

R. M. MALININ

621.396,64

# WZMACNIACZE MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

z rosyjskiego tłumaczył  
A. BANASZKIEWICZ



WARSZAWA 1957

---

WYDAWNICTWA KOMUNIKACYJNE

tłumaczył inż. A. Banaszkiewicz  
„USILITIELI NISKOJ CZASTOTY”

Książka wyjaśnia ogólne zasady działania wzmacniaczy małej częstotliwości i podaje niektóre układy najczęściej spotykane w praktyce oraz pracujące w różnych warunkach. W pracy tej zamieszczone są również metody określenia wskaźników jakościowych wzmacniaczy i elementarne sposoby ich projektowania. Książka przeznaczona jest dla radioamatorów, którzy samodzielnie budują wzmacniacze małej częstotliwości oraz odbiorniki radiowe.

OPINIODAWCA

doc. I. Grabowski

REDAKTOR NAUKOWY WK

inż. Leonard Niemcewicz

REDAKTOR TECHNICZNY

Marian Kopiś

KOREKTOR

Irena Jankowska

WYDAWNICTWA KOMUNIKACYJNE, WARSZAWA 1957

Wydanie pierwsze	Oddano do składania 20.9.56
Nakład 5000 + 120 egz.	Podpisano do druku 25.II.57
Ark. wyd. 10 druk. 10 $\frac{1}{2}$ w tym 1 wklejka	Druk ukończono w lutym 1957
Papier druk. sat. kl. V, 70 g, z Miynowa	Cena zł 11,50
Zamówienie TT/619/57	B-73

Drukarnia Akcyd., W-wa, Tamka 3. Nr zam. 1706/56.

## SPIS TREŚCI

	Str.
1. Zastosowanie wzmacniaczy małej częstotliwości . . . . .	3
2. Wzmocnienie i moc wyjściowa . . . . .	7
3. Charakterystyka częstotliwościowa . . . . .	18
4. Zniekształcenia nieliniowe . . . . .	25
5. Zasady wzmacniania za pomocą lamp elektronowych . . . . .	30
6. Stopień końcowy . . . . .	44
7. Oporowe stopnie wzmocnienia wstępnego . . . . .	68
8. Stopień wzmocnienia wstępnego z dławikiem . . . . .	79
9. Stopnie wzmocnienia wstępnego z transformatorami . . . . .	81
10. Stopnie przeciwsołne . . . . .	86
11. Stopień odwracający fazę . . . . .	105
12. Ujemne sprzężenie zwrotne . . . . .	112
13. Korekcja charakterystyk częstotliwościowych wzmacniaczy m. cz. . . . .	132
14. Regulacje we wzmacniaczach m. cz. . . . .	137
15. Wzmacniacze dwukanałowe . . . . .	149
16. Przydźwięk sieci i wzbułżanie się wzmacniaczy . . . . .	153

## 1. ZASTOSOWANIE WZMACNIACZY MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

**Drgania małej częstotliwości.** Drganiami akustycznymi lub drganiami częstotliwości akustycznej nazywamy drgania o częstotliwości od  $20 \div 30$  do  $16\,000 \div 20\,000$  Hz. Do drgań elektrycznych akustycznej lub małej częstotliwości należą zmienne napięcia i prądy, których wartości zmieniają się okresowo w takt tych właśnie częstotliwości. Drgania te mogą być zamienione za pomocą słuchawki telefonicznej lub głośnika w drgania akustyczne powietrza o tych samych częstotliwościach i odbierane przez ucho jako dźwięk.

Przy nadawaniu programu radiowego drgania akustyczne wytwarzane głosem mówiącego lub instrumentami muzycznymi zostają przekształcone przez mikrofon w drgania elektryczne małej częstotliwości. Drgania te fale radiowe przenoszą do odbiornika radiowego, w którym następuje ich przemiana w drgania elektryczne małej częstotliwości, przekształcone następnie przez słuchawkę telefoniczną lub głośnik w drgania dźwiękowe.

**Wzmacniacz małej częstotliwości.** Wzmacniaczem małej częstotliwości nazywamy urządzenie, w którym korzystając z energii elektrycznej baterii, prostownika lub innego źródła prądu zasilającego wzmacniacz otrzymujemy ze stosunkowo słabych drgań elektrycznych małej (akustycznej) częstotliwości znacznie silniejsze drgania o tej samej częstotliwości. Wzmocnienie dokonuje się zwykle za pomocą lamp elektronowych — triod, pentod i tetrod strumieniowych.

Wzmacniacze małej częstotliwości mają w chwili obecnej bardzo szerokie zastosowanie. Są one niezbędne np.: w odbiornikach radiowych, w urządzeniach studia radiowego (skład nadawany jest program), w radiofonicznych stacjach nadawczych, w radiowę-

złach, do wzmocnienia przemówień wygłaszanych przed dużą liczbą słuchaczy, w kinie dźwiękowym, w międzymiastowych stacjach telefonicznych, na stanowiskach dyspeczerskich w transporcie i w zakładach przemysłowych oraz w wielu innych dziedzinach gospodarki narodowej.

**Wzmacniacze m. cz. \*) w odbiornikach radiowych.** Drgania elektryczne m. cz. otrzymywane z detektora w odbiorniku są za słabe, aby mogły uruchomić głośnik. Dlatego napięcie m. cz. musi być przed doprowadzeniem do głośnika poddane wzmocnieniu we wzmacniaczu m. cz.

Liczne odbiorniki radiowe są zbudowane w ten sposób, że ich wzmacniacze m. cz. mogą służyć do odtwarzania przez głośnik za pomocą adaptera zapisu płyt gramofonowych.

**Wzmacniacze m. cz. w amplifikatorniach i radiostacjach.** Słabe drgania elektryczne m. cz., wytworzone przez mikrofon zainstalowany w studio radiowym lub innym miejscu, skąd nadawany jest program radiowy, są doprowadzane do wzmacniacza m. cz. We wzmacniaczu tym drgania zostają wzmocnione i przewodami linii przesyłowej kierowane do radiostacji nadawczej, gdzie znajduje się wzmacniacz m. cz., który ponownie wzmacnia otrzymane drgania i przekazuje je do nadajnika.

**Radiowęzłowe wzmacniacze m. cz.** Sygnały pochodzące ze stacji radiofonicznej, odebrane przez radiowęzeł i wzmocnione wstępnie w jego odbiorniku, przechodzą do specjalnego wzmacniacza m. cz., który zwiększa moc odebranych drgań do wartości zapewniającej normalną głośność w punktach abonenckich, połączonych przewodami ze wzmacniaczem radiowęzła.

Gdy radiowęzeł nadaje program lokalny, wówczas drgania m. cz. z mikrofonu, adaptera gramofonowego lub magnetofonu są doprowadzane do tego samego wzmacniacza, a następnie wzmacniane i rozdzielane do punktów abonenckich w taki sam sposób, jak przy retransmisji programu radiofonicznego.

Układy dyspeczerskie z zastosowaniem wzmacniaczy m. cz. i głośników są podobne do układów stosowanych w radiowęzłach przy nadawaniu programu lokalnego.

---

\*) W dalszym ciągu zamiast słów „małej częstotliwości” będzie użyty skrót „m. cz.”

Układ wykorzystujący wzmacniacz m. cz. w celu wzmocnienia przemówień jest prawie taki sam, jak układ przy nadawaniu programu lokalnego w radiowęźle, z tą tylko różnicą, że mikrofon zainstalowany jest w tym samym pomieszczeniu (sali, widowni) lub na tym samym placu (stadionie itp.), co i głośniki. W tych przypadkach stosuje się głośniki o większej mocy.

Pierwsze urządzenia głośnikowe były wprowadzone już w początkowych latach władzy radzieckiej w kazańskiej placówce radioinformacyjnej.

**Wzmacniacze dla dalekosiężnych połączeń telefonicznych.** Współczesna łączność telefoniczna na dalekie odległości jest nie do pomyślenia bez stosowania wzmacniaczy m. cz. Przesyłane po liniach długich drgania m. cz., wytworzone przez mikrofon aparatu telefonicznego, doznają osłabienia do tego stopnia, że stają się niesłyszalne w słuchawce telefonicznej włączonej na drugim końcu linii. Włączenie w telefoniczne linie międzymiastowe tzw. telefonicznych stacji wzmacniakowych, których zasadniczymi częściami są wzmacniacze m. cz., umożliwia zrealizowanie niezawodnego połączenia telefonicznego między miastami i innymi punktami pozamiejskimi, odległymi jeden od drugiego o tysiące kilometrów.

**Wzmacniacze m. cz. dla zapisu dźwięku.** Przy zapisie dźwięku drgania z mikrofonu lub odbiornika zostają wzmocnione przez wzmacniacz m. cz. i doprowadzone do głowicy zapisującej magnetofonu lub do rekordera (w przypadku zapisu na płycie). Głowica zapisująca magnesuje przesuwającą się taśmę z naniesionymi cząsteczkami żelaza, a rekorder żłobi na powierzchni płyty spiralny rowek.

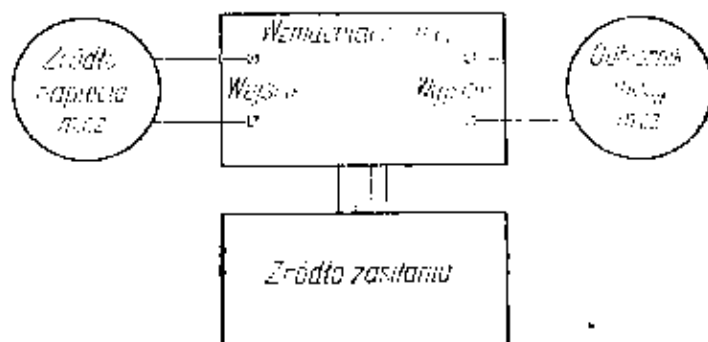
Rowek ten jest obrazem drgań elektrycznych doprowadzonych do rekordera.

Podczas odtwarzania magnetycznego zapisu dźwięku taśma przechodzi przez głowicę odtwarzającą, w której indukuje słabe drgania elektryczne m. cz. Podczas odtwarzania zapisu z płyty (np. płyty gramofonowej) igła adaptera przesuwana się po rowku płyty i adapter wytwarza słabe drgania m. cz. W obydwu tych przypadkach drgania po wzmocnieniu są odtwarzane przez głośnik.

W kinie dźwiękowym strumień światła wychodzący ze źródła światła przechodzi poprzecz ścieżkę dźwiękową na taśmie filmowej przesuwającej się w aparacie. W wyniku tego promień świetlny jest zmodulowany częstotliwością dźwięku zapisanego na taśmie i padając na fotokomórkę przetwarza się w drgania elektryczne m. cz. Aby można było otrzymać normalną siłę głosu głośników na sali kina, drgania te zostają wzmocnione przez wzmacniacz m. cz.

## 2. WZMOCNIENIE I MOC WYJŚCIOWA

**Wejście i wyjście wzmacniacza.** Wzmacniacz można rozpatrywać od strony wejścia jako odbiornik odpowiednio małej energii, otrzymywanej od źródła napięcia wejściowego, tzn. jako obciążenie tego źródła, natomiast od strony wyjścia jako źródło większej energii, którą wzmacniacz oddaje do obciążenia na wyjściu (rys. 1). Warunkiem koniecznym otrzymania energii na wyjściu wzmacniacza jest dostarczenie energii na jego wejście. Widzimy więc, że wzmacniacz jest źródłem energii o obcym wzbudzeniu.



Rys. 1. Schemat blokowy połączeń wzmacniacza m. cz.

### **Oporność wejściowa.**

Dla prądu zmiennego m. cz., który płynie ze źródła napięcia wejściowego do wzmacniacza, wzmacniacz ten przedstawia pewną oporność (między zaciskami lub gniazdkami wejściowymi wzmacniacza). Oporność ta nosi nazwę oporności wejściowej wzmacniacza.

Oporność wejściowa wzmacniacza zależy od częstotliwości napięcia sygnału doprowadzonego do wejścia wzmacniacza. Wynika to stąd, że w obwodach wejściowych każdego wzmacniacza znajdują się z reguły oporności biernie, których wartość zależy od częstotliwości prądu zmiennego. W danych dokumentacyjnych wzmacniacza jest wymieniona średnia oporność wejściowa w omach dla całego zakresu wzmacnianych częstotliwości. Do tej wartości dodaje się zwykle jeszcze wartość dopuszczalnej odchyłki (w procentach) wartości oporności wejściowej przy różnych częstotliwościach.



Oczywiście, że od wartości oporności wejściowej wzmacniacza m. cz. zależy prąd, który płynie przez wzmacniacz ze źródła napięcia wejściowego, a więc i moc oddana przez źródło.

Wartość oporności wejściowej wzmacniacza m. cz. powinna być równa oporności wewnętrznej źródła napięcia wejściowego. Często stawia się warunek, aby oporność wejściowa wzmacniacza m. cz. była dostatecznie duża, rzędu megaoma lub jego dziesiątych części. Jest to konieczne zwłaszcza wówczas, gdy źródło napięcia wejściowego wzmacniacza m. cz. stanowi detektor diodowy lub adapter piezoelektryczny.

Zarówno detektor, jak i adapter mają znaczne oporności wewnętrzne. Dlatego oporność wejściowa wzmacniacza powinna być także duża.

**Oporność wyjściowa wzmacniacza.** Rozpatrując wzmacniacz m. cz. od strony jego wyjścia, to jest jako źródło energii drgań m. cz., można wprowadzić pojęcie oporności wejściowej wzmacniacza, która jest analogiczna do oporności wewnętrznej źródła energii elektrycznej. Wartość oporności wyjściowej może być różna dla różnych częstotliwości.

**Moc wyjściowa i napięcie wejściowe.** Zwykłym źródłem energii elektrycznej, używanym w elektrotechnice, stawia się zazwyczaj wymaganie, aby wytwarzane przez nie napięcia miały w miarę możliwości wartości stałe. Inaczej zachowują się źródła napięcia wejściowego wzmacniaczy m. cz. Wytwarzane przez nie napięcia zmieniają nieustannie amplitudę oraz częstotliwość. Przy nadawaniu cichej rozmowy lub cichej gry instrumentów muzycznych otrzymuje się niższe napięcie wejściowe niż np. przy okrzykach i głośnej grze orkiestry.

Odpowiednio do tego na wyjściu wzmacniacza otrzymuje się w różnych momentach rozmaite moce drgań elektrycznych m. cz. Pozwala nam to przy odbiorze przyjmować jedne dźwięki jako bardziej silne, a inne jako słabsze.

Wzmacniacze m. cz. przyjęto charakteryzować przez: 1) nominalną moc wyjściową, tj. największą moc, jaką można otrzymać na wyjściu wzmacniacza przy najsilniejszym sygnale, 2) nominalne napięcie wejściowe jako napięcie m. cz., które należy do-

przewodzą do wejścia wzmacniacza w tym celu, aby zapewnić uzyskanie nominalnej mocy wyjściowej.

Dla skrócenia zwykle pisze się i mówi „moc wyjściowa” i „napiecie wyjściowe”, mając przy tym na myśli ich wartości nominalne. Przy odbiorze radiofonicznym napięcia i moce są przez większą część czasu mniejsze od nominalnych wartości i osiągają je tylko w odpowiednio krótkich okresach czasu.

W niektórych przypadkach podaje się także napięcie wyjściowe, przez które rozumiemy takie napięcie na wyjściu wzmacniacza, które jest otrzymywane przy normalnej mocy wyjściowej.

Do wejścia wzmacniacza nie należy doprowadzać napięcia większego niż to, które jest wskazane w jego danych technicznych (względnie jest określone przez obliczenie), czyli nie należy „przeciążać wejścia wzmacniacza”, ponieważ w tych warunkach audycja na wyjściu wzmacniacza będzie zniekształcona.

**Optymalna oporność obciążenia.** Uzyskanie na wyjściu wzmacniacza największej mocy zależy od jego oporności wyjściowej, tzw. optymalnego oporu obciążenia. Jeśli wartość oporu obciążenia zmieni się w kierunku zwiększenia jej lub zmniejszenia względem wartości optymalnej, to wówczas moc oddawana przez wzmacniacz może się zmniejszyć.

Przy sprawdzaniu wzmacniacza w wytwórni wykreśla się jego charakterystykę obciążenia, przedstawiającą zależność mocy, jaką wzmacniacz może dać na wyjściu, od wartości oporu obciążenia. Dla wykreślenia takiej charakterystyki załącza się na wyjście wzmacniacza opornik regulowany zwykle bez indukcyjności i pojemności, a na wejście wzmacniacza doprowadza się napięcie z generatora m. cz. o określonej częstotliwości akustycznej (zwykle 400, 800 lub 1000 Hz); w czasie pomiarów zachowuje się przy tym stałą amplitudę. Podczas wykreślenia charakterystyki zmienia się wartość oporu i dlatego po każdej takiej zmianie przeprowadza się pomiar mocy wydzielanej na oporze. Na podstawie uzyskanych wyników kreśli się krzywą, która przedstawia właśnie charakterystykę obciążenia danego wzmacniacza.

Jak wspomniano uprzednio, doprowadzone do wejścia wzmacniacza zbyt wysokie napięcie prowadzi do przeciążenia wejścia wzmacniacza. Jeśli natomiast obciążenie będzie miało oporność

mniejszą od optymalnej, to nastąpi przeciążenie wyjścia wzmacniacza, przy którym zmniejsza się napięcie wyjściowe i moc oddawana przez wzmacniacz.

**Odłączenie obciążenia.** Osobny przypadek stanowi odłączenie obciążenia od wzmacniacza. Przypadek ten jest analogiczny do stanu jałowego źródła prądu elektrycznego. Wzmacniacz nie oddaje przy tym na wyjściu żadnej mocy, a jednocześnie napięcie na jego wyjściu wzrasta w mniejszym lub większym stopniu w porównaniu z normalnym napięciem wzmacniacza obciążonego.

**Współczynnik wzmocnienia.** Wzmacniacz można scharakteryzować również za pomocą współczynnika wzmocnienia (w skrócie zwanego wzmocnieniem), który określa, ile razy większe jest napięcie lub moc na wyjściu wzmacniacza od napięcia lub mocy na jego wejściu. Rozróżnia się odpowiednio wzmocnienie (współczynnik wzmocnienia) napięcia i wzmocnienie (współczynnik wzmocnienia) mocy \*). Jeśli pomnożymy napięcie lub moc na wejściu wzmacniacza przez jego współczynnik wzmocnienia, to otrzymamy napięcie lub moc na wyjściu wzmacniacza.

Oczywiście, że im mniejszego napięcia lub mniejszej mocy dostarcza źródło napięcia wejściowego i im większe napięcie i większą moc użyteczną trzeba dostarczyć do odbiornika (lub odbiorników) na wyjściu, tym większy powinien być współczynnik wzmocnienia.

Jak przekonamy się dalej, wzmacniacz wzmacnia niezupełnie jednakowo napięcie i moc różnych częstotliwości, to znaczy przy różnych częstotliwościach otrzymuje się różne współczynniki wzmocnienia. Dlatego do danych nominalnych dołącza się zwykle współczynniki wzmocnienia i wskazuje jednocześnie, przy jakich częstotliwościach one występują (zwykle 400, 800 lub 1 000 Hz).

**Decybele.** W technice wzmocnienia małej częstotliwości szerokie zastosowanie znalazł sposób oceniania wzmocnienia, a także i osłabienia w specjalnych jednostkach — decybelach.

W celu lepszego objaśnienia tego sposobu miary przypomnimy sobie niektóre wiadomości o dźwięku.

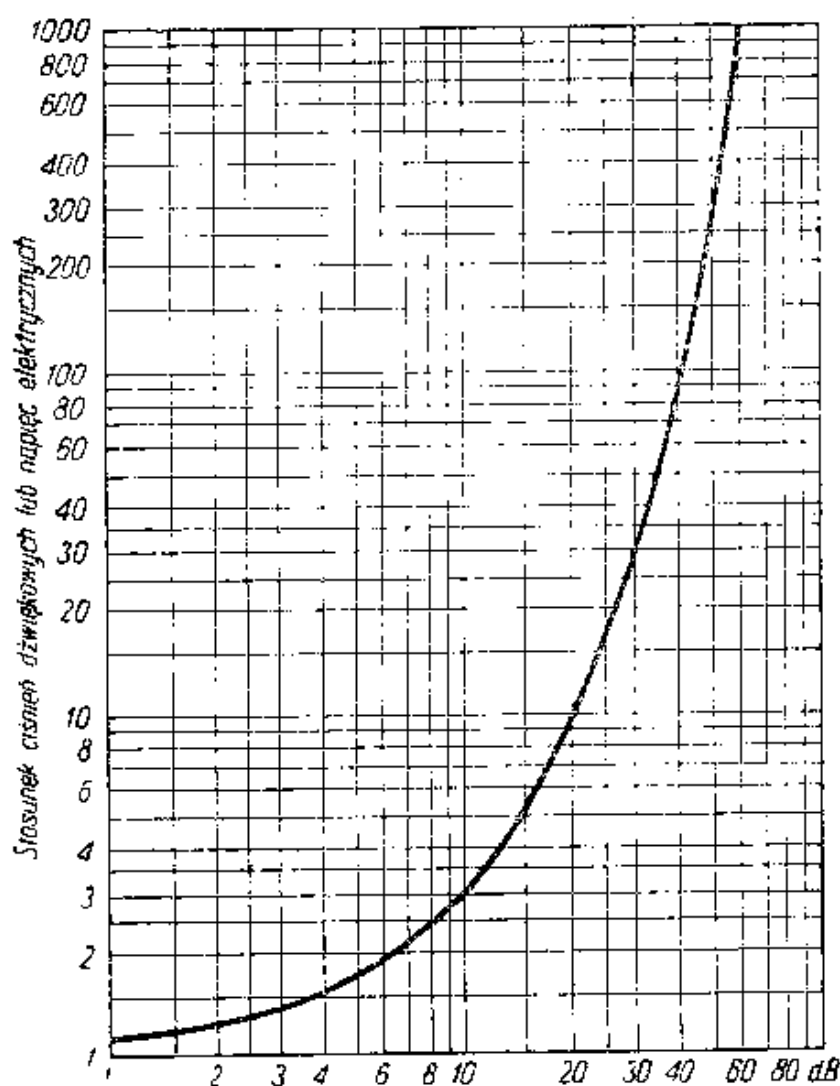
---

\*) W dalszym ciągu mówiąc o współczynniku wzmocnienia będziemy mieli na myśli współczynnik wzmocnienia napięcia, jeśli oczywiście nie będzie zastrzeżenia, że mowa jest o współczynniku wzmocnienia mocy.

Dla usłyszenia dźwięku konieczne jest, aby fale dźwiękowe wywierały dostateczne ciśnienie na błonę bębenkową naszego ucha.

Najmniejsze ciśnienie, przy którym ucho zaczyna słyszeć dźwięk, nazywa się „progiem czułości” ucha. Przy częstotliwościach od 1 000 — 5 000 Hz próg czułości ucha u różnych ludzi wynosi w przybliżeniu od 0,0002 do 0,0005 bara<sup>\*)</sup>.

Przy bardzo wysokich i bardzo niskich dźwiękach, kiedy czułość ucha jest mniejsza, dźwięk może być słyszany tylko przy znacznych ciśnieniach dźwiękowych. Jeśli natomiast ciśnienie wywierane na błonę bębenkową ucha jest bardzo wielkie, w uszach odczuwa się ból. Przy częstotliwościach 1 000 — 5 000 Hz doznaje się wrażenia bólu wówczas, gdy ciśnienie dźwiękowe przekracza wartość 1 000 barów. Przy niższych i wyższych częstotliwościach wrażenie bólu jest wywołane przy mniejszych ciśnieniach dźwiękowych.



Rys. 2. Wykres logarytmiczny ciśnień dźwiękowych lub napięć elektrycznych

<sup>\*)</sup> Bar — jednostka ciśnienia. Jeśli na każdy kwadratowy centymetr dowolnej powierzchni działa siła jednej dyny, to ciśnienie wywierane na tę powierzchnię równe jest jednemu barowi.

Rozmowa prowadzona przy normalnej sile głosu powoduje przeciętnie ciśnienie dźwiękowe równe w przybliżeniu jednemu barowi.

Zwiększenie lub zmniejszenie odczuwanej siły głosu nie zależy w prosty sposób od ciśnienia dźwiękowego, lecz jest proporcjonalne w przybliżeniu do logarytmu ze stosunku porównywanych ciśnień dźwiękowych.

Zgodnie z tą zależnością wprowadzono w praktyce jednostkę zmiany głośności i dano jej nazwę decybel (w skrócie oznaczoną dB). Zmiany wrażenia głośności w decybelach można obliczyć ze wzoru:

$$S = 20 \log \frac{P}{P_0}, \quad (1)$$

gdzie  $p$  i  $p_0$  są porównywanymi wartościami ciśnień dźwiękowych lub odczytać z wykresu na rysunku 2.

Jeden decybel odpowiada zmianie ciśnienia dźwiękowego 1,12-krotnego lub o 12%. Jeśli słyszymy czysty (sinusoidalny) ton średniej częstotliwości\*), to ucho nasze jest w stanie odróżnić zmianę głośności tego dźwięku tylko wówczas, gdy zmiana ta jest większa od 1 dB. Przy wytwarzaniu dźwięku złożonego ucho człowieka nie odróżnia nawet wielokrotnie większych zmian ciśnienia dźwiękowego.

**Poziom siły dźwięku w decybelach.** Jeśli przyjmiemy pewną siłę dźwięku za początkową (zerową), to wówczas można posługiwać się decybelami nie tylko dla porównania ze sobą różnych pod względem wartości wrażeń siły dźwięku, lecz także sporządzić skalę, za pomocą której można określić wartość siły różnych dźwięków w porównaniu z zerową (początkową) siłą dźwięku. Jako ze-

---

\*) Wszystkie częstotliwości zaliczone do małych przyjęto dzielić na trzy podgrupy: dolne, średnie i górne. Za średnie będziemy uważać częstotliwości od 300-400 do 2 000-3 000 Hz, za dolne — częstotliwości poniżej tej granicy, za górne częstotliwości powyżej niej. Ten podział małych częstotliwości jest uzasadniony niektórymi szczególnymi właściwościami akustycznymi każdej z tych podgrup oraz niektórymi właściwościami ich przechodzenia przez wzmacniacz m. cz. Odpowiednio do tego będziemy stosować terminy „niższe” i „wyższe” częstotliwości, rozumiejąc przez te nazwy odpowiednio tylko najniższe i najwyższe (krajowe) częstotliwości zakresu przepuszczania wzmacniacza m. cz., tj. częstotliwości znajdujące się na granicach (krajach) danego zakresu lub w bezpośrednim pobliżu tych granic.

rową siłę dźwięku zwykle przyjmuje się próg słyszalności. Wobec tego, że próg ten jest różny dla różnych częstotliwości, przyjęto umowny tzw. „wzorcowy próg słyszalności”, odpowiadający ciśnieniu dźwiękowemu 0,0002 bara przy częstotliwości 1 000 Hz.

Dowolna wartość dźwiękowego ciśnienia  $p$  może być wyrażona w decybelach według wzoru:

$$S_0 = 20 \log \frac{P}{0,0002} \\ \text{lub } S_0 = 20 \log 5\,000 p. \quad (2)$$

**Zależność między napięciem zasilającym głośnik a wytwarzanym przez niego ciśnieniem.** Przy małych mocach drgań elektrycznych dostarczonych do głośnika będzie on wytwarzał odpowiednio małe ciśnienie dźwiękowe, które ucho odbierze jako dźwięk bardzo słaby. Jeśli do głośnika dostarczymy większe moce, to wytworzy on większe ciśnienie, a dźwięk pochodzący od niego wywoła wrażenie znacznie silniejszego.

W przybliżeniu można uważać, że ciśnienie dźwiękowe będzie zwiększać się lub zmniejszać proporcjonalnie do zwiększania albo zmniejszania napięcia częstotliwości akustycznej doprowadzonego do głośnika, albo też odpowiednio proporcjonalnie do pierwiastka kwadratowego z wartości zmiany mocy.

Mówiliśmy uprzednio, że między zmianą ciśnienia dźwiękowego i zmianą głośności istnieje zależność logarytmiczna. A zatem siła dźwięku wytwarzanego przez głośnik będzie się również kształtowała logarytmicznie w stosunku do dostarczonego napięcia i mocy.

Dzięki temu można oceniać również w decybelach zwiększenie (wzmocnienie) lub zmniejszenie (osłabienie) napięć elektrycznych oraz mocy.

**Określenie wzmocnienia, osłabienia napięcia oraz mocy w decybelach.** Jeśli przez  $P_0$  oznaczymy wartość jednej mocy, a przez  $P$  drugiej, to różnicę między tymi dwoma mocami można obliczyć w decybelach według wzoru:

$$S = 10 \log \frac{P}{P_0}. \quad (3)$$

Oznaczając odpowiednio wartość jednego napięcia przez  $U_0$ , a drugiego przez  $U$  można obliczyć różnicę między nimi w decybelach według następującego wzoru:

$$S = 20 \log \frac{U}{U_0}. \quad (4)$$

Jeśli wartości  $P$  i  $U$  będą odpowiednio większe od wartości  $P_0$  i  $U_0$  (przy wzmocnieniu), to wynik obliczenia w decybelach będzie miał znak dodatni (plus). W odwrotnym przypadku (przy osłabieniu) wynik obliczenia będzie miał znak ujemny (minus).

**Poziom napięcia elektrycznego i mocy w decybelach.** Jeśli przyjmiemy umownie pewną wartość napięcia lub mocy częstotliwości akustycznej za poziom elektryczny zerowy, to wówczas można również wartości napięć i mocy wyrazić w decybelach. Jako zerowy poziom mocy przyjęto moc prądu zmiennego 1 mW, wydzieloną w oporności czynnej 600 omów, a jako zerowy poziom napięcia — odpowiednio napięcie skuteczne równe 0,775 V będące spadkiem na wyżej wymienionej oporności.

W praktyce radiotechnicznej określanie poziomu napięcia w decybelach znalazło szerokie zastosowanie. Poziom ten można określić w decybelach według wzoru:

$$S = 20 \log \frac{U}{0,775}$$

lub

$$S = 20 \log 1,29 U. \quad (5)$$

Jeśli napięcie będzie mniejsze od 0,775 V, to poziom jego wyrażony w decybelach będzie miał znak ujemny.

W tablicy 1 podano poziomy szeregu napięć wyrażone w decybelach.

Nie należy mieszać akustycznego poziomu głośności w decybelach z poziomem elektrycznym w decybelach. Jeśli np. do głośnika radiowęzłowego doprowadzono napięcie 30 V o częstotliwości akustycznej, odpowiadające elektrycznemu poziomowi napięcia 32 dB, nie oznacza to wcale, że przy tym siła dźwięku wytwarzanego przez głośnik wynosi 32 dB. Pomimo doprowadzenia jednego

i tego samego poziomu napięcia do różnych głośników mogą one jednak wytwarzać różne poziomy głośności (siły dźwięku).

Głośność zależy nie tylko od poziomu doprowadzonego napięcia, lecz także od konstrukcji głośnika, jego sprawności oraz innych czynników. Można jednak przyjąć, że zwiększenie lub zmniejszenie poziomu elektrycznego o pewną liczbę decybeli powoduje zwiększenie lub zmniejszenie poziomu głośności o tę samą w przybliżeniu liczbę decybeli.

Tablica 1

Elektryczne poziomy napięcia wyrażone w decybelach

Napięcie V	Poziom dB	Napięcie V	Poziom dB	Napięcie V	Poziom dB
0,001	-58	0,3	-8,2	18	27
0,002	-52	0,4	-5,8	20	28
0,003	-48	0,5	-3,3	25	30
0,004	-46	0,6	-2,2	30	32
0,005	-44	0,7	-0,88	35	33
0,006	-42	0,775	0	40	34
0,007	-41	0,8	0,26	45	35
0,008	-40	0,9	1,3	50	36
0,009	-39	1	2,3	60	38
0,01	-38	2	8,2	70	39
0,02	-32	3	12	80	40
0,03	-28	4	14	90	41
0,04	-26	5	16	100	42
0,05	-24	6	18	120	44
0,06	-22	7	19	140	45
0,07	-21	8	20	160	46
0,08	-20	9	21	180	47
0,09	-19	10	22	200	48
0,1	-18	12	24	220	49
0,2	-12	14	25	240	50
		16	26		

**Stopnie wzmocnienia.** Współczynnik wzmocnienia oraz moc wyjściowa zależą od: liczby i typów lamp stosowanych we wzmacniaczu mocy i napięcia źródeł energii elektrycznej, które powinny zasilać wzmacniacz, oraz od układu i konstrukcji wzmacniacza.



W niektórych przypadkach, np. wówczas, gdy wymagane jest małe natężenie dźwięku (w pokoju o małych wymiarach), przy odbiorze radiostacji lokalnych wystarcza mieć wzmacniacz m. cz. z pojedynczą lampą. Wzmacniacz taki nazywany jest jednostopniowym, co w danym przypadku jest równoznaczne z wyrażeniem „wzmacniacz jednolampowy”.

Jednak za pomocą wzmacniacza jednostopniowego nie udaje się zwykle otrzymać wymaganego natężenia dźwięku przy odbiorze dalej położonych stacji lub odtwarzaniu zapisu z płyt gramofonowych. Widzimy więc, że aby wzmacniacz jednostopniowy mógł oddać potrzebną moc, powinien otrzymać znacznie wyższe napięcie od tego, które dostarczają czasem źródła napięcia m. cz. (detektor przy odbiorze dalszych stacji, adapter i in.).

W tych przypadkach należy napięcie wytworzone przez źródła napięcia wejściowego wzmocnić wstępnie do wartości, przy których końcowa (wyjściowa) lampa wzmacniacza mogłaby oddać moc niezbędną dla normalnej pracy głośnika.

W pewnych okolicznościach zadanie wzmocnienia wstępnego może być spełnione za pomocą jednej lampy (jednego stopnia wzmocnienia), w innych natomiast, gdy napięcia dostarczane przez źródło (np. mikrofon) są zupełnie niskie, konieczne wzmocnienie można uzyskać tylko przy użyciu kilku lamp (kilku stopni). W tym przypadku napięcie wytworzone przez źródło doprowadzane jest do jednej lampy, a wzmocnione przez nią — do drugiej itd. dopóty, dopóki nie uzyska się napięcia o dostatecznej wartości. Wzmacniacz taki nazywa się wielostopniowym.

Widzimy więc, że w wielostopniowym wzmacniaczu można wyodrębnić dwa stadia wzmocnienia. Najpierw wzmacnia się napięcia, a potem otrzymuje potrzebną moc. Stopnie, które służą do wzmocnienia napięcia są odpowiednio nazywane „stopniami wzmocnienia napięciowego” lub „stopniami wzmocnienia wstępnego”. Natomiast stopień, który daje potrzebną moc użyteczną nazywany jest „końcowym” lub „wyjściowym”. Czasem nazywają go także „stopniem mocy” lub „wzmacniaczem mocy”.

W celu zwiększenia mocy oddawanej do odbiornika stosuje się często w stopniu końcowym dwie lampy lub większą ich parzystą liczbę, połączonych w tzw. układzie przeciwsobnym. Należy przy tym niekiedy zastosować nie jedną, lecz dwie lampy w poprzed-

nim (przedostatnim) stopniu. A zatem liczba lamp wzmacniacza może w niektórych przypadkach różnić się od liczby jego stopni.

Należy zaznaczyć, że stopień wzmocnienia wstępnego przekazuje następnemu stopniowi napięcia o znikomej mocy. W szczególnych jednak przypadkach (które rozpatrzymy niżej) dla normalnej pracy końcowego stopnia trzeba, aby stopień poprzedzający go dawał napięcie o mocy mniej lub więcej znacznej. Taki przedostatni stopień zasadniczo również powinien być nazwany „stopniem mocy” z tym, że jego obciążenie stanowi stopień końcowy umieszczony po nim.

### 3. CHARAKTERYSTYKA CZĘSTOTLIWOŚCIOWA

Każdemu wzmacniaczowi stawiamy wymaganie, aby skutecznie wzmacniał drgania przy możliwie małych zniekształceniach. Dzięki temu osiąga się najbardziej naturalne odtwarzanie audycji.

Pożądane byłoby oczywiście, aby wzmacniacze wraz z głośnikami zapewniały całkowicie nieznkształcone odtwarzanie audycji. Można byłoby to uzyskać wówczas, gdy po doprowadzeniu do wejścia wzmacniacza napięć różnych częstotliwości i o równych amplitudach otrzymalibyśmy na wyjściu jednakowe moce (napięcia) tych częstotliwości (co zapewniałoby odtwarzanie audycji z naturalną głośnością) oraz gdyby nie powstawały na wyjściu wzmacniacza napięcia o takich częstotliwościach, których nie było na wejściu.

Zbudowanie takiego urządzenia jest jednak zbyt trudne i w praktyce jest to nawet niecelowe, ponieważ stosunkowo małe zniekształcenia mogą pozostać nie zauważone przez słuchających audycji. Dlatego też często słuchamy audycji przy obniżonej głośności w porównaniu z głośnością naturalną.

**Rodzaje zniekształceń.** Jeśli przy jednej i tej samej amplitudzie napięcia doprowadzonego do wejścia wzmacniacza otrzymuje się na jego wyjściu różne moce (napięcia) przy różnych częstotliwościach, tj. jeśli wzmacniacz niejednakowo (nierównomiernie) wzmacnia drgania elektryczne różnych częstotliwości, oznacza to, że zniekształca on te częstotliwości. Im większa jest różnica we wzmacnieniu różnych częstotliwości, tym większe będą zniekształcenia.

Jeśli jednak na wyjściu wzmacniacza oprócz częstotliwości doprowadzonych do jego wejścia powstają również częstotliwości, których na wejściu nie było, oznacza to, że wzmacniacz powodu-

je zniekształcenia nieliniowe. Im większe są amplitudy drgań tych nowych częstotliwości, tym silniej zaznaczają się zniekształcenia nieliniowe.

Gdy słuchacz znajduje się w sali wykładowej, koncertowej lub w teatrze, wówczas wszystkie dźwięki wytworzone przez mówiącego lub instrumenty muzyczne są przez słuchacza odbierane bezpośrednio, nie może się więc on skarżyć, że mowa lub muzyka jest zniekształcona. W związku z tym może się wydawać, że odbiornik musi przenosić, a głośnik odtwarzać jednakowo dobrze cały zakres częstotliwości akustycznych, tzn. częstotliwości od 20 — 30 do 16 000 — 20 000 Hz, przy czym tony różnej częstotliwości, lecz równej głośności powinny być jednakowo głośno odtwarzane przez głośnik.

Jeśli natomiast jeden nadawany dźwięk jest silniejszy od drugiego, to w głośniku powinien być również zachowany stosunek ich wzajemnej głośności. Wydawałoby się, że tylko pod tym warunkiem głośnik będzie odtwarzał audycję zupełnie naturalnie.

**Zakres częstotliwości konieczny w praktyce.** W rzeczywistości słuchacz radiowy nie zawsze dostrzeże zniekształcenia audycji nawet wówczas, gdy drgania niektórych częstotliwości wytworzone przez mikrofon zostaną odtworzone słabiej przez głośnik oraz jeśli niektóre częstotliwości w ogóle nie zostaną odtworzone.

Przeprowadzone badania naukowe wykazały, że słuchacz nie dostrzeże pogorszenia jakości audycji, jeśli przekaże mu się tylko część wymienionego wyżej zakresu częstotliwości, zawartą w przedziale od 50 — 60 do 6 500 — 8 000 Hz. Innymi słowy, jeśli z audycji wyłączymy częstotliwości poniżej 50 — 60 i powyżej 6 500 — 8 000 Hz, to nie zmieni się zasadniczo naturalność brzmienia dźwięku. Wychodząc z tego założenia Państwowa Norma Wszechzwiązkowa (GOST 5651 — 51) na odbiorniki radiofoniczne postanawia, że odbiorniki 1 kategorii powinny zapewniać niezniekształcone odtwarzanie pasma częstotliwości od 50 — 60 do 6 500 Hz\*).

---

\*) Dolna częstotliwość 60 Hz została określona dla odbiorników przenośnych, a 50 Hz dla odbiorników zainstalowanych na stałe.

Znacznie szerszy zakres odtwarzania częstotliwości jest możliwy przy odbiorze radiostacji z modulacją częstotliwości pracujących na falach ultrakrótkich. Dla odbioru tych audycji wskazane jest budować takie odbiorniki, które zapewnią odtworzenie znacznie szerszego pasma częstotliwości.

Ta sama norma wydziela dla odbiorników 2 kategorii zakres odtwarzanych częstotliwości w granicach od 100 do 4 000 Hz. Brak albo znaczne osłabienie częstotliwości poniżej 100 Hz i powyżej 4 000 Hz trochę pogarsza naturalność brzmienia, jednak i w tym przypadku jakość audycji pozostaje dostatecznie dobra.

Dla odbiorników 3 kategorii GOST 5 651 — 51 przewiduje jako dopuszczalny zakres wzmacnianych częstotliwości od 150 do 3 500 Hz, a dla odbiorników 4 kategorii od 200 do 3 000 Hz. Jednak nawet przy takim pasmie częstotliwości jakość audycji jest zadowalająca.

Dla wzmacniaczy radiowęzłów I kategorii GOST 5 968 — 51 ustala roboczy zakres częstotliwości od 50 do 10 000 Hz, dla wzmacniaczy 2 kategorii i tego samego przeznaczenia — od 60 do 8 000 Hz, a dla 3 kategorii — od 100 — 5 000 Hz.

**Pasmo częstotliwości odtwarzane przez głośniki.** W praktyce jest rzeczą prawie niemożliwą zbudować dobry i jednocześnie stosunkowo tani głośnik, który byłby w stanie odtwarzać bardzo szerokie pasmo częstotliwości. Z tego względu przy obliczaniu i konstrukcji współczesnych głośników elektrodynamicznych masowej produkcji należy brać pod uwagę odtwarzanie częstotliwości tylko w zakresie od 50 — 100 Hz do 5 000 — 7 000 Hz.

W urządzeniach rozgłaszających wyższej kategorii, od których wymaga się odtwarzania częstotliwości począwszy od najniższych do powyżej 10 000 Hz, stosuje się dwa głośniki lub większą ich liczbę, przy czym jeden z nich (lub jedna grupa głośników) odtwarza tylko stosunkowo niskie tony (np. od 30 — 40 do 500 — 800 Hz), a drugi głośnik (lub druga ich grupa) — dość wysokie tony (np. od 500 — 800 do 10 000 — 15 000 Hz).

Szeroko stosowany w ZSRR głośnik elektromagnetyczny typu „Rekord” odtwarza częstotliwości tylko od 250 do 2 500 Hz, tj. nie zapewnia dostatecznie wiernego odtwarzania audycji. Głos ludzki odtwarzany przez ten głośnik zatracą w znacznym stopniu swe naturalne brzmienie, jednak uzyskuje się w nim dostateczną zrozumiałość mowy.

**Dopuszczalna nierównomierność przenoszenia częstotliwości.** Słuchacz może odczuć nawet nieznaczną zmianę wysokości dźwięku (częstotliwości), lecz równocześnie ucho jego jest

w mniejszym stopniu wrażliwe na zmiany wartości ciśnienia dźwiękowego.

