35) pojemności kondensatorów C_3 i C_4 wynoszą:

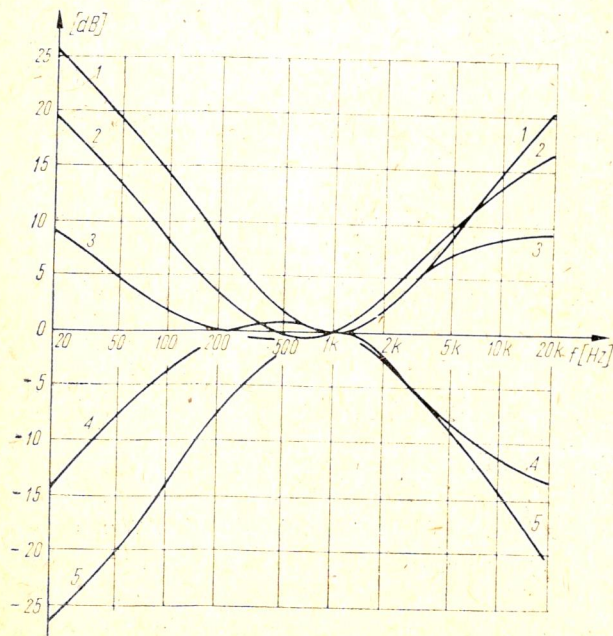
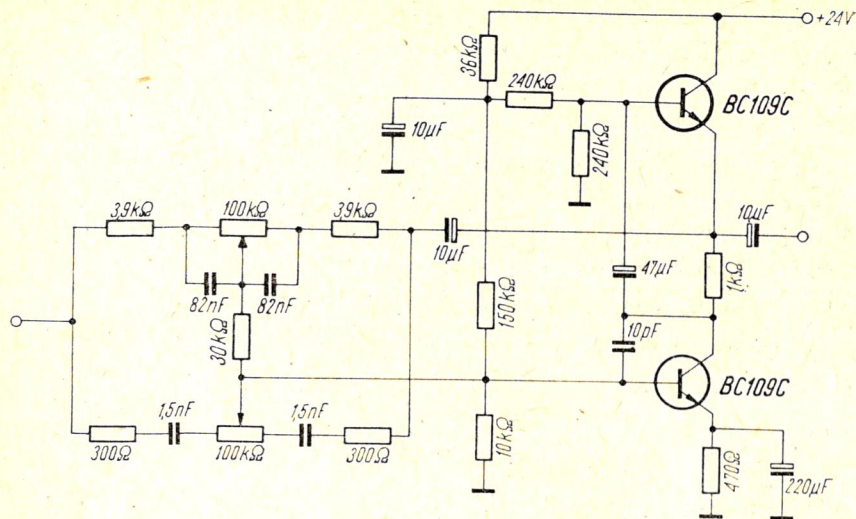
$$C_3 = C_4 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{t1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 64 \cdot 10^3} = 1,24 \text{ nF} \quad (4.36)$$

Przyjęto wartość $C_3 = C_4 = 1,5$ nF.

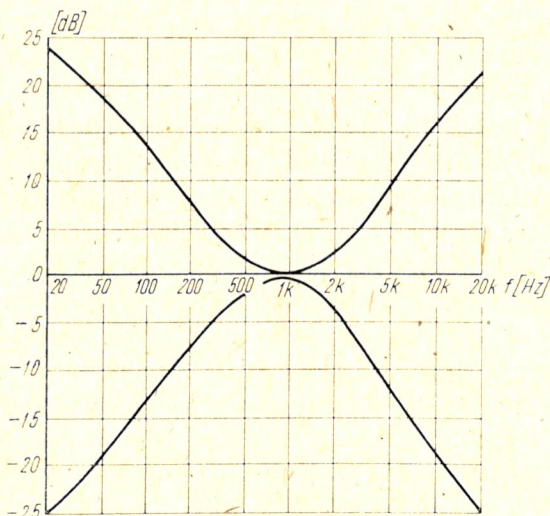
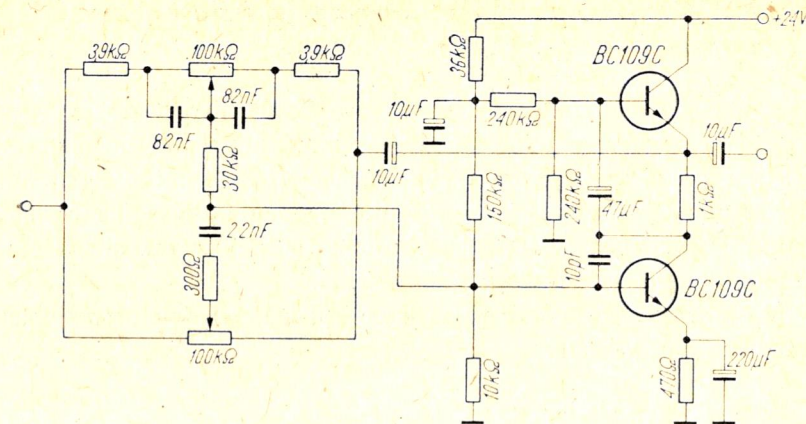
Zastosowano rezystory R_3 i R_4 o wartościach 300 Ω.

Obliczony regulator barwy dźwięku przedstawiono na rys. 4.26. Wzmacniacz zastosowany w układzie ma wzmocnienie napięciowe w otwartej pętli około 1300 V/V.

Układ podobnego typu, ale o nieco innej konstrukcji mostka korekcyjnego, przedstawiono na rys. 4.27.



Rys. 4.26. Aktywny regulator barwy dźwięku i jego charakterystyka częstotliwościowa



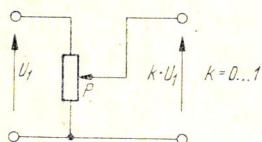
Rys. 4.27. Aktywny regulator barwy dźwięku z mostkiem o nieco innej konstrukcji i jego charakterystyka częstotliwościowa

Cechą charakterystyczną regulatorów aktywnych bazujących na równoległym napięciowym sprzężeniu zwrotnym jest mała impedancja wejściowa, zależna od częstotliwości pobudzenia; jej wartość nie przekracza na ogół $1\text{ k}\Omega$ dla najwyższych częstotliwości pasma akustycznego. Tego typu obciążenie wymaga odpowiedniego układu sterującego zdolnego wymusić bez zniekształceń odpowiednią wartość sygnału.