Jeśli nawet ciśnienie dźwiękowe odtwarzanych tonów najniższych i najwyższych będzie kilkakrotnie mniejsze niż tonów średnich, nie nastąpi pogorszenie jakości odtwarzania audycji. Dlatego też przy konstruowaniu i produkcji głośników masowych typów nie podejmuje się żadnych starań, aby uzyskać całkowicie jednakowe natężenie dźwięku wszystkich częstotliwości odtwarzanego pasma. GOST 5 651 — 51 dotyczący odbiorników radiofonicznych pozwala na nierównomierność odtwarzania częstotliwości w głośnikach odbiorników radiowych równą 5- do 3-krotnej zmianie ciśnienia dźwięku (14 — 18 dB), dopuszczalną w granicach zakresów częstotliwości ustalonych dla odbiorników odpowiednich kategorii.

Większość współczesnych wzmacniaczy używanych do odbioru audycji radiofonicznych i do odtwarzania zapisu gramofonowego oblicza się i buduje tak, aby wzmocnienie różnych częstotliwości w granicach wybranego pasma nie różniło się więcej niż dwukrotnie.

Dla wzmacniaczy radiowęzłowych pierwszej kategorii GOST ustala jako dopuszczalną nierównomierność wzmocnienia w granicach pełnego, roboczego pasma częstotliwości (od 50 do 10 000 Hz) nie większą niż 1,25-krotną (tj. 2 dB), lecz jednocześnie nierównomierność ta w zakresie od 100 do 7 000 Hz nie powinna być większa niż 1,12-krotnie (tj. 1 dB). Dla wzmacniaczy drugiej kategorii i tego samego przeznaczenia norma zezwala na 1,4-krotną (tzn. 3 dB) nierównomierność wzmocnienia w roboczym zakresie częstotliwości (od 60 do 8 000 Hz). Dla wzmacniaczy trzeciej kategorii według normy dopuszcza się nierównomierność wzmocnienia 1,8-krotną (5 dB) w roboczym zakresie (od 100 do 5 000 Hz).

**Korekcja zniekształceń częstotliwościowych.** Należy zaznaczyć, że w poszczególnych przypadkach, kiedy na przykład głośnik słabo odtwarza górne i dolne częstotliwości, można tak dobrać elementy układu wzmacniacza, aby wzmocnienie przy tych częstotliwościach było większe niż przy innych i w ten sposób osiągnąć wyrównanie w odtwarzaniu różnych częstotliwości. I na od-

wrót, jeśli głośnik uwypukla górne lub dolne częstotliwości, to wzmacniacz powinien być zbudowany z uwzględnieniem mniejszego wzmocnienia tych częstotliwości w celu zniesienia tych nierównomierności charakterystyki. Wskazany uprzednio dobór elementów układu nosi nazwę „korekcji” zniekształceń częstotliwościowych.

Ze względu na to, że ucho wykazuje mniejszą czułość na słabe drgania dolnych i górnych tonów przy słuchaniu audycji o zmniejszonej sile głosu wskazane jest wzmacnianie dolnych i górnych częstotliwości w większym stopniu niż średnich. Jeśli tego nie dokonamy, to wówczas słuchacz uzna taką audycję za zniekształconą (tj. wykazującą osłabienie dolnych i górnych częstotliwości). Fakt ten skłania do celowego stosowania tzw. kompensowanej regulacji wzmocnienia (patrz str. 140).

Nierównomierne i w określony sposób regulowane wzmocnienie trzeba stosować we wzmacniaczach magnetofonowych. We wzmacniaczach używanych przy zapisie oraz w magnetofonach wysokiej jakości wzmocnienie powinno zwiększać się płynnie wraz ze zwiększeniem częstotliwości (przy częstotliwości 10 kHz powinno być 12 do 20 dB większe niż przy częstotliwości 1 Hz). We wzmacniaczach urządzeń odtwarzających konieczne jest zwiększenie wzmocnienia tak na niskich (do 17 dB dla częstotliwości 100 Hz), jak i na wysokich tonach (do 6 dB dla częstotliwości 10 kHz).

**Charakterystyki częstotliwościowe.** Zależność wzmocnienia od częstotliwości najwygodniej jest przedstawić w sposób graficzny za pomocą krzywej, która nosi nazwę charakterystyki częstotliwościowej.

W celu uzyskania charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza włącza się na jego wejście generator drgań elektrycznych m.cz., a na wyjście — normalną oporność obciążenia wzmacniacza (wyłącznie czynną). Równolegle do obciążenia załącza się woltomierz (lampowy lub z prostownikiem stykowym), który daje dokładne wskazania dla wszystkich badanych częstotliwości\*).

---

\*) Woltomierz typu elektromagnetycznego, przeznaczony do pomiarów prądu zmiennego częstotliwości 50 Hz, jest nieodpowiedni, ponieważ nie daje wiernych wskazań przy częstotliwościach rzędu kilkuset herców i wyższych.

Podczas zdejmowania charakterystyki częstotliwości zmienia się częstotliwość wytwarzanego przez generator napięcia. Napięcie na wejściu wzmacniacza powinno mieć stałą wartość dla wszystkich częstotliwości. Dla każdej częstotliwości mierzonej zapisuje się wskazania woltomierza załączonego na wyjściu wzmacniacza.

Za normalne uznaje się napięcie wyjściowe przy jednej ze średnich częstotliwości (zwykle wybiera się częstotliwość 400, 800 lub 1 000 Hz), po czym oblicza się, jaką jego część stanowią napięcia przy wszystkich innych częstotliwościach.

Następnie sporządza się siatkę współrzędnych dla wykreślenia charakterystyki częstotliwościowej. Na poziomej osi współrzędnych nanosi się częstotliwości (oczywiście w skali logarytmicznej), a na pionowej — odpowiednie wejściowe napięcia wyjściowego (rys. 3).

Na sporządzonej w ten sposób siatce zaznacza się otrzymane przy pomiarach punkty i po tych punktach kreśli się linię. Będzie to właśnie charakterystyka częstotliwościowa.

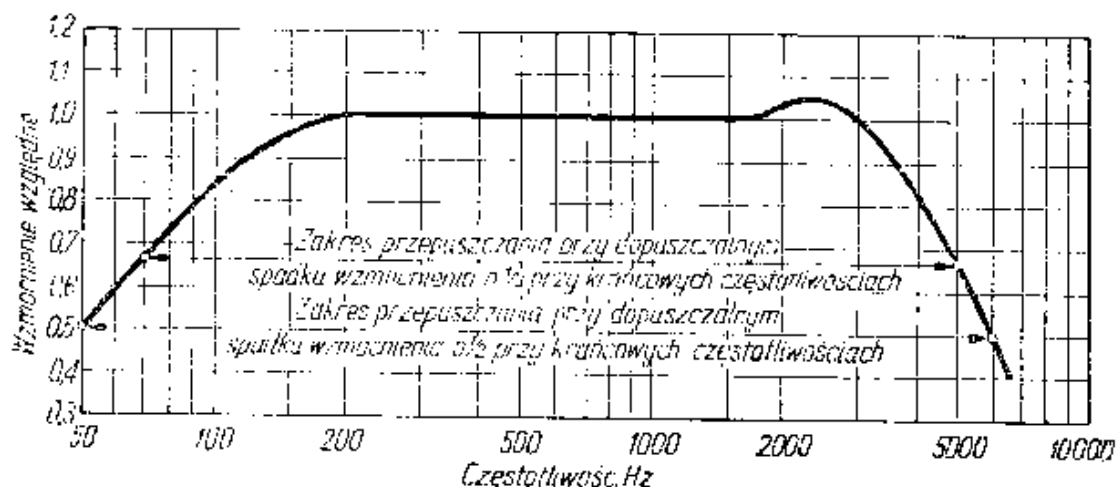
**Pasmo przenoszenia.** Skoro zapoznaliśmy się już z charakterystyką częstotliwościową możemy dokładniej sprecyzować pojęcie „pasmo przenoszenia”. Pasmem przencszonym nazywamy przedział pomiędzy dolną a górną częstotliwością, w którym zachodzi zmiana wzmocnienia nie większa od przyjętej w porównaniu ze wzmocnieniem przy wybranej, średniej częstotliwości tego zakresu. Jeśli dopuścimy większą dozwoloną nierównomierność wzmocnienia, to uzyskamy znacznie szerszy zakres przenoszenia (rys. 3). A zatem pasmo przenoszenia jest wielkością umowną, zależną od wybranej nierównomierności wzmocnienia.

Z określenia zakresu przepuszczania nie wynika, że wzmacniacz w ogóle nie wzmacnia (nie przepuszcza) drgań o częstotliwościach wykraczających poza przedział zakresu (bardziej niskich i bardziej wysokich). Częstotliwości te mogą istnieć na wyjściu wzmacniacza, tylko ich napięcia będą mniejsze od napięć granicznych częstotliwości przenoszonego pasma.

W odniesieniu do kształtu charakterystyki częstotliwości zrozumiałe stają się takie określenia, jak „spadek” wzmocnienia i „wzrost wzmocnienia” (przy danych częstotliwościach).

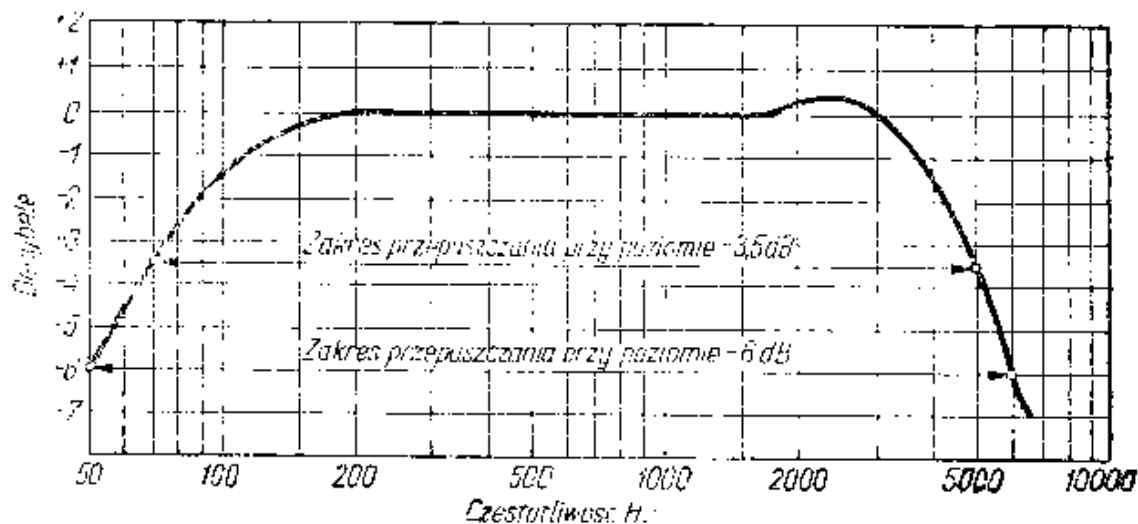


Zniekształcenia częstotliwościowe (nierównomierność odtwarzania różnych częstotliwości) można wyrazić w decybelach. Na przykład zamiast mówić „wzmocnienie zmniejszyło się dwukrotnie na krańcowych częstotliwościach przenoszonego pasma“, mówi



Rys. 3. Przykład charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza m. cz.

się: „wzmocnienie przy częstotliwościach krańcowych pasma przenoszonego jest mniejsze o 6 dB w porównaniu ze wzmocnieniem przy tej samej średniej częstotliwości”.



Rys. 4. Charakterystyka częstotliwościowa analogiczna do przedstawionej na rys. 3 podająca wzmocnienie w decybelach

Na rysunku 4 pokazano charakterystykę częstotliwościową analogiczną do tej, którą przedstawia rysunek 3 z tą tylko różnicą, że stosunki napięć przy różnych częstotliwościach wyrażone są w decybelach.

#### 4. ZNIEKSZTAŁCENIA NIELINIOWE

Wzmacniacz wprowadza zniekształcenia nieliniowe wówczas, gdy na jego wyjściu pojawiają się dodatkowe częstotliwości, które nie są doprowadzane do jego wyjścia. Pojawieniu się zniekształceń nieliniowych towarzyszy zniekształcenie przebiegu krzywej na wyjściu wzmacniacza.

W prostym przypadku, kiedy do wejścia wzmacniacza doprowadzamy napięcie zmienne sinusoidalne, a kształt napięcia wyjściowego w większym lub mniejszym stopniu różni się od sinusoidy (można to łatwo dostrzec na ekranie oscylografu, załączonego na wyjściu wzmacniacza), na wyjściu wzmacniacza pojawiają się częstotliwości większe o całkowitą liczbę razy od częstotliwości doprowadzonej. Jeśli więc np. do wejścia wzmacniacza doprowadzono napięcie zmienne sinusoidalne o częstotliwości 100 Hz, to oprócz tej podstawowej częstotliwości pojawią się również i częstotliwości:  $100 \cdot 2 = 200$  Hz,  $100 \cdot 3 = 300$  Hz,  $100 \cdot 4 = 400$  Hz itd. Te nowe częstotliwości noszą nazwę harmonicznych. Liczba wskazująca ilokrotnie częstotliwość harmonicznej jest większa od podstawowej nazywana jest numerem kolejnym harmonicznej. Na przykład dla podstawowej częstotliwości 100 Hz częstotliwość 200 Hz będzie drugą harmoniczną, 300 Hz — trzecią itd. Im bardziej kształt krzywej odbiega od sinusoidy, tym większe będą amplitudy harmonicznych. Zwykle druga i trzecia harmoniczna są najsilniejsze na wyjściu wzmacniacza.

Przy niesinusoidalnym napięciu wejściowym zależność ta nie jest tak prosta. Ponieważ takie napięcie może być rozpatrywane jako składające się z szeregu sinusoidalnych napięć zmiennych różnych częstotliwościach, to na wyjściu wzmacniacza otrzymujemy się wielką ilość różnych częstotliwości. Przy znacznych wartoś-

ciach napięć harmoniczych audycja nabiera przykrego brzmienia, a głos i instrumenty muzyczne dźwięczą zupełnie nienaturalnie. W wyniku dalszego zwiększania harmoniczych w audycji pojawiają się chrypienia, brzęczenia i zmniejsza się zrozumiałość audycji. W końcu, gdy dodatkowe częstotliwości są bardzo silne, audycja staje się całkiem niezrozumiała (zmienia się w ciągłe chrypienie i szum).

**Współczynnik zawartości harmoniczych.** Wartość zniekształceń nieliniowych wzmacniacza zasilanego napięciem sinusoidalnym można ocenić ilościowo i wyrazić za pomocą tzw. współczynnika zawartości harmoniczych określonego wzorem:

$$h = 100 \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (6)$$

gdzie:

$U_1$  — napięcie skuteczne drgań częstotliwości podstawowej;

$U_2, U_3, \dots, U_n$  — napięcie skuteczne drgań drugiej, trzeciej  $\dots$   $n$ -tej harmonicznej.

Przyjęto charakteryzować wzmacniacze m.cz. i odbiorniki radiowe za pomocą współczynnika zawartości harmoniczych w odniesieniu do jednej lub kilku częstotliwości podstawowych, występujących przy nominalnej mocy na wyjściu. Gdy na wyjściu wzmacniacza oddaje się mniejszą moc, zawartość harmoniczych zwykle jest mniejsza.

**Wartość dopuszczalna zniekształceń nieliniowych.** Liczne badania nad wpływem harmoniczych na jakość odtwarzania wykazały, że przy odtwarzaniu pasma częstotliwości do 6 000 — 7 000 Hz zniekształcenia nieliniowe są niesłyszalne, jeśli zawartość harmoniczych nie przekracza 7 — 10%. W praktyce jednak zniekształcenia nieliniowe są w małym stopniu odczuwane nawet wówczas, gdy zawartość harmoniczych sięga 12 — 14%. Przy dalszym jej wzroście zniekształcenia nieliniowe dają się najpierw odczuć w czasie głośnego odtwarzania mowy, a dopiero potem przy odtwarzaniu muzyki i śpiewu.

Ze względu na to norma GOST ustala, że dla odbiorników radiofonicznych pierwszej kategorii zawartość harmoniczych (włą-

czając w to zniekształcenia wprowadzone przez głośniki) nie powinna przekraczać 7% dla częstotliwości od 100 do 400 Hz, przy czym powinna ona spadać poniżej 5% dla częstotliwości wyższych od 400 Hz. Jedynie dla częstotliwości poniżej 100 Hz dopuszczalna jest zawartość harmoniczných do 12%. Zawartość harmoniczných odbiorników 2 kategorii również ustala się nie większą od 7% dla częstotliwości powyżej 300 Hz, gdy tymczasem dla częstotliwości od 100 do 200 Hz dopuszczalna zawartość harmoniczných dla odbiorników tej kategorii wynosi najwyżej 10%. W końcu dla odbiorników 3 i 4 kategorii norma GOST ustala zawartość harmoniczných do 12% w granicach częstotliwości między 100 i 400 Hz oraz najwyżej do 10% dla częstotliwości wyższych od 400 Hz.

Wyżej wspomniano, że zniekształcenia nieliniowe powstają zarówno we wzmacniaczu, jak i głośniku. Wartość zniekształceń nieliniowych wytworzonych przez głośnik podaje się dla mocy maksymalnych, do których głośnik jest przystosowany. Na przykład przy maksymalnych mocach 1, 3, 0,35 i 0,25 W, na które obliczone są odpowiednio głośniki dynamiczne typów produkcji radzieckiej 1GD-1, 3GD-3, 0,35GD i DAG-1, odtwarzają one najniższe częstotliwości zakresu akustycznego z zawartością harmoniczných nie większą niż 7% w założeniu, że wzmacniacz dostarcza im nie-zniekształcony sygnał m.cz.

Przy mniejszych mocach doprowadzonych do głośnika zmniejszają się również wytwarzane przez niego zniekształcenia.

Jeśli do głośnika doprowadzimy sygnał zawierający już zniekształcenia nieliniowe, to wówczas głośnik wprowadza do sygnału dodatkowo swoje zniekształcenia nieliniowe i zawartość harmoniczných wzmacniacza wspólnie z głośnikiem jest większa niż dla każdego z nich oddzielnie.

Wynika stąd, że zawartość harmoniczných wzmacniacza powinna być mniejsza od uprzednio podanych wartości dopuszczalnych (7% — 14%) w tym celu, aby łączne zniekształcenia nieliniowe odtwarzanej audycji nie przewyższały tych wartości\*).

---

\*) W celu otrzymania wartości zawartości harmoniczných nie można po prostu tworzyć arytmetycznej sumy zawartości harmoniczných wzmacniacza i głośnika, ponieważ zmiany współczynnika zniekształceń nieliniowych podlegają tu bardziej złożonym prawom. Jeśli np. zawartość harmoniczných wzmacniacza wynosi 5%, a głośnika — 7%, to ich łączna zawartość harmoniczných będzie równa nie 12%, lecz wyrażać się będzie mniej-

Największą moc, jaką wzmacniacz dostarcza głośnikowi przy danej zawartości harmonicznych, przyjęto zwykle nazywać maksymalną mocą nieznieszkodzoną.

Dla wzmacniaczy 1 kategorii stosowanych w radiowęzłach norma GOST 5 968 — 51 określa dopuszczalną zawartość harmonicznych nie większą od 4% przy częstotliwościach do 100 Hz i nie większą od 2,5% przy częstotliwościach powyżej 100 Hz. Dla wzmacniaczy 2 kategorii i o tym samym przeznaczeniu dopuszczalna zawartość harmonicznych wynosi nie więcej niż 10% przy częstotliwościach do 100 Hz i nie więcej niż 4% przy częstotliwościach powyżej 100 Hz. Współczynnik zniekształceń nieliniowych wzmacniaczy 3 kategorii nie może przekraczać 8% przy wszystkich częstotliwościach zakresu pracy wzmacniacza.

**Warunki uzyskania najniższych zniekształceń nieliniowych przy wzmocnieniu.** Wraz ze zmniejszeniem mocy doprowadzonej do głośnika zniekształcenia nieliniowe, wytwarzane przez niego, zmniejszają się. Dlatego wskazane jest stosowanie głośników dynamicznych, obliczonych na większą moc od tej, która jest wymagana jako minimum.

Używanie głośników dynamicznych o większej mocy jest celowe również i dlatego, że są one bardziej czułe niż głośniki mniejszej mocy (np. trzywątowy głośnik będzie pracował ze znacznie większą siłą głosu niż głośnik jednowątowy przy jednakowej mocy dostarczonej 0,5 W w obu przypadkach).

Z tych właśnie względów pożądane jest stosowanie w pokoju mieszkalnym średnich wymiarów wzmacniacza m. cz., mającego zapas mocy wyjściowej w przypadku zasilania z sieci elektrycznej.

Jeśli pracę jego ograniczymy do niepełnej mocy, to wówczas głośnik będzie otrzymywał transmisję z małymi zniekształceniami nieliniowymi.

W przypadku gdy zachodzi konieczność zasilania odbiornika radiowego lub wzmacniacza m.c.z. z baterii, co ze względu na

---

szą liczbą. Oprócz tego wypadkowa wartość zawartości harmonicznych odtwarzanej audycji zależy również od zniekształceń nieliniowych, które wywołane są przez inne elementy toru nadawania audycji, jak np.: mikrofon i wzmacniacz w studio, nadajnik radiostacji, detektor odbiornika i in. Wszystkie te elementy wytwarzają również napięcia harmoniczne, które stanowią pewien procent napięcia częstotliwości podstawowej.

oszczędność energii elektrycznej ogranicza moc wyjściową wzmacniacza do wartości 100—200 mW, zaleca się stosowanie nowych produkowanych przez przemysł ekonomicznych głośników magnetoelektrycznych. Głośniki te w pokoju o średnich wymiarach zapewniają zadowalająco silny dźwięk przy dostarczonej mocy drgań m.cz. rzędu 40 — 100 mW.

**Przydźwięk prądu zmiennego.** Oprócz napięć o częstotliwościach harmonicznym otrzymuje się na wyjściu wzmacniaczy (odbiorników radiowych) zasilanych z sieci prądu zmiennego również napięcia o częstotliwości sieci i jego harmonicznym (50, 100 Hz itd.), wskutek czego z głośnika można usłyszeć przydźwięk prądu zmiennego. Całkowite jednak uniknięcie zakłóceń przebiegów jest prawie niemożliwe. Dlatego główne zadanie polega na ograniczeniu tych napięć do tak małych wartości, aby przydźwięk był w miarę możliwości niesłyszalny. Norma GOST ustala, że w odbiornikach radiowych napięcie przydźwięku powinno być mniejsze od najwyższego napięcia sygnału użytecznego przynajmniej 200 razy (o 46 dB) dla odbiorników 1 kategorii, 70 razy (o 37 dB) dla odbiorników 2 kategorii i 20 razy (o 26 dB) dla odbiorników 3 kategorii.

Norma GOST dla wzmacniaczy radiowęzłowych określa, że napięcie przydźwięku i innych szumów własnych na wyjściu takich wzmacniaczy powinno być mniejsze od największego użytecznego sygnału co najmniej 560 razy (o 55 dB) we wzmacniaczach 1 kategorii i 320 razy (o 50 dB) — we wzmacniaczach 2 kategorii, a 100 razy (o 40 dB) — we wzmacniaczach 3 kategorii.

## 5. ZASADY WZMACNIANIA ZA POMOCĄ LAMP ELEKTRONOWYCH

Każdy stopień wzmacniacza pracuje na pewne obciążenie znajdujące się w obwodzie anodowym lub związane z obwodem anodowym lampy elektronowej. Zależnie od roli, jaką spełnia stopień w jego obwodzie anodowym może znajdować się uzwojenie transformatora, dławika, głośnika elektromagnetycznego lub opornik.

Zasada działania wzmacniacza jest następująca. Napięcie zmienne, które ma być wzmacnione, zostaje doprowadzone do obwodu siatki sterującej lampy elektronowej. Wskutek działania tego napięcia powstaje pulsacja napięcia anodowego lampy elektronowej, tzn. w jej prądzie anodowym pojawia się składowa zmienna, mająca tę samą częstotliwość, co napięcie czynne w obwodzie siatki. Zmienny prąd anodowy, przechodząc przez uzwojenie (lub oporność) załączone w obwód anodowy lampy, wytwarza na nim spadek napięcia o zmieniającej się wartości, to jest na uzwojeniu tym (lub oporze) pojawia się składowa zmienna napięcia.

Efekt wzmocnienia polega na tym, że amplituda tej składowej zmiennej napięcia jest większa od amplitudy napięcia doprowadzonego do siatki sterującej lampy. Jednocześnie i moc składowej zmiennej, wytworzona na obciążeniu i określona, jak zwykle, iloczynem skutecznych wartości napięcia i prądu, będzie również większa od mocy dostarczonej do obwodu siatki.

W celu uzyskania w stopniu wzmacniającym napięć i mocy znacznie większej od napięcia i mocy doprowadzonych do obwodu siatki oraz chcąc, aby krzywe obrazujące zmiany prądu w obwodzie wyjściowym lampy i napięcia na nim wytwarzanego w możliwie małym stopniu różniły się kształtem od krzywych, według których zmienia się napięcie na siatce (co jest warunkiem mało zniekształconego wzmocnienia) należy doprowadzić:

- 1) do końcówek włókna normalne napięcie żarzenia,
- 2) do anody lampy (i na siatkę ekranującą w przypadku pentody lub tetrody strumieniowej) odpowiednie dodatnie napięcie stałe,
- 3) do siatki sterującej odpowiednie ujemne napięcie stałe.

**Charakterystyki dynamiczne.** W celu lepszego zrozumienia procesu wzmocnienia drgań elektrycznych w lampie elektronowej zapoznamy się z tzw. dynamicznymi charakterystykami lampy. Charakterystyki te różnią się od statycznych tym, że zdejmuje się je przy obciążeniu załączonym do obwodu anodowego lampy. Rozpatrzmy prosty przypadek, kiedy w obwodzie anodowym lampy załączona jest oporność czynna.

Na rysunku 5 wykreślono cienkimi liniami statyczne charakterystyki lampy typu 6C4C \*) przedstawiające zależność pomiędzy napięciem na siatce a prądem anodowym przy różnych wartościach napięcia anodowego. Zobaczymy, jaka będzie charakterystyka dynamiczna tej lampy, jeśli napięcie źródła zasilającego anodę  $U_a$ , wybierzemy równe 300 V, a do obwodu anodowego dołączymy opornik  $R = 2\,000\ \Omega$ . Napięcie na anodzie lampy nie będzie stale równe napięciu źródła, tj. 300 V. Wartość jego zależeć będzie od prądu  $I_a$  płynącego w obwodzie anodowym. Część napięcia źródła zasilającego rozłoży się na oporniku  $R$  i to tym więcej, im większy będzie prąd anodowy.

Przypuśćmy, że przy pewnym ujemnym napięciu na siatce w obwodzie anodowym płynie prąd  $I_a = 10\ \text{mA} = 0,01\ \text{A}$ . Na oporności  $R = 2000\ \Omega$  powstanie przy tym spadek napięcia  $0,01 \cdot 2\,000 = 20\ \text{V}$ . Napięcie na anodzie lampy będzie wynosiło  $300\ \text{V} - 20\ \text{V} = 280\ \text{V}$ . Na charakterystyce statycznej dla napięcia anodowego  $U_{a0} = 280\ \text{V}$  znajdujemy punkt odpowiadający prądowi  $I_a = 10\ \text{mA}$ . Oznaczmy go literą A. Jeśli prąd anodowy wzrośnie do 20 mA w następstwie zmniejszenia ujemnego napięcia na siatce, to spadek napięcia na oporności  $R_a$  zwiększy się do  $0,02 \cdot 2\,000 = 40\ \text{V}$ , a napięcie na anodzie zmniejszy się do  $300 - 40 = 260\ \text{V}$ . Znajdujemy punkt odpowiadający prądowi

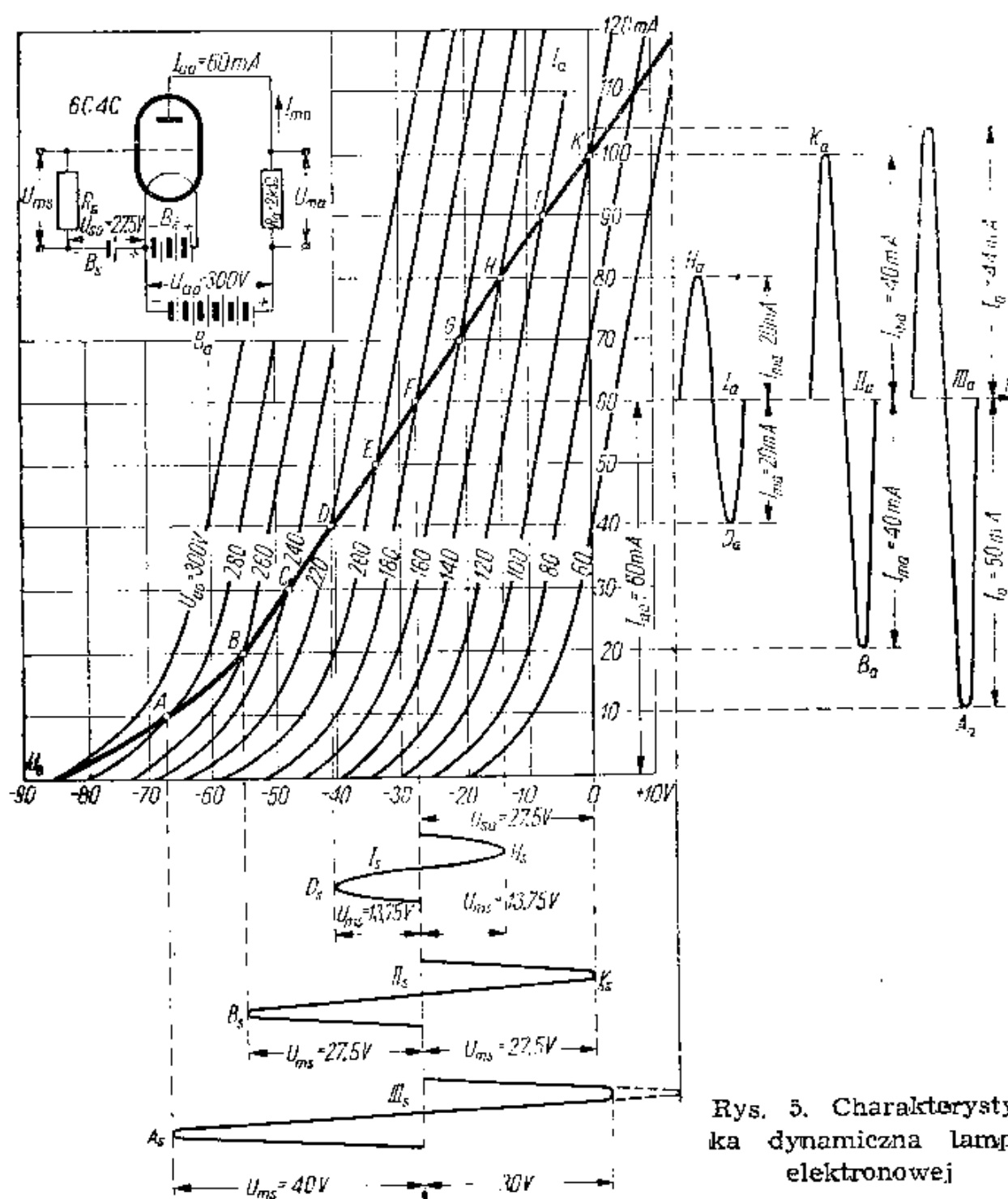
---

\*) Lampy są podane według oryginalnej nomenklatury oznaczeń.



$I_a = 20$  mA na charakterystyce dla napięcia anodowego  $U_{a0} = 260$  V i oznaczmy go literą B.

Przy prądzie 30 mA spadek napięcia na oporności  $R_a$  wyniesie 60 V, a napięcie na anodzie — 240 V. Tym wartościom napięcia



Rys. 5. Charakterystyka dynamiczna lampy elektronowej

i prądu odpowiada punkt oznaczony literą C. W podobny sposób otrzymamy punkty D — K na rysunku 5. Łącząc wszystkie te punkty wspólną linią otrzymamy charakterystykę dynamiczną

lampy typu 6C4C dla oporności obciążenia  $2\,000\ \Omega$  i napięcia źródła zasilającego anodę  $300\text{ V}$ . Jak widać z rys. 5 w miejscach, gdzie charakterystyka dynamiczna przecina dolne zagięcia charakterystyk statycznych triody, wykazuje ona również krzywiznę\*).

Przy innych wartościach napięcia  $U_{aB}$  i oporności  $R_a$  przebieg dynamicznej charakterystyki będzie inny. Im większa będzie wartość  $R_a$ , tym mniejsze będzie nachylenie i odpowiednio do tego mniejsza stromość charakterystyki dynamicznej.

Z analizy charakterystyki dynamicznej wynika, że przy załączonej w obwodzie anodowym oporności  $R_a$  zwiększanie ujemnego napięcia siatki powoduje zmniejszanie się prądu anodowego, wskutek czego napięcie na anodzie rośnie. I na odwrót, przy zmniejszaniu ujemnego napięcia na siatce prąd anodowy rośnie, a napięcie na anodzie się obniża. Przy przejściu napięcia siatki przez zero w obszar dodatnich napięć siatkowych następuje dalsze zwiększanie się prądu anodowego i obniżenie napięcia na anodzie.

**Zmienne napięcie doprowadzone do obwodu siatki lampy.** Obecnie rozpatrzymy, co uzyskamy, jeśli do obwodu siatki lampy 6C4C doprowadzimy napięcie zmienne i jednocześnie damy na jej siatkę sterującą ujemne napięcie o wartości np.  $U_{s_0} = -27,5\text{ V}$ . Rozważmy przypadek, gdy w obwodzie siatki czynne jest napięcie zmieniające się w sposób sinusoidalny i mające amplitudę  $U_s = 13,75\text{ V}$ .

Z punktu  $F$  na prostoliniowej części charakterystyki dynamicznej z rysunku 5, odnoszącego się do ujemnego napięcia  $-27,5\text{ V}$ , kreślimy pionowo w dół prostą i wrysowujemy na niej, jak na osi, krzywą  $I$  napięcia zmiennego, doprowadzonego do obwodu siatki. Zobaczymy, jakie wartości będzie przybierało napięcie wypadkowe w obwodzie siatki w różnych momentach. W czasie trwania

---

\*) Należy zwrócić uwagę, że dolne zagięcie charakterystyki dynamicznej występuje mniej wyraźnie niż w charakterystyce statycznej, tj. pierwsza z nich jest na ogół bardziej prostoliniowa niż druga. Gdy do obwodu anodowego lampy załączymy oporność  $R_a$  o znacznej wartości, to wówczas całą charakterystykę dynamiczną można uznać praktycznie za prostoliniową. Zobaczymy dalej, że właśnie prostoliniowość charakterystyki dynamicznej stanowi jeden z głównych warunków wzmocnienia z minimalnymi zniekształceniami nieliniowymi.

tego półokresu, kiedy przez źródło zmiennego napięcia zostanie wytworzone napięcie dodatnie (ze znakiem plus) i o przeciwnym znaku w stosunku do napięcia na siatce, wówczas wypadkowe napięcie w obwodzie siatki będzie równa różnicy napięć. W chwili osiągnięcia szczytowej wartości zmiennego przebiegu wypadkowe ujemne napięcie na siatce będzie równe  $27,5 \text{ V}$  minus  $13,75 \text{ V}$ , tzn. na siatce uzyskuje się ujemne napięcie  $13,75 \text{ V}$  (punkt  $H_2$ ). W czasie trwania następnego półokresu napięcie otrzymywane ze źródła zmiennego napięcia będzie zgodne co do znaku ze stałym napięciem siatki i wypadkowe napięcie w obwodzie siatki będzie wówczas równe arytmetycznej sumie tych dwóch ujemnych napięć. W momencie osiągnięcia szczytowej wartości zmiennego przebiegu wypadkowe napięcie na siatce będzie wynosiło minus  $41,25 \text{ V}$  (punkt  $D_2$ ). Wartości napięć siatkowych w pośrednich momentach można uzyskać w podobny sposób.

**Składowa zmienna prądu anodowego.** Wyznamy teraz w sposób geometryczny krzywą zmiany prądu w obwodzie anodowym pod wpływem działania zmiennego napięcia w obwodzie siatki. Z punktu  $F$  na rysunku 5 prowadzimy prawą stronę prostą poziomą. Odległość tej prostej od poziomej osi wykresu odpowiada w przyjętej skali składowej stałej prądu anodowego, tzn. jego wartości przy braku zmiennego napięcia w obwodzie siatki. Na przedłużeniu tej prostej, w prawo od pionowej osi wykresu, będziemy oznaczać czas  $t$  w tej samej podziałce, którą stosowaliśmy przy wykreślaniu krzywej napięcia siatkowego.

Określimy najpierw prąd anodowy, odpowiadający szczytowej wartości dodatniej zmiennego napięcia, tzn. tej chwili, kiedy wypadkowe napięcie na siatce równe jest  $13,75 \text{ V}$ . W tym celu kreślimy z punktu  $H_1$  na krzywej, obrazującej zmiany napięcia na siatce, prostą pionową aż do przecięcia jej z charakterystyką w punkcie  $H$ . Na osi pionowej wykresu odczytujemy, że w tym momencie prąd w obwodzie anodowym osiąga wartość  $80 \text{ mA}$ .

Zobaczmy teraz, co otrzymamy podczas trwania półokresu o znaku przeciwnym. Z chwilą osiągnięcia szczytowej wartości przebiegu wypadkowemu napięciu w obwodzie siatki, równemu minus  $41,25 \text{ V}$ , odpowiada punkt  $D_2$  na krzywej zmian napięcia siatkowego. Kreśląc z tego punktu (tym samym sposobem,

co poprzednio) prostą aż do przecięcia z charakterystyką dynamiczną (punkt *D*) możemy odczytać wartość prądu na pionowej osi wykresu. Zauważamy przy tym, że w tym momencie prąd w obwodzie anodowym lampy maleje do 40 mA. W następnej chwili, kiedy napięcie zmienne osiągnie wartość zerową, na siatce będzie występowało tylko jedno napięcie ujemne, a prąd płynący przez lampę będzie równy 60 mA (składowa stała).

Prowadźmy więc w prawo od charakterystyki proste z punktów *H* i *D*, równoległe do osi poziomej. Odległości tych prostych od linii poziomej, na której oznaczono czas, wyrażają w odpowiedniej skali wartości amplitud, jakie osiąga zmieniający się prąd w obwodzie anodowym wskutek działania zmiennego napięcia na siatce i tym sposobem możemy wykreślić krzywą  $I_a$  zmiany prądu w obwodzie anodowym.

Z wykresu widzimy, że prąd anodowy zwiększa się i zmniejsza o równe wartości po 20 mA w obydwie strony. Przy tym krzywa  $I_a$  zmiany prądu w obwodzie anodowym ma taki sam kształt, jak krzywa  $U_s$  obrazująca zmiany napięcia siatki.

Najwyższa wartość, o którą wzrasta lub maleje prąd w obwodzie anodowym wskutek działania zmiennego napięcia w obwodzie siatki, stanowi amplitudę składowej zmiennej prądu anodowego  $I_a = 20$  mA.

Jeśli amplitudę napięcia doprowadzonego do siatki zwiększymy do  $U_s = 27,5$  V, to wahania amplitudy prądu anodowego będą miały większą wartość  $I_a = 40$  mA. Przedstawiono to na rysunku 5 za pomocą analogicznie wykreślonych krzywych  $II_s$  i  $III_s$ .

**Przykład obliczenia wzmocnienia lampy.** Na przykładzie liczbowym pokażemy, że lampa elektronowa daje wzmocnienie napięcia. W tym celu porównamy zmienne napięcia w obwodzie siatki i na oporności  $R_a$ . W naszym przykładzie, kiedy do siatki lampy doprowadzone zostało napięcie zmienne  $U_s$  o amplitudzie 13,75 V (rys. 5), w chwili osiągania szczytowej wartości dodatniego półokresu napięcia w obwodzie siatki, przy wzroście prądu anodowego od wartości spoczynkowej 60 mA (punkt *F*) do szczytowej 80 mA (punkt *H*), napięcie na anodzie zmniejsza się o 40 V (od 180 do 140 V), natomiast spadek napięcia na oporności  $R_a$  wzrasta o ta-

ką samą wartość. W chwili gdy w obwodzie siatki osiągnięta zostaje szczytowa ujemna wartość napięcia i kiedy prąd anodowy zmniejszył się w stosunku do wartości prądu spoczynkowego z 60 mA do 40 mA (punkt D) napięcie na anodzie zwiększa się również o 40 V (od 180 do 220 V), a spadek napięcia na oporności  $R_a$  o taką samą ilość woltów maleje. Wartość 40 V stanowi amplitudę napięcia m. cz.  $U_a$  na oporze  $R_a$ .

Liczba wskazująca, ile razy napięcie  $U_a$  jest większe od napięcia  $U_s$ , nosi nazwę wzmocnienia napięciowego stopnia. Można ją obliczyć ze wzoru:

$$k_u = \frac{U_a}{U_s}. \quad (7)$$

W naszym przykładzie:

$$k_u = \frac{40}{13,75} \approx 3.$$

Jeśli znany jest współczynnik amplifikacji lampy  $K_a$  i jej oporność wewnętrzna  $\rho_a$ , to wzmocnienie napięciowe stopnia można obliczyć bez wykreślania charakterystyki dynamicznej według wzoru:

$$k_u = K_a \frac{R_a}{R_a + \rho_a}. \quad (8)$$

Lampa 6C4C ma  $K_a$  równe 4,2 i  $\rho_a = 800 \Omega$ . Stąd w naszym przykładzie:

$$k_u = 4,2 \cdot \frac{2000}{2000 + 800} = 3.$$

Ze wzoru (8) widać, że stopień pracujący z lampą o dużym  $K_a$  może dawać duże wzmocnienie. Dlatego w takich przypadkach, gdy w stopniu trzeba uzyskać duże wzmocnienie napięciowe, stosuje się lampy (najczęściej pentody) o dużym współczynniku wzmocnienia.

Punkt na charakterystyce dynamicznej lampy, który określa wartość stałego ujemnego napięcia na siatce sterującej i wartości spoczynkowego prądu anodowego  $I_{a0}$  (wartość składowej stałej

prądu anodowego lampy), nosi nazwę „punktu pracy” lampy wzmacniającej. Na rysunku 5 w przypadku ujemnego napięcia siatki  $U_{s0} = -27,5 \text{ V}$  punktem pracy będzie punkt  $F$ . W prawą stronę i lewą od przechodzącej przez niego pionowej prostej przebiega cały szereg wartości składowej zmiennej napięcia na siatce sterującej lampy, a w górę lub w dół od prostej poziomej przechodzącej przez punkt pracy wyznacza się zmiany prądu anodowego lampy.

**Moc w obciążeniu anodowym.** Moc składowej zmiennej wydzielanej na oporności  $R_a$  można obliczyć według wzoru:

$$P_{a\sim} = \frac{I_a U_a}{2}; \quad P_{a\sim} = \frac{I_a^2 R_a}{2}; \quad P_{a\sim} = \frac{U_a^2}{2 R_a}. \quad (9)$$

W naszym przykładzie przy  $I_a = 20 \text{ mA} = 0,02 \text{ A}$  i  $U_a = 40 \text{ V}$  (patrz krzywe  $I_s$  i  $I_a$  na rys. 5).

$$P_{a\sim} = \frac{0,02 \cdot 40}{2} = 0,4 \text{ W}.$$

Jeśli zwiększymy amplitudę napięcia w obwodzie siatki do  $27,5 \text{ V}$  (patrz krzywe  $II_s$  i  $II_a$  na rys. 5), to otrzymamy  $I_a = 40 \text{ mA} = 0,04 \text{ A}$  i  $U_a = 80 \text{ V}$ , a więc:

$$P_{a\sim} = \frac{0,04 \cdot 80}{2} = 1,6 \text{ W}^*).$$

Jak widać ze wzorów (8) i (9), wzmocnienie stopnia  $k_u$  i moc  $P_a$  zależą od wartości oporności  $R_L$  (ze zwiększeniem  $R$  zwiększa się  $k_u$ ).

---

\*) Wzmocnienie mocy stopnia, tj. stosunek mocy  $P_a$ , wytworzonej w obciążeniu anodowym, do mocy  $P_s$ , oddanej przez źródło wzmacnianych drgań i załączone do obwodu siatki lampy może być bardzo duże. Na przykład jeśli w obwód siatki (rys. 5) załączona zostanie oporność  $R = 270$  kiloomów, to przy  $U_s = U_{s0} = 27,5 \text{ V}$  moc pobierana ze źródła drgań będzie wynosić  $P_s = 27,5^2 / 2 \cdot 270 \text{ 000} \approx 0,0014$  a wzmocnienie mo-

cy, wyrażone jako stosunek  $\frac{P_{a\sim}}{P_{s\sim}} = \frac{1,6}{0,0014}$ , wyniesie ponad 1000, gdy

tymczasem wzmocnienie napięcia będzie przy tym  $\frac{U_a}{U_s} \approx 3$ .

W praktyce wartość  $R_a$  dla stopni końcowych pracujących z lampami trójelektrodowymi dobiera się dwa do trzech razy większą od oporności wewnętrznej  $r_a$ , przy czym dla każdej wartości napięcia źródła zasilającego anodowego istnieje pewna optymalna wartość oporności obciążenia anody, dla której otrzymuje się największą moc obciążenia przy minimalnych zniekształceniach nieliniowych. W stopniach wzmocnienia wstępnego na triodach dobiera się wartość oporności anodowej  $R_a$  dziesięć- do dwudziestu razy większą od oporności wewnętrznej lampy. W przypadkach gdy we wzmacniaczach m. cz. stosuje się pentody lub tetrody strumieniowe, wówczas wartość  $R_a$  powinna być mniejsza od oporności wewnętrznej lampy.

**Zniekształcenia powstające przy zbyt wysokich napięciach w obwodzie siatki.** Jeśli na siatkę lampy, której charakterystykę przedstawia rys. 5, doprowadzimy napięcie  $U_s$  o amplitudzie np. 40 V, to przebieg prądu anodowego wyrażony krzywą *IIIa* będzie się różnił kształtem od przebiegu napięcia doprowadzonego do siatki przedstawionego w postaci krzywej *IIIb*, tzn. pojawią się zniekształcenia nieliniowe. Wyjaśnimy teraz, dlaczego tak się dzieje.

W takim przypadku podczas ujemnego półokresu zmian napięcia  $U_s$  wykorzystuje się również i nieliniową część charakterystyki. Wskutek tego następuje zmniejszenie prądu anodowego z 60 do 10 mA, tj. o 50 mA (zamiast 60 mA, tzn. w przypadku, gdyby charakterystyka była prostoliniowa). W czasie drugiego półokresu wypadkowe napięcie na siatce lampy w pewnym momencie staje się dodatnie wskutek tego, że amplituda napięcia zmiennego przewyższa stałe ujemne napięcie. Przy dodatnim natomiast napięciu na siatce pojawia się prąd siatki, który wprowadza dodatkowe obciążenie dla źródła napięcia zmiennego i wywołuje zwiększenie spadku napięcia na oporności wewnętrznej tego źródła. W następstwie tego w czasie dodatniego półokresu zmniejsza się w stosunku do półokresu ujemnego amplituda napięcia doprowadzonego do siatki lampy.

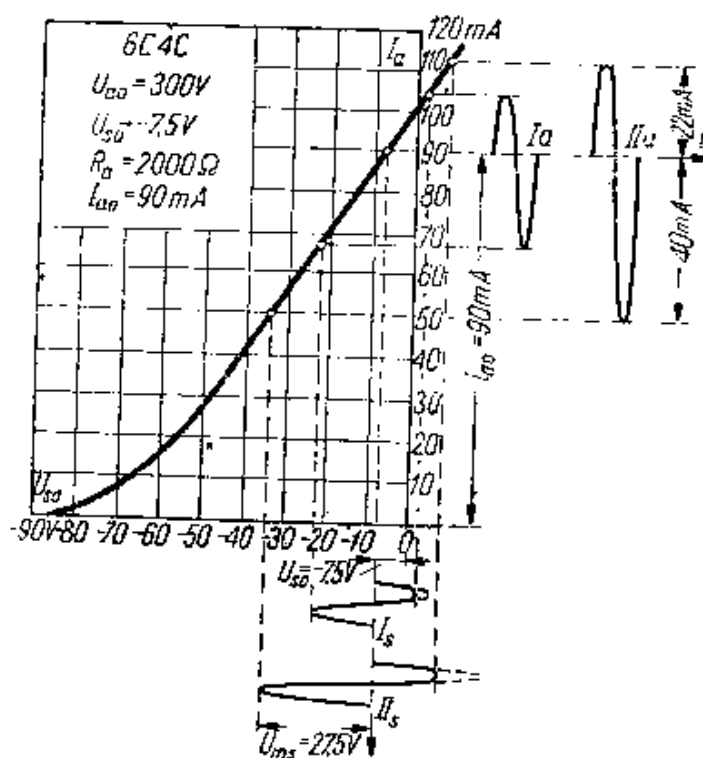
W naszym przypadku mając amplitudę napięcia w ujemnym półokresie równą 40 V otrzymamy w dodatnim półokresie tylko 30 V (przy czym 2,5 V przypada na obszar dodatnich napięć na siatce lampy). Wskutek tego otrzymuje się przyrost prądu anodo-

wego tylko do 104 mA (zamiast przyrostu 120 mA, który by następował przy  $U_s = 40$  V). Widzimy więc, że przy zbyt wysokim napięciu zmiennym w obwodzie siatki zmiany prądu anodowego nie są jednakowe co do ich wartości w różnych półokresach. Dlatego też wierzchołki krzywej IIIa odpowiadającej temu prądowi tracą kształt sinusoidalny.

Przy dalszym zwiększaniu napięcia zmiennego doprowadzonego do siatki lampy krzywa prądu anodowego będzie jeszcze bardziej zniekształcona.

**Zniekształcenia** powstające w obwodzie siatki sterującej wtedy, gdy napięcie wstępne doprowadzone do niej jest za niskie. Jeśli weźmiemy tę samą lampę, której charakterystyka została przedstawiona na rysunku 5, lecz do siatki jej doprowadzimy wyższe napięcie ujemne, np. minus 7,5 V, to przy amplitudzie zmiennego napięcia, wynoszącej 27,5 V, w czasie dodatniego półokresu pojawi się prąd siatki, który doprowadzi do zniekształcenia przebiegu krzywej prądu anodowego (rys. 6).

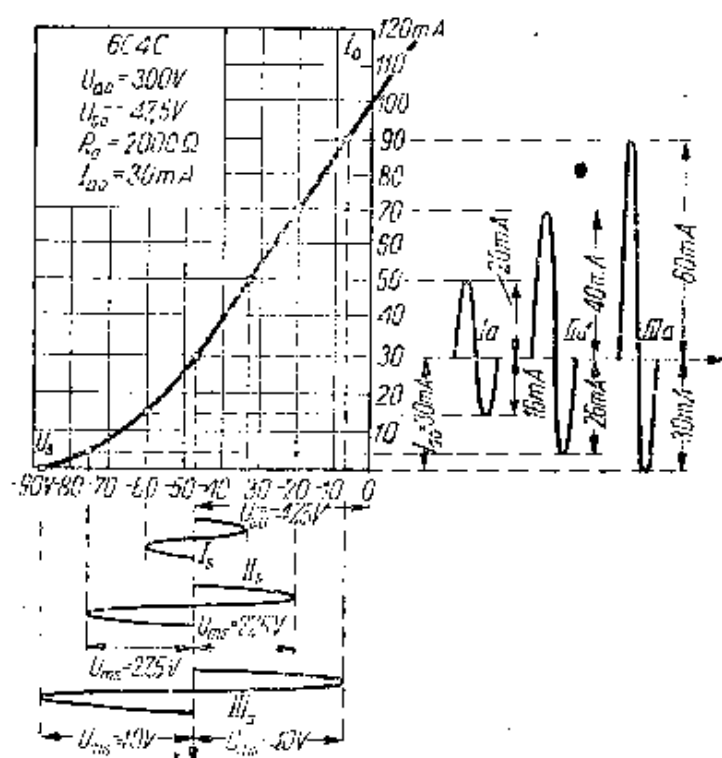
Wyższe ujemne napięcie stałe siatki może mieć również inne nieprzyjemne następstwa. Zwiększeniu bowiem ujemnego napięcia stałego siatki towarzyszy wzrost składowej stałej prądu anodowego  $I_{a0}$  oraz wzrost mocy traconej na anodzie lampy. Przy wyższym stałym ujemnym napięciu siatki prąd anodowy może wzrosnąć do tego stopnia, że moc tracona na anodzie przekroczy maksymalną, dopuszczalną dla niej wartość — anoda lampy rozżarzy się silnie i lampka ulegnie uszkodzeniu.



Rys. 6. Niedostateczne ujemne napięcie siatki sterującej prowadzi do wystąpienia zniekształceń krzywej prądu anodowego



**Zniekształcenia przy zbyt wysokim ujemnym napięciu stałym na siatce lampy.** Zniekształcenia nieliniowe występują również przy stosowaniu zbyt niskiego ujemnego napięcia stałego siatki ( $-U_{s0}$ ). Na przykład przy  $U_{s0} = -47,5 \text{ V}$  (rys. 7) wkracza się w obszar dolnego zakrzywienia charakterystyki, a jeśli amplitudy zmiennego napięcia na siatce są duże, nastąpi w pewnych momentach zatkanie lampy (w tym przypadku mówi się, że lampa pracuje z odcięciem dolnych szczytów prądu anodowego). W następ-



Rys. 7. Zbyt duże ujemne napięcie siatki sterującej wywołuje zniekształcenia

stwie tego zmiany prądu anodowego nie będą proporcjonalne do zmian napięcia siatki i krzywa prądu anodowego będzie zniekształcona; przy czym składowa stała prądu anodowego wzrasta z chwilą doprowadzenia napięcia zmiennego do siatki sterującej lampy w porównaniu ze składową stałą prądu w przypadku, gdy nie ma napięcia zmiennego (czyli w porównaniu z prądem spoczynkowym). Zjawisko to można łatwo zaobserwować za pomocą miliamperomierza magne-

toelektrycznego, włączonego w obwód anodowy lampy.

Korzystając z rys. 7 przekonamy się, że właśnie ten sposób będzie najodpowiedniejszy. Jak widać z rysunku, przy ujemnym napięciu siatki równym  $-47,5 \text{ V}$ , anodowy prąd spoczynkowy  $I_{a0}$  wynosi  $30 \text{ mA}$ . W chwili osiągnięcia ujemnej amplitudy napięcia na siatce sterującej  $U_s = 27,5 \text{ V}$  prąd anodowy maleje do  $4 \text{ mA}$ , tj. o  $26 \text{ mA}$ , a w chwili osiągnięcia dodatniej wartości szczytowej prąd w obwodzie anodowym wzrasta do  $70 \text{ mA}$ , tzn. o  $40 \text{ mA}$  (krzywe  $I_{Is}$  i  $I_{Ia}$ ). Zwiększanie prądu o  $40 \text{ mA}$  następuje z częstotliwością kolejnych zmian przebiegu prądowego i będzie oddziały-

wało w silniejszym stopniu na wychylenie wskazówki przyrządu niż występujące na przemian zmniejszanie prądu o 26 mA. Wskutek tego w przypadku istnienia napięcia zmiennego w obwodzie siatki wskazówka przyrządu wykaże większe wychylenie niż wówczas, gdy napięcia tego nie będzie. Wychylenie wskazówki będzie tym większe im większa będzie amplituda napięcia zmiennego na siatce.

Jeżeli stałe napięcie ujemne siatki jest za wysokie, wystąpi zjawisko odwrotne. W tym przypadku zmienne napięcie w obwodzie siatki spowoduje, że spadek wartości prądu anodowego będzie większy niż jego wzrost (patrz rys. 6), wskutek czego otrzymuje się mniejsze wychylenie wskazówki miliamperomierza w porównaniu z wychyleniem przy braku napięcia zmiennego.

Jeśli do siatki lampy doprowadzimy napięcie zmienne, którego amplituda będzie się zmieniać stale (co zachodzi np. przy wzmacnianiu audycji programu radiofonicznego), to wówczas stosunek zwiększania się prądu anodowego do jego zmniejszania będzie nieprzerwanie ulegał zmianie, a wskazówka miernika będzie drgać.

A więc z charakteru zmian średniego prądu anodowego w czasie sterowania siatki napięciem zmiennym można wywnioskować, kiedy stałe ujemne napięcie siatki jest za wysokie, a kiedy za niskie.

W ten sam sposób można wnioskować o pojawieniu się i o względnej wielkości zniekształceń nieliniowych, które wnosi lampa. A więc zniekształcenia te będą tym większe, im w większym zakresie zmieniać się będą wskazania miliamperomierza. Nie poruszone natomiast położenie wskazówki miliamperomierza przy zmianach amplitudy zmiennego napięcia na siatce lampy wskazuje, że powiększanie i zmniejszanie prądu anodowego są praktycznie jednakowe oraz że zniekształcenia nieliniowe wnoszone przez lampę wzmacniającą są nieznaczne.

**Zasadnicze warunki wzmacniania bez zniekształceń.** Na podstawie uprzednio podanych wiadomości można wyciągnąć wniosek, że podstawowym warunkiem braku zniekształceń we wzmacniaczu z lampą elektronową jest praca na prostoliniowym odcinku jej charakterystyki i tylko w zakresie ujemnych napięć na siatce.

Taki rodzaj pracy lampy nosi nazwę pracy w klasie A. Ujemne napięcie na siatce zwykle dobiera się w taki sposób, aby prąd ano-

dowy lampy przy braku napięcia zmiennego w obwodzie siatkowym (tzw. prąd spoczynkowy) był nieco większy od połowy wartości prądu anodowego, który płynie przy napięciu zerowym na siatce sterującej. W tym przypadku do siatki lampy elektronowej można doprowadzać napięcia o większych amplitudach niż przy dowolnym innym ujemnym napięciu siatki i uzyskać odpowiednio największe amplitudy prądu anodowego bez zniekształceń.

Dla każdego napięcia anodowego pracy danej lampy zaleca się stosować określone ujemne napięcie stałe siatki. Wiemy jednak, że małe zmiany kształtu krzywej nie wywołują zniekształceń wyraźnie przez słuch wyczuwanych. Dlatego chcąc uzyskać większą siłę głosu zezwala się czasami, aby amplituda sygnału wchodziła w zakres dolnego zakrzywienia charakterystyki oraz nieznacznie w zakres dodatnich napięć na siatce.

**Zniekształcenia wnoszone przez pentody i tetrody strumieniowe.** Tetrody strumieniowe i pentody, a zwłaszcza pośrednio żarzone i używane w końcowych stopniach wzmacniaczy m. cz., nie mają w swych charakterystykach siatkowo-anodowych odcinków prostoliniowych. Ich charakterystyki wykazują na całej długości mniej lub więcej wyraźne zakrzywienie. Wskutek tego zwiększenie i zmniejszenie prądu anodowego pod wpływem działania napięcia zmiennego w obwodzie siatki sterującej jest bardzo nierówne, a zniekształcenia przy większych amplitudach napięcia siatkowego mogą być bardzo wyraźne. Zniekształcenia wytwarzane przez pentody i tetrody strumieniowe są zwykle większe od zniekształceń wnoszonych przez lampy trójelektrodowe przy równej mocy oddawanej i przy tym samym napięciu anodowym. Przy uzyskiwaniu możliwie jak najmniejszych zniekształceń nieliniowych w stopniu końcowym z pentodą lub tetrodą strumieniową szczególne znaczenie ma prawidłowy wybór oporności obciążenia anodowego oraz wartości stałego ujemnego napięcia siatki sterującej.

**Lampa z transformatorem lub dławikiem w obwodzie anodowym.** Warunki pracy lampy stopnia końcowego lub wzmacniacza wstępnego z obciążeniem dławikowym lub transformatorowym różnią się od opisanych warunków pracy z opornością czynną w obwodzie anodowym. Pierwotne uzwojenie transformatora lub uzwo-

jenie dławika, włączone do obwodu anodowego lampy, ma odpowiednio małą oporność czynną, występuje więc na nim stosunkowo niewielki spadek napięcia stałego i dlatego w razie braku zmiennego napięcia m. cz. na siatce sterującej lampy jej napięcie anodowe jest prawie równe napięciu źródła zasilającego anodę. Natomiast dla składowej zmiennej prądu anodowego uzwojenie transformatora lub dławika przedstawia oporność znacznie większą i na jego końcówkach otrzymuje się duże napięcie zmienne m. cz. Napięcie to nakłada się na napięcie anodowe źródła zasilającego i wskutek tego w czasie dodatniego półokresu napięcia na siatce sterującej otrzymuje się na anodzie lampy napięcie wypadkowe niższe od napięcia źródła zasilającego anodę, natomiast w czasie ujemnej połówki okresu to wypadkowe napięcie jest wyższe od napięcia źródła zasilającego anodę.

Na zakończenie tego rozdziału należy dodać, że twierdzenie, iż niedopuszczalne są większe zniekształcenia krzywej prądu anodowego, jest słuszne dla wszelkich wzmacniaczy z triodą, tetrodą strumieniową lub pentodą z wyjątkiem tzw. układu przeciwsobnego. O pracy tego układu będziemy mówili w dalszym ciągu oddzielnie.

## 6. STOPIEŃ KOŃCOWY

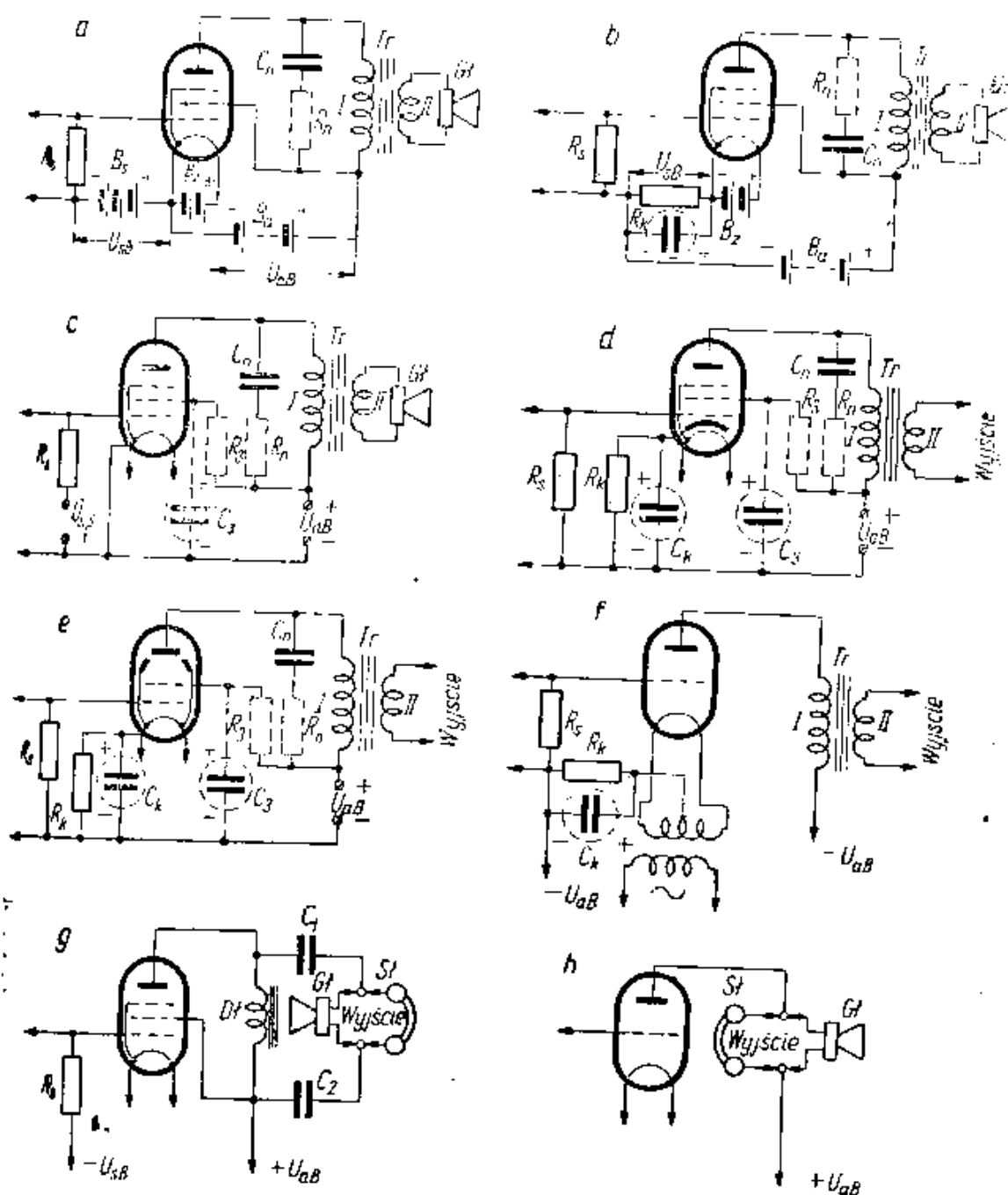
Do obwodów anodowych końcowych stopni większości współczesnych wzmacniaczy m. cz. dołącza się uzwojenie pierwotne tzw. transformatorów wyjściowych  $Tr$ , mających rdzenie z blach stalowych (rys. 8 a-f). Głośniki, linie sieci radiowęzłowych, głośnice zapisujące oraz inne odbiorniki mocy wytwarzanej przez wzmacniacz i stanowiące jego obciążenie, dołącza się do uzwojenia wtórnego tych transformatorów. Pulsujący prąd anodowy, powstający pod działaniem zmiennego napięcia m. cz. w obwodzie siatki sterującej lampy, przechodząc przez uzwojenie pierwotne transformatora indukuje w jego uzwojeniu wtórnym siłę elektromotoryczną, która z kolei powoduje przepływ prądu zmiennego o tej samej częstotliwości przez oporność obciążenia.

Tylko w stopniach końcowych oddających małą moc (rzędu ulamka wata), kiedy w układzie pracują lampy o małym prądzie anodowym, stosuje się dla uproszczenia układu słuchawkę elektromagnetyczną lub głośnik, załączone bezpośrednio między anodą lampy i biegunem dodatnim źródła zasilania (rys. 8).

W niektórych wzmacniaczach do obwodu anodowego lampy końcowego stopnia dołącza się dławik  $Dt$  z rdzeniem z blach stalowych (rys. 8g), a słuchawkę lub głośnik włącza się przez kondensatory  $C_1$  i  $C_2$  do końców jego uzwojenia. W takim układzie pulsujący prąd anodowy przechodzi przez uzwojenie dławika wytwarzając na nim składową zmienną napięcia m. cz., która powoduje przepływ prądu zmiennego m. cz. przez kondensatory  $C_1$  i  $C_2$  i głośnik (lub słuchawkę).

**Wybór lamp stopnia końcowego.** W końcowych stopniach współczesnych wzmacniaczy m. cz. zwykle stosuje się specjalnie przeznaczone do tego celu pentody lub tetrody strumieniowe, ponieważ wymagają one mniejszych napięć m. cz. doprowadzonych

do obwodów siatki sterującej w porównaniu z lampami trójelektrodowymi w celu uzyskania odpowiednio równych mocy. Dla wzmacniaczy z zasilaniem bateryjnym produkuje się pentody



Rys. 8. Typowe układy końcowych stopni wzmacniaczy m. cz.

a — stopień z pentodą bezpośrednio żarzoną, zasilaną z baterii ze stałym ujemnym napięciem siatki; b — jak wyżej z automatycznym napięciem; c — stopień z pentodą pośrednio żarzoną i stałym napięciem siatki; d — jak wyżej z automatycznym napięciem; e — stopień z pośrednio żarzoną tetrodą strumieniową o napięciu automatycznym; f — stopień z triodą bezpośrednio żarzoną prądem zmiennym o napięciu automatycznym; g — stopień z wyjściem diodowym; h — stopień z bezpośrednim włączeniem słuchawki lub głośnika w obwód anodowy

T a b l i c a 2

Lampy elektronowe stosowane w końcowych stopniach wzmacniaczy m. cz. i ich typowe warunki pracy

Oznaczenie	Typ lampy	Napięcie zasilania $U_g$	Prąd zasilania $I_g$	Napięcie anodowe $U_{a0}$	Napięcie siatki ekranowej $U_{eg}$	Ujemne napięcie siatki sterującej $U_{sg}$	Amplituda napięcia na siatce sterującej $U_{as}$	Opornik katodowy $R_k$ dla automatyzacji napięcia siatki	Prąd anodowy $I_{a0}$	Prąd siatki ekranowej $I_{eg}$	Nachylenie charakterystyki $S_a$	Oporność wewnętrzna $r_a$	k	Opłytalnia opor- ność obciążenia $R_n$	Maksymalna moc oddawana $P_{max}$	Współczynnik nie- liniowości przy $R_{max}$	Łwagi
2П1П	Pentoda bez- pośrednio żarzona	1,2	0,06	67,5	67,5	-3,5	3,5	-	2,8	0,65	0,9	260	24	0,06	0,06	7	1:3
				67,5	67,5	-3,5	3,5	-	5,6	1,3	1,8	120	12	0,12	0,12	7	2:3
				90	67,5	-3,5	3,5	-	2,9	0,65	0,9	300	36	0,08	0,08	7	1:3
				90	67,5	-3,5	3,5	-	5,8	1,3	1,8	150	18	0,16	0,16	7	2:3
				90	90	-1,5	4,5	-	9,5	2,1	2,15	100	10	0,27	0,27	7	2:3
4П1П	Pentoda bez- pośrednio żarzona	2,1	0,65	120	120	-6,4	6,4	-	25	4	6	-	6	1,0	1,0	7	2:3
				160	160	-8,5	8,5	-	40	6	-	-	5	1,8	1,8	7	2:3
				200	160	-9,1	9,1	-	37	5	-	-	6	2,4	2,4	7	2:3
				240	160	-10,2	10,2	-	31	4	6,5	-	7	2,6	2,6	7	2:3
				160	-	-13,1	13,1	-	26	-	-	-	2,5	0,8	0,8	7	2:3;5
6Ф6С	Pentoda po- średnio ża- rzona	6,3	0,7	160	-	-13,1	13,1	-	26	-	-	-	5	0,6	0,6	4	2:3;5
				200	-	-15,5	15,5	-	30	-	-	-	2,5	1,4	1,4	7	2:3;5
				240	-	-22,0	22,0	-	36	-	-	-	3,3	2,1	2,1	7	2:3;5
				250	250	-16,5	16,5	410	34,0	6,5	2,5	80	7	3,0	3,0	8	4
				315	315	-22,0	22,0	440	42,0	8,0	6,65	75	7	5,0	5,0	7	4
				250	-	-20,0	20,0	650	31,0	-	2,7	2,6	4	0,85	0,85	5	6

6П6С	Pentoda stru- mienkowa po- średnio żar- czona	6,3	0,45	180	180	-8,5	8,5	-	29	3	3,7	58	5,5	2	8	3
				250	250	-12,5	12,5	-	45	4,5	4,1	52	5	4,23	6	3
				315	225	-13,0	13,0	-	34	2,2	3,75	77	8,5	5,5	12	3
6П3С	Pentoda stru- mienkowa po- średnio żar- czona	6,3	0,9	250	250	-14	14	-	72	5	6,0	22,5	2,5	6,5	10	3
				250	250	-	11	170	75	5,4			2,5	6,5	10	4
				300	200	-12,5	12,5	-	48	2,5			4,5	6,5	11	3
				300	200	-	12,5	220	51	3			4,5	6,5	11	4
				375	125	-9	8,0	-	24	0,7			14	4,2	9	3
				375	125	-	8,5	365	24	0,7			14	4	9	4
				250	-	-20	20	-	40	-	4,7	1,7	5	1,4	5	5
				250	-	-	20	490	40	-			6	1,3	6	6
6П1П	Pentoda stru- mienkowa po- średn. żarz.	6,3	0,45	250	250	-12,5	12,5	-	45	5	4,5	50	5	4,5	7	3
6П9	Pentoda po- średnio żarz.	6,3	0,65	300	150	-3	3	-	30	7	11,7	130	10	3	7	3
6С4С	Trioda bezpo- średnio żarz.	6,3	1,0	250	-	-45	45	750	60	-	5,25	0,9	2,5	3,5	6	4
YQ-186	Trioda bez- pośrednio żarzona	4	1	240	-	-33	33	-	62	-	3,1	1,2	2	1,5	4,4	3
				240	-	-	33	425	62	-			2	1,5	3,7	4
				320	-	-60	60	-	47	-			4	3,2	5,0	3
				320	-	-	60	1030	47	-			5	2,9	3,9	4
				400	-	-65	85	-	37	-			6	4,0	4,2	3
				400	-	-	85	1830	37	-			9	3,9	4,6	4



c.d. tablicy 2

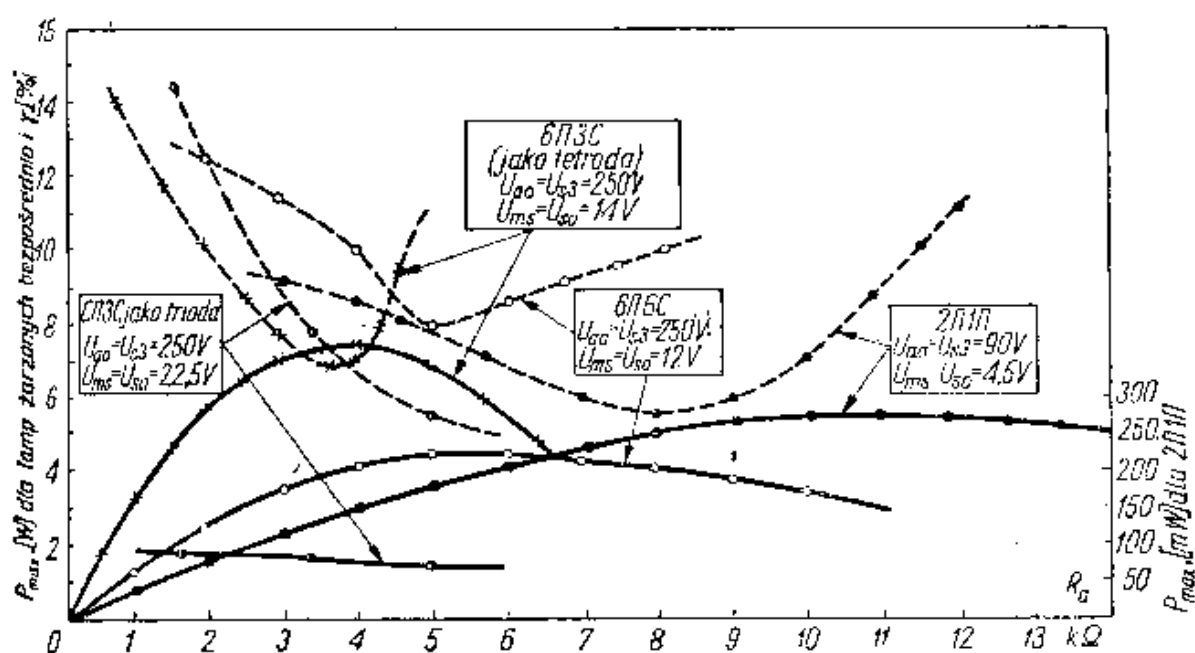
Oznaczenie	Typ lampy	Napięcie żarzenia $U_z$		Prąd żarzenia $I_z$	Napięcie anodowe $U_{ag}$	Napięcie siatki ekranowej $U_{eg}$	Ujemne napięcie siatki sterującej $U_{s0}$	Amplituda napięcia na siatce sterującej $U_{ms}$	Opornik katodowy $R_k$ dla automatycznego napięcia siatki	Prąd anodowy $I_{a0}$	Prąd siatki ekranowej $I_{s0}$	Nachylenie charakterystyki $S_0$	Oporność wewnętrzna $R_a$	Optymalna oporność obciążenia $R_o$	Maksymalna moc oddawana $P_{max}$	Współczynnik miediodowosci przy $R_{max}$	Uwagi
		V	V	V	V	V	V	V	$\Omega$	mA	mA	mV/V	$k$	$k$	V		
1W-57	Trioda bezpo-średnio żarzona	4	—	2	500	—	-40	40	—	70	—	7,0	1,1	3	6,4	3	3
					600	—	-55	55	—	70	—	—	—	4	10,5	5	3
					700	—	-65	65	—	70	—	—	—	5	14,4	5	3
					750	—	-72	72	—	70	—	—	—	6	15,6	5	3
					800	—	-78	78	—	60	—	—	—	6	16,5	5	3

U w a g i :

1. Włączona jedna połówka włókna żarzenia.
2. Obydwie połówki włókna żarzenia połączone równolegle.
3. Praca w układzie ze stałym ujemnym napięciem siatki.
4. Praca w układzie z automatycznym ujemnym napięciem siatki wytwarzanym na oporze katodowym  $R_k$ .
5. Połączenie triodowe; praca w układzie ze stałym ujemnym napięciem siatki; w rubryce „prąd anodowy” podany jest sumaryczny prąd anodowy i siatki ekranowej.
6. Połączenie triodowe; praca w układzie z automatycznym ujemnym napięciem siatki wytwarzanym na oporniku katodowym  $R_k$ .

o bezpośrednim zarzeniu, a dla wzmacniaczy z zasilaniem sieciowym — pośrednio żarzone tetrody strumieniowe i pentody.

W tabelicy 2 zestawiono dane niektórych radzieckich lamp stopnia końcowego oraz warunki ich pracy. Posługując się tablicą można wybrać lampę dla stopnia końcowego zależnie od żądanej mocy wyjściowej. Moc, jaką można uzyskać we wtórnym uzwojeniu transformatora wyjściowego stosując daną lampę waha się w granicach 70 — 85% wartości podanej w tabelicy. Reszta mocy pozostaje stracona bezużytecznie w uzwojeniu i rdzeniu transformatora wyjściowego. Na rysunku 9 przedstawiono krzywe, które pokazują, w jaki sposób zmieniają się moce oddawane przez



Rys. 9. Zależność zawartości harmonicznych  $h$  i mocy  $P_{max}$  od oporności obciążenia anodowego  $R_a$

lampy (linie ciągłe) i jak zmienia się współczynnik zniekształceń nieliniowych (linie przerywane) w zależności od zmian wartości oporności obciążenia.

Z porównania danych triod z danymi tetrod strumieniowych i pentod, zawartymi w tabelicy 2, wynika, że najkorzystniejsze jest stosowanie w końcowych stopniach tetrod strumieniowych. Na przykład z triody 6C4C można uzyskać moc 3,5 W przy napięciu anodowym 250 V doprowadzając na jej siatkę sterującą napięcie m. cz. o amplitudzie  $U_s = 45$  V, przy czym ze źródła zasilania anodowego pobiera się prąd 60 mA. Tetroda strumieniowa 6Π 6C

może przy takim samym napięciu anodowym oddać moc 4,25, jeśli do jej siatki sterującej doprowadzi się napięcie m. cz. o amplitudzie prawie czterokrotnie mniejszej ( $U_s = 12,5$  V). Sumaryczny prąd anodowy i siatki ekranowej nie przekracza przy tym 50 mA.

**Konieczność stosowania transformatora wyjściowego.** Wyjaśnimy, dlaczego głośnik magnetoelektryczny zawsze łączy się z transformatorem. Jak wynika z tablicy 2, z większości lamp elektronowych przeznaczonych do pracy w końcowych stopniach m. cz. uzyskuje się maksymalną moc przy wartości oporności obciążenia  $R_a$  rzędu kilku kiloomów. Amplitudy składowych zmiennych prądów anodowych nie przewyższają przy tym kilkadziesiąt miliamperów. Oporność natomiast cewki drgającej głośnika elektrodynamicznego wynosi zaledwie kilka omów i dlatego, aby głośniki te mogły normalnie odtwarzać konieczny jest przepływ przez ich uzwojenie prądu o wartości nieraz kilku amperów i przy napięciu wynoszącym kilka woltów. Jeśli taką cewkę drgającą podłączylibyśmy bezpośrednio do obwodu anodowego lampy, to prąd pulsujący przepływający przez nią oddawałby znikomą moc i głośnik dźwięczałby bardzo słabo. Jeśli jednak do obwodu anodowego lampy załączymy pierwotne uzwojenie transformatora, którego liczba zwojów wtórnego uzwojenia  $z_2$  jest mniejsza o określoną ilość razy od ilości zwojów  $z_1$  uzwojenia pierwotnego, wówczas natężenie prądu w obwodzie uzwojenia wtórnego będzie odpowiednio tyle razy większe o ile mniej zwojów ma wtórne uzwojenie transformatora w porównaniu z uzwojeniem pierwotnym. Jednocześnie wartość napięcia na wtórnym uzwojeniu będzie w tym samym stosunku mniejsza od składowej zmiennej napięcia na uzwojeniu pierwotnym. Wskutek zwiększenia prądu płynącego przez cewkę drgającą głośnika magnetoelektrycznego zwiększy się siła głosu.

Jeśli dana jest wartość oporności obciążenia  $r_0$ , załączonej do wtórnego uzwojenia (np. oporności cewki drgającej głośnika dynamicznego), oraz wartość optymalna oporności anodowej lampy  $R_a$  (patrz tablica 2), to przekładnia, jaką powinien mieć transformator (tj. stosunek liczby zwojów wtórnych do liczby zwojów pierwotnych), wynosi:

$$n = \frac{z_2}{z_1} = \sqrt{\frac{r_0}{R_a r_l}}, \quad (10)$$

gdzie  $\eta$  jest sprawnością transformatora, tzn. współczynnikiem uwzględniającym wysokość strat energii w uzwojeniach i rdzeniu transformatora.

Ze wzoru tego wynika, że transformator z obciążeniem dołączonym do jego uzwojenia wtórnego przedstawia dla obwodu anodowego lampy oporność równą:

$$R_a = \frac{r_0}{n^2 \cdot \eta} \quad (a)$$

Jeśli we wzorze tym pominiemy wartość  $\eta$ , tzn. straty energii w transformatorze, to wówczas można napisać:

$$R_a = \frac{r_0}{n^2} \quad (b)$$

Oznacza to, że oporność obciążenia obwodu anodowego lampy jest w przybliżeniu  $\frac{1}{n^2}$  razy większa od wartości oporności obciążenia, załączonego do wtórnego uzwojenia transformatora.

Wyjaśnimy fizyczne znaczenie tego „przenoszenia” oporności obciążenia wtórnego uzwojenia transformatora do obwodu jego uzwojenia pierwotnego.

W celu uproszczenia rozważań założymy, że transformator wyjściowy jest bez strat, tzn., że oporności czynne jego uzwojeń są równe zero i że w rdzeniu jego nie traci się energia, a jego uzwojenie pierwotne ma bardzo dużą indukcyjność. Dopóki obciążenie nie zostanie załączone do wtórnego uzwojenia, dopóty nie będzie płynąć prąd w tym uzwojeniu, a uzwojenie pierwotne będzie się zachowywało tak, jak idealny dławik i nie będzie przenosiło składowej zmiennej prądu anodowego lampy. Praktycznie będzie przez nie płynął tylko stały prąd anodowy. Z chwilą natomiast włączenia obciążenia do uzwojenia wtórnego pojawi się w nim prąd. W uzwojeniu pierwotnym również pojawi się składowa zmienna prądu. Zmniejszenie oporności obciążenia spowoduje zwiększenie prądów zarówno w uzwojeniu wtórnym, jak i pierwotnym. Dzieje się tak dlatego, że prąd, który płynie przez wtórne uzwojenie, wytwarza w rdzeniu linie sił pola magnetycznego, skierowane przeciwnie do linii sił wytwarzanych przepływem prądu w uzwojeniu pierwotnym. Wskutek osłabienia strumienia magnetycznego

w rdzeniu sem. związana z indukcyjnością pierwotnego uzwojenia zmniejsza się i składowa zmienna prądu tego uzwojenia wzrasta. Zjawisko to z punktu widzenia fizykalnego jest równoważne zmniejszeniu oporności pierwotnego uzwojenia dla składowej zmiennej prądu anodowego.

Ustalimy teraz zależność ilościową oporności transformatora dla prądu zmiennego po stronie uzwojenia pierwotnego. Wiadomo, że prąd uzwojenia pierwotnego  $I_1$  jest  $\frac{1}{n}$  razy mniejszy od prądu  $I_2$  uzwojenia wtórnego, gdy tymczasem napięcie na pierwotnym uzwojeniu  $U_1$  jest  $\frac{1}{n}$  razy większe od napięcia wtórnego uzwojenia  $U_2$ . Można to ująć w formie wzorów:

$$I_1 = I_2 \cdot n; \quad U_1 = \frac{U_2}{n}. \quad (c)$$

Jeśli znane jest napięcie  $U_1$ , które istnieje na zaciskach obwodu (w danym wypadku na końcówkach pierwotnego uzwojenia), i znany jest prąd  $I_1$  płynący w tym uzwojeniu, to można określić oporność obwodu jako

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1}. \quad (d)$$

Podstawiając do tego wzoru (d) zamiast  $U$  i  $I$  odpowiadające im wielkości zgodnie z wzorem (c) otrzymamy następującą zależność:

$$Z_1 = \frac{U_2}{I_2 \cdot n^2}. \quad (e)$$

Stosunek napięcia na obciążeniu do prądu obciążenia jest równy oporności obciążenia  $r_0$ . Stąd

$$Z_1 = \frac{r_0}{n^2}. \quad (f)$$

Ponieważ wielkość  $Z_1$  stanowi obciążenie anodowe lampy  $R$ , wynika stąd, że wzory (f) i (b) są jednoznaczne.

**Transformator wyjściowy obsługujący kilka głośników elektrodynamicznych.** W pewnych przypadkach zachodzi konieczność załączenia na wyjście wzmacniacza dwóch lub większej ilości

głośników elektrodynamicznych. Jeśli wszystkie te głośniki są jednakowe, to wówczas ich cewki drgające można połączyć równolegle do wspólnego uzwojenia wtórnego transformatora wyjściowego. W takim przypadku przy obliczaniu przekładni transformatora wyjściowego według wzoru (10) wartość oporności obciążenia  $r_0$  należy przyjąć równą oporności cewki drgającej (każdego) głośnika, podzielonej przez ilość załączonych równolegle głośników (oczywiście, że można również cewki drgające jednakowych głośników dynamicznych załączyć szeregowo i w takim przypadku należy przyjąć oporność obciążenia za równą oporności cewki drgającej głośników, pomnożonej przez ilość głośników).