4.3. Regulacja wzmacnienia i regulacja fizjologiczna (loudness — ang., *contur* — niem.)

Regulacja wzmacnienia, niezbędna w każdym wzmacniaczu, dokonywana jest zwykle za pomocą regulatorów biernych. Zastosowanie regulatorów czynnych jest rzadziej spotykane. W układach o większej mocy często stosowana jest podwójna regulacja wzmacnienia, co umożliwia ich bardziej wszechstronne wykorzystanie. Można wówczas mówić o regulacji poziomu sygnału oraz o właściwej regulacji wzmacnienia.

Najprostszym elementem regulacyjnym będzie oczywiście potencjometr w układzie jak na rys. 4.28.



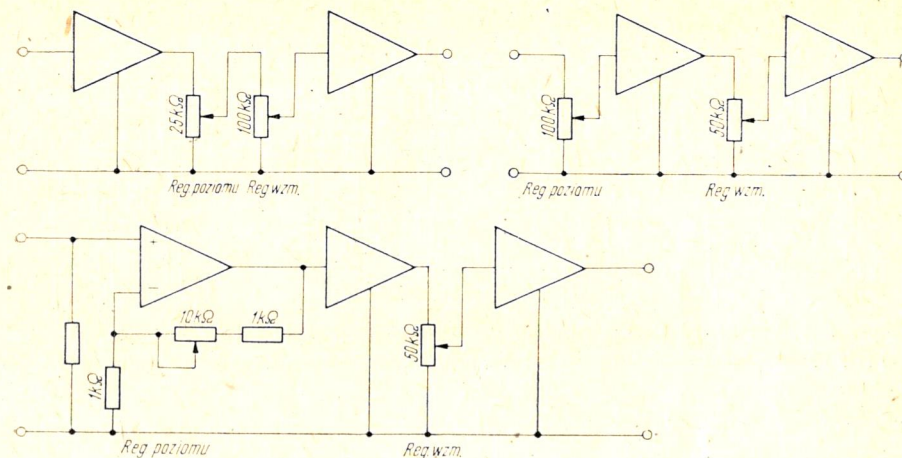
Rys. 4.28. Potencjometryczna regulacja wzmacnienia

W przypadku regulacji poziomu sygnału stosowane są zwykle potencjometry liniowe, dla których współczynnik k jest proporcjonalny do przesunięcia liniowego ślizgacza potencjometru. Natomiast do właściwej regulacji wzmacnienia stosowane są potencjometry logarytmiczne. Nazwa ta związana jest jednak wyłącznie z charakterystyką ucha ludzkiego, gdyż w istocie potencjometry te mają wykładniczy przyrost rezystancji w funkcji przesunięcia ślizgacza potencjometru. Zastosowanie potencjometrów o tego typu charakterystyce powoduje, że wrażenie zwiększenia głośności jest proporcjonalne do kąta obrotu ślizgacza potencjometru lub do przesunięcia liniowego w przypadku potencjometrów suwakowych.

Przykłady układów regulacji wzmacnienia połączonych z regulacją poziomu sygnału przedstawiono na rys. 4.29.

Regulacja fizjologiczna

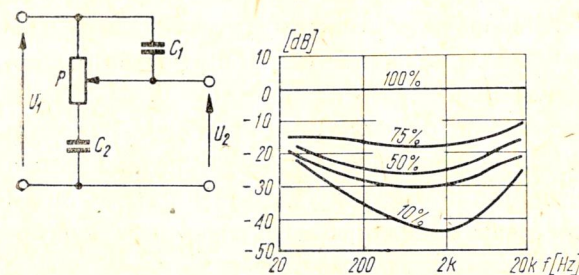
Zastosowanie regulacji fizjologicznej ma na celu kompensację właściwości ucha ludzkiego, polegającej na zmniejszaniu się czułości w zakresie tonów niskich i wysokich wraz ze zmniejszeniem natężenia emitowanych dźwięków. Korekcja polega więc na uwypukleniu częstotliwości dolnego i górnego krańca pasma akustycznego przy przemieszczaniu ślizgacza potencjometru regulacji głośności do zera



Rys. 4.29. Przykłady umieszczenia regulacji poziomu sygnału oraz regulacji wzmacnienia w torze wzmacniacza napięciowego

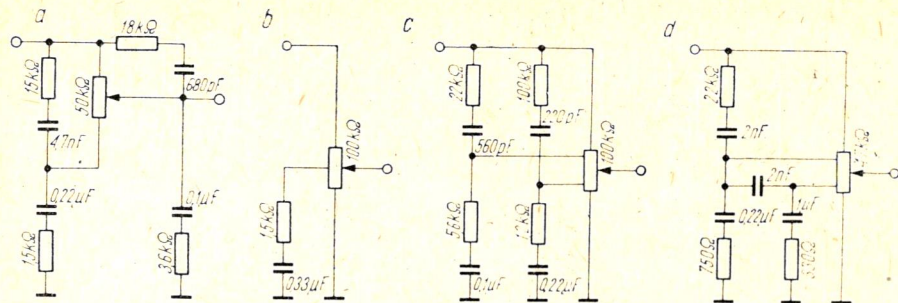
Najprostszy układ tego typu korekcji polega na dodaniu do regulatora głośności dwóch kondensatorów, jak to przedstawiono na rys. 4.30.

Kondensator C_1 uwypukla częstotliwości wielkie przez bocznikowanie części rezystancji potencjometru P , natomiast kondensator C_2 uwypukla częstotliwości małe przez dodawanie swojej reaktancji w szereg z rezystancją potencjometru P . Przez odpowiedni dobór wartości elementów układu wpływ kondensatorów C_1 i C_2 na zakres częstotliwości średnich jest pomijalny. Korekcja działa tym silniej, im niżej znajduje się ślizgacz potencjometru.

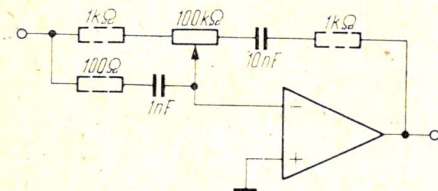


Rys. 4.30. Układ fizjologicznego regulatora głośności oraz przykładowa charakterystyka częstotliwościowa

W celu uzyskania fizjologicznej charakterystyki regulacji stosowane są najczęściej potencjometry z odczepami (rys. 4.31). Przez dołączenie do tych odczepów odpowiednich członów korekcyjnych można uzyskać uzależnienie charakterystyki częstotliwościowej od położenia ślizgacza potencjometru.



Rys. 4.31. Przykłady biernych układów fizjologicznych regulatorów głośności
a) przy wykorzystaniu potencjometru bez odczepu, b, c i d) przy wykorzystaniu potencjometrów z odczepami



Rys. 4.32. Układ fizjologicznego regulatora głośności w układzie aktywnym

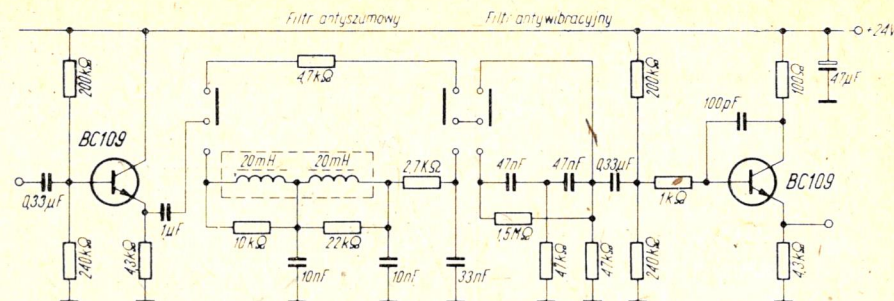
Możliwa jest również realizacja układu aktywnego przez umieszczenie korektora w układzie ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza napięciowego. Układ tego typu przedstawiony został na rys. 4.32.

4.4. Filtr antyszumowy i antywibracyjny

Stosowanie zespołu filtrów ograniczających pasmo częstotliwości przenoszone przez wzmacniacz od góry i od dołu ma na celu eliminację pewnych charakterystycznych zakłóceń, występujących szczególnie przy odtwarzaniu nagrań płytowych lub z taśm magnetycznych.

Filtr antyszumowy jest filtrem dolnoprzepustowym, ograniczającym pasmo częstotliwości do 6 kHz, natomiast filtr antywibracyjny jest filtrem górnoprzepustowym i wytłumia częstotliwości leżące poniżej 100 Hz. Redukcji ulegają w tym przypadku zakłócenia pochodzące od mechanizmów napędowych urządzeń.

Ponieważ częstotliwości graniczne filtrów najlepiej jest dobrać doświadczalnie, w układach bardziej rozbudowanych stosowanych jest kilka zespołów filtrów zarówno antyszumowych, jak i antywibracyjnych, co pozwala na optymalny dobór częstotliwości ograniczających. W celu uzyskania odpowiedniej stromości opadania charakterystyki stosowane są rozbudowane

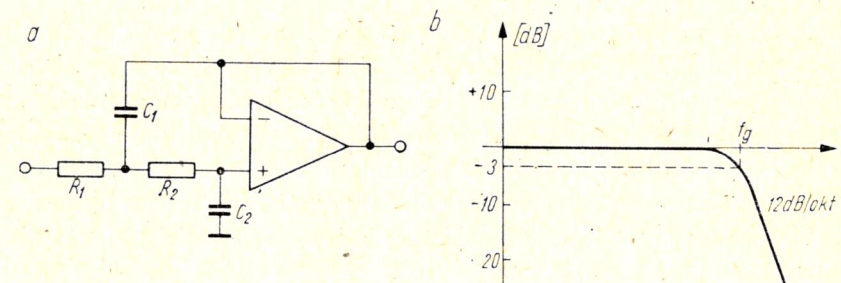


Rys. 4.33. Przykład zastosowania filtrów biernych

ogniwa zarówno RC, jak i LC, a także układy filtrów aktywnych. Przykład filtrów biernych przedstawiony został na rys. 4.33.

Filtry biernie, szczególnie z zastosowaniem indukcyjności, wychodzą powoli z użycia ze względu na brak gotowych fabrycznych podzespołów. Ich miejsce zajmują filtry aktywne. Najczęściej spotykaną formą tego typu filtrów jest człon korekcyjny umieszczony w obwodzie dodatniego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o wzmocnieniu 1 V/V.

Przykłady filtru dolno- i górnoprzepustowego przedstawiono na rys. 4.34. i 4.35. Stromość przebiegu charakterystyki dla tego typu filtrów wynosi do 12 dB/oktawę.

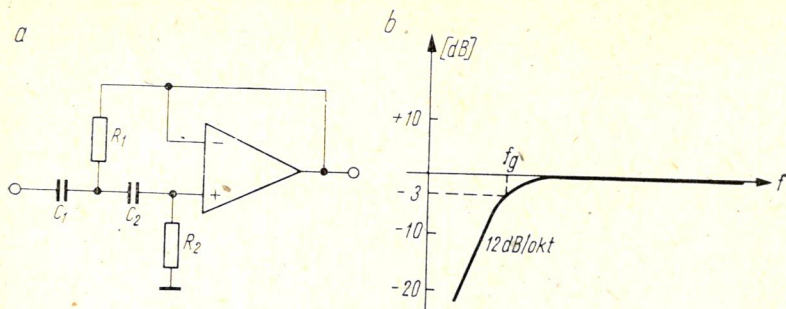


Rys. 4.34. Układ aktywnego filtra dolnoprzepustowego

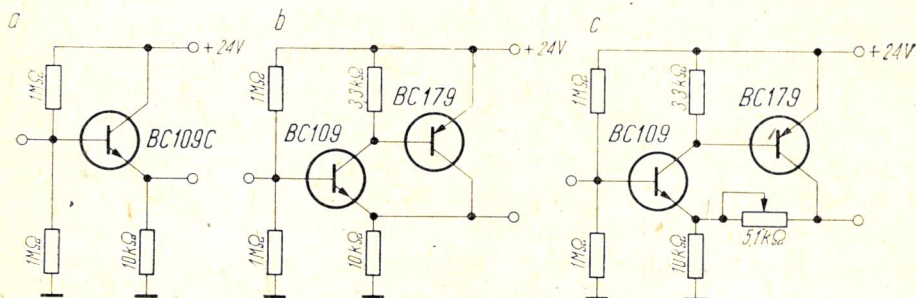
Zależność na częstotliwość graniczną jest dla obu filtrów jednakowa i wynosi:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.37)$$