Jeśli natomiast do wyjścia wzmacniacza m.c.z. trzeba będzie dołączyć kilka głośników elektrodynamicznych o różnej mocy i mających różne oporności cewek drgających, to wówczas transformator wyjściowy powinien mieć tyle wtórnych uzwojeń, ile dołącza się głośników. W tym przypadku przekładnie odpowiednio każdego ( $m$ -tego) uzwojenia wtórnego o liczbie zwojów  $z_m$  można obliczyć według następującego wzoru:

$$n_m = \frac{z_m}{z_1} = \sqrt{\frac{r_m \cdot P_m}{R_a \cdot P_{max} \cdot r_1}}, \quad (10')$$

gdzie:  $P_{max}$  — jest maksymalną mocą, oddawaną przez lampę stopnia końcowego;

$P_m$  — moc zużyta przez głośnik włączony do danego uzwojenia wtórnego;

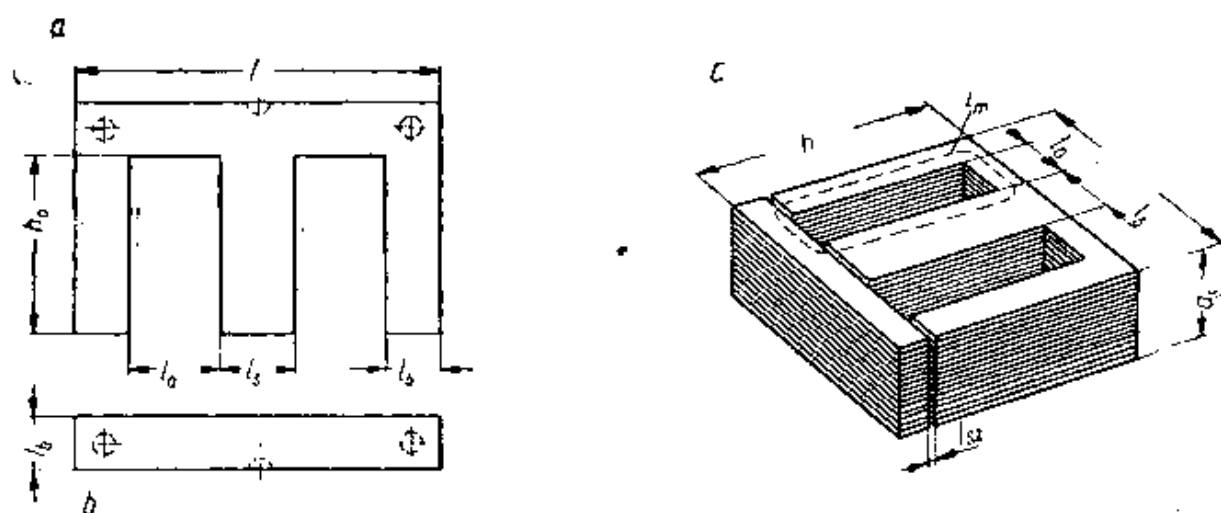
$r_m$  — oporność cewki drgającej tego głośnika.

**Budowa transformatorów wyjściowych.** W celu przekazania energii z obwodu anodowego stopnia końcowego do głośnika lub innego obciążenia z możliwie małymi stratami i bez dodatkowych zniekształceń należy dobrać w sposób prawidłowy wymiary geometryczne rdzenia transformatora wyjściowego, wielkość jego szczeliny powietrznej, średnicę przewodów i liczby zwojów. Szczelina powietrzna chroni rdzeń od nasycenia liniami sił pola magnetycznego w następstwie namagnesowania go prądem stałym, płynącym przez pierwotne uzwojenie.

Ilość zwojów pierwotnych i wymiary rdzenia transformatora wyjściowego dobiera się tak, aby oporność indukcyjna tego uzwo-

jenia dla dolnej częstotliwości zakresu przenoszenia była znacznie większa od oporności obciążenia „sprowadzonej” (przeliczonej) do obwodu pierwotnego uzwojenia  $\left(\frac{r_0}{n^2}\right)$ . Zapewnia się w ten sposób to, że przy odpowiednio małej częstotliwości oporność indukcyjna uzwojenia pierwotnego będzie bocznikować obciążenie nieznacznie i wzmocnienie przy tej częstotliwości nie ulegnie zbyt niemu zmniejszeniu w porównaniu ze wzmocnieniem przy częstotliwościach średnich zakresu przenoszenia. Oporność indukcyjna każdego uzwojenia wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości i dlatego przy średnich częstotliwościach zakresu przenoszenia oporność ta będzie o tyle większa w porównaniu z opornością „sprowadzoną” obciążenia, że bocznikującego działania indukcyjności uzwojenia pierwotnego w ogóle można nie brać pod uwagę. W ten sposób dostatecznie wielka indukcyjność uzwojenia pierwotnego zapewnia stosunkowo niewielki spadek wzmocnienia przy niższych częstotliwościach w porównaniu ze wzmocnieniem przy częstotliwościach średnich zakresu przenoszonego.

**Rdzenie transformatorów.** Transformatory wyjściowe nawija się na rdzeniach z podwójnym okienkiem, tzw. płaszcзовych (rys. 10), złożonych z wykrojów ze stali transformatorowej o grubości 0,35 mm i pasków z tej samej blachy, składających się na pakiet łączący. Oprócz pokazanych na rysunku wykrojów bez otworów, wyrabia się także wykroje tego samego kształtu z otworami, przez które przechodzą śruby przymocowujące

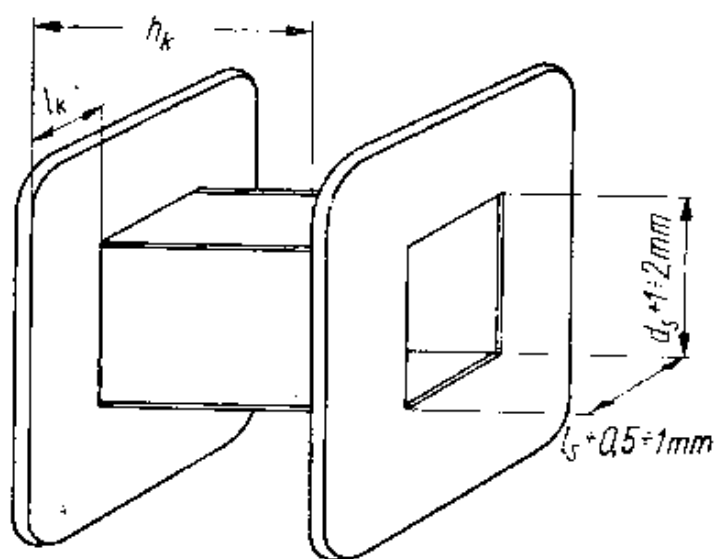


Rys. 10. Rdzeń typu płaszcзовego

a — wykroj płaszcзовy; b — pakiet łączący; c — rdzeń złożony, ze szczeliną

rdzeń. Oznaczenie wykroju składa się z symbolu III i liczby określającej szerokość środkowej kolumny w milimetrach. Na przykład wykroj płaszczowy o szerokości środkowej kolumny 18 mm ma oznaczenie III 18. Grubość pakietu blach rdzenia zwykle dobiera się równą lub większą od szerokości środkowej części wykroju płaszczowego. W tablicy 2 podano wymiary szeregu typowych wykrojów stosowanych dla transformatorów.

**Karkasy i uzwojenia.** Karkasy dla uzwojeń sporządza się ze sztywnego kartonu, preszpanu lub innego materiału izolacyjnego (rys. 11), którego grubość dobiera się przede wszystkim z punktu widzenia mechanicznej trwałości. Dla korpusu środkowego o przekroju prostokątnym zwykle wystarczy grubość ścianki 1 mm. Ścianki boczne karkasu sporządza się o tej samej grubości. Długość karkasu  $h_k$  powinna być mniej więcej o 1 mm mniejsza od wysokości okna rdzenia  $h_0$ , a wysokość jego ścianek bocznych  $l_k$  o 1 mm mniejsza od szerokości okna rdzenia  $l_0$ .



Rys. 11. Karkas dla uzwojeń transformatora

Szerokość okna karkasu sporządza się mniej więcej o 0,5 do 1,0 mm mniejszą od szerokości środkowej kolumny blachy płaszczowej, a wysokość okna o 1,5 do 2 mm większą od grubości pakietu blach rdzenia (w przeciwnym razie trudno jest włożyć wszystkie blachy w otwór karkasu). Karkas powleka się lakierem izolacyjnym (np. bakelitowym).

Uzwojenia przekłada się dwu lub trzema warstwami cienkiego płótna nasyczonego lakierem izolacyjnym lub gęstym, lecz nie grubym papierem, nasyconym parafiną lub lakierem izolacyjnym. Między warstwami tego samego uzwojenia zaleca się kłaść po jednej warstwie cienkiego, parafinowanego papieru. Takie wkładki polepszają izolację między zwojami i ułatwiają dokładne nawijanie następnej warstwy zwojów.



Tablica 3

## Wykroje typu blaszowego i rdzenie dla transformatorów i dławików m. cz.

Typ wykoju	Okno			Średnia długość linii strumienia $l_m$	Typowe pakiety				Średnia długość jednego zwoju $l_s$	Szerokość kolumny bocznych i pakietu łączącego $l_b$	Wymiary gabarytowe				
	Szerokość kolumny środkowej $l_s$	szerokość $l_o$	wysokość $h_o$		przekrój $Q_o$	cm <sup>2</sup>	grubość $d_s$	mm			przekrój stali w kolumnie środkowej $Q_s$	cm <sup>2</sup>	całkowita objętość stali $V_s$	cm <sup>2</sup>	parametr $\frac{l_m}{Q_s}$
III-10	10	5	15	0,75	5,57	10	0,88	5,3	2,51	5,5	5	30	25		
		5	15	0,75	5,57	15	1,32	7,9	2,05	6,5	5	30	25		
		5	15	0,75	5,57	20	1,76	10,6	1,78	7,5	5	30	25		
		6,5	18	1,17	5,66	10	0,88	7,8	2,53	5,85	6,5	36	31		
		6,5	18	1,17	5,66	15	1,32	11,6	2,06	6,85	6,5	36	31		
		6,5	18	1,17	5,66	20	1,76	15,6	1,79	7,85	6,5	36	31		
III-12	12	12	36	4,32	10,1	15	1,32	17,7	2,76	8,4	6	46	48		
		12	36	4,32	10,1	25	2,20	29,6	2,15	10,4	6	46	48		
		6	18	1,08	6,68	12	1,27	9,1	2,30	6,5	6	36	30		
		6	18	1,08	6,68	18	1,90	13,6	1,88	7,7	6	36	30		
		6	18	1,08	6,68	24	2,54	18,2	1,62	8,9	6	36	30		
		8	22	1,76	6,74	12	1,27	13,9	2,32	7,0	8	44	38		
	12	8	22	1,76	6,74	18	1,90	20,1	1,89	8,2	8	44	38		
		8	22	1,76	6,74	24	2,54	27,8	1,63	9,4	8	44	38		
		16	48	7,68	12,6	18	1,90	36,5	2,56	10,7	8	60	64		
		16	48	7,68	12,6	30	3,17	61,0	1,99	13,1	8	60	64		

III-14	14	7	21	1,47	7,8	14	1,73	14,5	2,12	7,6	7	42	35
		7	21	1,47	7,8	21	2,59	21,8	1,73	9,0	7	42	35
		7	21	1,47	7,8	28	3,45	29,0	1,51	10,4	7	42	34
		9	25	2,25	7,92	14	1,73	20,9	2,13	8,24	9	50	43
		9	25	2,25	7,92	21	2,59	31,4	1,75	9,64	9	50	43
		9	25	2,25	7,92	28	3,45	41,9	1,51	11,0	9	50	43
III-15	15	13,5	27	3,64	8,35	19	2,42	38,5	1,85	11,0	11	64	49
		13,5	27	3,64	8,35	30	3,82	61,3	1,47	13,3	11	64	49
III-16	16	8	24	1,92	8,9	16	2,25	21,7	2,00	8,6	8	48	40
		8	24	1,92	8,9	24	3,38	32,2	1,69	10,2	8	48	40
		8	24	1,92	8,9	32	4,5	43,4	1,40	11,8	8	48	40
		10	28	2,8	9,03	16	2,25	30,0	2,00	9,28	10	56	48
		10	28	2,8	9,03	24	3,38	45,0	1,64	10,9	10	56	48
		10	28	2,8	9,03	32	4,5	60,0	1,42	12,5	10	56	48
III-18	18	9	27	2,43	10,0	18	2,85	31,0	1,79	9,8	9	54	45
		9	27	2,43	10,0	27	4,28	45,5	1,53	11,6	9	54	45
		9	27	2,43	10,0	36	5,71	62,0	1,32	13,4	9	54	45
III-19	19	12	33,5	4,02	10,6	19	3,18	51,0	1,83	11,0	12	67	57,5
		12	33,5	4,02	10,6	28	4,68	76,0	1,50	12,8	12	67	57,5
		12	33,5	4,02	10,6	38	6,35	102	1,28	14,8	12	67	57,5
		17	46	7,81	14,3	19	3,07	57,1	2,16	13,0	11	75	68
		17	46	7,81	14,3	27	4,36	81,5	1,81	14,6	11	75	68
		17	56	9,52	16,3	19	3,07	62,0	2,32	13,0	11	75	78
III-20	20	10	30	3,00	11,1	20	3,52	42,0	1,77	10,9	10	60	50
		10	30	3,00	11,1	30	5,28	63,0	1,46	12,9	10	60	50

Typ wykoju	O k n o			Średnia długość linii strumienia magnetycznego $l_m$ cm	T y p o w e p a k i e t y				Średnia długość jednego zwoju $l_s$ cm	Szerokość kolumny łączących i pakietu mm	Wymiary gabarytowe		
	Szerokość kolumny środkowej $l_s$ mm	wysokość $h_o$ mm	przekrój $Q_o$ cm <sup>2</sup>		grubość $d_s$ mm	przekrój stali w kolumnie środkowej $Q_s$ cm <sup>2</sup>	całkowita objętość stali $V_s$ cm <sup>3</sup>	parametr $\frac{L_m}{Q_s}$			Szerokość (długość pakietu łączącego) $l$ mm	wysokość $h$ mm	
III-21		10	30	3,00	11,1	40	7,04	84,0	1,25	14,9	10	60	50
		17	46	7,81	16,2	20	3,48	60,0	2,16	13,4	11	75	68
		17	46	7,81	16,2	30	5,28	90,0	1,76	15,4	11	75	68
		18	30	5,40	10,8	20	3,48	60,0	1,77	13,4	13	82	56
		18	30	5,40	10,8	30	5,18	90,0	1,45	15,4	13	82	56
		18	56	10,0	15,6	20	3,52	80,0	2,11	13,1	13	82	82
		18	56	10,0	15,6	30	5,28	120	1,72	13,1	13	82	82
		18	56	10,0	15,6	40	7,04	160	1,48	13,1	13	82	82
III-22	21	19	38	7,22	11,8	27	4,93	120	1,55	16,8	16	91	70
		19	38	7,22	11,8	43	7,85	181	1,23	19,0	16	91	70
	22	14	39	5,46	12,4	22	4,26	80,0	1,70	13,0	14	78	67
		14	39	5,46	12,4	33	6,39	120	1,40	15,2	14	78	67
III-24		14	39	5,46	12,4	44	8,52	160	1,21	17,4	14	78	67
	24	12	36	4,32	13,4	24	5,1	72,0	1,62	13,0	12	72	60
		12	36	4,32	13,4	36	7,6	108	1,33	15,4	12	72	60
		12	36	4,32	13,4	48	10,2	144	1,12	17,8	12	72	60

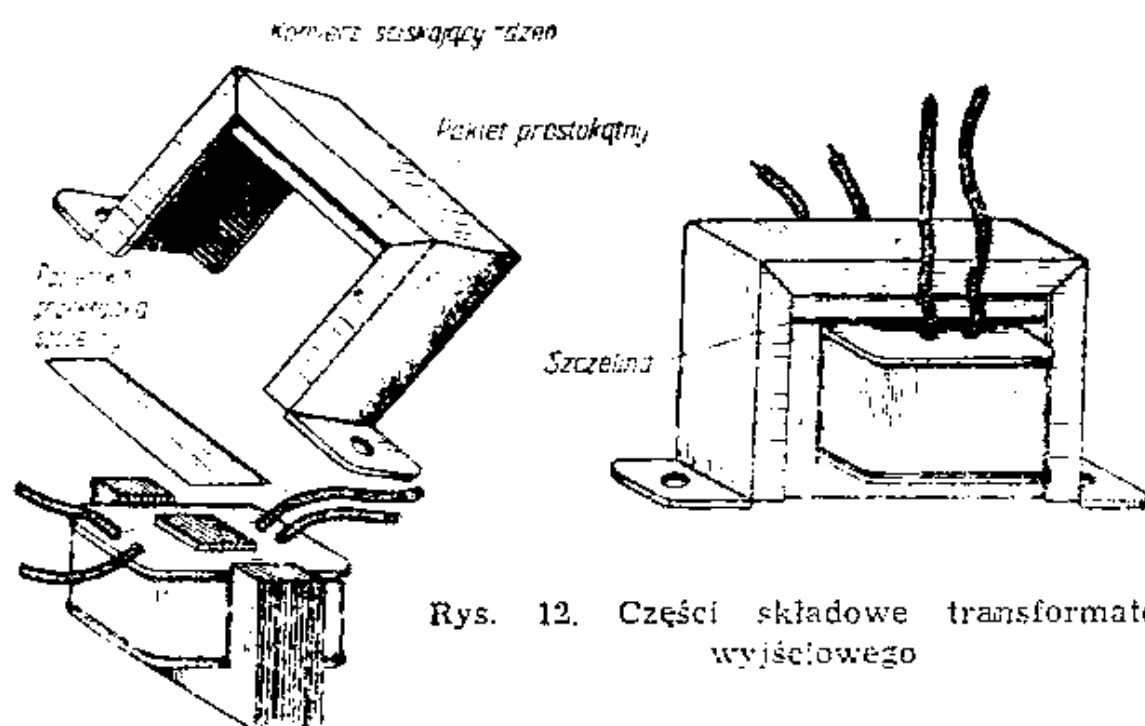
III-25	25	25	60	15,0	18,8	25	5,40	137	1,87	17,8	15	105	90
		25	60	15,0	18,8	35	7,44	192	1,59	19,8	15	105	90
		25	60	15,0	18,8	40	8,50	219	1,49	20,8	15	105	90
		25	60	15,0	18,8	50	10,7	274	1,33	22,8	15	105	90
		25	60	15,0	18,8	65	13,9	356	1,17	25,8	15	105	90
		31,5	58	18,2	23,0	25	5,40	152	2,06	19,9	16	120	90
III-26	26	13	39	5,07	14,2	26	5,95	100	1,55	14,5	13	78	65
		17	47	7,99	14,7	26	6,95	137	1,57	15,4	17	94	81
		17	47	7,99	14,7	39	8,92	207	1,29	18,0	17	94	81
		17	47	7,99	14,7	52	11,9	274	1,11	20,6	17	94	81
III-28	28	14	42	5,88	15,7	28	6,9	116	1,56	15,7	14	84	70
		23,5	50	11,7	19,6	40	9,8	206	1,41	21,0	15	105	80
III-30	30	15	45	6,75	16,7	30	7,92	143	1,45	16,4	15	90	75
		15	45	6,75	16,7	45	11,9	215	1,19	19,4	15	90	75
		15	45	6,75	16,7	60	15,8	286	1,02	22,4	15	90	75
		19	53	10,1	16,9	30	7,92	202	1,46	17,6	19	106	91
		19	53	10,1	16,9	45	11,9	303	1,19	20,6	19	106	91
		19	53	10,1	16,9	60	15,8	404	1,03	23,6	19	106	91
		27	54	14,6	18,7	38	10,0	282	1,33	21,9	20	124	94
		27	54	14,6	18,7	60	15,8	446	1,06	26,5	20	124	94
III-32	32	16	48	7,68	19,4	32	9,0	173	1,47	17,8	16	96	80
		36	72	25,9	28,4	35	9,9	295	1,69	24,7	18	140	108
III-35	35	22	61,5	13,5	19,8	35	10,8	315	1,35	20,4	22	123	105,5
		22	61,5	13,5	19,8	52	16,0	475	1,11	23,8	22	123	105,5
		22	61,5	13,5	19,8	70	21,6	630	0,99	27,4	22	123	105,5

c. d. tablicy 3

Typ wykoju	Okno			Srednia dlugosc linii strumienia $l_m$	Typowe pakiety				Srednia dlugosc jednego zwoju $l_s$	Szerokosc kolumn boczných i pakietu łączącego $l_b$	Wymiary gabarytowe	
	szerokosc $l_o$	wysokosc $h_o$	przekroj $Q_o$		grubosc $d_s$	przekroj stali w kolumnie środkowej $Q_s$	calkowita objętość stali $V_o$	parametr $\frac{L_m}{Q_s}$			szerokosc (dlugosc pakietu łączącego) $l$	wysokosc $h$
DI-40	20	60	12,0	22,3	40	14,1	336	1,26	22,2	20	120	110
	20	60	12,0	22,3	60	21,1	512	1,63	26,2	20	120	110
	20	60	12,0	22,3	80	28,2	672	0,89	30,2	20	120	110
	30	70	21,0	28,0	40	14,1	400	1,41	25,4	-	-	-
	30	70	21,0	28,0	80	28,2	800	1,00	33,5	-	-	-

Wyprowadzenie pierwotnych zwojów wykonuje się z elastycznego przewodu o przekroju nie mniejszym niż przekrój przewodów uzwojenia. Końcówki wtórnego uzwojenia zwykle wyprowadza się tym samym przewodem, którym jest ono nawinięte.

Cewkę transformatora po nawinięciu zwykle nasycza się płynem izolacyjnym. Środek ten przedłuża żywotność transformatora i chroni od przebicia. Bardzo dobrym materiałem izolacyjnym jest mieszanina złożona z 95% cerezyny i 5% czystej wazeliny. Karkas z uzwojeniami suszy się i zanurza do roztopionej, a jednak w żadnym wypadku nie wrzącej mieszaniny. W czasie nasycania należy go obracać. Kiedy z cewki przestaną wydobywać się pęcherzyki powietrza, karkas wyjmuje się i pozostawia dopóty, dopóki nie ścieknie zbędna mieszanina. Aby karkas nie wykrzywił się podczas nasycania i suszenia, przymocowuje się go pomiędzy dwoma klockami, które związują się ciasno zwojem szpagatu lub drutu.



Rys. 12. Części składowe transformatora wyjściowego

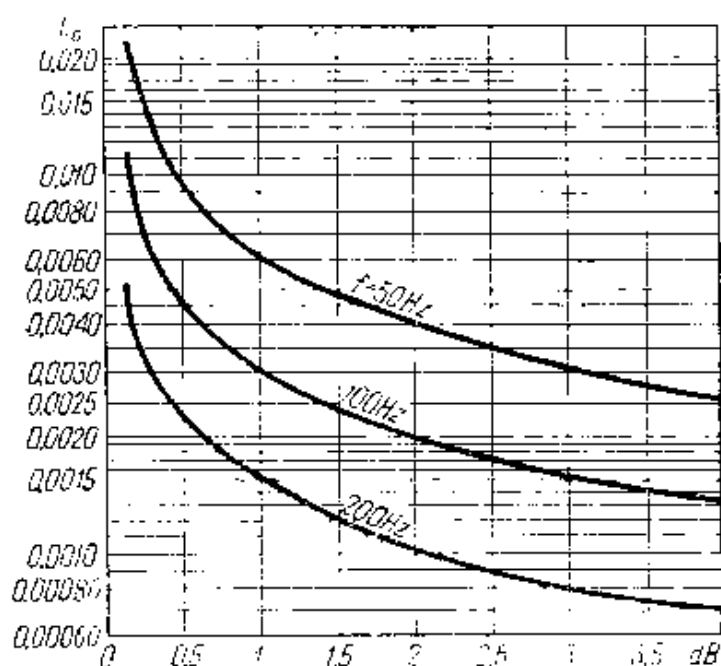
**Składanie rdzeni.** Składanie rdzenia transformatora polega na tym, że wkłada się z jednej strony w okienko karkasu środkowe kolumny blach płaszczykowych. Na wierzch całego pakietu nakłada się papierową przekładkę, a na nią pakiet łączący złożony z blach. Przymocowania blach dokonuje się za pomocą metalowej pokrywki (rys. 12) lub śrub z nakrętkami.

**Projektowanie rdzenia i uzwojeń.** Projektowanie transformatora wyjściowego przeprowadza się w następującym porządku.

Najpierw ustala się konieczną indukcyjność jego pierwotnego uzwojenia w henrach według wzoru:

$$L_1 = L_0 \frac{Q_a \cdot R_a}{Q_a \cdot R_a} \quad (11)$$

Pomocniczy współczynnik  $L_0$  odczytuje się z wykresu rysunku 13 dla danej dolnej częstotliwości  $f_d$  zakresu przenoszenia



Rys. 13. Wykres służący do określania współczynnika  $L_0$  przy obliczaniu indukcyjności pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego

i dla dopuszczalnego spadku wzmocnienia w dB przy tej częstotliwości (zwykle zezwala się na spadek wzmocnienia nie większy od 1 — 2 dB).

Następnie znajdujemy najmniejszą niezbędną objętość rdzenia w  $\text{cm}^3$  według wzoru:

$$V_r = \frac{I_{a0}^2 L_1}{D} \quad (12)$$

gdzie  $I_{a0}$  — składowa stała prądu przechodzącego przez uzwojenie pierwotne w mA.

Współczynnik  $D$  odczytuje się z tablicy 4 dla danej liczby amperozwojów magnesujących  $az_0$ , który można przyjąć w granicach 4 — 6<sup>\*)</sup>.

\*) Amperozwoje magnesowania określają warunki pracy rdzenia transformatora wówczas, gdy przez jego uzwojenie pierwotne płynie prąd zawierający składową stałą. Liczbę amperozwojów magnesowania określa się jako iloczyn składowej stałej prądu  $I_{a0}$  w amperach w tym uzwojeniu i liczby jego zwojów, podzielony przez średnią długość linii strumienia

magnetycznego  $l_m$ , tzn.  $az_0 = \frac{I_{a0} z_1}{l_m}$ .

Współczynnik  $F$  i  $D$  do wzorów na określenie objętości rdzenia i liczby zwojów pierwotnego uzwojenia transformatora

$az_0$	$F$	$D$	$az_0$	$F$	$D$
1	475	4,4	7	633	122
2	505	16,4	8	650	156
3	530	31,5	9	665	184
4	565	50,5	10	675	220
5	600	71,0	11	680	260
6	610	97,0	12	690	300

Teraz można wybrać z tablicy 3 rdzeń o objętości nie mniejszej niż otrzymana według wzoru (12) i znaleźć za pomocą tej tablicy powierzchnię jego przekroju  $Q_s$  i średnią długość linii strumienia magnetycznego  $l_m$ . Przy danym przekroju rdzenia  $Q_s$  uzwojenie pierwotne powinno mieć następującą ilość zwojów, aby mogło otrzymać konieczną indukcyjność  $L_1$ :

$$z_1 = F \sqrt{L_1} \sqrt{\frac{l_m}{Q_s}} \quad (13)$$

Współczynnik  $F$  wyszukuje się także z tablicy 4 dla wybranej uprzednio  $az_0$ .

Po obliczeniu potrzebnej przekładni według podanego wyżej wzoru (10) (przy czym sprawność ustala się na około 0,7 — 0,75 przy mocy wyjściowej wzmacniacza m.c.z. do 5 W oraz 0,8 do 0,85 przy większych mocach wzmacniacza) określa się liczbę zwojów wtórnego uzwojenia:

$$z_2 = z_1 \cdot n. \quad (14)$$

Średnica przewodu w milimetrach (dla miedzi) uzwojenia pierwotnego wynosi:

$$d_1 = 0,022 \sqrt{I_{a0} + \frac{F^2}{4}}, \quad (15)$$



gdzie  $I_{a0}$  — składowa stała prądu anodowego w mA,

$I_{ma}$  — amplituda składowej zmiennej prądu anodowego w mA\*).

Średnica przewodu uzwojenia wtórnego w milimetrach (dla miedzi) wynosi:

$$d_2 = 0,7 \sqrt{\frac{P_{n\max}}{r_0}}. \quad (16)$$

Po tych obliczeniach należy sprawdzić możliwość rozmieszczenia zwojów w okienku rdzenia posługując się wzorem:

$$l_k \cdot h_k \geq 1,2 (d_1^2 z_1 + d_2^2 z_2 + h_k \delta), \quad (17)$$

gdzie  $h_k$  i  $l_k$  — są odpowiednio wysokością i głębokością karkasu w mm, mierzonymi na jego ściankach wewnętrznych (rys. 11),

$\delta$  — jest łączną grubością przekładek pomiędzy uzwojeniami i warstwami uzwojeń w mm.

Średnice przewodów w izolacji  $d_1'$  i  $d_2'$  uzwojeń pierwotnego i wtórnego określa się na podstawie tabeli przewodów. Współczynnik 1,2 przed nawiasem odnosi się do nawijania warstwy zwoj przy zwoju. Przy innym sposobie nawijania uzwojenia (chaotycznym) współczynnik ten należy zwiększyć (do 2).

Jeśli nierówność (17) nie jest spełniona, oznacza to, że uzwojenia nie mieszczą się na karkasie. Wówczas należy przy obliczaniu indukcyjności uzwojenia pierwotnego zmniejszyć  $az_1$ , wybrać rdzeń o większym przekroju  $Q_0$  i dokonać przeliczenia transformatora od nowa.

Jeśli transformator ma kilka uzwojeń wtórnych, to liczby zwojów  $z_m$  każdego z nich i średnice  $d_m$  przewodów oblicza się według wzoru (14) i (16), z tą tylko różnicą, że we wzorze (14) wielkość  $n$  zostaje zastąpiona przez odpowiednią wielkość  $n_m$ , znaną na podstawie wzoru (10). Natomiast we wzorze (16) zamiast  $P_{\max}$

---

\*) Jeśli znana jest maksymalna moc, oddawana przez lampę  $P_{\max}$  w watach, i optymalna oporność obciążenia  $R_a$  w omach, to amplituda prądu anodowego  $I_{ma}$  w miliamperach może być określona według wzoru

$$I_{ma} = 1400 \sqrt{\frac{P_{\max}}{R_a}}.$$

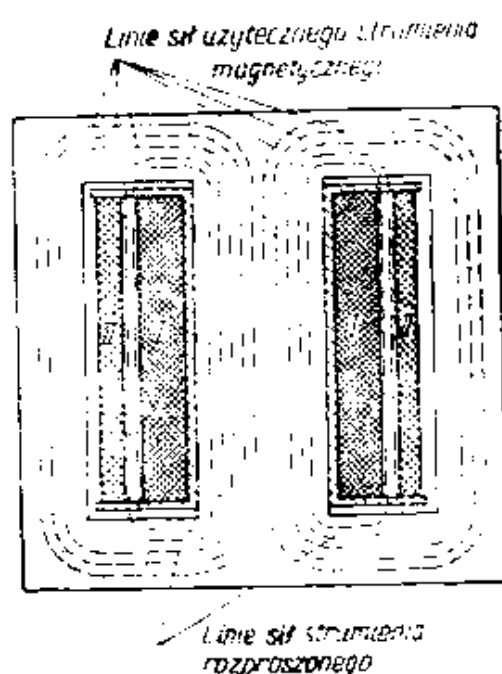
podstawia się wielkość  $P_m$ , a zamiast  $r_0$  — wielkość  $r_m$  (patrz str. 53). Przy sprawdzaniu możliwości rozmieszczenia uzwojeń w oknie rdzenia zamiast wyrażenia  $d_2 z_2$ , stanowiącego składnik sumy w nawiasie (wzór 17), należy wprowadzić analogiczne wyrażenia, zgodnie z liczbą uzwojeń wtórnych.

Optymalna grubość przekładki w szczelinie rdzenia płaszczo-  
wego o wymiarach określonych według wyżej podanych wzorów  
wynosi we wszystkich przypadkach:

$$L_m = \frac{z_1}{16} L_{m0} \cdot 10^{-2} \quad (18)$$

**Kondensator korekcyjny.** Równoległe do pierwotnego uzwoje-  
nia transformatora wyjściowego  $Tr$  (rys. 8) stopnia końcowego  
pracującego z pentodą lub tetrodą  
strumieniową włącza się zwykle  
kondensator korekcyjny  $C_k$ . Wyjaś-  
nijmy dlaczego jest on potrzebny w  
układzie.

Składowa zmienna prądu anodo-  
wego przepływającego przez pier-  
wotne uzwojenie transformatora wy-  
tworza zmienny strumień magne-  
tyczny. Pewna część linii sił stru-  
mienia magnetycznego obejmuje  
wszystkie zwoje wtórnego uzwojenia  
wzbudzając w nim sem. (rys. 14). Po-  
została jednak część linii strumienia  
magnetycznego wytwarzanego przez  
pierwotne uzwojenie przechodzi  
wewnątrz cewki pomiędzy uzwoje-  
niami pierwotnym i wtórnym, lecz  
nie obejmuje zwojów tej ostatniej.



Rys. 14. Linie sił rozproszone-  
go strumienia magnetycznego  
w transformatorze I — uzwo-  
jenie pierwotne, II — uzwo-  
jenie wtórne

Są to tak zwane rozproszone linie sił strumienia magnetyczne-  
go. Tak samo nie wszystkie linie sił, wytwarzane przez prąd we  
wtórnym uzwojeniu, będą obejmowały całkowicie uzwojenie  
pierwotne. Obecność tych strumieni rozproszenia wskazuje na to,  
że w obwodach pierwotnego i wtórnego uzwojenia istnieją induk-

cyjności rozproszenia, na których otrzymuje się spadek zmienne-  
go napięcia. Indukcyjności te są stosunkowo niewielkie i dla prą-  
dów dolnych i średnich częstotliwości zakresu przenoszenia nie  
przedstawiają znacznej oporności. Przy górnych jednak częstotli-  
wościach zakresu oporność, jaką przedstawia indukcyjność roz-  
proszenia uzwojenia pierwotnego, osiąga dostatecznie dużą war-  
tość\*).

Wskutek tego oporność obciążenia anodowego pentody lub  
tetrody strumieniowej przy tych częstotliwościach nie pokrywa  
się z właściwą „sprowadzoną” opornością obciążenia  $\frac{r_0}{n^2}$ , nato-  
miast zjawia się tu dodatkowo odpowiednia składowa indukcyj-  
na i w ten sposób całkowita oporność obciążenia anodowego po-  
większa się w porównaniu z optymalną wartością.

Oprócz tego przy wyższych częstotliwościach wzrasta oporność  
cewki drgającej głośnika  $r_0$ , to znaczy zwiększa się również  
i wartość:

$$R_a = \frac{r_0}{n^2 \cdot \eta}$$

Wszystko to może doprowadzić do powstania zniekształceń  
w stopniu z pentodą lub tetrodą strumieniową.

Oporność kondensatora zmniejsza się wraz ze wzrostem często-  
tliwości doprowadzonego do kondensatora napięcia zmiennego.  
Dlatego załączając kondensator  $C_k$  (rys. 8) równolegle do uzwo-  
jenia pierwotnego transformatora wyjściowego można skompen-  
sować zmiany oporności obciążenia anodowego lampy w zakresie  
wzmacnianych częstotliwości.

\*) W celu zmniejszenia rozproszenia linii sił zalecany jest następujący  
sposób ułożenia uzwojeń transformatora. Najpierw nawija się połowę zwo-  
jów uzwojenia pierwotnego, następnie uzwojenie wtórne, a na wierzchu  
resztę uzwojenia pierwotnego.

Z tego samego względu można wtórne uzwojenie nawinąć w dwóch  
oddzielnych częściach, z których pierwszą umieszcza się pod uzwojeniem  
pierwotnym, a drugą — nad nim. W tym przypadku lepsze wyniki osiąga  
się, jeśli liczba zwojów każdej z części uzwojenia wtórnego jest równa  
liczbie zaprojektowanych zwojów dla całego uzwojenia i obydwie te części  
połączy się równolegle. Przekrój przewodów w obydwóch częściach wtór-  
nego uzwojenia można wtedy dać mniejszy dwukrotnie od zaprojektowa-  
nego (tzn. o średnicy 1,4—1,5 razy mniejszej od obliczonej). Bardzo ważne  
jest, aby liczby zwojów obydwóch części były dokładnie takie same.

Jeśli damy pojemność kondensatora równą kilku tysiącom pikofaradów, to jego oporność dla prądów niższych częstotliwości zakresu będzie tak duża, że praktycznie nie będzie stanowiła dodatkowego obciążenia dla lampy. Oporność obciążenia lampy przy niższych częstotliwościach praktycznie będzie określona tylko przez dane transformatora z głośnikiem elektromagnetycznym. Natomiast przy wzroście częstotliwości oporność całkowita (wypadkowa) obciążenia anodowego lampy będzie w małym stopniu ulegała zmianie, ponieważ równocześnie ze zwiększeniem oporności indukcyjnej rozproszenia i oporności cewki drgającej następuje zmniejszenie oporności kondensatora. Dzięki temu w granicach wzmacnianego zakresu częstotliwości oporność obciążenia anodowego lampy przy różnych częstotliwościach będzie zmienna w małym stopniu.

Kondensator  $C_k$  powinien mieć pojemność (w pikofaradach)

$$C_k \approx \frac{(10 \div 30) 10^6}{R_a}. \quad (19)$$

Niekiedy w szereg z kondensatorem  $C_k$  włącza się opornik o wartości tego samego rzędu, co  $R_a$ .

## 7. OPOROWE STOPNIE WZMOCNIENIA WSTĘPNEGO

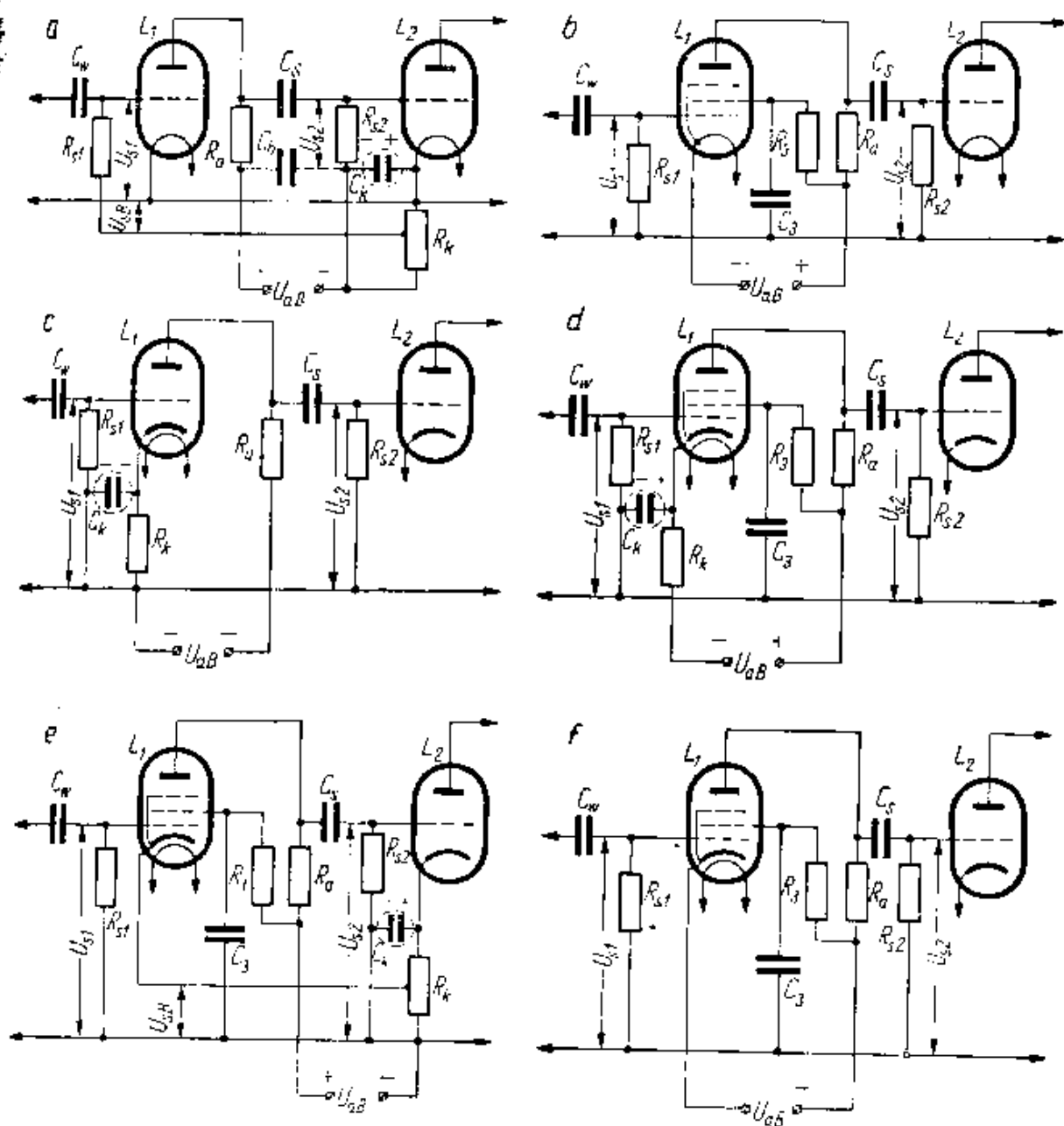
W stopniach wzmacnienia wstępnego stosowane są najczęściej układy oporowe. Są one proste, tanie i jednocześnie przy właściwym doborze elementów zapewniają równomierne wzmacnienie w żądanym zakresie częstotliwości.

Na rysunku 15 przedstawiono kilka typowych układów oporowych stopni wzmacnienia wstępnego. Zasadniczymi elementami takiego stopnia są: lampa elektronowa  $L_1$ , włączony do jej obwodu anodowego opornik  $R_a$ , kondensator sprzęgający ze stopniem następnym, nazywany również kondensatorem przejściowym  $C_s$  i opornik  $R_{s1}$  włączony w obwodzie siatki sterującej lampy  $L_2$  stopnia następnego. W układzie pracującym z pentodą dodaje się opornik  $R_c$ , obniżający napiecie na jego siatce ekranowej, i kondensator  $C_c$ , łączący siatkę ekranową z katodą.

**Działanie układu.** Oporowy stopień wstępnego wzmacnienia pracuje w następujący sposób. Zmienne napięcie m. cz., doprowadzone do obwodu siatki sterującej lampy  $L_1$ , wywołuje pulsację prądu anodowego. Pulsujący prąd anodowy, przepływając przez opornik  $R_a$ , wywołuje na nim spadek napięcia pulsującego. Górny koniec opornika  $R_a$  (anoda lampy  $L_1$ ) połączony jest z górnym końcem opornika  $R_{s2}$  i z siatką sterującą lampy  $L_2$  następnego stopnia poprzez kondensator  $C_s$ , a dolny koniec opornika  $R_a$  połączony jest przez źródło zasilania anodowego z drugim końcem opornika  $R_{s2}$  (oporność wewnętrzna tego źródła jest zwykle bardzo mała).

Przy zasilaniu wzmacniacza z prostownika prądu zmiennego końce oporników  $R_a$  i  $R_{s2}$  są połączone przez kondensator  $C_b$  filtru prostownika, którego położenie zaznaczono na rys. 15a linią kropkowaną. Kondensator ten ma zawsze dużą pojemność i wskutek tego nieznaczną oporność dla prądów m. cz. Kondensator  $C_b$  stosuje się często również przy bateryjnym zasilaniu wzmacniacza.