Jeżeli uzyskiwana stromość przebiegu charakterystyki jest zbyt mała, filtry mogą być łączone kaskadowo. Jako wzmacniacz może być zastosowany jeden



Rys. 4.35. Układ aktywnego filtra górnoprzepustowego



Rys. 4.36. Wzmacniacze przystosowane do pracy w układach filtrów aktywnych

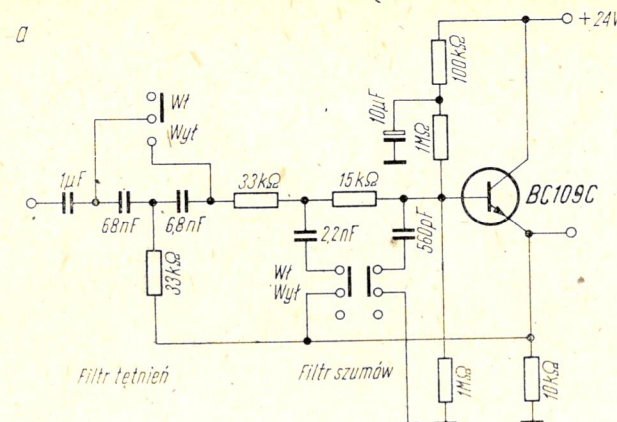
z układów, pokazanych na rys. 4.36. Układy przedstawione na rys. 4.36a i b mają wzmocnienie napięciowe bliskie jedności, natomiast układ z rys. 4.36c umożliwia uzyskanie wzmocnienia > 1 , co zwiększa nieco stromość przebiegu charakterystyki. Wzmocnienie nie może jednak być zbyt duże (zwykle $1 \div 2$ V/V), gdyż mogłoby nastąpić wzbudzenie układu.

W praktycznych układach często oba filtry umieszczone są w obwodzie sprzężenia zwrotnego jednego wzmacniacza, którym najczęściej jest wtórnik emiterowy lub układ z rys. 4.36b.

Układ tego typu przedstawiony został na rys. 4.37.

4.5. Układy zwiększające zrozumiałość audycji słownych (ang. *presence*)

Przy odtwarzaniu audycji słownych za pomocą konwencjonalnych wzmacniaczy elektroakustycznych występuje pogorszenie zrozumiałości mowy na skutek zbyt silnego uwydatnienia częstotliwości z krańców pasma w stosunku do



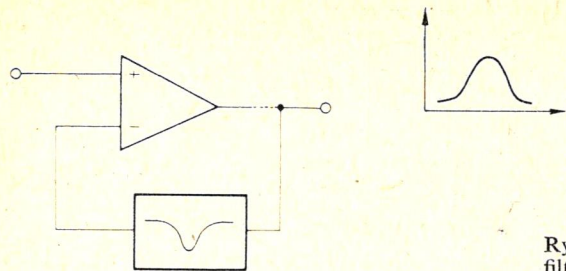
Rys. 4.37. Filtr antyszumowy i antywibracyjny w układzie aktywnym

częstotliwości średnich. Pojawiają się wówczas nienaturalne szelesty i dudnienia [19].

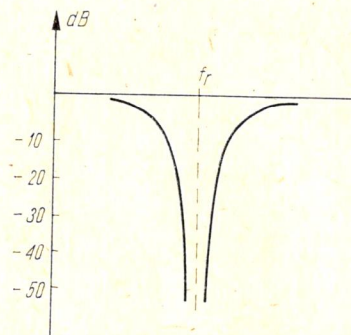
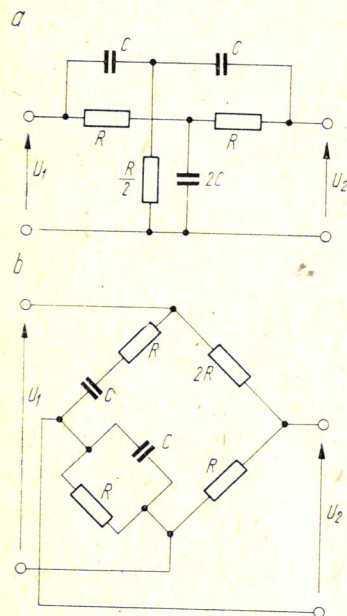
W celu poprawy zrozumiałości mowy należy podnieść o kilka dB wzmocnienie częstotliwości średnich w zakresie od $0,5 \div 5$ kHz, przy czym szczególne znaczenie ma zakres od $3 \div 5$ kHz.

Praktyczne rozwiązanie zagadnienia tego typu sprowadza się do wykonania filtra środkowoprzepustowego o odpowiedniej charakterystyce przenoszenia. Zwykle układ realizowany jest w postaci aktywnej przez umieszczenie biernego filtra środkowozaporowego w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza (rys. 4.38).

Jako filtry środkowozaporowe najczęściej wykorzystywane są układy „podwójne T” oraz mostki Wiena. Oba układy przedstawione zostały na rys. 4.39. Zarówno jeden układ, jak i drugi wnoszą tłumienie dla częstotliwości rezonansowej. Umieszczenie takiego członu w pętli ujemnego sprzężenia



Rys. 4.38. Układ aktywnego filtra środkowoprzepustowego

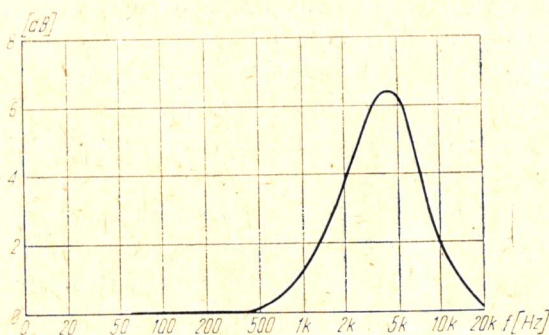
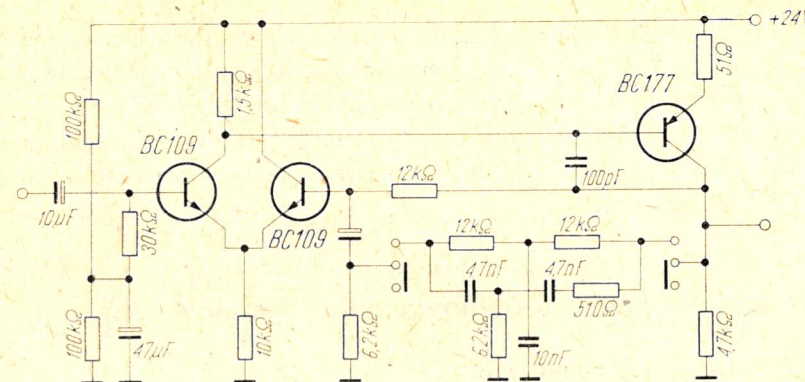


Rys. 4.39. Układy pasywnych filtrów środkowozaporowych
a) układy podwójne T, b) mostek Wienera, c) charakterystyka tłumieniowa

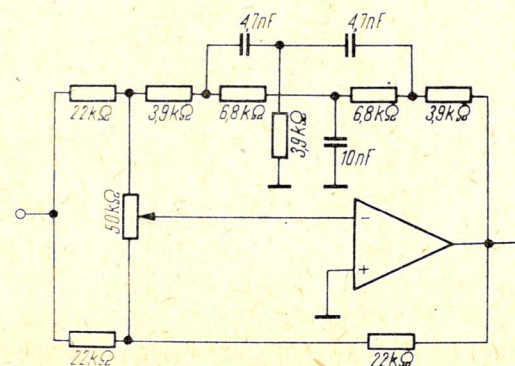
zwrotnego daje w efekcie charakterystykę odwrotną tworząc filtr środkowoprzepustowy. Aby poszerzyć pasmo przenoszone przez filtr, cały układ musi mieć stosunkowo niewielką dobroć. W przypadku elementów jak na rys. 4.39. zależność na częstotliwość rezonansową dla obu układów jest jednakowa i wynosi:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.38)$$

Przykład układu *presence* przedstawiony został na rys. 4.40 wraz z charakterystyką częstotliwościową. W stopniu wejściowym zastosowano



Rys. 4.40. Przykład układu *presence*



Rys. 4.41. Układ *presence* z możliwością regulacji wzmocnienia

układ różnicowy, co pozwala na stosowanie różnych wartości elementów członu korekcyjnego. Regulację wzmocnienia dla częstotliwości rezonansowej można przeprowadzić zmniejszając tłumienie układu selektywnego.

Na rysunku 4.41 przedstawiono natomiast układ z możliwością regulacji wzmocnienia w zakresie od 0÷12 dB. Jako wzmacniacz można stosować układ z rys. 4.40 lub 4.26.

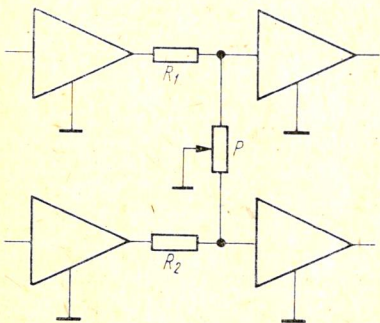
4.6. Układy regulacji równoważenia kanałów (balans)

4.6.1. Równoważenie wzmacnienia

Układy balansu we wzmacniaczach stereofonicznych mają za zadanie regulację wzmocnienia obu kanałów w przypadku, gdy źródło sterujące dostarcza sygnałów o zbyt różniącym się poziomie amplitud.

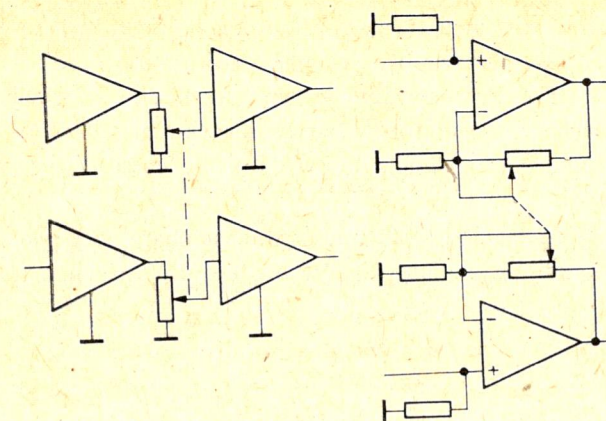
Regulacja balansu jest zbędna w przypadku, gdy wzmacniacz ma oddzielne dla każdego kanału regulatory głośności. Układy praktyczne są w istocie dodatkowymi regulatorami wzmocnienia działającymi przeciwnie, tzn. gdy w jednym kanale wzmocnienie rośnie — w drugim maleje, i na odwrót. W położeniu środkowym wzmocnienia obu kanałów są jednakowe.

Najprostszy sposób równoważenia kanałów przedstawiony jest na rys. 4.42. Zależnie od położenia ślizgacza potencjometru P następuje zwiększenie lub zmniejszanie wzmocnienia, raz w jednym raz w drugim kanale.

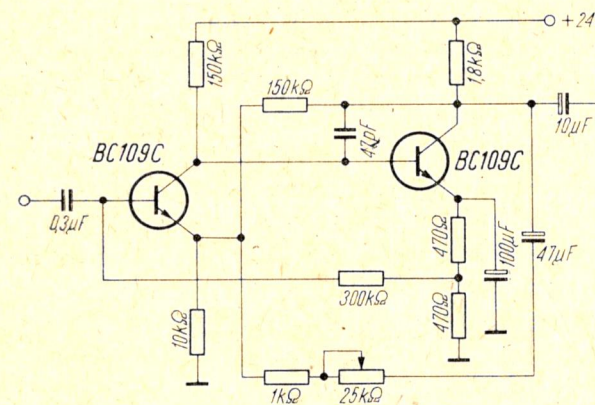


Rys. 4.42. Przykład uzyskania zrównoważenia kanałów

Tego typu układ jakkolwiek prosty i wykorzystujący pojedynczy potencjometr powoduje powstanie przesłuchu między kanałami, co wynika z konstrukcji potencjometru; dlatego w aparaturze wysokiej klasy stosowane są dwa oddzielne potencjometry wzajemnie ze sobą sprzężone. Rozwiązanie takie, przedstawione na rys. 4.43, nie odbiega od zasad podanych na rys. 4.29.



Rys. 4.43. Układy regulacji równoważenia kanałów za pomocą dwóch sprzężonych potencjometrów



Rys. 4.44. Praktyczny układ aktywnego regulatora równoważenia kanałów (jeden kanał)

Należy jedynie zwrócić uwagę na ślizgacze potencjometrów, które poruszają się przeciwbieżnie.