Można uważać, że oporność  $R_{s2}$  jest dla prądów m. cz. włączona równolegle do oporności  $R_a$ . Dlatego składowa napięcia zmiennego m. cz., występująca na oporniku  $R_a$  będzie również występować w obwodzie siatki sterującej lampy  $L_2$  następnego stopnia, w którym włączono opornik  $R_{s2}$ .



Rys. 15. Typowe układy oporowych stopni wzmacnienia wstępnego

**Wzmocnienie stopnia.** Liczba wskazująca, ile razy większe jest zmienne napięcie m. cz.  $U_{s2}$  w obwodzie siatki lampy  $L_2$  stopnia następnego od zmiennego napięcia  $U_{s1}$ , doprowadzonego do obwodu siatki lamp  $L_1$  danego stopnia określa jego wzmocnienie.

Zgodnie z tym wzmocnienie stopnia wzmacniacza oporowego będzie równe:

$$k_u = \frac{U_{s2}}{U_{s1}}. \quad (20)$$

Jeśli na przykład do obwodu siatki lampy  $L_1$  dochodzi z detektora zmienne napięcie m. cz. o amplitudzie 0,1 V, a współczynnik wzmocnienia wzmacniacza wstępnego równy jest 70, to w obwodzie siatki lampy  $L_2$  następnego stopnia otrzymamy zmienne napięcie o amplitudzie  $0,1 \cdot 70 = 7$  V.

Wzmocnienie stopnia z obciążeniem oporowym zależy od napięcia anodowego i od wartości oporności wchodzących w skład wzmacniacza. Im większe są wartości oporności  $R_a$  i  $R_{s2}$  i im wyższe jest napięcie anodowe, tym większy jest współczynnik wzmocnienia. W praktyce jednak  $R_a$  stosuje się nie większe od 0,5 MΩ, a  $R_{s2}$  — nie przekraczające i — 2 MΩ. Dopuszczalne napięcie anodowe, zasilające lampy żarzone pośrednio, wynosi nie więcej niż 300 V.

Oprócz tego wzmocnienie stopnia zależy od ujemnego napięcia siatki sterującej, a w przypadku zastosowania pentody również i od napięcia jej siatki ekranowej. To ostatnie napięcie powinno być mniejsze od napięcia zasilania anody. Dlatego siatkę ekranową lampy  $L_1$  łączy się z dodatnim biegunem źródła zasilania anodowego przez opornik  $R_3$ .

Od pojemności kondensatora  $C_s$  zależy równomierność wzmocnienia w zakresie częstotliwości przenoszonych. Kondensator ten powinien mieć przy dolnej częstotliwości zakresu wzmacniacza oporność pojemnościową znacznie mniejszą od oporności  $R_{s2}$ .

Wówczas na kondensatorze  $C_s$  wystąpi przy tej częstotliwości znacznie mniejszy spadek napięcia zmiennego m. cz. Dzięki temu niemal cała składowa zmienna napięcia wytwarzana na oporności  $R_a$  zostanie doprowadzona do obwodu sieci lampy następnego stopnia. Warunek ten będzie spełniony tym bardziej przy wyższych częstotliwościach ze względu na to, że wraz ze zwiększeniem częstotliwości zmniejsza się oporność pojemnościowa kondensatora.

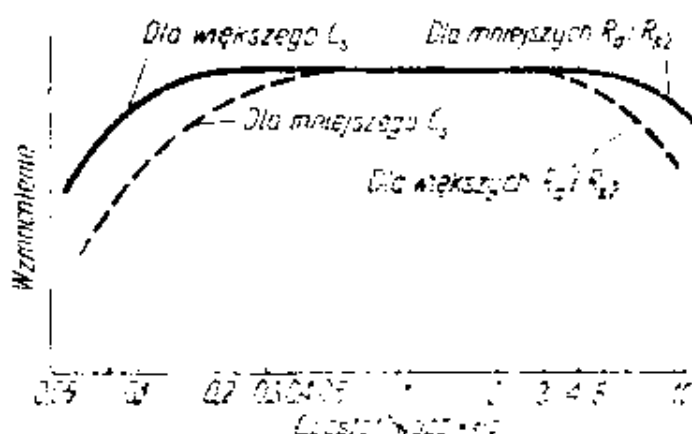
**Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza.** Rysunek 16 przedstawia typową charakterystykę częstotliwościową stopnia wzmacnienia oporowego. Z rysunku wynika, że jest ona w części środkowej niemal pozioma, tzn. że przy różnych częstotliwościach tego zakresu wzmacniacz zapewnia jednakowe wzmocnienie.

Na niższych częstotliwościach następuje spadek wzmocnienia w związku ze wzrostem oporności jaką przedstawia kondensator sprzęgający  $C_s$  przy tych częstotliwościach (rys. 15).

Ze zmniejszeniem częstotliwości spadek napięcia na kondensatorze  $C_s$  powiększa się i coraz mniejsza część składowej zmiennej napięcia przedostaje się z obwodu anodowego do obwodu siatki sterującej lampy  $L_2$  następnego stopnia.

Spadek charakterystyki przy wyższych częstotliwościach (rys. 16) jest wywołany wpływem pojemności wyjściowej lampy  $L_1$ , pojemności wejściowej lampy  $L_2$  oraz pojemności przewodów i elementów układu względem chassis wzmacniacza i względem siebie. Można przyjąć, że pojemności te występują równolegle do oporności czynnych  $R_a, R_{s2}$  i do oporności wewnętrznej lampy  $L_1$ .

Przy stosunkowo małych częstotliwościach oporności biernie, jakie przedstawiają te pojemności, są znacznie większe od wymienionych oporności czynnych i dzięki temu można nie brać pod uwagę ich bocznikującego wpływu. Ze zwiększeniem jednak częstotliwości oporność pojemnościowa zmniejsza się i przy pewnych częstotliwościach oporność bierna pojemności międzyelektrodowych i montażowych staje się współmierna z wartościami oporności czynnych, tzn. wpływ bocznikujący pojemności zaczyna znacznie wzrastać. Wskutek tego przy wyższych częstotliwościach wypadkowa oporność obwodu anodowego lampy  $L_1$  znacznie się zmniejsza, co prowadzi do zmniejszenia wzmocnienia przy tych częstotliwościach.



Rys. 16. Charakterystyka częstotliwościowa oporowego stopnia wzmacniacza



Tablica 5

Dane obliczeniowe stopni oporowych wzmacniacza m. cz. z triodami

$R_a$ MΩ	6C5 6Ж7 (w układzie triodowym)				6C2, 6H3 (jedna trioda)				6H7 (jedna trioda) 6P9 (jedna trioda)				6F1, 12F1 (cztery triody)				6F2, 12F2 (cztery triody)				6F7 (cztery triody)				6Φ6			
	$R_{k2}$ kΩ	$U_{k2}$ V	$k$		$R_k$ kΩ	$U_{k2}$ V	$k$		$R_k$ kΩ	$U_{k2}$ V	$k$		$R_k$ kΩ	$U_{k2}$ V	$k$		$R_k$ kΩ	$U_{k2}$ V	$k$		$R_k$ kΩ	$U_{k2}$ V	$k$		$R_k$ kΩ	$U_{k2}$ V	$k$	
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{an} = 50$ V																												
0,05	2,8	20	9	1,6	15	11	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	3,4	24	9	2,1	20	12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	3,8	28	10	2,4	24	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	4,8	22	10	3,5	17	13	1,9	16	16	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	6,4	31	11	3,9	24	13	2,2	27	19	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	7,5	32	12	4,1	27	13	2,5	28	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	11	25	12	7,9	20	13	4	22	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	14	32	12	9,3	25	13	4,9	28	22	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	17	36	13	11	28	13	5,4	34	23	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	7	25	22	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	8,5	32	23	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	9,6	36	23	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{an} = 180$ V																												
0,05	2,2	48	10	1,2	34	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	2,7	63	11	1,5	42	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	3,1	76	11	1,7	51	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	3,9	58	12	2,3	36	14	1,3	49	19	1,9	24	25	3	50	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	5,3	76	12	2,8	48	14	1,7	65	21	2,1	31	29	4,4	61	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	6,2	77	13	3,2	53	14	1,9	70	22	2,4	38	33	4,6	65	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	9,3	62	13	5,6	39	14	2,9	56	23	3,7	29	35	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	12	73	13	7	51	14	3,6	70	24	4,3	39	39	8,3	56	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	15	83	13	8	56	14	4,3	80	24	4,8	45	41	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	5,2	62	24	6,1	34	40	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	6,6	76	25	6,8	45	43	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	7,6	86	25	7,8	51	45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{an} = 300$ V																												
0,05	2,1	80	11	1	54	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	2,6	99	11	1,3	72	14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	3,1	116	12	1,5	85	14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	3,8	92	12	1,9	60	14	1,1	85	20	1,5	49	29	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	5,3	118	13	2,4	79	14	1,5	116	22	1,9	70	34	3,8	96	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	6	124	13	2,7	96	14	1,7	122	23	2,1	76	36	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	9,6	103	13	4,6	65	14	2,6	105	23	2,8	63	39	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	12	120	14	5,3	80	14	3,4	122	24	3,4	78	42	3,4	87	11	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	15	136	14	6,9	90	14	4	140	24	3,7	90	45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	4,8	107	2	4,7	70	45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	6,1	132	2	6	87	48	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	—	—	—	—	—	—	7,1	146	2	6,6	160	49	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

**Dane obliczeniowe stopni wzmacniaczy oporowych m. cz. z pentodami pośrednio żarzonymi**

$R_a$ MΩ	$R_{s2}$ MΩ	6 Ж 7				6 Ж 8				6 Б 8С			
		$R_k$ kΩ	$R_a$ MΩ	$U_{s2}$ V	$k_u$	$R_k$ kΩ	$R_a$ MΩ	$U_{s2}$ V	$k_u$	$R_k$ kΩ	$R_a$ MΩ	$U_{s2}$ V	$k_u$
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0} = 90$ V													
0,1	0,1	1,2	0,37	24	41	—	—	—	—	2	0,37	26	24
0,1	0,25	1,1	0,44	31	55	0,9	0,29	32	68	2,2	0,5	39	33
0,1	0,5	1,3	0,44	46	66	—	—	—	—	2	0,6	41	37
0,25	0,25	2,4	1,1	32	70	—	—	—	—	3,5	1,18	36	43
0,25	0,5	2,6	1,18	45	85	1,7	0,92	25	93	3,5	1,1	46	55
0,25	1,0	3,6	1,4	46	92	—	—	—	—	3,5	1,35	45	65
0,5	0,5	4,7	2,18	39	93	—	—	—	—	5	2,6	31	63
0,5	1,0	5,5	2,6	41	120	3,8	1,7	31	119	6	2,8	41	85
0,5	2,0	5,5	2,7	38	140	—	—	—	—	6,2	2,9	38	100
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0} = 180$ V													
0,1	0,1	1	0,44	59	51	—	—	—	—	1	0,44	42	30
0,1	0,25	0,7	0,5	73	69	0,8	0,31	84	82	1,2	0,5	73	41
0,1	0,5	0,8	0,5	83	83	—	—	—	—	1,2	0,6	74	46
0,25	0,25	1,2	1,1	57	93	1,1	0,83	53	109	1,9	1,18	55	55
0,25	0,5	1,6	1,18	84	118	1,1	0,94	66	131	2,1	1,2	77	69
0,25	1,0	2	1,4	84	140	1,1	0,94	76	161	2,2	1,5	74	83
0,5	0,5	2,6	2,45	63	135	—	—	—	—	3,3	2,6	66	81
0,5	1,0	3,1	2,9	79	165	2,2	2,2	62	192	3,5	2,8	77	115
0,5	2,0	3,5	2,7	84	165	—	—	—	—	3,5	3,0	74	116
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0} = 300$ V													
0,1	0,1	0,5	0,44	77	61	—	—	—	—	0,9	0,5	84	36
0,1	0,25	0,4	0,50	114	82	0,5	0,37	135	98	1,1	0,55	125	47
0,1	0,5	0,6	0,53	135	94	—	—	—	—	0,9	0,6	130	54
0,25	0,25	1,1	1,18	114	104	—	—	—	—	1,5	1,2	100	64
0,25	0,5	1,2	1,18	146	140	0,9	1,1	124	167	1,6	1,2	140	79
0,25	1,0	1,3	1,45	155	185	—	—	—	—	1,8	1,5	134	100
0,5	0,5	1,7	2,45	103	161	—	—	—	—	2,4	2,7	112	96
0,5	1,0	2,2	2,9	137	350	1,4	2,2	112	238	2,5	2,9	170	150
0,5	2,0	2,3	2,95	140	240	—	—	—	—	2,8	3,4	127	145

Im mniejsza jest oporność anodowa  $R_a$  i oporność wewnętrzna lampy  $L_1$ , tym większe są częstotliwości, przy których zaczyna się uwidaczniać wpływ pojemności bocznikujących.

Tak na przykład w stopniach z lampami trójelektrodowymi, mającymi niewielkie oporności wewnętrzne, przy stosowanych w praktyce opornościach  $R_a$  i przy racjonalnie wykonanym montażu (niewielka pojemność przewodów montażowych i elementów względem korpusu i pomiędzy sobą) istotne obniżenie wzmocnienia zwykle zachodzi tylko przy częstotliwościach większych od maksymalnej częstotliwości żadanego zakresu przenoszenia wzmacniaczy m. cz. W stopniach z pentodami, które — jak wiadomo — mają znacznie większe oporności wewnętrzne, spadek wzmocnienia jest widoczny przy mniejszych częstotliwościach. Jeśli na przykład do obwodu anodowego pentody załączy się oporność  $R_a$  o wartości około 0,1 megaoma, to spadek wzmocnienia o 3 dB następuje zwykle przy częstotliwościach 15 — 20 kHz. Przy większych opornościach anodowych spadek wzmocnienia występuje wcześniej. Tak więc przy  $R_a = 0,22$ —0,27 megaoma wzmocnienie opada o 3 dB przy częstotliwościach 8 — 10 kHz, a przy  $R_a = 0,47$  — 0,56 megaoma — już przy częstotliwościach 4 — 5 kHz. Liczby te są orientacyjne, gdyż pojemności montażowe w każdym poszczególnym przypadku mają inną wartość, a różnym typom lamp odpowiadają różne pojemności wewnętrzne. Z danych tych można wysnuć wniosek, że w celu rozszerzenia zakresu przenoszenia wzmacniacza oporowego m. cz. w stronę częstotliwości wyższych należy zmniejszyć wielkość oporności anodowej  $R_a$  wzmacniacza. Jednocześnie należy jednak liczyć się z tym, że zmniejszenie wartości  $R_a$  powoduje obniżenie wzmocnienia uzyskiwanego w danym stopniu.

**Projektowanie stopnia wzmacniacza oporowego.** Z tablic 5 i 6 można określić współczynniki wzmocnienia  $k_u$  stopni oporowych z lampami trójelektrodowymi pośrednio żarzonymi (rys. 15b) i pentodami (rys. 15d) przy napięciach źródła zasilania anodowego równych 90, 180 i 300 V i przy różnych wartościach oporności anodowych  $R_a$  oraz oporności  $R_{s2}$ , włączonych w obwodzie siatki sterującej lampy  $L_2$  następnego stopnia.

W tablicach 5 i 6 podano również potrzebne w układzie warto-

ści oporności automatycznego napięcia, a dla pentod — wartości oporników ograniczających  $R_s$ , włączonych w obwodzie siatek ekranowych. Przy tych wartościach uzyskuje się wymienione w tablicy współczynniki wzmocnienia  $k_u$ . Dla triod podwójnych 6H8C i 6H9C podano wartości oporów  $R_k$  włączonych w obwód jednej i drugiej katody. W przypadku połączenia równoległego katod, gdy napięcie ujemne siatek obydwu triod 6H8C lub 6H9C uzyskuje się z wspólnej oporności, należy podaną w tablicy 5 wartość oporności  $R_k$  dwukrotnie zmniejszyć.

W rubrykach  $U_{s2}$  podano najwyższe wartości napięć m. cz. na oporze  $R_{s2}$ , przy którym można praktycznie nie liczyć się ze zniekształceniami nieliniowymi.

We wszystkich przypadkach opornik  $R_k$  powinien być zablokowany kondensatorem  $C_k$  (patrz rys. 15) o pojemności nie mniejszej od 10  $\mu F$ .

Aby wzmocnienie stopnia nie obniżało się przy niższych częstotliwościach zakresu przenoszenia bardziej niż o 2 dB w przypadku triod (w porównaniu ze wzmocnieniem przy średnich częstotliwościach zakresu) i więcej niż o 3 dB w wypadku pentod, kondensator  $C$  (patrz rys. 15) powinien mieć pojemność nie mniejszą od podanej w tablicy 7.

Tablica 7

Najmniejsza wartość pojemności kondensatora sprzęgającego  $C_s$  w układzie wzmacniacza oporowego

$R_{s2}, M\Omega$	$C_s$ przy dolnej częstotliwości zakresu			
	70 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz
0,047—0,05	0,1 $\mu F$	0,07 $\mu F$	0,06 $\mu F$	0,04 $\mu F$
0,1	0,07 $\mu F$	0,04 $\mu F$	0,03 $\mu F$	0,02 $\mu F$
0,25—0,27	0,025 $\mu F$	0,015 $\mu F$	10000 pF	7500 pF
0,47 — 0,5	15000 pF	10000 pF	6800 pF	5100 pF
1,0	6200 pF	4300 pF	2700 pF	2000 pF
2,0 — 2,2	3000 pF	2000 pF	1500 pF	1000 pF
3,3	2000 pF	1500 pF	1000 pF	1000 pF

U w a g a : kondensatory, których pojemności podano w pF, są typu K C O, a kondensatory, których pojemność podano w  $\mu F$ , są typu KBГ

Pojemność kondensatora  $C_s$ , blokującą siatkę ekranową pentody, wybiera się za pomocą tablicy 8.

Jeśli po stopniu wzmocnienia wstępnego następuje końcowy stopień z lampą AΠ6C lub 6Φ6C, to oporności  $R_a$  i  $R_{s2}$  nie powinny być większe od 0,1 megaoma przy stałym ujemnym napięciu siatki ostatniego stopnia i nie większe od 0,25 megaoma przy automatycznym napięciu siatki.

Przy stosowaniu lampy 6Π3C w stopniu końcowym ze stałym ujemnym napięciem siatki oporności  $R_a$  i  $R_{s2}$  powinny być nie większe od 0,1 megaoma, a przy automatycznym napięciu — nie większe od 0,15 megaoma. Jeśli natomiast w końcowym stopniu stosuje się lampę 6Π9, to dopuszczalna wartość  $R_{s2}$  wynosi 0,25 megaoma przy stałym napięciu i 1 megaom przy napięciu automatycznym.

Za pomocą tablicy 9 można znaleźć wartości oporności  $R_a$  i  $R_{s2}$  i określić wzmocnienie  $k_u$  stopnia wzmacniacza m. cz., w którym wykorzystuje się pentodową część lampy bateryjnej szpilkowej typu 1Б 1Π (rys. 15c). Doboru pojemności  $C_s$  i  $C_c$  również dla stopnia z tą lampą dokonuje się z tablicy 7 i 8.

Tablica 8

Pojemność kondensatora  $C_s$  blokującego siatkę ekranową pentody w stopniu oporowym wzmacniacza

$R_a$ , MΩ	$C_s$ w μF przy dolnej częstotliwości zakresu			
	70 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz
0,27 — 0,5	0,15	0,1	0,07	0,05
0,55 — 1,5	0,1	0,07	0,05	0,04
1,6 — 3,0	0,07	0,05	0,04	0,025
3,1 — 5,0	0,04	0,025	0,025	0,015

Uwaga: we wszystkich przypadkach można stosować kondensatory typu K5f lub MKW.

Ponieważ lampa 1Б 1Π pracuje przy niewielkich amplitudach napięcia zmiennego w obwodzie siatki sterującej, dostateczne ujemne napięcie stałe (zapewniające w praktyce wzmocnienie bez zniekształceń nieliniowych) można uzyskać dzięki działaniu napięcia sygnału doprowadzonego do siatki sterującej. Do wytworzenia

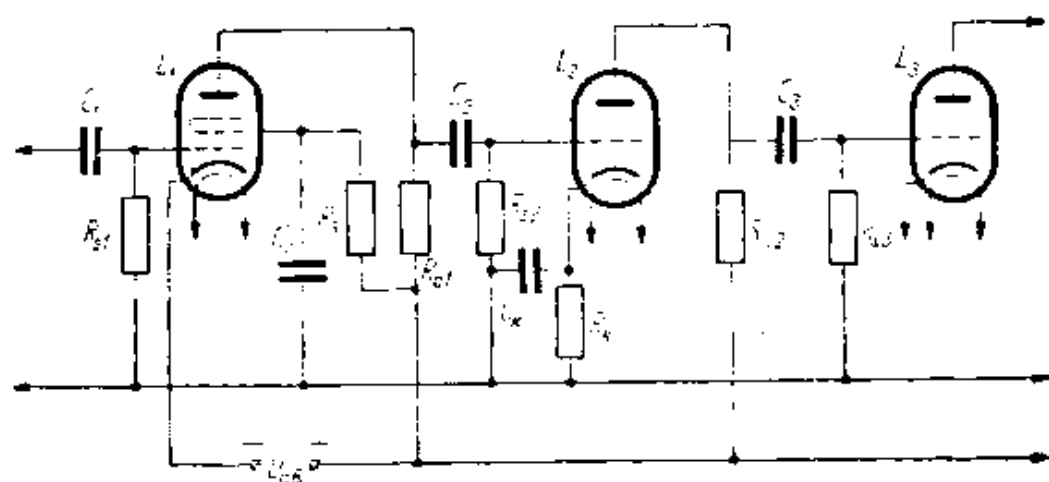
Dane liczbowe oporowego stopnia wzmacniacza m. cz., wykorzystującego część pentodową lampy szpilkowej 15 1П, bezpośrednio żarzonej

$R_a, \text{M}\Omega$	$R_{s2}, \text{M}\Omega$	$R_c, \text{M}\Omega$	$U_{s2}, \text{V}$	$k_u$
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0} 45\text{V}$				
0,22	0,22	0,27	20	17
0,22	0,47	0,36	24	24
0,22	1,0	0,4	25	28
0,47	0,47	0,82	20	25
0,47	1,0	1,0	24	33
0,47	2,2	1,1	25	30
1	1,0	1,9	20	31
1	2,2	2,0	24	28
1	3,3	2,2	25	43
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0} 90\text{V}$				
0,22	0,22	0,5	43	25
0,22	0,47	0,59	52	34
0,22	1,0	0,67	56	41
0,47	0,47	1,2	43	37
0,47	1,0	1,4	50	47
0,47	2,2	1,6	56	57
1	1,0	2,5	43	45
1	2,2	2,9	50	58
1	3,1	3,1	53	66
Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0} 135\text{V}$				
0,22	0,22	0,66	63	31
0,22	0,47	0,71	79	41
0,22	1,0	0,86	84	51
0,47	0,47	1,15	65	44
0,47	1,0	1,8	76	62
0,47	2,2	1,9	84	71
1	1,0	3,1	63	56
1	2,2	3,7	75	76
1	3,3	4,3	79	88

tego napięcia stałego przyczyniają się również kondensator  $C_w$  i opornik  $R_{s1}$ , działające w tym przypadku podobnie jak kondensator i opornik obwodu detektora siatkowego odbiornika radiowego. Opornik  $R_{s1}$  powinien przy tym mieć wartość  $3 \div 10 \text{ M}\Omega$ , a  $C_w$  —  $0.05 - 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ .

Ten sposób uzyskiwania ujemnego napięcia stałego stosuje się niekiedy w układach z lampami żarzonymi pośrednio (rys. 15e).

**Wzmacniacz wielostopniowy.** Jeśli konieczne jest uzyskanie większego wzmocnienia napięciowego niż można osiągnąć za pomocą jednego stopnia wzmocnienia wstępnego, stosuje się wzmacniacze oporowe wielostopniowe. W takich przypadkach napięcie m. cz., które ma być wzmocnione, doprowadza się do siatki steru-



Rys. 17. Trzystopniowy wzmacniacz oporowy

jącej lampy pierwszego stopnia, następnie po wzmocnieniu w tym stopniu napięcie przechodzi do obwodu siatkowego drugiego stopnia w sposób wyżej opisany itd. W końcu z ostatniego stopnia wzmocnienia wstępnego napięcie m. cz. dostaje się do obwodu siatki sterującej stopnia końcowego. Na rysunku 17 pokazano układ mający dwa stopnie wstępnego wzmocnienia (z lampami  $L_1$  i  $L_2$ ) i stopień końcowy (z lampą  $L_3$ ).

Wielostopniowy wzmacniacz można zaprojektować za pomocą tablic 5, 6, 7, 8 i 9, na podstawie których dobiera się warunki pracy oddzielnie dla każdego stopnia.

Całkowite wzmocnienie kilku stopni wzmocnienia wstępnego będzie równe iloczynowi wzmocnień poszczególnych stopni. Spadek

wzmocnienia przy dolnej częstotliwości zakresu wzmacniacza wielostopniowego obliczamy mnożąc spadek wzmocnienia jednego stopnia przez liczbę stopni. Jeśli więc dla jednego stopnia z triodą obniżenie wzmocnienia przy częstotliwości 100 Hz wynosi 2 dB, to dla dwóch stopni wyniesie 4 dB, dla trzech — 6 dB itd. Gdy konieczne jest zmniejszenie tych spadków, należy zwiększyć pojemność kondensatorów sprzęgających.

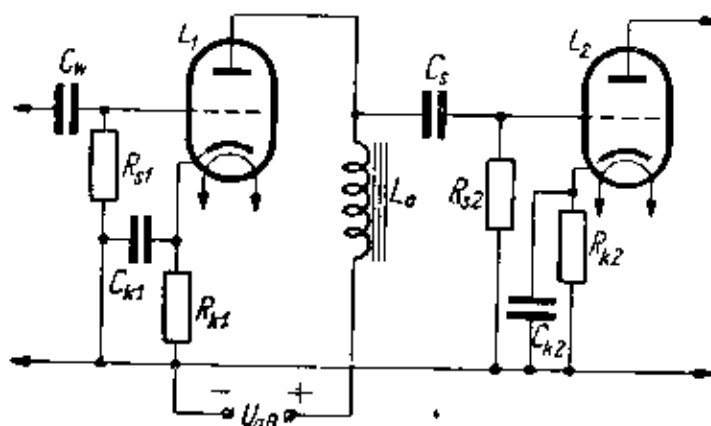
Zaleca się stosować oporności w obwodach siatek wzmacniacza wielostopniowego nie większe niż 0,25 MΩ.



## 8. STOPIEŃ WZMOCNIENIA WSTĘPNEGO Z DŁAWIKIEM

Układ wzmacnienia z obciążeniem dławikowym różni się od układu oporowego tym, że w obwód anodowy lampy włącza się dławik z rdzeniem z blach stalowych, posiadających dużą indukcyjność (rys. 18).

**Działanie układu.** Układ dławikowy pracuje w przybliżeniu podobnie jak układ oporowy. Wskutek zmian napięcia na siatce sterującej lampy  $L_1$  zmienia się jej prąd anodowy, co z kolei prowadzi do zmiany napięcia na dławiku i na siatce sterującej następnej lampy  $L_2$ , podłączonej do końcówki dławika od strony anody poprzez kondensator  $C_s$ . Napięcie na anodzie lampy  $L_1$  jest przy tym niemal równe napięciu źródła zasilania anodowego, gdyż dławik ma stosunkowo niewielką oporność rzeczywistą. Dzięki temu przy tym samym źródle napięcia anodowego można osiągnąć większy prostoliniowy odcinek charakterystyki dynamicznej w zakresie ujemnych napięć na siatce niż przy wysokoomowym oporze w obwodzie anodowym. W rezultacie można do siatki lampy doprowadzać większe amplitudy zmiennego napięcia i otrzymywać większe amplitudy napięcia w obwodzie anodowym.



Rys. 18. Układ wzmacniacza dławikowego

**Charakterystyka częstotliwościowa.** Dla prądów zmiennych wchodzących do obwodu anodowego dławik stanowi w głównej mierze oporność o charakterze indukcyjnym, która — jak wiadomo — zwiększa się ze wzrostem częstotliwości. Dlatego przy tych samych amplitudach na siatce, lecz przy różnych częstotliwościach

na dławiku otrzymuje się różne amplitudy napięcia zmiennego; mianowicie przy większych częstotliwościach wzmocnienie będzie większe niż przy niższych. W celu zmniejszenia zniekształceń częstotliwościowych należy stosować dławik o większej indukcyjności, tj. powiększyć przekrój jego rdzenia i liczbę zwojów. Ze wzrostem jednak liczby zwojów dławika zwiększa się również i jego pojemność własna (rozłożona). Pojemność ta, włączona jak gdyby równolegle do dławika, zmniejsza jego oporność wypadkową, co szczególnie zaznacza się na większych częstotliwościach. Wskutek tego napięcie przy tych częstotliwościach zmniejsza się i wzmocnienie spada. Aby zmniejszyć pojemność, dokonuje się podziału uzwojenia dławika na sekcje.

Indukcyjność dławika w połączeniu z jego pojemnością własną i innymi włączonymi równolegle pojemnościami przedstawia obwód rezonansowy, który może się okazać dostrojony do częstotliwości objętej zakresem przepuszczania. Przy tych i sąsiednich częstotliwościach wzmocnienie wzrasta dzięki rezonansowi. To wszystko powoduje w następstwie pogorszenie charakterystyki częstotliwości stopnia z obciążeniem dławikowym. Aby wyrównać charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza, można równolegle do dławika włączyć opornik.

Buduje się niekiedy kilkustopniowe wzmacniacze m. cz. z dławikami. Należy jednak stwierdzić, że w praktyce amatorskiej układy dławikowe stosuje się rzadko.

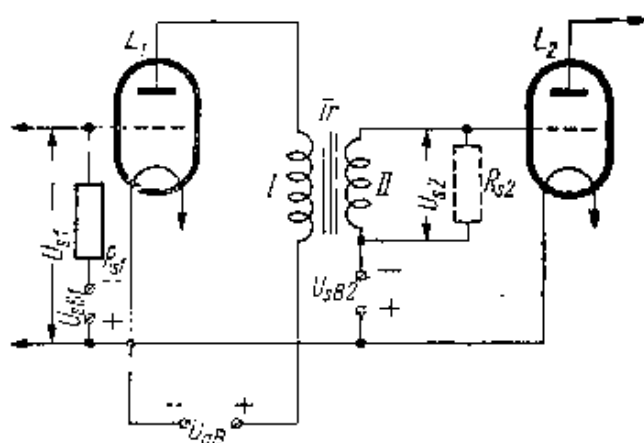
## 9. STOPNIE WZMOCNIENIA WSTĘPNEGO Z TRANSFORMATORAMI

Rozpatrywane wyżej stopnie wzmocnienia oporowe i dławikowe mają wzmocnienie zawsze mniejsze od współczynnika amplifikacji lampy, pracującej w danym stopniu. Pod tym względem o wiele korzystniejszy jest układ wzmacniacza m. cz., w którym dla przenoszenia napięcia z anody lampy poprzedzającej na siatkę lampy następnej stosuje się transformator podwyższający (rys. 19). W jednym stopniu wzmacniacza z transformatorem można uzyskać wzmocnienie przewyższające współczynnik amplifikacji lampy. Wzmacniacz taki pracuje w sposób następujący.

Napięcie zmienne doprowadzone do siatki sterującej lampy  $L_1$  wywołuje pulsację jej prądu anodowego, który przechodzi przez uzwojenie pierwotne I transformatora  $Tr$ . Zmieniając swą wartość prąd anodowy zmienia namagnesowanie rdzenia transformatora, co z kolei wywołuje zmiany napięcia na jego wtórnym uzwojeniu, dołączonym do obwodu siatki sterującej lampy  $L_2$  następnego stopnia. Im większy jest stosunek liczby wtórnych zwojów transformatora do jego zwojów pierwotnych, tym wyższe napięcie uzyskuje się na wtórnym uzwojeniu, to znaczy również i na siatce sterującej lampy  $L_2$ .

**Charakterystyki częstotliwościowe.** Dla mniejszych częstotliwości oporność indukcyjna uzwojenia pierwotnego transformatora jest stosunkowo mała i na tym uzwojeniu otrzymuje się odpowiednio małe zmienne napięcie m. cz. Przy zwiększeniu częstotliwości rośnie napięcie na pierwotnym i wtórnym uzwojeniu, jednocześnie jednak zwiększa się spadek napięcia na indukcyjności rozproszenia. Dalej zaczyna się również uwydatniać wpływ pojemności własnej uzwojenia wtórnego. Pojemność ta jest dołączona jak gdyby równolegle do uzwojenia wtórnego (bocznikuje je), wskutek czego

napięcie na nim się obniża. W tym przypadku przeciwstawiają się sobie nawzajem z jednej strony zwiększanie napięcia pod wpływem

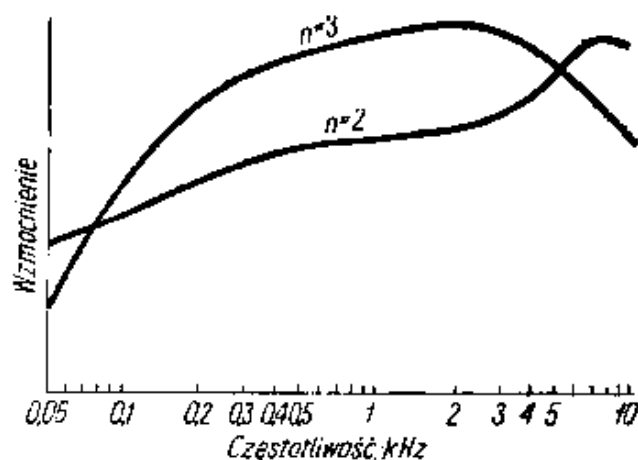


Rys. 19. Układ wzmacniacza z transformatorem

wzrostu oporności indukcyjnej ze wzrostem częstotliwości, a z drugiej — zmniejszenie napięcia wskutek rosnącego wpływu indukcyjności rozproszonej i pojemności własnej. Przy dalszym wzroście częstotliwości wpływ indukcyjności rozproszenia i pojemności własnej przeważa i napięcie na uzwojeniu wtórnym transformatora zaczyna się obniżyć.

Na niektórych odcinkach charakterystyka może przybierać kształt dość gwałtownie przebiegających garbów (rys. 20). Zjawisko to jest spowodowane rezonansem. Indukcyjność rozproszenia uzwojenia wtórnego w połączeniu z pojemnością międzyzwojową, pojemnością połączeń montażowych oraz pojemnościami międzyelektrodowymi lampy tworzy obwód rezonansowy, dostrojony do pewnej częstotliwości dźwiękowej zakresu.

Jeżeli do obwodu siatkowego lampy, mającej za obciążenie anodowe transformator, doprowadzimy zmienne napięcie o częstotliwości odpowiadającej częstotliwości rezonansowej transformatora lub zbliżonej do niej, to zaobserwujemy wyraźne zwiększenie napięcia na uzwojeniu wtórnym transformatora. Zwiększenie napięcia jest spowodowane wystąpieniem rezonansu, tj. zwiększeniem wzmocnienia przy tej częstotliwości w porównaniu z innymi



Rys. 20. Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniaczy z transformatorami mającymi różne przekładnie zwojowe

mi częstotliwościami. W transformatorach mających różne rdzenie i różne liczby zwojów otrzymuje się rezonans przy różnych częstotliwościach. W transformatorach z większą przekładnią zwojową  $n$  (stosunkiem liczby zwojów) trzeba nawijać większą liczbę zwojów po stronie wtórnej, aby nie wypadła mała liczba zwojów po stronie pierwotnej, gdyż miałyby to ujemny wpływ na wzmocnienie niższych częstotliwości. Dlatego uzwojenie wtórne odznacza się większą pojemnością własną i wskutek tego wywiera większy wpływ na równomierność wzmocnienia.

W wyniku tego transformator z dużą przekładnią zwojową, jakkolwiek daje przy średnich częstotliwościach większe wzmocnienie, to jednak charakterystyka częstotliwości wzmacniacza z takim transformatorem okazuje się gorsza niż dla transformatora z mniejszą przekładnią zwojową (rys. 20).

**Włączenie bocznika.** Często do wtórnego uzwojenia transformatora włącza się równolegle oporność  $R_{s2}$  rzędu dziesiątków lub setek tysięcy omów (na rys. 19 pokazano je linią punktowaną). Jeżeli obciążymy transformator, a tym samym wprowadzimy tłumienie obwodu utworzonego z indukcyjności i pojemności transformatora, to takie bocznikowanie spowoduje załagodzenie szczytu na charakterystyce oraz wyrównanie wzmocnienia przy różnych częstotliwościach. W tym celu dowija się niekiedy w transformatorze, niezależnie od uzwojeń głównych, jeszcze i trzecie uzwojenie zwarte. Uzwojenie to składa się z kilku zwojów i stanowi stałe obciążenie.

Stosując te sposoby polepszenia charakterystyki częstotliwości należy wziąć pod uwagę, że obciążenie transformatora zmniejsza wzmocnienie osiąganę we wzmacniaczu i to przy wszystkich częstotliwościach.

**Lampy wzmacniaczy z transformatorami.** Dla otrzymania możliwie jak najbardziej równomiernego wzmocnienia przy różnych częstotliwościach we wzmacniaczu z transformatorem pożądane jest stosowanie lampy z jak największą opornością wewnętrzną. Przy takiej samej indukcyjności uzwojenia pierwotnego transformatora lampa taka zapewnia uzyskanie większego napięcia na uzwojeniu pierwotnym niż w przypadku lampy z większą oporno-

ścią wewnętrzną. Natomiast w przypadku lampy z mniejszą opornością wewnętrzną można wykonać pierwotne uzwojenie transformatora z mniejszą liczbą zwojów (ze względu na mniejszą dopuszczalną indukcyjność), a tym samym obniżyć własną rozłożoną pojemność uzwojenia i polepszyć wzmocnienie przy wyższych częstotliwościach.

Najbardziej odpowiednimi pod tym względem są triody 6C5, 6C2C oraz podwójne triody 6H7C, 6H8C.

Z tych przyczyn nie stosuje się we wstępnych wzmacniaczach transformatorowych triod, które odznaczają się większą opornością wewnętrzną, na przykład 6Φ5 i 6H9C, a także pentod 6Ж7, 6Ж8 i innych, mimo że cechują je duże współczynniki amplifikacji.

**Obliczenie wzmocnienia stopnia.** Wzmocnienie stopnia z transformatorem, którego wtórne uzwojenie jest zbocznikowane opornością  $R_{s2}$ , można dla średnich częstotliwości określić w przybliżeniu za pomocą następującego wzoru:

$$k_u = K_a \cdot n \frac{R_{s2}}{n^2(\rho_a + R_1) + R_{s2}} \quad (21)$$

gdzie  $k_u$  — wzmocnienie stopnia, tj. liczba wskazująca ilokrotnie napięcie m.cz. na wtórnym uzwojeniu transformatora większe jest od napięcia m.cz. działającego w obwodzie siatki lampy danego stopnia;

$K_a$  — współczynnik amplifikacji lampy;

$\rho_a$  — oporność wewnętrzna lampy;

$R_1$  — oporność czynna pierwotnego uzwojenia transformatora;

$R_{s2}$  — oporność włączona równolegle do wtórnego uzwojenia transformatora;

$n$  — przekładnia transformatora.

Najmniejszą konieczną indukcyjność  $L_1$  pierwotnego uzwojenia transformatora dla danej dolnej częstotliwości zakresu można znaleźć posługując się następującym przybliżonym wzorem:

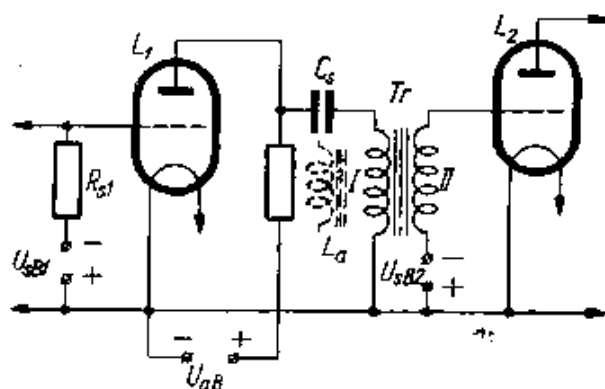
$$L_1 = L_0 \frac{R_{s2}(\rho_a + R_1)}{n^2(\rho_a + R_1) + R_{s2}}, \quad (22)$$

Pomocniczy współczynnik  $L_0$  znajdujemy za pomocą wykresu

z rysunku 13 dla danej dolnej częstotliwości zakresu przepuszczania i dopuszczalnego zmniejszenia wzmacnienia przy tej częstotliwości w decybelach. Zwykle zakłada się zmniejszenie wzmacnienia nie większe od 1—2 dB w porównaniu ze wzmacnieniem przy częstotliwościach średnich.

**Układ transformatorowy z zasilaniem równoległym.** Na rysunku 21 pokazano odmianę układu wzmacniacza transformatorowego, a mianowicie tzw. układ z zasilaniem równoległym.

W układzie tym w obwód anodowy lampy  $L_1$  między dodatnim biegunem źródła zasilania anodowego i anodą lampy włącza się oporność czynną  $R_a$  rzędu kilkudziesięciu tysięcy omów lub dławik  $Dl_a$  z rdzeniem żelaznym o dużej liczbie zwojów. Przez tę oporność  $R_a$  lub dławik  $Dl_a$  przepływa stały prąd anodowy. Gdy do sterującej siatki lampy doprowadzone zostanie napięcie zmienne, to na oporze (dławiku) w następstwie wzmacniającego działania lampy  $L_1$  wystąpi napięcie zmienne o większej amplitudzie. To zmienne napięcie przez kondensator  $C_s$  i poprzez źródło zasilania dostaje się na uzwojenie pierwotne I transformatora  $Tr$ , wskutek czego na jego wtórnym II uzwojeniu otrzymuje się zmienne napięcie o większej amplitudzie. Kondensator  $C_s$  powinien zapewniać przenoszenie najniższych częstotliwości bez znacznych strat. Dlatego musi on mieć wartość pojemności rzędu dziesiątków lub setek tysięcy pikofaradów. Oporność indukcyjna uzwojenia pierwotnego transformatora powinna być większa od oporności czynnej lub oporności indukcyjnej dławika  $L_a$ .



Rys. 21. Układ transformatorowy o równoległym zasilaniu

## 10. STOPNIE PRZECIWSOBNE

Układy przeciwsołbne stosuje się przeważnie w stopniach końcowych oraz w przedostatnich wzmacniaczy m.cz. W stopniu przeciwsołbnym powinny pracować co najmniej 2 lampy lub jedna podwójna, albo też większa ich parzysta liczba. Na rysunku 22 przedstawiono najbardziej rozpowszechnione układy stopni przeciwsołbnych. Każdy z tych układów zawiera dwa transformatory: transformator wejściowy\*)  $Tr_1$  i wyjściowy  $Tr_2$ . Kondensator  $C_0$  stanowi pojemność korygującą charakterystykę i spełnia taką samą rolę, jak i w stopniu z jedną lampą.