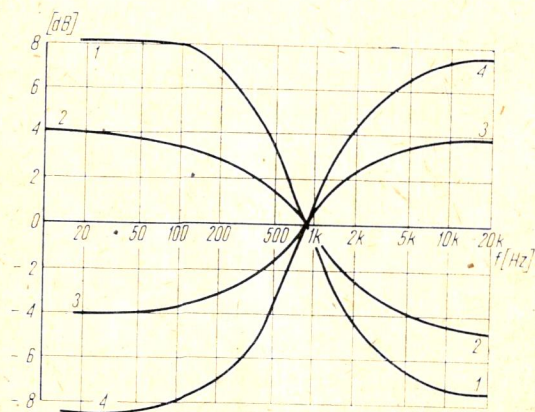
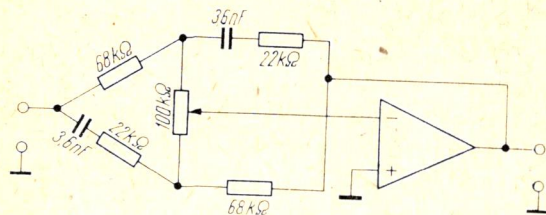
Na rysunku 4.44 przedstawiono natomiast praktyczny układ regulatora balansu w układzie aktywnym. Jest to dwustopniowy wzmacniacz objęty kilkoma pętlami ujemnego sprzężenia zwrotnego, stabilizującymi punkty pracy oraz ustalającymi wzmocnienie napięciowe. W układzie tym nie można uzyskać całkowitego wyciszenia jednego kanału, ale trzykrotna zmiana wzmocnienia jest zwykle wystarczająca.

4.6.2. Równoważenie tonów

Regulatory balansu tonów tylko z nazwy przypominają układy omówione poprzednio, gdyż mogą znaleźć zastosowanie zarówno we wzmacniaczach stereofonicznych, jak i monofonicznych. Tego typu regulacja pozwala na ko-

rekcję charakterystyki częstotliwościowej toru w przypadku, gdy w odtwarzanym utworze są zbyt uwydatnione częstotliwości małe w stosunku do częstotliwości wielkich lub odwrotnie. Zastosowanie w tym przypadku korekcji wyłącznie za pomocą klasycznych regulatorów barwy dźwięku nie daje pożądanego rezultatu, gdyż mają one tendencję do uwydatnienia częstotliwości z krańców obu podzakresów.

Korektor przedstawiony na rys. 4.45 ma natomiast charakterystykę pozwalającą na zwiększanie wzmocnienia sygnałów o częstotliwościach ma-



Rys. 4.45. Układ regulatora równoważenia tonów i przebieg charakterystyki regulacji. Charakterystyki 1÷4 odpowiadają kolejnym położeniom ślizgacza potencjometru.

łych lub wielkich bez istotnej zmiany proporcji między amplitudami sygnału w obu podzakresach pasma akustycznego (począwszy od pewnej częstotliwości wzmocnienie niewiele się zmienia). W układzie zastosowano mostek RC umieszczony w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jako wzmacniacz może być zastosowany jeden z poprzednio omówionych układów, np. z rys. 4.26.

W przypadku wykorzystywania układu w systemie stereofonicznym potencjometry mogą być połączone identycznie i wówczas korektor spełnia

opisane funkcje; mogą być też połączone przeciwnie i wtedy układ zastępuje w pewnym stopniu oddzielną regulację tonów niskich i wysokich w każdym kanale.

4.7. Korektory graficzne (ang. *graphic equalizer*)

Korektory graficzne są to wielokanałowe regulatory charakterystyki częstotliwościowej, łączące w sobie wszystkie cechy rozwiązań poprzednio omówionych. Przy zastosowaniu potencjometrów suwakowych do regulacji wzmocnienia w poszczególnych fragmentach pasma akustycznego, układ połączeń poszczególnych regulatorów odzwierciedla w zarysie przebiegu charakterystyki częstotliwościowej urządzenia — stąd nazwa korektor graficzny.

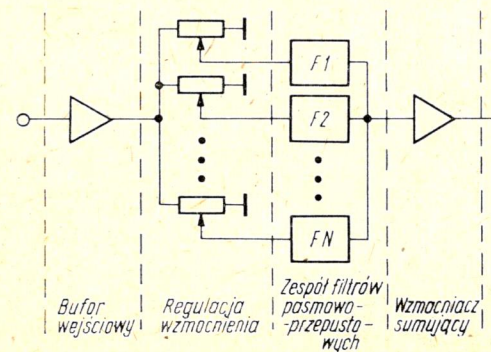
Za pomocą korektora graficznego możliwe jest uwydatnienie lub osłabienie wąskich fragmentów pasma akustycznego, co umożliwia nie tylko wyrównanie charakterystyki częstotliwościowej toru, ale także kompensację akustyki pomieszczenia.

W torze elektroakustycznym korektor graficzny umiejscowiony jest pomiędzy przedwzmacniaczem a wzmacniaczem mocy.

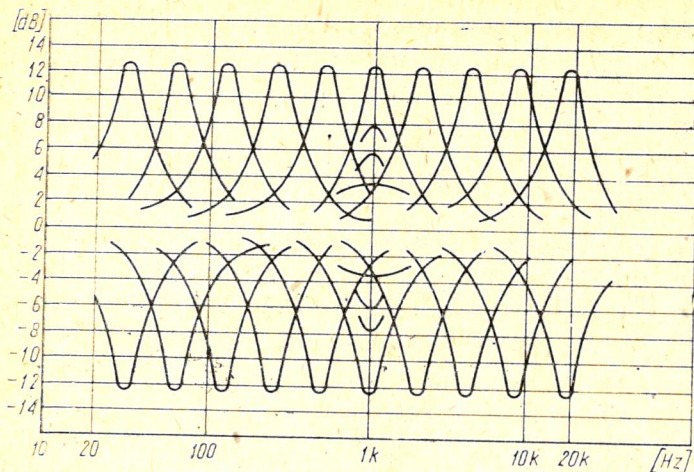
Urządzenia te dotychczas stosowane wyłącznie w technice studyjnej rozpowszechniają się coraz bardziej w sprzęcie powszechnego użytku, głównie w tzw. zestawach.

Rozwiązanie układowe korektora oparte jest na zespole filtrów pasmowo-przepustowych o regulowanym wzmocnieniu napięciowym, z których sygnały są następnie sumowane. Zastosowanie w każdym z filtrów niezależnej regulacji wzmocnienia pozwala na dowolne kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej w obrębie działania danego filtru.