Do uzwojenia pierwotnego transformatora  $Tr_1$  doprowadza się napięcie zmienne m.cz. z poprzedniego stopnia wzmacnienia wstępnego. Jeśli przedostatni stopień pracuje z jedną lampą, to jeden koniec pierwotnego uzwojenia tego transformatora dołączony jest do dodatniego bieguna baterii lub zasilacza, a drugi koniec — do anody lampy tego stopnia. Do jednego końca uzwojenia wtórnego II transformatora  $Tr_1$  dołączona jest siatka sterująca jednej lampy stopnia przeciwsołbnego, a do drugiego końca — siatka sterująca jego drugiej lampy. W przypadku stosowania automatycznego napięcia ujemnego siatki, punkt środkowy wtórnego uzwojenia transformatora  $Tr_1$  łączy się z katodami lamp stopnia przeciwsołbnego poprzez opornik katodowy  $R_k$  i do tego punktu doprowadza się ujemny biegun anodowego napięcia zasilającego.

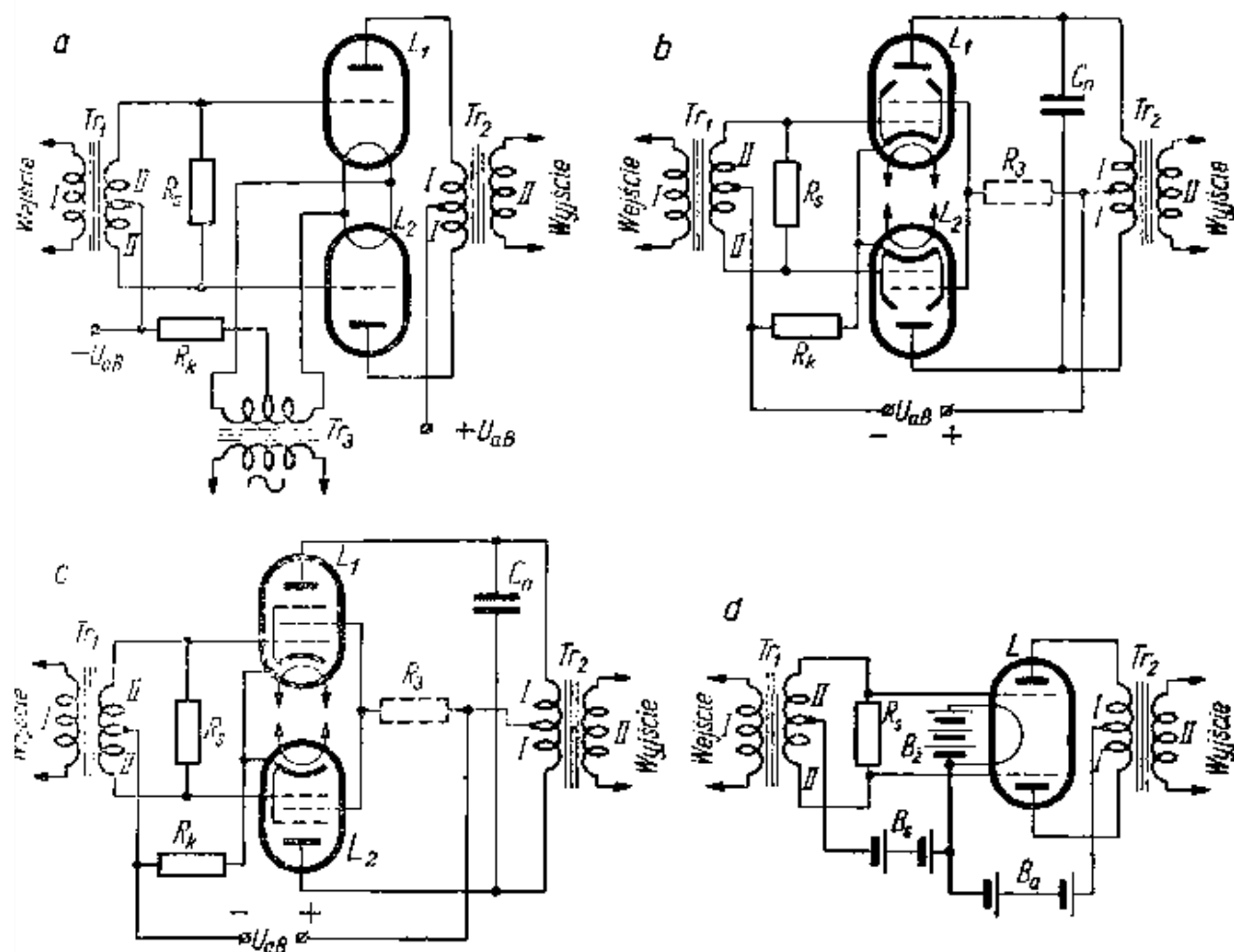
W układach ze stałym ujemnym napięciem siatki do środkowego punktu uzwojenia transformatora wejściowego dołącza się ujemny biegun źródła ujemnego napięcia siatki. W tym przypad-

---

\*) Wzmacniacz nie zawiera transformatora wejściowego, jeśli przedostatni stopień pracuje w układzie odwracającym fazę, o którym będzie mowa poniżej.



ku dodatni biegun tego źródła i ujemny biegun źródła zasilania anodowego łączy się bezpośrednio z katodami lamp. Anody lamp stopnia przeciwsobnego dołącza się do końcówek uzwojenia pier-



Rys. 22. Układy przeciwsobnych stopni końcowych

a — stopień z trójelektrodowymi lampami bezpośrednio żarzonymi z zasilaniem włókna żarzenia lamp i odpowiednio obniżonym napięciem z transformatora anodowego  $Tr_3$ , b — stopień z tetrodami pośrednio żarzonymi (oporność  $R_e$  daje się tylko wówczas, gdy do siatek ekranowych należy doprowadzić niższe napięcie od napięcia anodowego lamp), c — stopień z pośrednio żarzonymi pentodami, d — stopień z podwójną triodą

wotnego I transformatora wyjściowego  $Tr_2$ , a do środkowego punktu tego uzwojenia doprowadza się dodatni biegun napięcia anodowego (z baterii lub prostownika).

Jedna lampa elektronowa (lub kilka połączonych równolegle lamp elektronowych) lub jeden spośród dwóch systemów lampy podwójnej w połączeniu z połową wtórnego uzwojenia transformatora wejściowego i połową pierwotnego uzwojenia transfor-

matora wyjściowego stanowi jedną, symetryczną część stopnia przeciwsobnego.

Do końcówek wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego, podobnie jak w zwykłym wzmacniaczu, dołącza się obciążenie (cewkę drgającą głośnika magnetoelektrycznego lub linię radiowęzłową itp.).

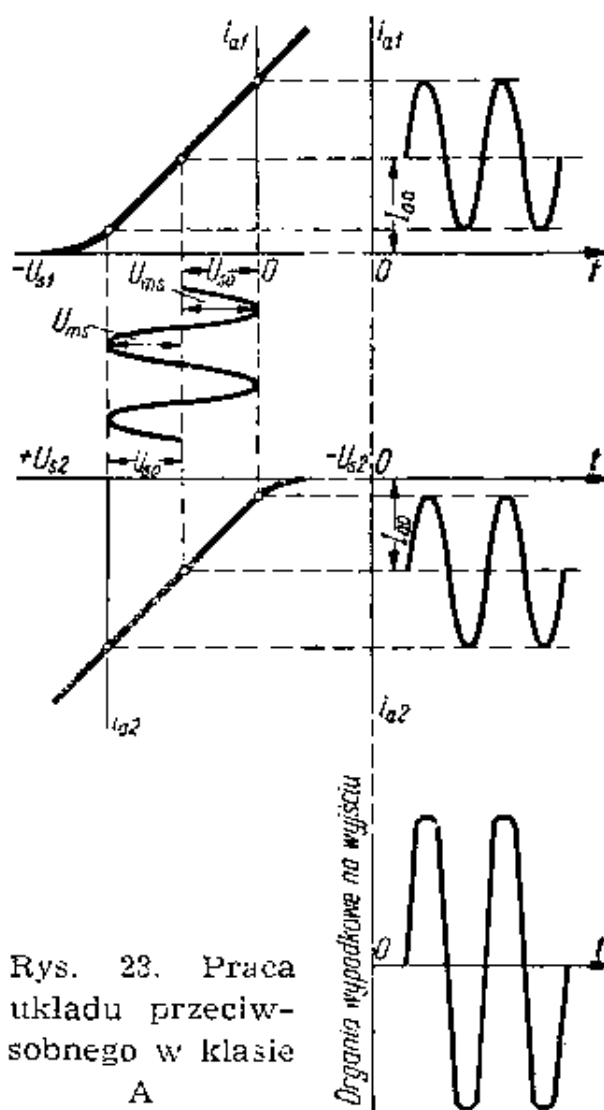
**Zasada działania układu.** Ponieważ siatki sterujące lamp stopni przeciwsobnych połączone są z przeciwległymi końcówkami wtórnego uzwojenia transformatora wejściowego, to przy wzroście napięcia na siatce sterującej jednej lampy napięcie na siatce sterującej lampy drugiej obniża się i na odwrót (pod warunkiem, że amplitudy napięcia na siatkach nie przewyższają wartości stałego ujemnego napięcia siatek). Odpowiednio do zmian napięć na siatkach lamp zmieniają się ich prądy anodowe (rys. 23). W tym czasie gdy prąd anodowy  $i_{a1}$  jednej połówki układu wzrasta, prąd anodowy  $i_{a2}$  drugiej połówki układu się zmniejsza. W ciągu następującego półokresu zmian prądu zachodzi zjawisko odwrotne (przy takim wzajemnym stosunku zmian, napięć i prądów zmiennych mówimy, że mają one przeciwne fazy).

Wskutek jednoczesnego zwiększania się prądu w jednej połówce układu i zmniejszania w drugiej we wtórnym uzwojeniu transformatora indukuje się sem. i następuje przepływ prądu o jednym kierunku, zmiennym okresowo. Odpowiednio do tego, gdy prąd anodowy pierwszej połówki zacznie się zmniejszać, a prąd drugiej połówki zwiększać, wówczas następuje zmiana kierunku sem. oraz prądu uzwojenia wtórnego. Inaczej mówiąc, transformator wyjściowy dokonuje jak gdyby sumowania przepływu prądów anodowych obydwu lamp.

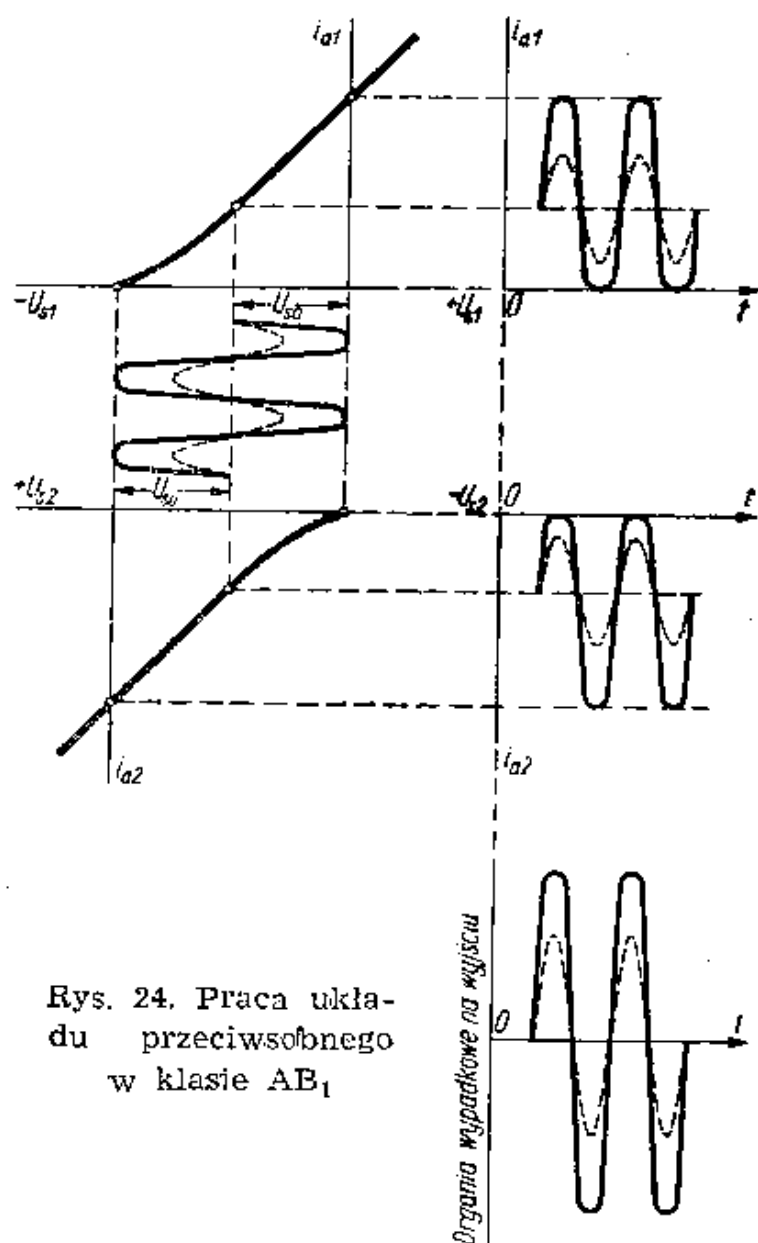
Równocześnie stałe pole magnetyczne, wytworzone przez składową stałą prądu anodowego jednej połówki, ma kierunek przeciwny do stałego pola magnetycznego, wytworzonego przez składową stałą drugiej połówki. Jeśli obydwie składowe stałe pola magnetycznego są sobie równe, to rdzeń nie jest poddany stałemu namagnesowaniu (w wyniku niejednorodności lamp, jaka może zaistnieć przy produkcji, składowe stałe ich prądów anodowych zawsze trochę różnią się jedna od drugiej i pewne słabe stałe na-

magnesowanie mimo wszystko występuje). Dzięki temu nie za-  
 chodzi niebezpieczeństwo nasycenia rdzenia transformatora wyj-  
 ściowego liniami sił stałego pola magnetycznego. W wyniku tego  
 rdzeń ma mniejszą objętość niż w zwykłym transformatorze  
 wyjściowym o tej samej mocy i nie ma szczeliny powietrznej.  
 Dlatego transformatory wyjściowe stopni przeciwsobnych wy-  
 twarza się o mniejszych gabarytach i bez szczeliny.

**Rodzaje pracy.** Wspomnieliśmy poprzednio, że w układzie  
 wzmacniacza z jedną lampą spoczynkowy prąd anodowy powi-  
 nien być zawsze większy od am-  
 plitudy jego składowej zmien-  
 nej, ponieważ w przypadku  
 przeciwnym we wzmacnionym  
 sygnale pojawiają się znacz-  
 ne zniekształcenia nieliniowe.  
 Wskutek tego normalny układ  
 pobiera ze źródła zasilania ano-  
 dowego odpowiednio duży prąd,  
 którego wartość nie zależy od  
 tego, czy do siatki sterującej  
 lampy jest doprowadzone na-  
 pięcie zmienne m.cz. czy też nie.  
 W tych warunkach pracy ukła-  
 du, która nosi nazwę pracy w  
 klasie A, mogą pracować rów-  
 nież lampy układu przeciwsob-  
 nego (rys. 23). Jednak układ  
 przeciwsobny może pracować  
 w warunkach bardziej ekono-  
 micznych. W tym celu należy  
 doprowadzić do siatek sterują-  
 cych lamp takie ujemne napię-  
 cie, przy którym punkty pracy przesu-  
 wają się w obszar dolnych  
 zakrzywień charakterystyk (rys. 24). Przy odpowiednio małych  
 amplitudach napięcia na siatkach sterujących lamp praca ich bę-  
 dzie również odbywała się w klasie A, przy czym zniekształcenia  
 nieliniowe będą mniejsze niż w układzie jednolampowym (zmiany



ich prądów anodowych przy takich amplitudach przedstawiono na rys. 24 w postaci linii kreskowanych). W miarę zwiększenia amplitud napięcia zmiennego w obwodach siatek (na uzwojeniu wtórnym transformatora wejściowego) krzywe przebiegu zmian prądu anodowego obydwu połówek układu będą coraz bardziej ulegać zniekształceniu. Przy dodatnich np. amplitudach napięcia na siatkach



Rys. 24. Praca układu przeciwsołnego w klasie  $AB_1$

wartość przyrostu prądu anodowego będzie większa od wartości zmniejszenia się prądu przy amplitudach ujemnych napięcia na siatkach. W stopniu przeciwnym należy jednak uwzględnić następujące okoliczności. W czasie trwania półokresu, kiedy prąd anodowy pierwszej połówki układu zwiększa się do odpowiedniej wartości, równocześnie prąd drugiej połówki układu maleje o odpowiednią wartość. W ciągu następnego półokresu zachodzi odwrotny przebieg. Prąd anodowy pierwszej połówki maleje do pewnej małej wartości, a prąd anodowy drugiej połówki w tym

samym czasie rośnie. W wyniku łącznego działania zmian prądów anodowych dwóch połówek układu wytwarzane przez nie w rdzeniu transformatora strumienie magnetyczne będą zmieniać się w czasie obydwóch półokresów w sposób jednakowy. Wskutek tego przebiegi zmian sem. i prądu, indukowane w uzwojeniu wtórnym transformatora (patrz na dolną część rys. 24), będą w mniej-

szym stopniu różniły się od krzywej napięcia w obwodzie siatki niż krzywe przebiegów, według których zmieniają się prądy anodowe oddzielnych połówek układu przeciwsobnego. Dlatego układ przeciwsobny wytwarza znacznie mniejsze zniekształcenia niż układ jednolampowy pracujący w tych samych warunkach.

W opisanych wyżej warunkach pracy lamp, określonych nazwą klasy AB, składowe stałe prądów anodowych zależą od amplitudy zmiennego napięcia czynnego na siatkach sterujących. Im większa jest amplituda napięcia zmiennego, tym większe wartości przybierają składowe stałe.

W wyniku tego prąd anodowy w układzie przeciwsobnym, pracującym w omawianych warunkach, zależy od wartości doprowadzonego sygnału, a średnia wartość prądu anodowego każdej lampy jest istotnie mniejsza niż dla stopnia jednolampowego. Pomimo to z dwóch lamp w układzie przeciwsobnym, pracujących w klasie AB, można uzyskać moc ponad dwa razy większą od mocy osiąganą przy pracy lampy pojedynczej w zwykłym układzie przy tym samym napięciu anodowym.

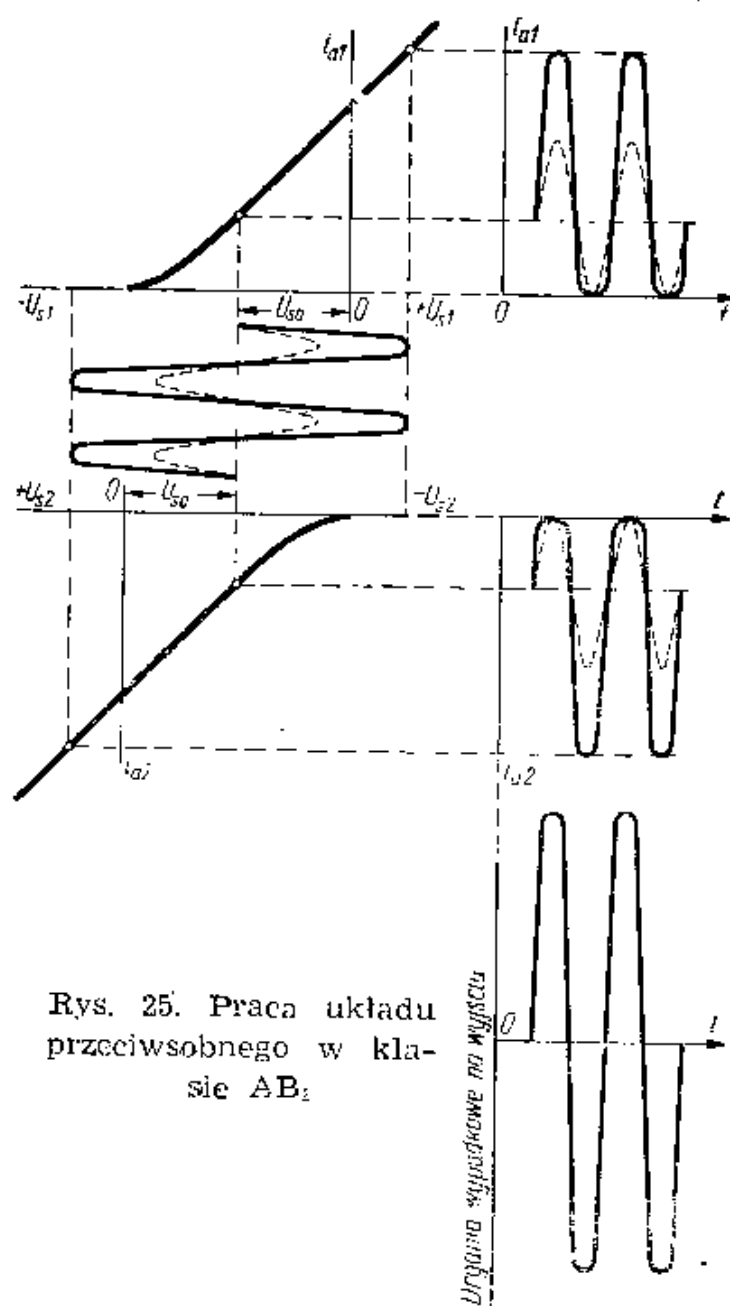
Rozróżniamy dwa rodzaje klasy AB. Jeden z nich odznacza się tym, że amplitudy zmiennego napięcia na siatkach stopnia przeciwsobnego nigdy nie przewyższają wartości stałego, ujemnego napięcia siatek (rys. 24). Oznacza to, że stopień pracuje bez prądów w obwodzie siatki sterującej. Taki rodzaj pracy nazywamy klasą AB<sub>1</sub>.

Przeciwsobny stopień końcowy może jednak pracować i przy amplitudach napięcia na siatkach przewyższających stałe ujemne napięcie bez powodowania większych zniekształceń. Wywołane w tym przypadku zniekształcenia, które mają źródło w nierównomierności zmian prądu anodowego oddzielnych połówek układu, wskutek pojawiania się prądów w obwodach siatek sterujących są często kompensowane w transformatorze wyjściowym. Taki rodzaj pracy nazywa się klasą AB<sub>2</sub> (rys. 25)\*).

\*) Oprócz tego w układach przeciwsobnych z triodami bezpośrednio żarzonymi możliwy jest rodzaj pracy zwany klasą B. W tym przypadku punkt pracy ustala się w samym dole zakrzywienia charakterystyki. Prąd anodowy spoczynkowy jest przy tym równy zeru (lub bardzo bliski wartości zerowej) i lampy w obydwu połówkach układu pracują kolejno na zmianę wskutek działania napięcia zmiennego na siatce. W praktyce wśród radioamatorów nie stosuje się prawie tego rodzaju pracy.

Pojawienie się prądów siatkowych lamp stopnia końcowego wskazuje na to, że w obwodzie siatek sterujących traci się pewną moc drgań m.cz. Dlatego przedostatni stopień takiego wzmacniacza powinien pracować nie tylko jako wzmacniacz napięciowy, lecz wytwarzać również odpowiednią moc (rzędu 5 — 10% mocy stopnia końcowego).

Podwójne triody 6H7C, przeznaczone do pracy w końcowych stopniach przeciwsobnych, mają charakterystyki anodowo-



Rys. 25. Praca układu przeciwsobnego w klasie AB<sub>2</sub>

siatkowe położone przy normalnych napięciach pracy niemal całkowicie w obszarze dodatnich napięć siatkowych. Dlatego stopnie końcowe z tymi lampami pracują zawsze w klasie AB<sub>2</sub>, przy czym w niektórych przypadkach ich siatki sterujące nie otrzymują w ogóle napięcia ujemnego.

Typowe warunki pracy stopni przeciwsobnych z lampami produkcji radzieckiej są podane w tablicy 10.

**Inne zalety układu przeciwsobnego.** Przy zasilaniu wzmacniaczy pracujących w układzie przeciwsobnym z sieci prądu zmiennego (zarzenie z uzwojenia o niższym napięciu na transformatorze zasilającym, a obwody anodowe i siatek ekranowych poprzez prostownik) otrzymuje się mniejszy przydźwięk na wyjściu wzmacniacza niż w konwencjonalnym układzie z jedną lampą.



Oznaczenie lampy	Typ lamp, ich liczba w stopniu i rodzaj pracy										Zastosowanie (patrz uwagi na końcu)					
	Napięcie żarzenia $U_z$	Prąd żarzenia $I_z$	Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0}$	Napięcie na siatce ekranowej $U_{eg}$	Ujemne napięcie na siatce sterującej $U_{s0}$	Amplituda napięcia między siatkami sterującymi $U_{ss}$	Opornik nęcnego napięcia w obwodzie katod $R_k$	Spoczynkowy prąd anodowy $I_{a0}$	Prąd anodowy przy maksymalnej mocy $I_{a \max}$	Prąd spoczynkowy siatki ekranowej $I_{eg}$	Prąd siatki ekranowej przy maksymalnej mocy $I_{e \max}$	Optymalna oporność obciążenia między anodami $R_{aa}$	Maksymalna moc użytkowa $P_{\max}$	% Zawartość harmonicznych		
4П1Л	Pentoda bezpośrednio żarzona, dwie lampy w klasie $AB_2$ . . . . . j.w., w klasie $AB_2$ . . j.w., w układzie triodowym w klasie $AB_1$ . . j.w., w klasie $AB_2$ . .	2,1	1,3	240	160	-13,2	26,4	—	30	—	4	10	6,2	—	1	
				240	160	-13,2	42	—	30	—	4	8	9,0	—	1; 8	
				240	—	-26	52	—	30	—	—	—	10	4,3	—	1
				240	—	-26	78	—	30	—	—	—	9	10,0	—	1; 4; 9
6H7C	Podwójna trioda pośrednio żarzona, w klasie $AB_4$ . . . . .	6,3	0,8	250	—	0	82	—	35	70	—	8	8	10	4 : 6	
				300	—	0	—	—	40	—	—	—	10	10	10	4 : 6



6П6С	Pentoda pośrednio żarzo- na, dwie lampy w kla- sie A . . . . .	6,3	1,1	250	250	16,5	33	205	68	—	13	—	28	6	2	2
				315	315	22,0	44	220	84	—	16	—	28	10	2	2
6П6С	j.w., w klasie AB <sub>2</sub> . .			315	285	—	58	320	73	—	18	—	10	10,5	3	2
				375	250	—	94	340	54	—	8	—	10	19	5	2
				375	250	26,0	82	—	34	—	5	—	10	19	5	1
6П6С	j.w., w układzie tri- dowym . . . . .			350	—	—	132	750	50	—	—	—	10	14	7	2
				350	—	38	123	—	45	—	—	—	6	18	7	1
6П3С	Tetroda strumieniowa pośrednio żarzona, dwie lampy w klasie AB <sub>1</sub> . . . . .	6,3	0,9	250	250	15	30	—	70	79	5	12	10	8,5	5	1
				285	285	19	38	—	70	92	4	14	8	12	4	1
				300	300	20	40	—	78	90	5	14	8	14	4	1
6П3С	Tetroda strumieniowa pośrednio żarzona, dwie lampy w klasie A	6,3	1,8	250	250	—	35,6	125	125	130	10	15	5	13,5	2	2
				270	270	—	40	125	134	145	11	17	5	18	2	2
				250	250	16	32	—	120	140	10	16	5	14,5	2	1
6П3С	j.w., w klasie AB <sub>1</sub> . .			270	270	17,5	35	—	134	155	11	17	5	17	2	1
				360	270	—	57	250	88	100	5	17	9	24	4	2
				360	270	22,5	45	—	88	140	5	11	3,8	18	2	1
6П3С	j.w., w klasie AB <sub>1</sub> . .			360	270	22,5	45	—	88	132	5	15	6,6	26	2	1
				400	250	—	44	190	96	110	4,6	11	8,5	24	2	2
				400	300	—	57	200	112	128	7	16	6,6	32	2	2

Oznaczenie lampy	Typ lamp, ich liczba w stopniu i rodzaj pracy	Zastosowanie (patrz uwagi na końcu)														
		Napięcie żarzenia $U_z$	Prąd żarzenia $I_z$	Napięcie źródła zasilania anodowego $U_{a0}$	Napięcie na statce ekranowej $U_{e0}$	Ujemne napięcie na statce sterującej $U_{s0}$	Amplituda napięcia między siatkami sterującymi $U_{as}$	Opórnik ujemnego napięcia w obwodzie katod $R_k$	Spoczynkowy prąd anodowy $I_{a0}$	Prąd anodowy przy maksymalnej mocy $I_{a\max}$	Prąd spoczynkowy siatki ekranowej $I_{e0}$	Prąd siatki ekranowej przy maksymalnej mocy $I_{e\max}$	Optymalna oporność obciążenia między anodami $R_{aa}$	Maksymalna moc użyteczna $P_{\max}$	Zawartość harmonicznych	
6П3С	j.w., w klasie $AB_2$ . .			400	250	20	40	—	88	124	4	12	8,5	26	2	1
				400	250	20	40	—	88	126	4	9	6	20	1	1
6С4С	Trioda bezpośrednio żarzona, dwie lampy w klasie $AB_1$ . . . .	6,3	2,0	300	300	25	50	—	102	152	6	17	6,6	34	2	1
				400	300	25	50	—	102	156	6	12	3,8	23	0,6	1
40-186	Trioda bezpośrednio żarzona, dwie lampy w klasie $AB_1$ . . . .			400	250	20	57	—	88	168	4	13	6	40	—	1; 4; 7
				300	—	—	—	780	80	—	—	—	5	10	5	2
				300	—	62	—	—	80	—	—	—	3	15	2,5	1
				400	—	—	—	1000	55	—	—	—	8	7,5	3	2
				250	—	45	—	—	—	—	—	3	4,8	3	1	
				400	—	85	—	—	—	—	—	3	14,5	3	1	



Można to uzasadnić następującymi przyczynami. Kiedy wskutek tętnienia ujemnego napięcia siatki zmniejsza się lub zwiększa napięcie na siatce sterującej lampy jednej połowy układu, to o taką samą wartość wzrasta lub obniża się napięcie na siatce sterującej drugiej połowy (napięcie tętnienia oddziałuje na obydwie siatki sterujące w zgodnej fazie). W tym czasie, gdy zwiększa się lub zmniejsza prąd anodowy jednej połówki, odpowiednio zmniejsza się lub zwiększa prąd anodowy drugiej połówki. Równocześnie zmienia się prąd w obydwu połówkach wskutek tętnienia napięcia anodowego (i napięć siatek ekranowych pentod oraz tetrod).

Efekt zwiększania lub zmniejszania magnesowania rdzenia transformatora wyjściowego we wzmacniaczu przeciwsobnym, wywołany zmianami prądu anodowego płynącego przez jedną połowę uzwojenia pierwotnego, znosi się w dowolnym momencie. Spowodowane to jest tym, że równocześnie następuje równe co do wielkości, lecz o przeciwnej fazie (kierunku) zwiększenie lub zmniejszenie namagnesowania rdzenia w wyniku zmian prądu anodowego przechodzącego przez drugą połowę tego samego uzwojenia. W ten sposób zmiany napięcia na siatkach i anodach lamp, powstające pod wpływem tętnienia ujemnego napięcia siatkowego oraz zasilającego napięcia anodowego, nie zmieniają namagnesowania rdzenia transformatora wyjściowego i w jego wtórnym uzwojeniu nie indukują napięć zmiennych o częstotliwości tętnienia lub, jeśli lampy w obydwu połówkach układu różnią się między sobą, wytworzone zmienne napięcia tętniące są nieznaczne.

Dzięki tego rodzaju kompensacji prostownik zasilający wzmacniacz przeciwsobny może dostarczać napięcie o większym tętnieniu niż prostownik zasilający zwykły układ wzmacniacza. Innymi słowy, w filtrze prostownika zasilającego wzmacniacz przeciwsobny można użyć dławika o mniejszej indukcyjności i kondensatorów mających mniejszą pojemność.

**Stosowanie lamp żarzonych bezpośrednio.** Ze względów omówionych uprzednio w układzie przeciwsobnym można stosować lampy żarzone bezpośrednio również przy zasilaniu prądem zmiennym. Nierównomierność emitowania elektronów z włókien nie

wywołuje tu praktycznie napięcia przydźwięku na wtórnym uzwojeniu transformatora wyjściowego. W tym przypadku opornik wytwarzający ujemne napięcie siatkowe, a w przypadku stałego ujemnego napięcia siatki ujemny biegun źródła zasilania anodowego oraz dodatni biegun źródła ujemnego napięcia siatki łączy się ze środkiem uzwojenia żarzenia lampy; to znaczy z takim punktem, którego napięcie w stosunku do obydwu końcówek uzwojenia jest zawsze równe zeru (rys. 22a). W ten sposób zapobiega się przedostawaniu zmiennego napięcia żarzenia do obwodów siatek sterujących i anodowych lamp stopnia przeciwsobnego i dzięki temu unika się tętnienia pod wpływem działania zmiennego napięcia żarzenia.

**Obliczanie transformatora wyjściowego.** Dla wzmacniacza przeciwsobnego należy wziąć pod uwagę to, że oporność obciążenia „sprowadzona” do obwodu uzwojenia pierwotnego transformatora, tzn. wartość  $\frac{r_0}{n^2}$ , odnosi się do obwodów anodowych dwóch połówek układu. Ze względu na to, że końcówki pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego są dołączone do anod lamp można uważać, że ta „sprowadzona” oporność obciążenia jest dla składowej zmiennej prądu włączona między anody lamp dwóch połówek układu. W tablicy 10 podano wielkości „optymalnych” oporów obciążenia między anodami dla lamp różnych typów. W odróżnieniu od oporności obciążenia obwodu anodowego jednolampowego stopnia, oznaczonej  $R_a$ , opór obciążenia pomiędzy anodami stopnia przeciwsobnego oznaczamy  $R_{aa}$ .

Korzystanie z gotowych wartości  $R_{aa}$ , podanych w tablicy 10, upraszcza obliczenie transformatora wyjściowego wzmacniacza przeciwsobnego. Podobnie jak przy obliczeniu jednolampowego stopnia pojedynczego określa się najpierw niezbędną indukcyjność pierwotnego uzwojenia transformatora w henrach za pomocą wzoru:

$$L_1 = L_0 \cdot R_{aa}. \quad (23)$$

Współczynnik  $L_0$  znajdujemy z wykresu rys. 13 dla danej dolnej częstotliwości zakresu przepuszczania i dla dopuszczalnego spadku wzmocnienia przy tej częstotliwości w decybelach. Następnie obli-

czamy najmniejszą objętość rdzenia transformatora w centymetrach sześciennych posługując się wzorem:

$$V_{rdz} = \frac{(40 \div 80) \cdot U_{tr1}^2}{f_d^2 L_1}, \quad (24)$$

gdzie  $U_{tr1}$  — amplituda składowej zmiennej napięcia na uzwojeniu pierwotnym transformatora

$$U_{tr1} = 1,41 \sqrt{P_{max} \cdot R_{os}},$$

$f_d$  — dolna częstotliwość zakresu przepuszczania (Hz).

Przy mocy  $P_{max} \leq 20$  W wstawiamy do licznika współczynnik 80, odpowiadający maksymalnej indukcji magnetycznej około 4 000 gaussów. Przy większych mocach dajemy mniejsze współczynniki, co łączy się ze zwiększeniem indukcji magnetycznej w rdzeniu (współczynnik 40 odpowiada maksymalnej dopuszczalnej indukcji magnetycznej około 6 000 gaussów).

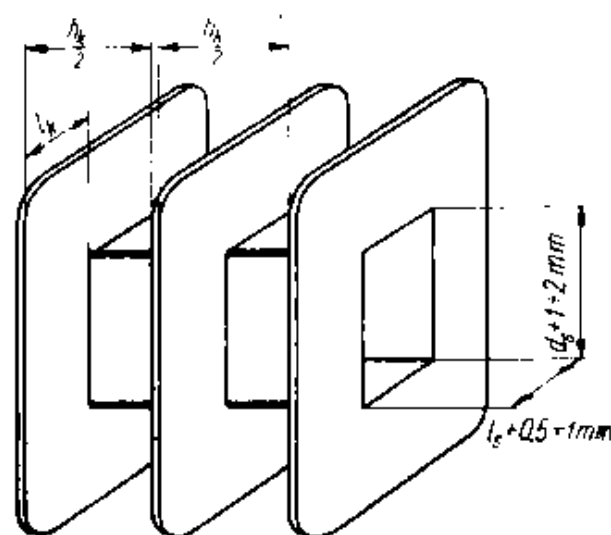
Po dokonaniu wyboru rdzenia (za pomocą tablicy 3) o objętości nie mniejszej od tej, którą otrzymaliśmy z obliczenia i po znalezieniu w tej tablicy jego przekroju  $Q'$ , i średniej długości linii strumienia magnetycznego  $l_m$  obliczamy liczbę zwojów uzwojeń pierwotnych i wtórnych na podstawie wzorów (13) i (14), podstawiając do wzoru (13) współczynnik  $F = 450$ .

Średnice drutów nawojowych oblicza się według wzoru (15) i (16). Do wzoru (15) wstawiamy składową stałą prądu  $I_{d0}$  o połowę mniejszą od podanej w tablicy 10, ponieważ przez zwoje każdej połówki uzwojenia pierwotnego płynie prąd jednej lampy. Jeśli stopień pracuje w klasie AB, to przy obliczaniu należy uwzględnić największy prąd otrzymywany w momencie oddawania przez stopień maksymalnej mocy.

Możliwości rozmieszczenia zwojów na karkasie sprawdza się za pomocą wzoru (17).

Pożądane jest nawijanie uzwojeń transformatora wyjściowego stopnia przeciwsobnego na karkasie dwusekcyjnym (rys. 26). Najpierw w jednej jego sekcji nawija się połówkę uzwojenia pierwotnego. Następnie karkas odwraca się i w drugiej sekcji nawija dokładnie taką samą liczbę zwojów, które stanowią drugą połówkę tego uzwojenia. Jeśli połączymy między sobą zewnętrzne końce

obydwóch sekcji, to jedna połówka uzwojenia będzie stanowić przedłużenie drugiej. Wyprowadzenia znajdujące się po wewnętrznej stronie łączy się z anodami lamp, a do połączonych wyprowadzeń zewnętrznych doprowadza plus napięcia anodowego. Jeśli transformator przewidziany jest do pracy z głośnikiem magneto-elektrycznym (uzwojenie wtórne ma wówczas odpowiednio małą liczbę zwojów), to w jednej sekcji nawija się połowę uzwojenia wtórnego, a następnie nie przerywając drutu resztę uzwojenia w sekcji drugiej. Jeśli wzmacniacz przewidziany jest do pracy w sieci radiowęzłowej i uzwojenie wtórne transformatora wyjściowego powinno mieć odpowiednio większą liczbę zwojów, lepiej jest nawinać to uzwojenie w taki sam sposób, jak pierwotnie.



Rys. 26. Karkas dla uzwojeń transformatora stopnia przeciwsobnego

Pojemność kondensatora korygującego dobiera się w taki sam sposób, jak przy obliczeniu stopnia z jedną lampą, należy tylko uwzględniać przy tym zamiast wartości  $R_1$  wartość  $R_{an}$ . Przy wyborze typu kondensatora korekcyjnego należy mieć na względzie to, że jego napięcie pracy powinno przewyższać co najmniej dwukrotnie wartość napięcia anodowego danego stopnia przeciwsobnego.

**Układy sprzężenia między stopniami przeciwsobnymi.** W niektórych przypadkach, a zwłaszcza jeśli stopień końcowy pracuje w klasie  $AB_2$ , buduje się również przedostatni stopień w układzie przeciwsobnym. W celu ograniczenia liczby lamp układu wyposaża się często przedostatni stopień w podwójną triodę. Wówczas uzwojenie pierwotne transformatora wejściowego  $Tr_2$  stopnia końcowego powinno mieć wyprowadzenie w punkcie środkowym (rys. 27a). W takim układzie wejściowy transformator stopnia końcowego spełnia jednocześnie funkcję transformatora wyjściowego dla stopnia przedostatniego. Uzwojenie wtórne transformatora

wejściowego  $Tr_1$  stopnia przedostatniego powinno mieć również wyprowadzenie punktu środkowego.

Czasami dokonuje się sprzężenia pomiędzy stopniami przeciwsobnymi za pomocą oporników i kondensatorów (rys. 27b). W takim układzie napięcia m. cz. z obwodów anodowych poprzedniego stopnia przedostają się do obwodów siatkowych lamp następnego stopnia w podobny sposób, jak w zwykłym układzie oporowym.

**Układ wyjściowy wzmacniacza wyższej klasy.** Wyjściowe stopnie wzmacniaczy, które stanowią specjalną aparaturę przeznaczoną do odtwarzania dźwięku z wysoką jakością, zwykle konstruuje się w układach przeciwsobnych. Na wyjściu takich wzmacniaczy, jak już wspomnieliśmy wyżej, dołącza się dwa lub więcej głośników, których część służy do odtwarzania niższych częstotliwości zakresu dźwiękowego, a druga — do odtwarzania wyższych \*). W celu rozdzielania tych dwóch zakresów częstotliwości między odpowiednie głośniki dołącza się te ostatnie do wyjścia wzmacniacza poprzez specjalne urządzenia (filtry).

Jeden z prostszych układów rozdzielania częstotliwości pokazano na rysunku 27a linią kreskowaną. W tym przypadku równolegle z uzwojeniem wtórnym II transformatora wyjściowego  $Tr_3$  dołączone są połączone szeregowo kondensator  $C_1$  i cewka  $L_1$ .

Do okładek kondensatora  $C_1$  przez cewkę  $L_2$  dołączone są głośniki  $Gt_n$  przewidziane do odtwarzania niższych częstotliwości, a do końcówek cewki  $L_1$  przez kondensator  $C_2$  i dzielnik napięcia (składający się z opornością  $R_1$  i  $R_2$ ) dołączone są głośniki  $Gt_w$ , przewidziane do odtwarzania wyższych częstotliwości zakresu.

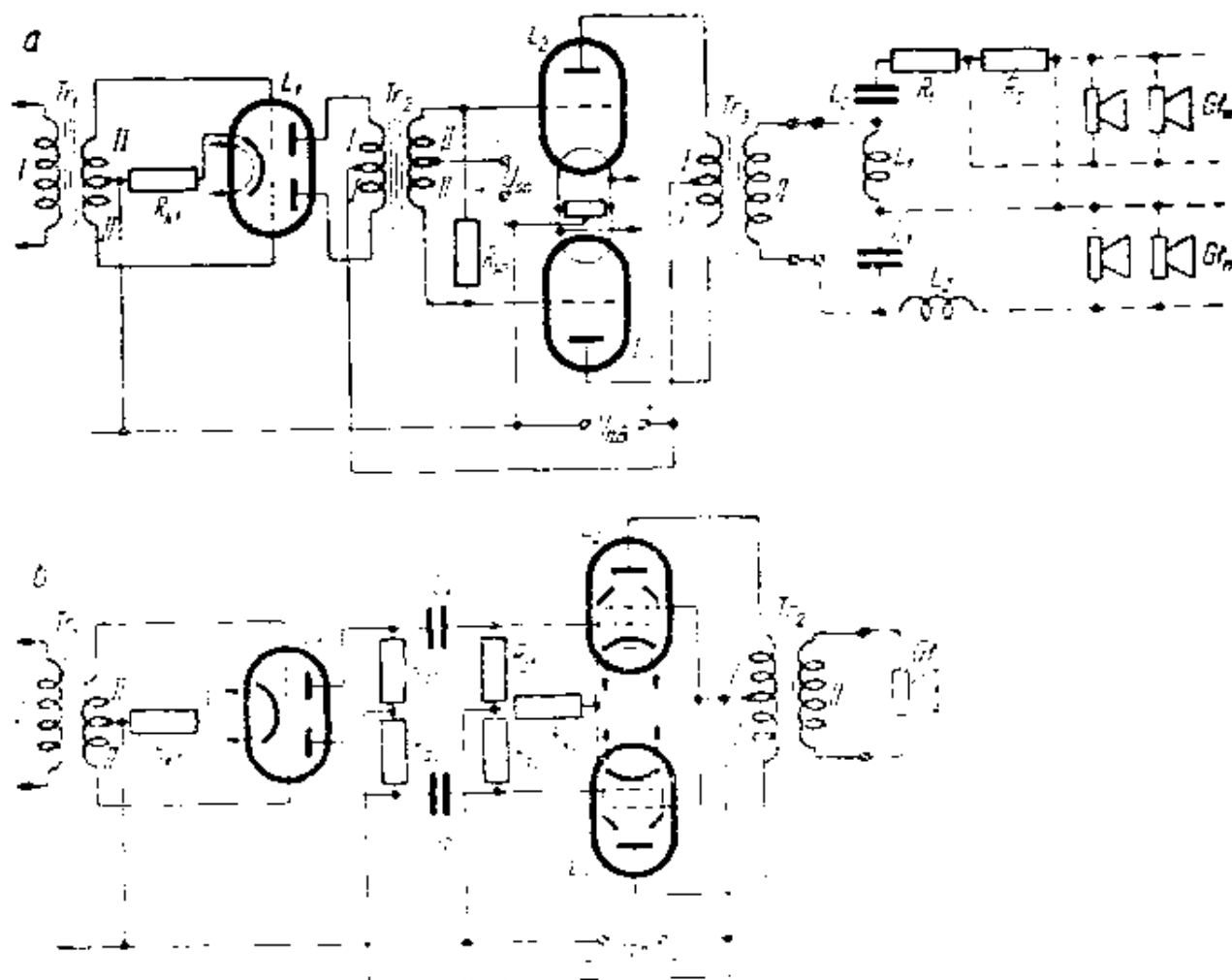
Dla niższych częstotliwości zmiennego napięcia wyjściowego oporność, jaką przedstawia kondensator  $C_1$  jest duża, wskutek czego spadek napięcia na nim jest duży. Ponadto im niższa jest częstotliwość, tym mniejsza będzie oporność cewki  $L_2$  i wobec tego zwiększy się odpowiednio przepływ prądu zmiennego przez nią. W wyniku tego przy odpowiednim doborze wchodzących w skład układu indukcyjności i pojemności przez głośniki  $Gt_n$  przechodzić będą tylko prądy zmienne o częstotliwościach odpowiadających za-

---

\*) W tym przypadku do wyższych częstotliwości zaliczamy także górną część średnich częstotliwości (np. powyżej 500 Hz), a do niższych niezależnie od tego i pozostałe średnie (np. poniżej 500 Hz).



kresowi częstotliwości niższych (drżania odpowiadające zakresowi wyższych częstotliwości niemal w pełni będą zatrzymane przez cewkę  $L_2$ ). Równocześnie przy zwiększaniu częstotliwości napięcia zmiennego wyjściowego oporność cewki  $L_1$  zwiększa się, wskutek czego wzrasta również spadek napięcia na niej, a w tym samym czasie zmniejsza się oporność, jaką przedstawia dla tych częstotli-



Rys. 27. Układy wzmacniaczy z dwoma stopniami przeciwsobnymi:  
a — z transformatorowym sprzężeniem między stopniami (po prawej stronie pokazano system dołączenia głośników na dwa zakresy), b — z oporowym sprzężeniem między stopniami

wości kondensator  $C_2$ , i wzrasta prąd zmienny płynący przez niego. W wyniku tego przez głośniki  $G_{1w}$  przechodzą praktycznie tylko prądy zmienne o częstotliwościach odpowiadających zakresowi wyższych częstotliwości (drżania odpowiadające zakresowi niższych częstotliwości nie przejdą prawie zupełnie przez kondensator  $C_2$ ). W ten sposób każda grupa głośników  $G_{1w}$  i  $G_{1n}$  odtwarza tylko częstotliwości swego zakresu.

Dzielnik napięcia, składający się z oporności  $R_1$  i  $R_2$ , służy do zmniejszania mocy doprowadzonej do głośników odtwarzających wyższe częstotliwości. Jest to konieczne dlatego, że czułość tych ostatnich w związku z ich charakterystycznymi cechami konstrukcyjnymi jest zawsze większa od czułości głośników obliczonych na odtwarzanie niższych częstotliwości. Jeśli głośniki  $G_{\text{w}}$  dołączymy bez dzielnika, to wówczas przy odtwarzaniu wystąpi wyraźnie uwydatnienie wyższych częstotliwości.

## 11. STOPIEŃ ODWRACAJĄCY FAZĘ

Sprzężenie między jednolampowym (pojedynczym) stopniem wzmocnienia m. cz. i stopniem przeciwsobnym może być dokonane bez transformatora za pomocą układu odwracającego fazę. Zaletami tego układu są:

1) mniejszy koszt, 2) lepsza równomierność przepuszczania częstotliwości, gdyż w układzie nie ma transformatorów.

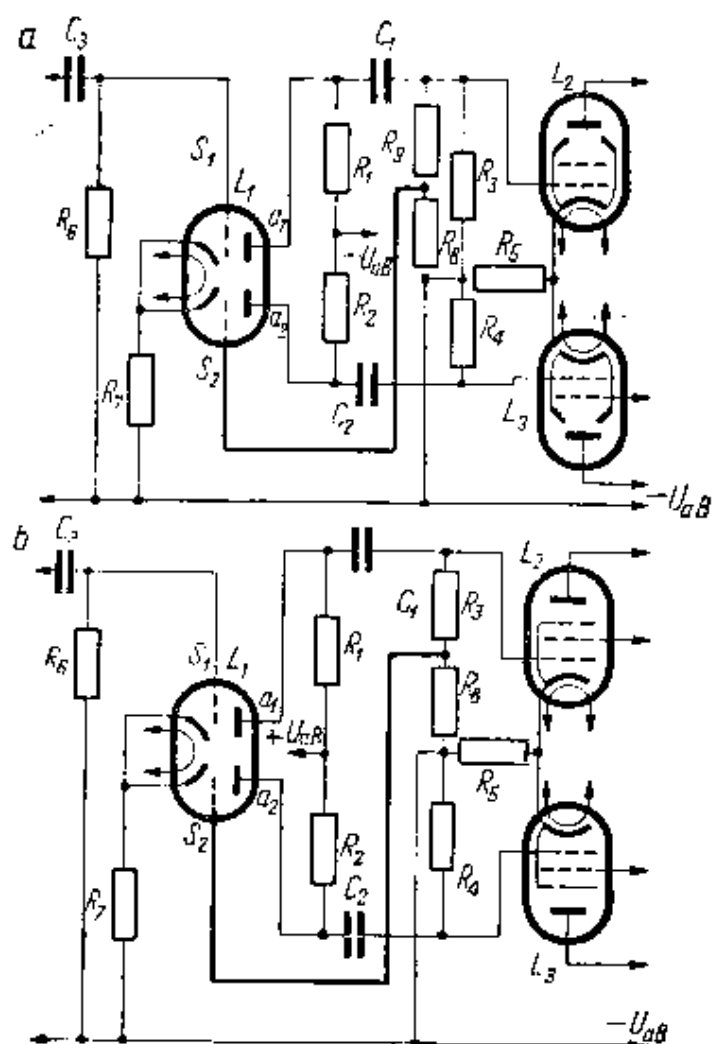
Układ odwracający fazę może być stosowany jako stopień przedostatni we wszystkich przypadkach wówczas, gdy stopień końcowy pracuje w klasie A lub  $AB_1$ .

**Stopień odwracający fazę z podwójną triodą.** Działanie stopni odwracających fazę, pokazanych na rys. 28, opiera się na znanej właściwości układu lampowego (pracującego z ujemnym napięciem siatki sterującej i opornością rzeczywistą w obwodzie anodowym). Właściwość ta polega na tym, że przy zmniejszeniu ujemnego napięcia siatki sterującej (podczas dodatniego półokresu napięcia zmiennego m. cz.) napięcie dodatnie na anodzie zmniejsza się i na odwrót przy wzroście wypadkowego napięcia na siatce lampy (podczas ujemnego półokresu) dodatnie napięcie na anodzie wzrasta. Inaczej mówiąc, zmiany napięcia na siatce sterującej są przeciwne w fazie w stosunku do zmian napięcia na anodzie lampy.

W układzie odwracającym fazę, przedstawionym na rys. 28a, zastosowano podwójną triodę  $L_1$ , a w stopniu końcowym — dwie tetry strumieniowe  $L_2$  i  $L_3$  (zamiast nich oczywiście można użyć pentody lub triody). Zmienne napięcie m. cz., które ma być wzmocnione, doprowadza się do siatki  $s_1$  podwójnej triody  $L_1$  przez kondensator  $C_3$ . Opornik  $R_6$  jest elementem obwodu tej siatki, a na oporniku  $R_7$  wytwarza się napięcie ujemne dla siatki. Pod wpływem zmiennego napięcia na siatce  $s_1$  uzyskuje się wzmocnione zmienne napięcie na oporniku  $R_1$ , włączonym w obwód anodowy

$s_1$ . Napięcie to, podobnie jak w zwykłym układzie oporowym, przekazuje się przez kondensator  $C_1$  do obwodu siatki sterującej  $L_2$  stopnia przeciwsobnego.

Równolegle do opornika  $R_3$  w obwodzie siatki sterującej lampy  $L_2$  znajdują się dwa połączone szeregowo oporniki  $R_8$  i  $R_9$ . Pewna zatem część wzmacnionego napięcia przechodzącego do obwo-



Rys. 28. Układy odwracające fazę z podwójnymi triodami

du siatki sterującej lampy  $L_2$  występuje na oporniku  $R_8$ , a druga część — na oporniku  $R_9$ . Wartości tych oporników są tak dobrane, że na  $R_8$  otrzymuje się zmienne napięcie o amplitudzie równej amplitudzie napięcia doprowadzonego do siatki  $s_1$  lampy  $L_1$ . Wspólny punkt oporników  $R_8$  i  $R_9$  jest połączony z siatką  $s_2$  tej samej lampy, wskutek czego napięcie zmienne występujące na oporniku  $R_8$  dostaje się na tę siatkę. Napięcie to ma fazę przeciwną w stosunku do napięcia doprowadzonego do siatki  $s_1$ .

Pod wpływem napięcia zmiennego doprowadzonego do siatki  $s_2$  lampy  $L_1$  otrzymuje się wzmacnio-

lampy  $L_2$ . Ponieważ jednak na siatkach  $s_1$  i  $s_2$  podwójnej triody występują napięcia o jednakowych amplitudach i obydwie połówki podwójnej triody dają jednakowe wzmocnienie, na siatkach sterujących lamp  $L_2$  i  $L_3$  uzyskuje się jednakowe amplitudy.

Automatyczne ujemne napięcie siatek lamp  $L_2$  i  $L_3$  wytwarza się na oporniku  $R_5$ .

Na rysunku 28b przedstawiona jest odmiana układu z rysunku 28a. W tym przypadku napięcie zmienne siatki  $s_2$  lampy  $L_1$  otrzymuje się również z opornika  $R_8$ , tylko że opornik ten połączony jest szeregowo z opornikiem  $R_3$ . Wartości  $R_3$  i  $R_8$  są tak dobrane, że na siatkę  $s_2$  i  $s_1$  dostają się napięcia zmienne o równej amplitudzie, lecz w przeciwnej fazie. Wszystkie pozostałe oporniki i kondensatory, które mają w układzie na rysunku 28b te same oznaczenia, co i w układzie z rysunku 28a, spełniają w obydwóch układach te same funkcje.

**Obliczenie układu odwracającego fazę.** Obliczenia elementów układu odwracającego fazę, przedstawionego schematycznie na rysunku 28b, dokonuje się w następujący sposób. Dla wybranej lampy przy danych wartościach  $R_1 = R_2 = R_*$  i  $R_4 = R_{s2}$  znajdujemy w tablicy 5 i 7 pojemności kondensatorów sprzęgających  $C_1 = C_2 = C$  oraz współczynnik wzmocnienia stopnia  $k_s$ . W przypadku zastosowania w stopniu odwracającym fazę podwójnej triody 6H8C lub 6A9C katody lampy łączy się między sobą, a wartość oporności opornika  $R_7 = R_k$  ujemnego napięcia siatki bierze się o połowę mniejszą od wartości podanej w odpowiedniej rubryce tablicy 5. Jeśli jednak stosuje się podwójną triodę 6H7C, wówczas opornik  $R_k$  powinien mieć wartość podaną w tablicy 5.

Oporniki  $R_8$  i  $R_3$  powinny mieć wartości

$$R_3 = \frac{R_1}{k_s}; \quad R_8 = R_4 - R_3, \quad (25)$$

gdzie

$R_4 = R_{s2}$  ma wartość podaną w tablicy 5.

Dla stopnia odwracającego fazę w układzie z rysunku 28a wartości oporników  $R_3$ ,  $R_8$  i  $R_9$  oblicza się nieco inaczej. Jeśli wybierze się według tablicy 5 wartości oporników

$$R_1 = R_2 = R_* \text{ i } R_4 = R_{s2}$$

i ustali wartość opornika  $R_8$  w taki sposób, aby była równa wartości  $R_6$  lub nieco mniejsza, to wówczas można obliczyć wartość oporników  $R_9$  i  $R_3$ :

$$R_9 = R_8 (k - 1); R_3 = \frac{R_4 (R_8 + R_9)}{R_8 + R_9 - R_4}. \quad (26)$$

W stopniach odwracających fazę w układzie z rys. 28 można zastosować zamiast triod podwójnych po dwie pojedyncze triody lub pentody.

**Stopień odwracający fazę, zrównoważony.** Stopień odwracający fazę, pracujący w jednym z dwóch układów według rysunku 28, ma tę wadę, że w takim przypadku, gdy wzmacnienie obydwu jego połówek jest nierówne (wskutek niejednorodności lamp, powstałej w produkcji, różnicy oporników  $R_1$ ,  $R_2$  oraz innych elementów układu), to wówczas na siatkach lamp stopnia końcowego otrzymuje się różne wartości amplitud napięcia m. cz. W wyniku może to doprowadzić do zwiększenia zniekształceń nieliniowych w stopniu końcowym.

Wady tej nie wykazują układy stopni odwracających fazę i zrównoważonych. Najbardziej rozpowszechniona odmiana takiego układu przedstawiona jest na rysunku 29. Układ ten różni się od poprzednich tym, że siatkę  $s_2$  podwójnej triody  $L_1$  łączy się jednocześnie z opornikiem  $R_3$  i  $R_4$ , a prócz tego siatka ta jest połączona przez opornik  $R_8$  z ujemnym biegunem źródła napięcia anodowego. W ten sposób przez opornik  $R_8$  dostaje się ujemne napięcie siatki nie tylko na siatkę  $s_2$  lampy  $L_1$  z opornika  $R_7$  (podobnie jak w obydwóch poprzednich układach), lecz także i ujemne napięcie siatek sterujących lamp  $L_2$  i  $L_3$  wytworzone na oporniku  $R_5$ .

W celu osiągnięcia jak najbardziej skutecznego samoczynnego zrównoważenia takiego układu dobiera się zwykle wartość opornika  $R_3$  o 15 — 25% mniejszą od wartości oporników  $R_4$ , a wartość opornika  $R_8$  — tego samego rzędu, co i oporników  $R_4$  i  $R_3$  lub nieco mniejszą.

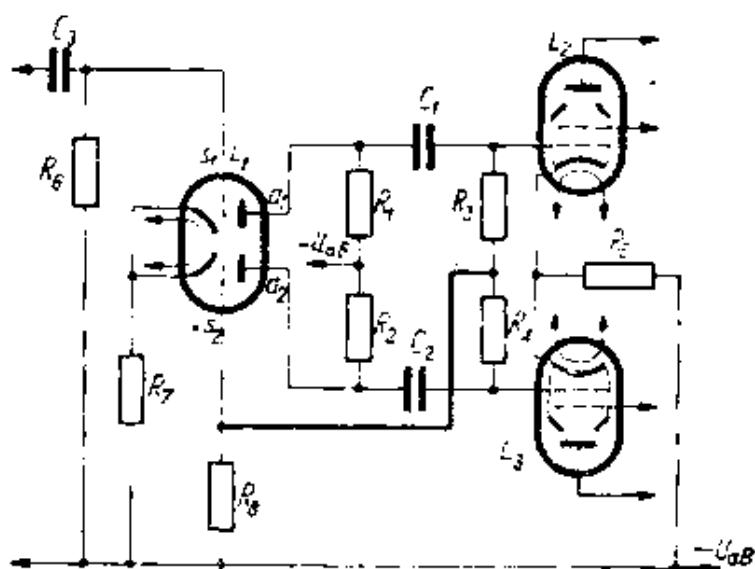
Potencjał punktu wspólnego dla oporników  $R_4$  i  $R_3$ , a odpowiednio i potencjał siatki  $s_2$  podwójnej triody zmienia się w fazie z potencjałem anody  $a_1$ , to jest w przeciwnej fazie do zmian po-

tencjału siatki  $s_1$  podwójnej triody. Jest to, jak wiemy, koniecznym warunkiem pracy stopnia odwracającego fazę.

Samoczynne zachowywanie równowagi w stopniu odwracającym fazę w układzie z rys. 29 zachodzi właśnie dzięki temu, że siatka  $s_2$  podwójnej triody dołączona jest do punktu połączenia oporników  $R_3$  i  $R_4$ . W wyniku tego zmiany potencjału w tym punkcie zależne są od pracy obydwóch połówek stopnia odwracającego fazę (w układach z rys. 28 zmiany potencjału na siatce są wywołane tylko pracą górnej połówki tego stopnia).

Jeśli np. wzmożenie dolnej połowy układu odwracającego fazę, przedstawionego na rysunku 29, z jakiegokolwiek powodu zacznie się zmniejszać, to amplituda napięcia występującego na oporniku  $R_2$  zmaleje w stosunku do amplitudy napięcia wytwarzanego na oporniku  $R_1$ . Takie naruszenie równowagi doprowadzi oczywiście z kolei do zmiany rozkładu napięć, występujących na opornikach  $R_4$  i  $R_3$ . Wskutek tego zwiększa się amplituda napięcia w obwodzie siatki  $s_2$  podwójnej triody  $L_1$  oraz zwiększy się jednocześnie amplituda napięcia na oporniku  $R_2$ . W ten sposób układ będzie wykazywał dążność do samoczynnego zachowania równowagi. To samo oczywiście nastąpi, jeśli wskutek wzrostu wzmożenia górnej połówki stopnia odwracającego fazę amplituda napięcia na oporniku  $R_1$  przewyższy amplitudę napięcia na oporniku  $R_2$ . Równowaga układu będzie w analogiczny sposób samoczynnie zachowana wówczas, gdy zmniejszy się wzmożenie górnej połówki stopnia odwracającego fazę lub wzrośnie wzmożenie dolnej jego połówki.

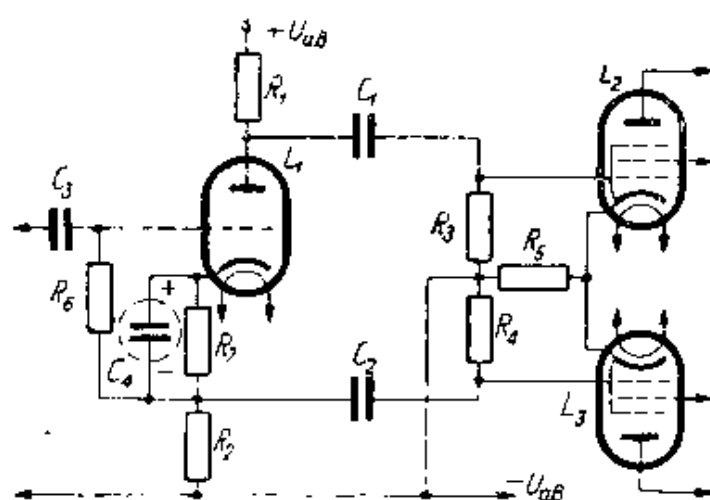
Należy zaznaczyć, że wartości oporników  $R_3$ ,  $R_4$  i  $R_5$  w układzie z rysunku 29 nie są krytyczne; niezbędna amplituda napięcia na



Rys. 29. Układ samoczynnie zrównoważony stopnia odwracającego fazę

siatce  $s_2$  triody podwójnej ustali się automatycznie i nastąpi zrównoważenie układu nawet w tych przypadkach, kiedy zastosuje się oporniki o jednakowych wartościach.

**Stopień odwracający fazę z jedną triodą.** Niekiedy buduje się stopień odwracający fazę z jedną lampą trójelektrodową w układzie przedstawionym na rysunku 30. Układ ten różni się od zwykłego wzmacniacza oporowego tym, że obciążenie anodowe lampy  $L_1$  rozdzielone jest na dwie części. Opornik  $R_1$  dołączony jest między dodatni biegun źródła napięcia anodowego i anodę lampy, a drugi opornik  $R_2$  — między ujemny biegun tego samego źródła i katodę lampy. Opornik  $R_7$  z dołączonym równolegle kondensatorem  $C_4$  służy do uzyskania ujemnego napięcia dla siatki sterującej lampy  $L_1$ .



Rys. 30. Układ stopnia odwracającego fazę z jedną triodą

torem  $C_4$  służy do uzyskania ujemnego napięcia dla siatki sterującej lampy  $L_1$ .

Siatka sterująca lampy  $L_2$  jednej połówki stopnia końcowego jest połączona z anodą lampy  $L_1$  przez kondensator  $C_1$  a siatka sterująca lampy  $L_3$  drugiej połówki — z katodą lampy  $L_1$  poprzez kondensatory  $C_2$ ,  $C_4$  i opornik  $R_7$ .

Napięcie źródła zasilania anodowego rozkłada się na oporniku  $R_1$ , oporności wewnętrznej lampy  $L_1$  i oporniku  $R_2$  (spadek napięcia na oporniku  $R_7$  wytwarzającym ujemne napięcie siatki można pominąć, ponieważ jest on mały w porównaniu ze spadkami napięcia na opornikach  $R_1$  i  $R_2$ ). Oczywiście, napięcie na anodzie lampy  $L_1$  będzie bardziej dodatnie niż napięcia na katodzie. Przy braku napięcia zmiennego w obwodzie siatki lampy  $L_1$  wszystkie te napięcia będą stałe i zależne od prądu spoczynkowego lampy  $L_1$ .

Podczas ujemnych półokresów napięcia zmiennego m. cz. doprowadzonego do siatki lampy  $L_1$  jej prąd anodowy będzie, jak zwykle, mały i spadek napięcia na opornikach  $R_1$  i  $R_2$  będzie mniejszy niż przy stałym prądzie spoczynkowym. Oczywiście, że



wskutek zmniejszenia spadku napięcia na oporniku  $R_1$  napięcie na anodzie lampy  $L_1$  wzrasta, tzn. staje się „bardziej dodatnie”. W wyniku zmniejszenia się spadku napięcia na oporniku  $R_2$  zmniejsza się napięcie na katodzie lampy  $L_1$  w stosunku do uziemionego ujemnego bieguna źródła zasilania anodowego, to znaczy staje się „bardziej ujemne”.

Podczas dodatnich półokresów napięcia m. cz. doprowadzonego do siatki lampy  $L_1$  prąd w jej obwodzie anodowym będzie wzrastał, wywołując zwiększenie spadku napięcia na opornikach  $R_1$  i  $R_2$  w porównaniu ze stanem spoczynkowym. Jasne jest, że przy tym napięcie na anodzie lampy  $L_1$  będzie się zmniejszało i staje się „bardziej ujemne”, a napięcie na katodzie lampy wzrasta, tzn. staje się „bardziej dodatnie”. Z tego wynika, że pod wpływem działania zmiennego napięcia na siatkę lampy  $L_1$  napięcia na jej katodzie i anodzie będą zawsze zmieniać się w przeciwnych kierunkach, czyli będą miały przeciwne fazy.

Wskutek tego, że siatka lampy  $L_2$  otrzymuje zmienne napięcie z anody lampy  $L_1$ , a siatka sterująca lampy  $L_3$  z katody lampy  $L_1$ , napięcia tych siatek również będą zawsze miały przeciwne fazy, co stanowi niezbędny warunek dla normalnej pracy stopnia przeciwsobnego. Należy wspomnieć, że stopień odwracający fazę w układzie z rysunku 30 nie zapewnia wzmocnienia. Napięcie dochodzące do obydwóch siatek sterujących lamp końcowego stopnia nigdy nie przewyższa napięcia doprowadzonego do lampy  $L_1$  z poprzedniego stopnia. Dzieje się to tak dlatego, że przez włączenie opornika  $R_2$  w obwód katodowy lampy  $L_1$  wytwarza się ujemne sprzężenie zwrotne z siatką tej lampy.

## 12. UJEMNE SPRZĘŻENIE ZWROTNE

We wzmacniaczach m. cz. stosuje się często ujemne sprzężenie zwrotne (przeciwsprzężenie), które pozwala:

- a) na zmniejszenie wnoszonych przez wzmacniacz zniekształceń nieliniowych,
- b) na bardziej równomierne wzmocnienie różnych częstotliwości w zakresie wymaganego pasma częstotliwości,
- c) na uzyskanie ze wzmacniacza większej mocy niż bez sprzężenia zwrotnego przy zastosowaniu tych samych lamp, tych samych źródeł zasilania i przy tym samym współczynniku zawartości harmonicznych,
- d) na zmniejszenie przydźwięku w przypadku zasilania wzmacniacza z sieci prądu zmiennego.

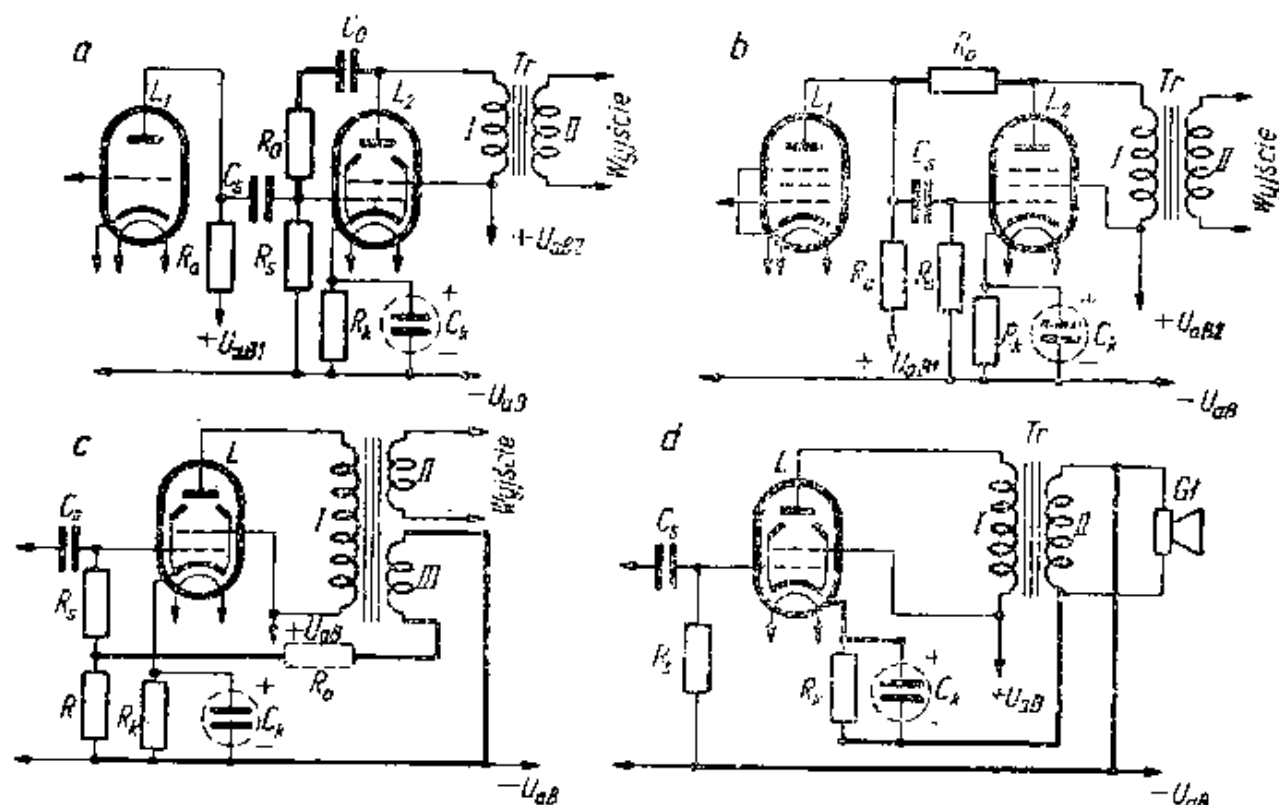
**Układy sprzężenia zwrotnego.** Zasada działania sprzężenia zwrotnego polega na tym, że z wyjścia wzmacniacza m. cz. lub z obwodu anodowego lampy któregośkolwiek z jego stopni przekazuje się drgania elektryczne do obwodu siatki tego samego stopnia lub do dowolnego obwodu jednego ze stopni poprzedzających.

Ze względu na to, że zniekształcenia nieliniowe powstają przeważnie w stopniu końcowym wzmacniacza m. cz., a ich stłumienie jest bardziej istotnym celem wprowadzenia sprzężenia zwrotnego, dlatego najczęściej realizuje się je przez sprzężenie obwodu anodowego tego stopnia lub wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego wzmacniacza.

Jeden z prostszych układów końcowego stopnia wzmacniacza m. cz. z ujemnym sprzężeniem zwrotnym przedstawia rysunek 31a. Anoda lampy połączona jest tu z siatką sterującą przez kondensator  $C_0$  i opornik  $R_0$ . Przez elementy te drgania m. cz. dostają się z obwodu anodowego lampy do obwodu siatki sterującej.

Kondensator  $C_0$  odcina dostęp wysokiego napięcia anodowego do obwodu siatki sterującej lampy. Oporność, jaką przedstawia ten kondensator dla najniższych częstotliwości zakresu, powinna być znacznie mniejsza od wartości oporników  $R_s$  i  $R_0$ . Aby spełnić ten warunek kondensator ten powinien mieć pojemność rzędu setnych lub dziesiątych części mikrofaraada i oprócz tego małą upływność.

Jeśli w obwodzie anodowym powstaną harmoniczne, to przedstawiają się one w połączeniu z drganiami częstotliwości podstawowej



Rys. 31. Układy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

a i b — napięcie ujemnego sprzężenia zwrotnego otrzymuje się z obwodu anodowego lampy, c — napięcie sprzężenia zwrotnego uzyskuje się ze specjalnego uzwojenia na transformatorze wyjściowym, d — napięcie sprzężenia zwrotnego przechodzi z wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego, do którego załączony jest głośnik, do obwodu katodowego

do obwodu siatki sterującej lampy przez  $C_0$  i  $R_0$ . Pod wpływem tych napięć siatki w obwodzie anodowym lampy zostaną wytworzone składowe zmienne napięcie o tych samych częstotliwościach, lecz w przeciwnych fazach względem wywołujących je napięć.

Załóżmy dla przykładu, że napięcie składowej zmiennej o częstotliwości pewnej harmonicznej w obwodzie anody w pewnym momencie wzrasta. Ta zmiana napięcia zostanie przekazana po-

przez kondensator  $C_0$  i opornik  $R_0$  do obwodu siatki sterującej i spowoduje obniżenie jej napięcia ujemnego. Obniżenie napięcia ujemnego na siatce prowadzi do powiększenia prądu anodowego i zmniejszenia napięcia na anodzie. Tak więc dzięki istnieniu w układzie elementów sprzężenia zwrotnego  $C_0$  i  $R_0$  zwiększenie napięcia na anodzie doprowadziło do jednoczesnego zmniejszenia tego napięcia. W wyniku otrzymamy mniejszy przyrost napięcia na anodzie niż przy braku  $C_0$  i  $R_0$  i harmoniczna ta zostanie osłabiona. W obwodzie anodowym doznają osłabienia również napięcia innych harmoniczných oraz napięcie częstotliwości podstawowej, doprowadzone do siatki sterującej stopnia końcowego ze wzmacniacza wstępnego. Inaczej mówiąc, wraz z osłabieniem harmoniczných i zmniejszeniem zniekształceń nieliniowych wywołanych nimi następuje zmniejszenie wzmocnienia stopnia. W celu uzyskania potrzebnej mocy w obwodzie anodowym należy zwiększyć napięcie m. cz., doprowadzone do siatki sterującej z poprzedniego stopnia. Dlatego przy stosowaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego stopnie wstępne powinny dawać większe wzmocnienie niż przy jego braku.

Stosując ujemne sprzężenie zwrotne można osiągnąć na wyjściu wzmacniacza taką samą moc drgań m.cz., lecz z mniejszym współczynnikiem zawartości harmoniczných.

Zwiększając jeszcze bardziej amplitudę napięcia m.cz. na siatce sterującej stopnia uzyskamy zwiększenie mocy wyjściowej przy równoczesnym wzroście współczynnika zawartości harmoniczných. W wyniku można osiągnąć większą moc wyjściową przy takim samym współczynniku zawartości harmoniczných, jaki miał wzmacniacz dając moc mniejszą, gdy pracował bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Może się zdarzyć, że dla uzyskania większej mocy wyjściowej konieczne będzie wejście w obszar zagięcia charakterystyki i w obszar prądów siatki. Powstające wskutek tego zniekształcenia będą także zmniejszone pod wpływem sprzężenia zwrotnego.

Obecnie zobaczymy, dlaczego ujemne sprzężenie zwrotne prowadzi do polepszenia charakterystyki częstotliwości wzmacniacza. Przy częstotliwościach ulegających większemu wzmocnieniu w obwodzie anodowym lampy wystąpią napięcia o dużej amplitudzie. Odpowiednio do tego obwód siatki sterującej lampy otrzyma

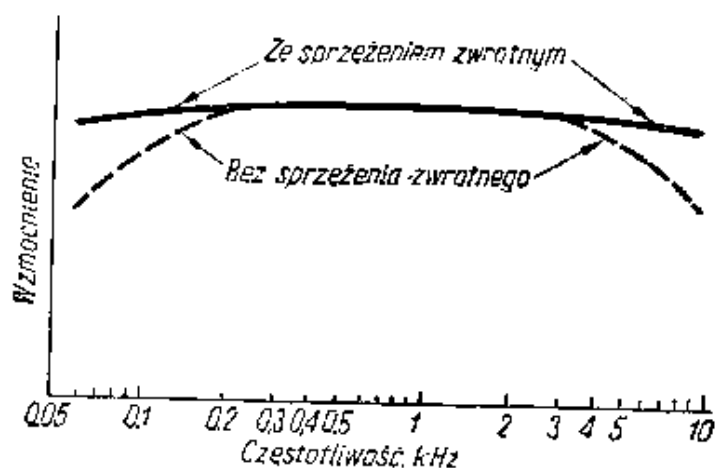
przez kondensator  $C_0$  i opornik  $R_0$  wyższe napięcie. Przy innych częstotliwościach, które są wzmacniane gorzej, amplitudy napięcia w obwodzie anodowym będą mniejsze, co oznacza, że mniejsze napięcie dostaje się do obwodu siatki sterującej przez kondensator  $C_0$  i opornik  $R_0$ .

Wskutek tego w pierwszym przypadku sprzężenie zwrotne zmniejsza wzmocnienie w większym stopniu niż w drugim przypadku i wypadkowe wzmocnienie jednych i drugich częstotliwości będzie bardziej równomierne (rys. 32).

Układ na rysunku 31b różni się od układu z rysunku 31a tym, że brak jest w nim kondensatora  $C_0$ . Tutaj anody lamp stopnia końcowego i przedostatniego są połączone między sobą opornikiem  $R_0$  i napięcie sprzężenia zwrotnego przechodzi z obwodu lampy stopnia końcowego do obwodu jej siatki sterującej przez opornik  $R$  i dalej przez kondensator  $C_s$  razem z napięciem m.cz. z przedostatniego stopnia.

W układzie z rysunku 31c transformator wyjściowy  $Tr$  ma dodatkowe uzwojenie III, które nosi nazwę uzwojenia sprzężenia zwrotnego. Napięcie z uzwojenia III jest doprowadzone do siatki sterującej lampy i wywołuje w jej obwodzie anodowym napięcie zmienne o przeciwnej fazie, tzn. działanie tego układu jest podobne do działania w poprzednich układach.

W celu uzyskania ujemnego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu obciążonym głośnikiem magnetoelektrycznym, ogólnie biorąc, nie jest konieczne posiadanie specjalnego trzeciego uzwojenia na transformatorze wyjściowym. Jako napięcie sprzężenia zwrotnego można wykorzystać część lub całe napięcie otrzymywane na wtórnym uzwojeniu II, do którego jest dołączony głośnik. Prócz tego, podobnie jak w układzie z rys. 31b, do obwodu siatki sterującej włącza się opornik  $R$ , którego górny koniec łączy się przez



Rys. 32. Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym i bez niego

opornik  $R_0$  z końcem wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego. Drugi koniec tego uzwojenia doprowadza się do ujemnego bieguna źródła zasilania anodowego. Dobierając stosunek wartości oporników  $R$  i  $R_0$  można zmieniać wartość napięcia sprzężenia zwrotnego przechodzącego do obwodu siatki sterującej. Ponieważ napięcie na wtórnym uzwojeniu transformatora wyjściowego, do którego dołącza się drgającą cewkę głośnika magnetoelektrycznego, jest zwykle niewielkie, dlatego w większości przypadków można napięcie to w pełni wykorzystać w praktyce jako napięcie sprzężenia zwrotnego, to znaczy końce wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego należy połączyć bezpośrednio z końcówkami opornika  $R$  (bez oporności  $R_0$ ).

Zupełnie prosty w praktycznym wykonaniu i dzięki temu szeroko stosowany sposób doprowadzania ujemnego sprzężenia zwrotnego jest przedstawiony na rysunku 31d. W układzie tym wtórne uzwojenie II transformatora wyjściowego  $Tr$  jest włączone w obwód katodowy lampy  $L$  stopnia końcowego w szereg z opornikiem katodowym  $R_k$ , stwarzającym ujemne napięcie siatki. Wskutek tego przez omawiane uzwojenie płynie pełny prąd katodowy lampy stopnia końcowego (tj. sumaryczny prąd anodowy i siatki ekranowej), a jednocześnie między jej katodą i ujemnym biegunem źródła zasilania anodowego włączone jest pełne napięcie wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego. Napięcie to, podobnie jak napięcie ujemne siatki, dostaje się do obwodu siatki sterującej lampy stopnia końcowego jako napięcie sprzężenia zwrotnego.

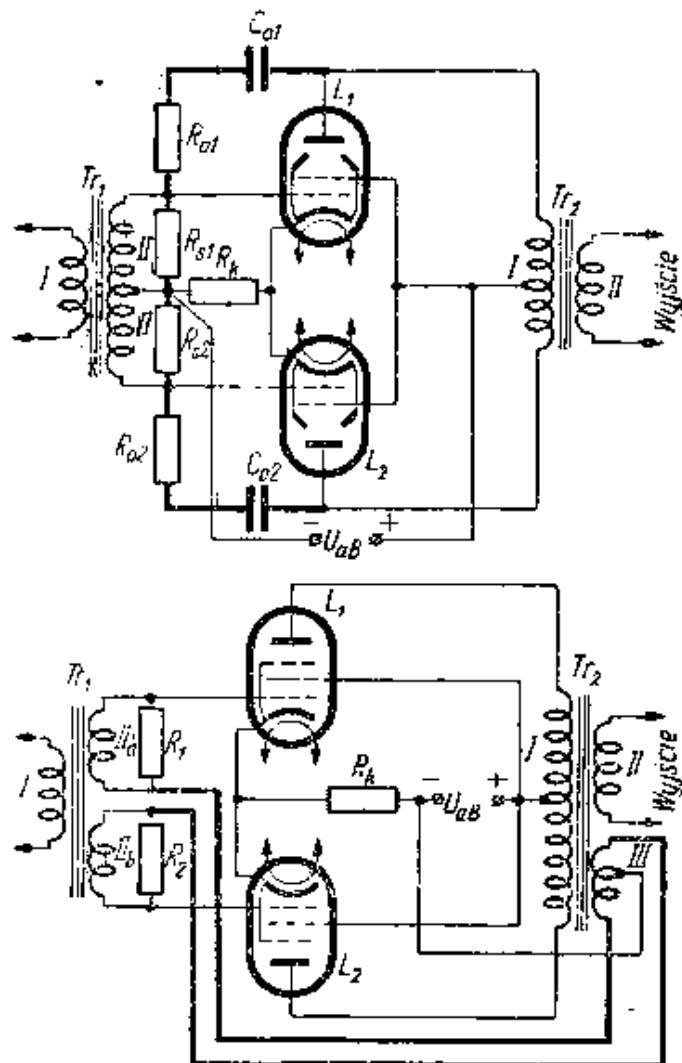
**Sprzężenie zwrotne w stopniach przeciwsobnych.** Na rysunku 33 pokazano układy stopni przeciwsobnych z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. W układzie z rysunku 33a sprzężenie zwrotne jest doprowadzone z anody lampy każdej połówki na jej siatkę w taki sam sposób, jak w układzie na rysunku 31a. W innym, szeroko stosowanym układzie, pokazanym na rysunku 33b (zasada jego działania jest ta sama, jak układu przytoczonego do rys. 31c) uzwojenie sprzężenia zwrotnego III transformatora wyjściowego  $Tr_2$  ma wyprowadzenie punktu środkowego, a uzwojenie wtórne II transformatora wejściowego  $Tr_1$  składa się z dwóch elektrycznie izolowanych jedna od drugiej połówek uzwojenia IIa i IIb. Jeden

z końców uzwojenia III transformatora  $Tr_2$  połączony jest z połówką IIa wtórnego uzwojenia transformatora  $Tr_1$ , a drugi koniec uzwojenia III — z drugą połówką IIb uzwojenia wtórnego transformatora  $Tr_1$ . W ten sposób napięcie sprzężenia zwrotnego dostaje się na siatki sterujące lamp przez połówki uzwojenia IIa i IIb i bocznikujące je oporniki  $R_1$  i  $R_2$ . Minus ujemnego napięcia siatkowego doprowadza się do punktu środkowego uzwojenia sprzężenia zwrotnego III transformatora  $Tr_2$ , skąd dostaje się na siatki sterujące lamp obydwu połówek przez uzwojenie III i połówki wtórnego uzwojenia IIa i IIb transformatora  $Tr_1$ .