Schemat blokowy korektora graficznego przedstawiony jest na rys. 4.46, a przykładowa charakterystyka regulacji na rys. 4.47.



Rys. 4.46. Schemat blokowy korektora graficznego



Rys. 4.47. Przykładowa charakterystyka regulacji korektora graficznego

W układach prostych stosowanych jest kilka filtrów, w bardziej rozbudowanych – kilkanaście, a nawet kilkadziesiąt.

Przykładowe częstotliwości środkowe poszczególnych filtrów dla korektorów 5-, 10- i 20-kanalowych są następujące:

korektor 5-kanalowy – 50, 200, 800 Hz; 3,2, 12,8 kHz,

korektor 10-kanalowy – 31,2, 62,5, 125, 250, 500 Hz; 1, 2, 4, 8, 16 kHz,

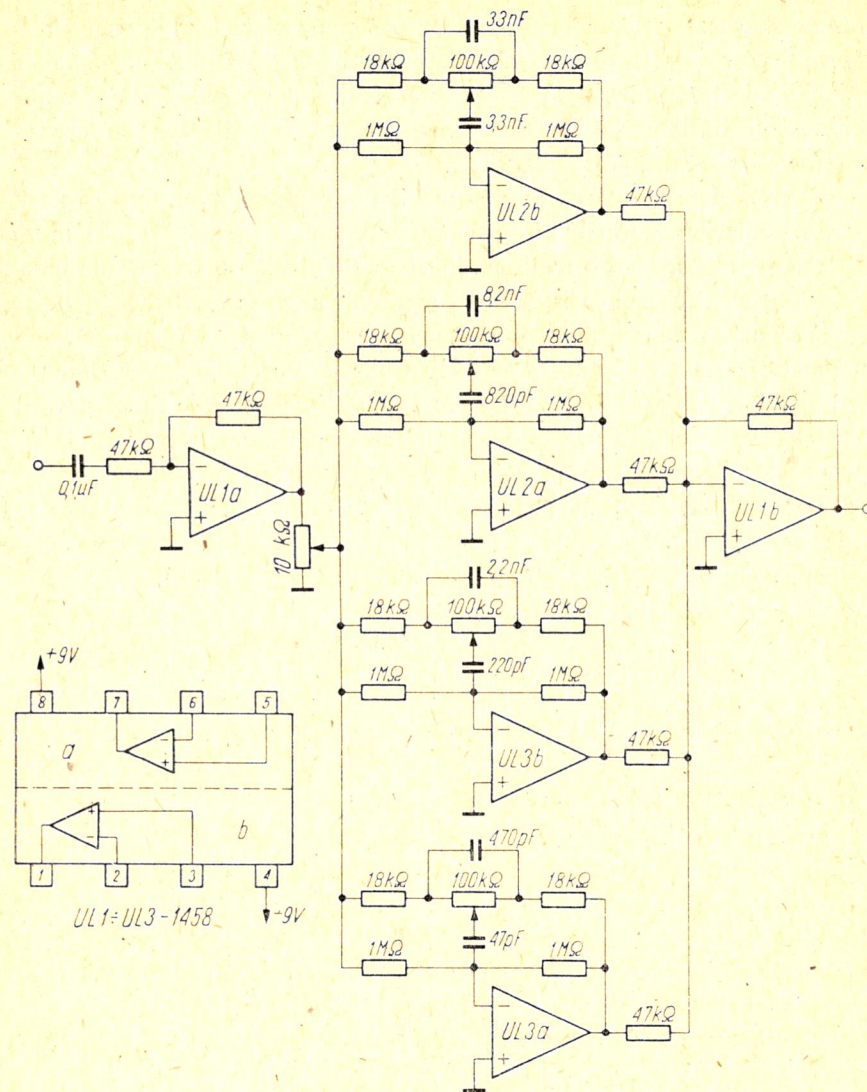
korektor 20-kanalowy – 28, 41, 56, 79, 112, 160, 225, 320, 456, 640, 900 Hz; 1,28, 1,8, 2,25, 3,6, 5,1, 7,2, 10,2, 14,4, 20,5 kHz.

W przypadku pierwszym nastąpił podział pasma akustycznego na kanały dwuoktawowe, tzn. jeden filtr przypada na dwie oktawy. W drugim przypadku jeden filtr przypada na jedną oktawę, w trzecim na jedną oktawę przypadają dwa filtry.

Przykład realizacji prostego czterokanałowego korektora graficznego przedstawiono na rys. 4.48. Częstotliwości środkowe filtrów ustalono następująco: 125 Hz, 500 Hz, 2 kHz i 8 kHz. Zakres regulacji wzmacnienia wynosi ± 8 dB w każdym kanale.

Opis układu

W stopniu wejściowym pracuje wzmacniacz o wzmacnieniu napięciowym równym jedności. Bezpośrednio za wzmacniaczem umieszczony został potencjometr $10\text{ k}\Omega$ służący do regulacji poziomu wysterowania dla wszystkich kanałów. Sygnał ze ślizgacza potencjometru podany jest następnie do zespołu filtrów pasmowych, stanowiących część selektywną urządzenia.



Rys. 4.48. Przykład rozwiązania czterokanałowego korektora graficznego

W układzie zastosowano zespół czterech filtrów pasmowych w wersji aktywnej.

Elementem selektywnym jest układ mostkowy RC włączony w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Układ tego typu jest zbliżony do opisanego w rozdziale 4.2.2 aktywnego regulatora barwy dźwięku. W lewym skrajnym

położeniu ślizgacza potencjometru 100 kΩ następuje maksymalne wzmocnienie przebiegów o częstotliwościach znajdujących się w pasmie przenoszenia filtru, natomiast w prawym skrajnym położeniu — maksymalne tłumienie. W położeniu środkowym ślizgacza potencjometru charakterystyka częstotliwościowa jest zbliżona do płaskiej.

Po rozdzieleniu na cztery kanały sygnał jest następnie sumowany we wzmacniaczu pracującym w stopniu końcowym urządzenia. Duża liczba oddzielnych wzmacniaczy, niezbędna do realizacji korektora, skłania do stosowania układów scalonych. Szczególnie korzystne są w tym przypadku elementy, które w jednej obudowie zawierają po dwa wzmacniacze operacyjne. W przedstawionym układzie można zastosować wzmacniacze będące odpowiednikami uA741 (krajowy odpowiednik ULY7741) lub w wersji podwójnej $\mu A747$.

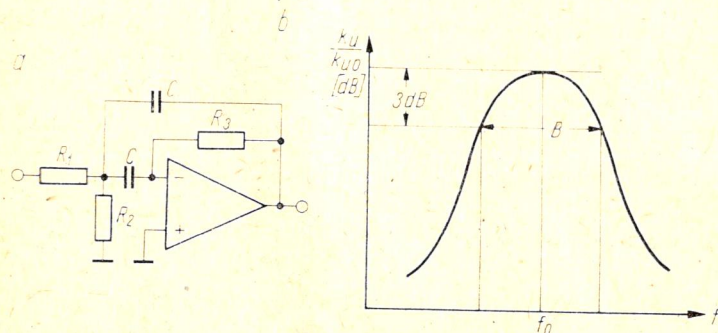
Do realizacji filtrów pasmowych stosowane są najczęściej układy aktywne z tzw. „podwójnym sprzężeniem zwrotnym”. Przykład filtru tego typu przedstawiony został na rys. 4.49. Wzmocnienie układu dla częstotliwości środkowej wynosi w przybliżeniu R_3/R_1 i w małym stopniu zależy od wartości rezystancji R_2 . Zmiana wartości tej rezystancji ma natomiast wpływ na częstotliwość środkową filtru.

Elementy filtru można wyznaczyć z następujących zależności:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi B k_u C} \quad (4.39)$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C \left(\frac{2f_0^2}{B} - B k_u \right)} \quad (4.40)$$

$$R_3 = \frac{1}{B\pi C} \quad (4.41)$$



Rys. 4.49. Zasada realizacji aktywnego filtru pasmowego z podwójną pętlą sprzężenia zwrotnego wraz z charakterystyką tego filtru

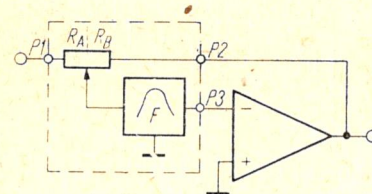
gdzie:

f_0 — częstotliwość środkowa filtru,

B — 3-decybelowa szerokość pasma,

k_u — wzmocnienie napięciowe dla częstotliwości środkowej.

Koncepcja układu korektora graficznego z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, zaprojektowanego przy wykorzystaniu omówionego filtru pasmowego, przedstawiona została na rys. 4.50. Dla częstotliwości środkowej układ można



Rys. 4.50. Zasada realizacji korektora graficznego z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego

traktować jak dwa kaskadowo połączone wzmacniacze objęte pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wzmocnienie napięciowe dla tego przypadku może więc być opisane zależnością (2.6). Będzie ono wprost proporcjonalne do stosunku podziału potencjometru:

$$k_u = \frac{R_B}{R_A} \quad (4.42)$$

Takie rozwiązanie umożliwia zarówno wzmacnianie, jak i osłabianie sygnałów w pasmie przenoszenia filtru.

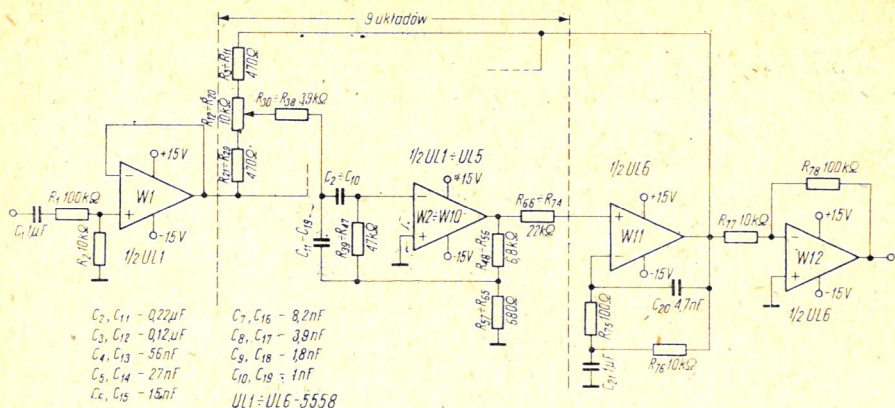
Ponieważ wzmacniacz główny może pracować również jako sumator sygnałów, możliwe jest dołączenie większej liczby niezależnych członów selektywnych do punktów $P1 \div P3$, co w rezultacie pozwoli na pokrycie pełnego pasma akustycznego.

Przy realizacji praktycznej korektora należy uwzględnić odwracanie fazy sygnału przez filtr pokazany na rys. 4.49. Wzmacniacz główny musi więc być układem nieodwracającym fazę sygnału, gdyż w przeciwnym przypadku powstałaby pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego.

Przykład rozwiązania 9-kanałowego układu korektora przedstawiono na rys. 4.51.

Podstawowe parametry korektora są następujące:

Napięcie zasilania	— ± 15 V
Częstotliwości środkowe filtrów	— 50, 100, 200, 400, 800 Hz; 1,6, 3,2, 6,4, 12,8 kHz
h	— 0,05 %



Rys. 4.51. Przykład rozwiązania 9-kanalowego korektora graficznego

Zakres regulacji	— ± 12 dB
Pasmo przenoszenia	20 Hz ÷ 20 kHz (± 3 dB)
Sygnał/zakłócenia	— 65 dB

Opis układu

Sygnał wejściowy podany jest poprzez dzielnik rezystancyjny na wejście wzmacniacza operacyjnego $W1$ pracującego w układzie wtórnika. Zastosowanie wtórnika umożliwia prawidłoweysterowanie części selektywnej układu o niewielkiej impedancji wejściowej. Część selektywna układu zawiera 9 aktywnych filtrów pasmowych zbudowanych przy wykorzystaniu wzmacniaczy operacyjnych ($W2 \div W10$). Zastosowanie zespołu potencjometrów umożliwia regulację wzmocnienia w każdym kanale zgodnie z koncepcją przedstawioną na rys. 4.50. Sygnały z filtrów aktywnych doprowadzane są następnie do wzmacniacza sumującego $W11$. Stopniem końcowym jest wzmacniacz $W12$ o wzmocnieniu 10 V/V.

Podobnie jak w układzie poprzednim, w układzie z rys. 4.51 zastosowano podwójne wzmacniacze operacyjne.