**Ujemne sprzężenie zwrotne w wzmacniaczach wielostopniowych.** W licznych wzmacniaczach m. cz. doprowadza się napięcie ujemnego sprzężenia zwrotnego z transformatora wyjściowego do tego lub innego obwodu jednego ze wstępnych stopni wzmacniacza. Na rysunku 34a podano dla przykładu układ, w którym ujemne sprzężenie zwrotne jest doprowadzone z wyjścia wzmacniacza m.cz. do obwo-

du siatki sterującej przedostatniego stopnia, a na rysunku 34b pokazano układ sprzężenia zwrotnego ze specjalnym uzwojeniem na transformatorze wyjściowym, połączonym z obwodem katody stopnia przedostatniego.

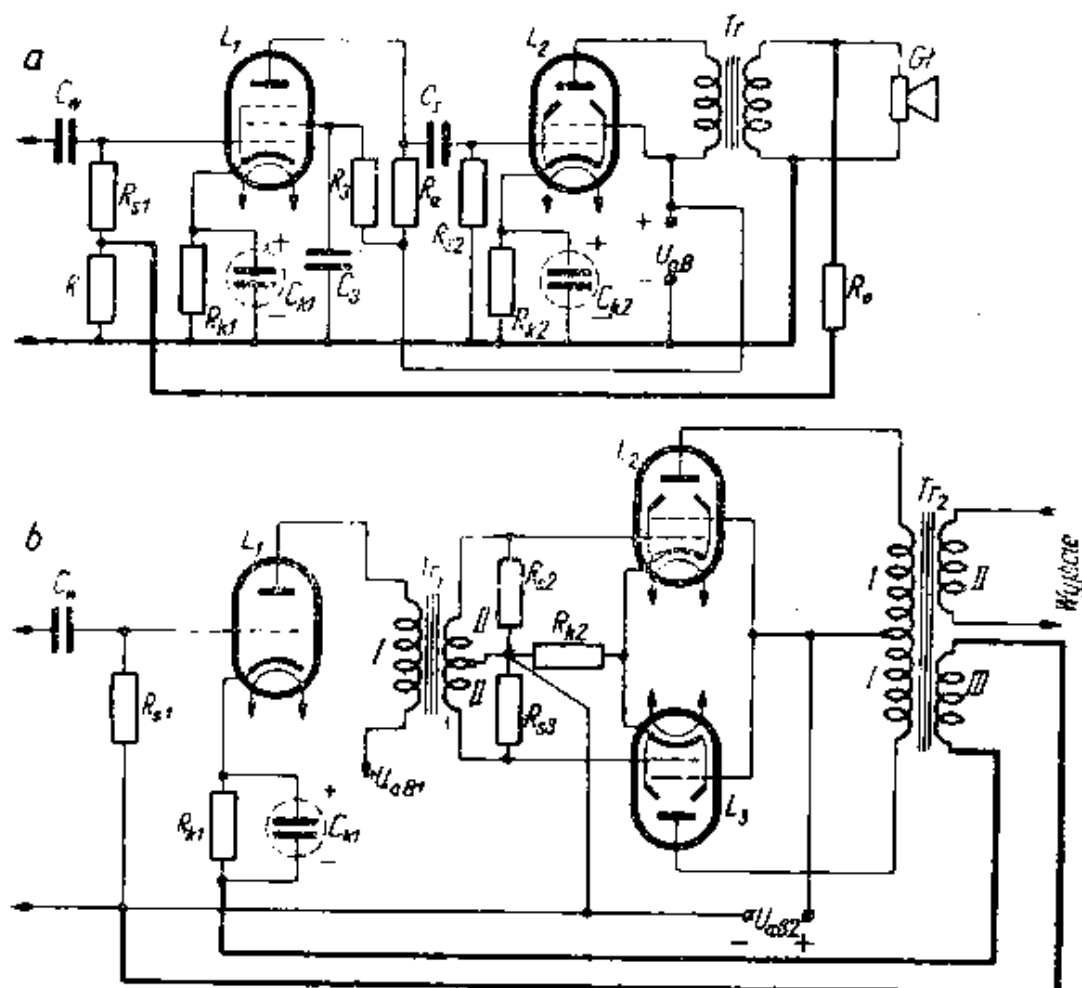
Istnieje wiele odmian układów wzmacniaczy m.cz. z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. We wszystkich tych różnorodnych układach znajduje zastosowanie wyżej opisana zasada zmniejszenia



Rys. 33. Układy stopni przeciwsołnych z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

znieszczeń nieliniowych, osłabienia przydźwięku i polepszenia charakterystyki częstotliwości.

Wszystkie obwody (stopnie) wzmacniacza zawarte między obwodem, z którego czerpie się napięcie sprzężenia zwrotnego a tym, do którego napięcie to zostaje doprowadzone, określamy



Rys. 34. Układy wzmacniaczy m. cz. ze sprzężeniem zwrotnym obejmującym dwa stopnie

a — z jednolampowym stopniem końcowym: b — z przeciwsobnym stopniem końcowym

jako objęte sprzężeniem zwrotnym. Na przykład w układach z rysunku 31c, 31d i 33b sprzężeniem zwrotnym ujęte są stopnie końcowe łącznie z transformatorem wyjściowym, w układach z rysunku 31a, 31b i 33a transformator wyjściowy nie jest objęty sprzężeniem, natomiast w układach z rysunku 34 objęte są dwa stopnie łącznie z transformatorem wyjściowym.

**Obliczanie wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym.** Działanie ujemnego sprzężenia zwrotnego określa się ilościowo za pomocą



współczynnika zmiany wzmocnienia wskutek sprzężenia zwrotnego  $A$ , który wskazuje ile razy zmniejsza się wzmocnienie stopni objętych sprzężeniem zwrotnym. Odpowiednio określa on również ile razy należy zwiększyć amplitudę napięcia m.cz. doprowadzonego do siatki sterującej lampy pierwszego z objętych stopni w tym celu, aby na wyjściu uzyskać taką samą moc, jak i bez sprzężenia zwrotnego. Współczynnik  $A$  pozwala również ocenić, w jakim stopniu zmniejszył się współczynnik zawartości harmoniczných, przydźwięk i polepszyły się inne wskaźniki jakości wzmacniacza.

Współczynnik zmiany wzmocnienia  $A$  zależy od ogólnego współczynnika wzmocnienia stopni objętych sprzężeniem i tak zwanego współczynnika sprzężenia zwrotnego  $\beta$ . Współczynnik sprzężenia zwrotnego wskazuje, jaka część napięcia czynnego w obciążeniu anodowym ostatniego stopnia spośród objętych ujemnym sprzężeniem zwrotnym przechodzi do obwodu siatki sterującej pierwszego z tych stopni jako napięcie sprzężenia zwrotnego.

Na przykład dla układów z rysunku 31a i b w założeniu, że kondensatory  $C_6$  i  $C_s$  mają tak dużą pojemność, że oporności ich można nie brać pod uwagę w porównaniu z wartościami  $R_s$ ,  $R_a$  i  $R_0$ , a lampa  $L_1$  ma oporność wewnętrzną  $\rho_a$ , współczynnik sprzężenia zwrotnego wynosi:

$$\beta = \frac{R}{R + R_0}, \quad (27)$$

gdzie

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{\rho_a}}.$$

Dla układu z rysunku 31c

$$\beta = \frac{z_{III} R}{z_I R + R_0}. \quad (28)$$

Miedzy współczynnikiem zmiany wzmocnienia  $A$ , współczynnikiem wzmocnienia bez sprzężenia zwrotnego  $k_0$ , współczynnikiem wzmocnienia tego samego wzmacniacza z czynnym sprzężeniem

zwrotnym  $k_{\beta}^*$ ) oraz współczynnikiem sprzężenia zwrotnego istnieje następująca zależność:

$$A = \frac{k}{k_{\beta}} = 1 + \beta k_u. \quad (29)$$

Wpływ sprzężenia zwrotnego na wzmocnienie (osłabienie) określa się często w decybelach. Wielkość taka nazywa się głębokością sprzężenia zwrotnego i wyraża wzorem:

$$A_{dB} = 20 \log (1 + \beta k_u). \quad (30)$$

Jeśli sprzężeniem zwrotnym objętych jest kilka stopni, jako wartości  $k_u$  i  $k_{\beta}$  należy przyjąć iloczyny współczynników wzmocnienia wszystkich tych stopni.

Na podstawie wyżej wyprowadzonych wzorów można ułożyć następujące zależności.

Wzmocnienie stopni objętych sprzężeniem zwrotnym

$$k_{\beta} = \frac{k_u}{A} = \frac{k_u}{1 + \beta k_u}. \quad (31)$$

Napięcie na wejściu wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, konieczne dla uzyskania wymaganej mocy wyjściowej, wynosi:

$$U_{we\beta} = U_{we} A = U_{we} (1 + \beta k_u), \quad (32)$$

gdzie

$U_{we}$  — napięcie wejściowe tego samego wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego, konieczne dla uzyskania takiej samej mocy na wyjściu.

Napięcie przydźwięku na wyjściu wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym wynosi:

$$U_{pr\beta} = \frac{U_{pr}}{A} = \frac{U_{pr}}{1 + \beta k_u}, \quad (33)$$

gdzie

$U_{pr}$  — napięcie przydźwięku na wyjściu wzmacniacza bez ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Współczynnik zniekształceń nieliniowych na wyjściu wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

$$h_{\beta} = \frac{h}{A} = \frac{h}{1 + \beta k_u}, \quad (34)$$

---

\*) Dla ujemnego sprzężenia zwrotnego (przyp. tłumacza).

gdzie

$h$  — współczynnik zawartości harmoniczych przy tej samej mocy wyjściowej, lecz w przypadku braku ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Należy liczyć się z tym, że jeśli do wejścia członu wzmacniacza objętego sprzężeniem zwrotnym doprowadzi się sygnał, któremu towarzyszy przydźwięk, to sprzężenie zwrotne nie zmniejszy tego przydźwięku (zmniejszy tylko przydźwięk, jaki powstaje w stopniach objętych ujemnym sprzężeniem zwrotnym). To samo zjawisko występuje, jeśli do wzmacniacza doprowadza się sygnał zniekształcony nieliniowo. Wówczas ujemne sprzężenie zwrotne nie jest w stanie zmniejszyć tych zniekształceń (zmniejszone zostają tylko te zniekształcenia, które powstały w stopniach objętych sprzężeniem zwrotnym).

Zależność (34) daje prawidłowy wynik pod warunkiem, że charakterystyka częstotliwości wzmacniacza jest praktycznie prostoliniowa w całym zakresie wzmacnianych częstotliwości (zwłaszcza w zakresie częstotliwości górnych). Wówczas współczynnik wzmocnienia jest jednakowy dla wszystkich częstotliwości i zapewnia niezmienną wartość współczynnika zmiany wzmocnienia w granicach zakresu przenoszenia. Stanowi to jednocześnie niezbędny warunek do uzyskania jednakowego osłabienia wszystkich częstotliwości harmoniczych pod wpływem sprzężenia zwrotnego w tym celu, aby między  $h_{\Sigma}$  i  $h$  istniała prosta zależność wyrażona równaniem (34). Jeśli natomiast dla przykładu na górnych częstotliwościach występuje spadek charakterystyki częstotliwości związany ze zmniejszeniem wzmocnienia  $k_u$  przy tych częstotliwościach, to dla nich przypadnie mniejsza wartość  $A$ . Oznacza to, że przy tych częstotliwościach sprzężenie zwrotne będzie działało słabiej. Prócz tego poszczególne harmoniczne odpowiadające tym częstotliwościom zostaną osłabione w mniejszym stopniu niż w przypadku prostoliniowej charakterystyki częstotliwości i w wyniku współczynnik zawartości harmoniczych okaże się większy.

Zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego zmniejsza również czynną oporność wewnętrzną  $\rho_a$  lampy stopnia objętego sprzę-

żeniem. Czynna oporność wewnętrzna lampy w układzie ze sprzężeniem zwrotnym:

$$\varrho_a = \frac{\varrho_a}{A} = \frac{\varrho_a}{1 + \beta k} \quad (35).$$

Ta właściwość umożliwia stosowanie we wzmacniaczach ze sprzężeniem zwrotnym transformatorów wyjściowych z mniejszą indukcyjnością uzwojenia pierwotnego.

Pod wpływem działania ujemnego sprzężenia zwrotnego zmniejsza się również oporność wyjściowa wzmacniacza, a napięcie na jego wyjściu staje się zależne w mniejszym stopniu od wartości obciążenia. Zjawisko to ma istotne znaczenie z następujących względów. Przy odłączeniu obciążenia od wzmacniacza (w przypadku tzw. stanu jałowego) lub przy zmniejszeniu się wartości obciążenia napięcie wyjściowe wzmacniacza wzrasta zawsze w większym lub mniejszym stopniu (to zjawisko szczególnie silnie zaznacza się we wzmacniaczach bez ujemnego sprzężenia zwrotnego, wyposażonych w końcowych stopniach w pentody lub tetrody strumieniowe). Jeśli na przykład obciążenie wzmacniacza w radiowęźle zmniejszyło się wskutek odłączenia części głośników, to w następstwie związanego z tym wzrostu napięcia wyjściowego siła głosu audycji w pozostałych odbiornikach abonenckich zwiększy się (co jest niepożądane). W przypadku znacznego zwiększenia się napięcia na wyjściu wzmacniacza m.cz., tzn. na uzwojeniu jego wyjściowego transformatora, które zostaje wywołane przez odłączenie lub zmniejszenie wartości jego obciążenia, może nastąpić przebicie w tym uzwojeniu (co oczywiście jest niedopuszczalne). Natomiast przy odłączeniu lub zmniejszeniu obciążenia wzmacniacza m.cz. z ujemnym sprzężeniem zwrotnym napięcie wyjściowe wzrasta w mniejszym stopniu niż w przypadku tego samego wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego. Zwiększenie bowiem amplitudy napięcia na wyjściu wzmacniacza m.cz. prowadzi do powiększenia amplitudy napięcia ujemnego sprzężenia zwrotnego, przekazanego do obwodu siatki odpowiedniego stopnia tego wzmacniacza. Wskutek tego wypadkowa amplituda napięcia w tym obwodzie siatki (określona łącznym działaniem wzmacnianego sygnału i sprzężenia zwrotnego) zmniej-

sza się a tym samym wzrost napięcia wyjściowego wzmacniacza m.cz. doznaje ograniczenia.

Zmniejszenie oporności wyjściowej wzmacniacza m.cz., obciążonego głośnikiem magnetoelektrycznym, spowodowane działaniem ujemnego sprzężenia zwrotnego jest ważne jeszcze z następującego powodu. Cewka drgająca głośnika wraz z membraną przedstawia, jak wiadomo, mechaniczny system drgający, odznaczający się odpowiednio małą podstawową częstotliwością rezonansową przy małym tłumieniu. Przy odtwarzaniu krótkotrwałego sygnału (dźwięku) system taki potrzebuje pewnego czasu na „rozbudowanie się” i jeszcze przez dłuższą chwilę po ustaniu działania sygnału nie przestaje drgać. Ten stan nieustalony jest szczególnie wyraźny wówczas, gdy częstotliwość przychodzącego sygnału leży w pobliżu podstawowej częstotliwości rezonansowej. Jednocześnie trzaski wytwarzane przez głośnik pod wpływem pojawienia się na wejściu wzmacniacza nawet bardzo krótkich impulsów elektrycznych trwają znacznie dłużej niż same impulsy elektryczne. Im mniejsza jest jednak oporność wyjściowa wzmacniacza, tym silniej bocznikuje ona cewkę drgającą głośnika (wpływając na tłumienie systemu drgającego głośnika) i tym mniej ostro występują opisane niepożądane zjawiska.

Należy także podkreślić, że wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu czyni jego oporność wyjściową w mniejszym stopniu zależną od częstotliwości.

**Wzbudzanie się wzmacniaczy m.cz. z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.** W pewnych warunkach w układach wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym może wystąpić samowzbudzenie na częstotliwości dźwiękowej lub wyżej, naruszające normalną pracę wzmacniacza. Samowzbudzenie na częstotliwościach dźwiękowych wywołuje gwizd w głośniku, a samowzbudzenie na częstotliwościach wyższych od dźwiękowych może doprowadzić do zniekształceń nieliniowych. Te niepożądane zjawiska są związane z nierównomiernością charakterystyki częstotliwości wzmacniacza i wywołane następującymi przyczynami.

Napięcia m.cz. w obwodzie siatki sterującej i w anodowym obwodzie obciążenia każdego stopnia mają przeciwne fazy, tzn. jedno napięcie jest przesunięte fazowo względem drugiego o kąt

180°. Podobne odwrócenie fazy zachodzi w każdym stopniu wzmacniacza. Oprócz tego przesunięcia fazowe następują w obwodach wzmacniacza zawierających elementy o oporności biernej (kondensatory, cewki). Ostatecznie, przesunięcie fazowe pomiędzy wejściowym i wyjściowym napięciem wzmacniacza lub poszczególnych jego stopni jest określone wypadkowym przesunięciem fazowym wywołanym lampami i opornościami biernymi. Elementy te powodują, że wypadkowe przesunięcie fazowe jest dla różnych częstotliwości różne. Może się zdarzyć, że jedne częstotliwości wystąpią w fazach przeciwnych, zapewniając normalne działanie ujemnego sprzężenia zwrotnego, natomiast dla pewnej dźwiękowej lub ponaddźwiękowej częstotliwości fazy napięcia na wyjściu i wejściu stopni objętych sprzężeniem będą takie, że dla częstotliwości tej wystąpi nie ujemne, lecz dodatnie sprzężenie zwrotne, które może doprowadzić do samowzbudzenia wzmacniacza.

W celu uniknięcia tego zjawiska zaleca się przestrzegania następujących zasad (w warunkach pracy radioamatorskiej):

- a) sprzężenie zwrotne nie powinno obejmować więcej niż dwa stopnie,
- b) współczynnik zmiany wzmocnienia  $A$  dla wzmacniacza wielostopniowego należy dobierać nie większy od  $3 \div 5$  (tj.  $10 \div 15$  dB),
- c) stosować kondensatory sprzęgające o możliwie dużych pojemnościach,
- d) wykonywać transformatory wyjściowe z możliwie małymi indukcyjnościami rozproszenia.

Jeśli sprzężeniem zwrotnym objęty jest tylko jeden stopień, to wówczas zwykle nie może nastąpić samowzbudzenie układu.

**Układy z obciążeniem w obwodzie katody.** Często stosowanym układem stopnia z ujemnym sprzężeniem zwrotnym jest układ z obciążeniem w obwodzie katody.

Na rysunku 35a przedstawiono układ końcowego stopnia z obciążeniem w obwodzie katody. Układ ten określa się również nazwą układu z wyjściem katodowym lub wtórnika katodowego. W tym przypadku uzwojenie pierwotne transformatora wyjścio-

wego  $Tr$  dołączone jest pomiędzy katodę lampy i ujemny biegun napięcia anodowego i dzięki temu w obwodzie siatki sterującej lampy występuje pełne napięcie m. cz., występujące na pierwotnym uzwojeniu transformatora wyjściowego. Innymi słowy, w stopniu takim występuje ujemne sprzężenie zwrotne ze współczynnikiem sprzężenia zwrotnego  $\beta = 1$ .

Dzięki temu stopień pracujący w takim układzie wprowadza bardzo małe zniekształcenia nieliniowe i ma nadzwyczaj dobrą charakterystykę częstotliwości. Na przykład lampą 6 II 3C, pracująca w tym układzie \*) przy napięciu anodowym 260 V, ujemnym napięciu siatki sterującej równym — 22 V i oporze obciążenia sprowadzonym do pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego o wartości 5 000  $\Omega$  daje moc  $P_{max} = 1,8$  W przy współczynniku zniekształceń nieliniowych mniejszym od 1%. Jeśli natomiast podłączy się transformator wyjściowy w zwykły sposób i zastosuje tę samą lampę w układzie triodowym, to przy identycznych warunkach zasilania i tym samym obciążeniu oraz mocy wyjściowej 1,4 W współczynnik zniekształceń nieliniowych równy będzie 5,5%.

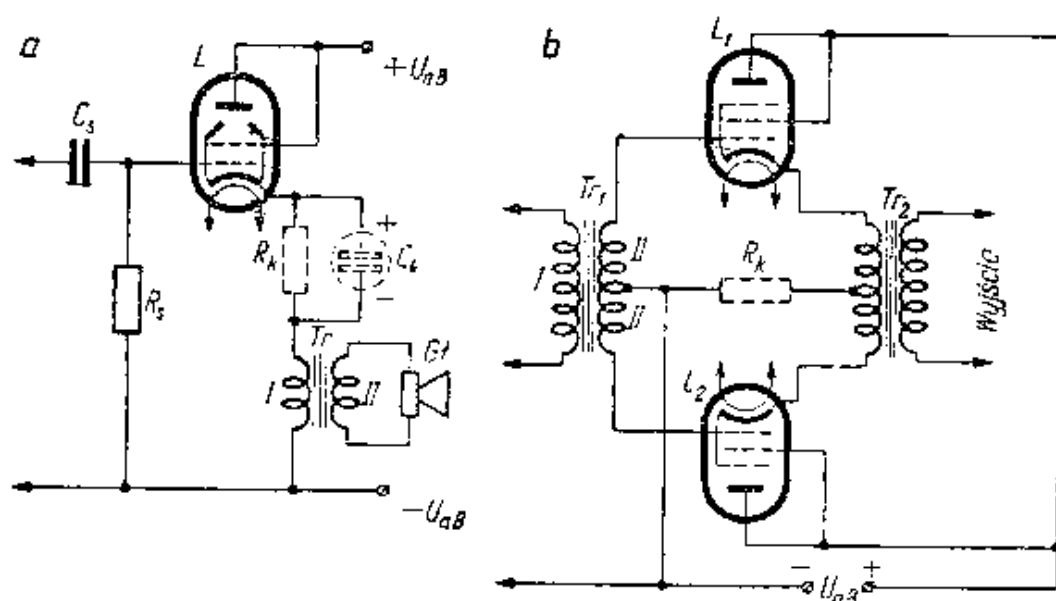
Wadą stopnia z obciążeniem w obwodzie katody jest to, że nie daje on wzmocnienia napięciowego. Jeśli do równania (31) podstawimy wartość  $\beta = 1$ , to można się bez trudu zorientować, że wzmocnienie stopnia  $k_p$  w dowolnych warunkach będzie mniejsze od jedności. Wynika stąd, że ze wzmacniacza wstępnego powinno dochodzić większe napięcie m. cz. niż napięcie, które powinno występować na uzwojeniu pierwotnym transformatora wyjściowego. Ta właściwość stwarza konieczność podwyższenia wzmocnienia wstępnych stopni. A więc dla przytoczonego wyżej przykładu z lampą 6 II 3C konieczne jest uzyskanie z przedostatniego stopnia napięcia o amplitudzie 156 V, gdy tymczasem na uzwojeniu pierwotnym transformatora wyjściowego wystąpi napięcie o amplitudzie 134 V. Wskutek tego, że napięcie na uzwojeniu pierwotnym transformatora jest w fazie przeciwnej w stosunku do napięcia doprowadzonego z przedostatniego stopnia między siatką

---

\*) Należy zaznaczyć, że tetrody strumieniowe i pentody stosowane w układach z obciążeniem w obwodzie katodowym zawsze zamieniają się w triody, ponieważ ich anody i siatki ekranowe powinny być dołączone bezpośrednio do dodatniego bieguna źródła napięcia anodowego.

a katodą lampy stopnia końcowego wystąpi napięcie o amplitudzie  $156 - 134 = 22$  V, to znaczy niższe od wartości ujemnego napięcia siatki sterującej. Wzmocnienie napięciowe takiego stopnia będzie oczywiście wynosiło  $\frac{134}{156} = 0,86$  V/V, to jest w rzeczywistości stopień taki będzie osłabiał napięcie do niego doprowadzone.

Na rysunku 35b pokazano układ przeciwsoalny końcowego stopnia z obciążeniem katodowym. Każda z połówek tego układu pracuje tak samo, jak i układ z rysunku 35a, natomiast w transformatorze wyjściowym odbywa się dodawanie czynności obydwu połó-



Rys. 35. Układy stopni końcowych z obciążeniem w obwodzie katody  
a — stopień jednolampowy; b — stopień przeciwsoalny

wek tak, jak w każdym innym układzie przeciwsoalnym. Podobnie jak przy obliczaniu zwykłych układów przeciwsoalnych uwzględnia się wartość obciążenia między anodami  $R_{aa}$  tak i w tym przypadku bierze się pod uwagę wartość obciążenia między katodami, którą przez analogię można nazwać  $R_{kk}$ .

Układ taki z dwoma lampami 6 Π 3C przy napięciu anodowym 260 V, ujemnym napięciu na siatkach sterujących — 30 V i wprowadzonej oporności obciążenia pomiędzy katodami  $R_{kk} = \frac{r_o}{n^2} = 6800\Omega$  daje moc 4,5 W przy zawartości harmonicznych równej prawie zero. Stopień pracuje przy tym w klasie A. Dla osiągnięcia podanej mocy amplituda napięcia na każdej połówce uzwoje-



nia wtórnego transformatora wejściowego powinna wynosić 155 V, to znaczy, że wartość amplitudy napięcia występującego między końcówkami tego uzwojenia (między siatkami) powinna być równa 310 V.

Przy tym samym napięciu anodowym, jeśli  $R_{kk} = 8\,000\ \Omega$ , a ujemne napięcie siatki wynosi — 37,5 V, wartość amplitudy napięcia między końcówkami wtórnego uzwojenia transformatora wejściowego będzie równa 430 V i otrzymamy moc 7 W. Bez względu na to, że w danym przypadku amplituda napięcia między siatką i katodą będzie przewyższała ujemne napięcie o 7,5 V, to znaczy stopień będzie pracował w klasie AB<sub>2</sub>, zawartość harmonicznych osiągnie wartość zaledwie 1,6%. Stopień z tym samym obciążeniem dołączonym między anody i przy tym samym napięciu anodowym i ujemnym napięciu siatki (lampy 6 II 3C pracujące jako triody) jest w stanie oddać moc 6 W ze znacznie większą zawartością harmonicznych. Wspomnieć należy, że moce oddawane przez stopień końcowy w układzie katodowym zależą w mniejszym stopniu od wartości oporności obciążenia. Na przykład, jeśli w poprzednio przytoczonym przypadku sprowadzona oporność międzykatodowa lamp 6 II 3C zostanie zmniejszona o połowę, tj. do 4 000  $\Omega$ , a więc moc wyjściowa wzrośnie z 7 do 7,35 W, to znaczy zaledwie o 5%. Zawartość harmonicznych zwiększy się przy tym z 1,6 do 2,2%.

Wartość oporności opornika  $R_k$  w układzie na rysunku 35a, niezbędna w celu uzyskania tego samego ujemnego napięcia, co i w zwykłym układzie z obciążeniem anodowym, powinna wynosić mniej niż oporność  $R_1$  uzwojenia pierwotnego transformatora wyjściowego. W układzie przeciwsobnym w każdej połowce pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego płynie prąd anodowy stanowiący połowę wartości całkowitego prądu stopnia i dlatego oporność wytwarzająca napięcie ujemne powinna być zmniejszona do wartości  $\frac{R_1}{4}$ , gdzie  $R_1$  jest opornością między końcówkami pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego. W takich układach można się także obejść bez specjalnego opornika  $R_k$  wytwarzającego ujemne napięcie wówczas, gdy oporność pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego będzie miała

taką wartość, że uzyska się na niej spadek napięcia stałego, równy co do wartości wymaganemu napięciu ujemnemu.

Należy podkreślić, że oporność wyjściowa końcowego stopnia z obciążeniem katodowym jest bardzo mała. Dlatego działa ona jako bocznik dla cewki drgającej dołączonego do wyjścia głośnika elektromagnetycznego, a tym samym odpowiednio polepsza warunki jego pracy.

**Przedostatni stopień z obciążeniem katodowym.** W ostatnich latach szerokie zastosowanie we wzmacniaczach m. cz. większej mocy (szczególnie we wzmacniaczach przeciwsoobnych) znalazł układ cieszący się znaczną popularnością wśród radioamatorów. W układzie tym (rys. 36a) zastosowano obciążenie katodowe w stopniu przedostatnim (stopień przedostatni pracuje tu w układzie wtórnika katodowego), a siatka lampy  $L_2$  stopnia końcowego połączona jest z katodą lampy  $L_1$  stopnia przedostatniego przez baterię dostarczającą ujemne napięcie  $B_1$ . W układzie tym nie ma kondensatora sprzęgającego.

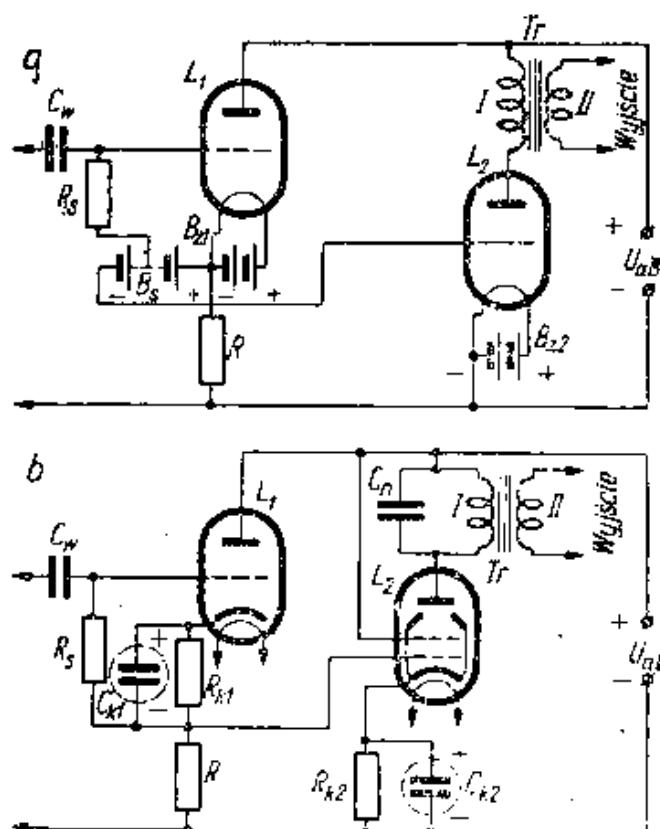
Do obwodu siatki lampy  $L_1$  przechodzi pełne napięcie m. cz. występujące na oporniku  $R$  wskutek przejścia przez niego pulsującego prądu anodowego. Oznacza to, że przedostatni stopień objęty jest ujemnym sprzężeniem zwrotnym o współczynniku sprzężenia zwrotnego  $\beta = -1$  i współczynniku wzmocnienia  $k_1$  mniejszym od jedności (przedostatni stopień nie daje wzmocnienia). Siatka lampy  $L_2$  końcowego stopnia otrzymuje dodatni potencjał dzięki spadkowi napięcia wywołanego przepływem prądu anodowego lampy przez opornik  $R$ . Dlatego napięcie baterii  $B_1$  powinno być większe od napięcia niezbędnego dla normalnej pracy lampy  $L_2$  o wartości spadku napięcia na oporniku  $R$ .

Szczególną cechą tego układu jest to, że lampa stopnia końcowego może tu pracować bez wytwarzania większych zniekształceń nieliniowych z amplitudami napięcia zmiennego na siatce, przewyższającymi stałe ujemne napięcie siatki. Dzięki temu ze stopnia końcowego, pracującego w tym układzie z daną lampą, osiągnąć można większą moc wyjściową niż przy jakimkolwiek innym sprzężeniu między przedostatnim a ostatnim stopniem. Pojawiający się w tym przypadku prąd siatki lampy  $L_2$  przepływa

przez opornik  $R$  w tym samym kierunku, co i prąd anodowy lampy  $I$ , to znaczy, że prądy te mają zgodną fazę. Dlatego prąd siatki lampy końcowego stopnia podczas dodatnich półokresów napięcia na siatce nie stanowi dla przedostatniego stopnia dodatkowego obciążenia, które mogłoby być przyczyną wystąpienia zniekształceń nieliniowych.

Układ na rysunku 36a jest przy zasilaniu bateryjnym niewygodny, gdyż wymaga oddzielnej baterii  $B_s$  w celu żarzenia lampy  $L_1$  przedostatniego stopnia i specjalnej baterii ujemnego napięcia siatki  $B_{s1}$ . Odmiana układu z zasilaniem z prostownika przedstawiona jest na rys. 36b. W tym przypadku otrzymuje się samoczynne ujemne napięcie siatki lampy  $L_1$  przedostatniego stopnia z opornika  $R_{k1}$ , a napięcie siatki sterującej lampy  $L_2$  końcowego stopnia z opornika  $R_{k2}$ . Wartość spadku napięcia na oporniku  $R_{k2}$  w tym układzie powinna być tak dobrana, aby uwzględniała to, że siatka lampy otrzymuje dodatni potencjał z opornika  $R$ .

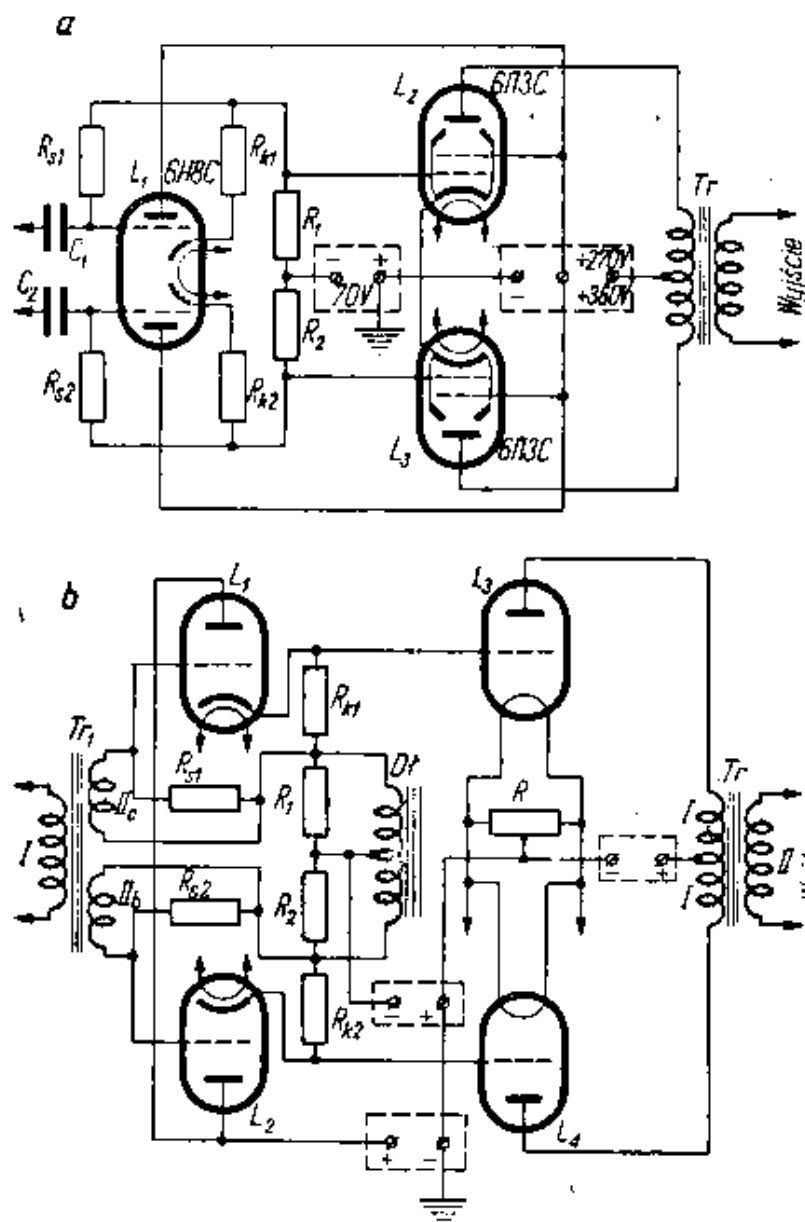
Na rysunku 37a pokazano dwustopniowy układ przeciwsobny z obciążeniem katodowym w przedostatnim stopniu. W tym przypadku obwód anodowy stopnia końcowego zasilają się z prostownika, który daje napięcie 360 V. Ujemny biegun tego prostownika jest uziemiony. Przedostatni stopień otrzymuje napięcie anodowe 270 V z tego samego prostownika oraz napięcie 70 V z drugiego prostownika, u którego biegun dodatni jest uziemiony. W ten sposób całkowite napięcie anodowe zasilające



Rys. 36. Układy wtórnika katodowego w przedostatnim stopniu

a — z lampami bezpośrednio żarzonymi;  
b — z lampami pośrednio żarzonymi

przedostatni stopień wynosi  $270 + 70 = 340$  V. Ujemne napięcie siatek sterujących lamp stopnia końcowego, wynoszące  $-70$  V, doprowadza się z drugiego prostownika przez oporniki  $R_1$  i  $R_2$ . Siatki podwójnej triody przedostatniego stopnia otrzymują samoczynne ujemne napięcie dzięki spadkowi napięcia na opornikach  $R_{k1}$  i  $R_{k2}$ . Każda



połówka układu z rysunku 37a pracuje tak samo, jak i układ z rysunku 36b. Wzmacniacz taki pracując w klasie  $AB_2$  z lampami i napięciami zasilającymi, uwidocznionymi w układzie z rys. 37a, może dostarczyć na wyjściu moc równą 50 W.

Na rysunku 37b pokazano odmianę poprzedniego układu, różniącą się tym, że stosuje się w niej jako obciążenie katodowe przedostatniego stopnia dławik  $D1$ , zbocznikowany opornikami  $R_1$  i  $R_2$ . W stopniu tym pracują dwie oddzielne lampy pośrednio żarzone, połączone z wej-

Rys. 37. Wzmacniacze przeciwobne z obciążeniem w obwodzie katody w przedostatnim stopniu

ściem stopnia przedostatniego za pomocą transformatora  $Tr_1$ , a w stopniu końcowym pracują lampy bezpośrednio żarzone. Układ ten został opracowany przez radzieckiego inżyniera S. N. Krizego i obecnie znajduje szerokie zastosowanie we współ-

czesnych wzmacniaczach radiowęzłowych większej mocy. Końcowe stopnie tych wzmacniaczy pracują w klasie  $AB_2$ . W takich wzmacniaczach przeciwsoobnych z reguły wprowadza się ujemne sprzężenie zwrotne.

Zastosowanie w przedostatnim stopniu obciążenia katodowego łącznie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, obejmującym stopień końcowy i przedostatni, umożliwia osiągnięcie z lamp stopnia końcowego tak dużej mocy przy niskim współczynniku zniekształceń nieliniowych, jakiej nie można osiągnąć ze wzmacniaczy pracujących w innych znanych układach.

### 13. KOREKCJA CHARAKTERYSTYK

**Istota korekcji charakterystyk częstotliwościowych.** Poprzednio wspomniano, że każdy stopień wzmacniacza m. cz. wprowadza pewne zniekształcenia częstotliwości, dlatego też w celu uzyskania dostatecznie równomiernego wzmocnienia przy różnych częstotliwościach w wielostopniowym wzmacniaczu konieczne jest wprowadzenie ostrzejszych wymagań w stosunku do poszczególnych jego stopni, zezwalając w nich na znacznie mniejsze odchylenia między wzmocnieniem przy różnych częstotliwościach. Na przykład w tym celu, aby spadek charakterystyki częstotliwości wzmacniacza dwustopniowego nie przekraczał 3 dB przy krańcowych częstotliwościach zakresu przepuszczania dopuszczalne jest zmniejszenie wzmocnienia przy tych częstotliwościach tylko o 1,5 dB lub 1 dB w jednym i 2 dB w drugim stopniu. Jeśli te same wymagania odnieść do wzmacniacza trzystopniowego, to poszczególne jego stopnie powinny jeszcze bardziej równomiernie wzmocniać przy różnych częstotliwościach.

W praktyce jednak nie zawsze można spełnić te wymagania. Stosując na przykład w jednym ze stopni gotowy transformator często należy pogodzić się z tym, że nie pozwala on osiągnąć wystarczająco równomiernego wzmocnienia częstotliwości w stopniu. Zwykle stopień taki ma charakterystykę częstotliwości wykazującą znaczne spadki wzmocnienia na górnych i dolnych częstotliwościach zakresu (patrz rys. 20). Jeśli pozostałe stopnie będą miały mniejsze wzmocnienie na krańcach zakresu przenoszenia, to charakterystyka częstotliwości całego wzmacniacza może w ogóle okazać się niedostateczna. W podobnych przypadkach jest pożądane, aby niektóre stopnie wzmacniacza dawały większe wzmocnienie przy tych częstotliwościach w celu wyrównania ogólnej charakterystyki częstotliwości wzmacniacza. Wyjaśnimy to na przykładzie.

Założmy, że stopień zawierający transformator wykazuje spadek wzmocnienia o 6 dB przy częstotliwości 6 000 Hz w stosunku do wzmocnienia przy średnich częstotliwościach zakresu przepuszczania. Jeśli wzmocnienie któregośkolwiek z pozostałych stopni przy częstotliwości 6 000 Hz podwyższyć o 6 dB w stosunku do częstotliwości średnich, wówczas wzmacniacz będzie ogólnie zapewniał przy częstotliwości 6 000 Hz takie samo wzmocnienie, jak i przy częstotliwościach średnich zakresu.

Takie wyrównanie spadku (lub podwyższenia) wzmocnienia przy pewnych częstotliwościach w jednym stopniu przez zwiększenie (lub zmniejszenie) wzmocnienia tych częstotliwości w drugim stopniu nazywa się korekcją częstotliwości.

Należy stwierdzić, że we wzmacniaczach m. cz. dokonuje się korekcji nie tylko w tym celu, aby wyrównać wzmocnienie różnych częstotliwości. W pewnych przypadkach zachodzi konieczność budowania wzmacniaczy m. cz. o założonych z góry nierównomiernych charakterystykach częstotliwościowych, dających podwyższenie lub obniżenie wzmocnienia na niektórych odcinkach zakresu przepuszczania. Na przykład jeśli głośnik nie jest w stanie odtworzyć wystarczająco równomiernie wszystkich częstotliwości, to jego dźwięk w przypadku zasilania go przez wzmacniacz m. cz. o równomiernej charakterystyce częstotliwości nie będzie całkiem zadowalający. W takim przypadku może oddać usługę wzmacniacz m. cz. zapewniający większe wzmocnienie przy tych częstotliwościach, które głośnik odtwarza słabiej od innych.

Przykład inny. Jeśli układ detektora jest poprzedzony wzmacniaczem wielkiej lub pośredniej częstotliwości, charakteryzującym się znaczną selektywnością i wskutek tego słabo przenoszącym krańce pasma częstotliwości bocznych sygnału radiofonicznego, to wówczas po detekcji uzyskuje się sygnał akustyczny z osłabionymi górnymi częstotliwościami dźwiękowymi. W tym przypadku celowe jest zastosowanie wzmacniacza m. cz., który dawałby większe wzmocnienie na górnych częstotliwościach zakresu dźwiękowego tak, aby w końcowym wyniku te częstotliwości nie były odtwarzane gorzej od dolnych.

We wzmacniaczach stosowanych do zapisu na taśmie magnetofonowej, jak już mówiliśmy, należy również mieć większe wzmocnienie przy wyższych częstotliwościach.

**Prostsze sposoby korekcji charakterystyki częstotliwościowej.** Rozpatrzmy najbardziej rozpowszechnione sposoby korekcji charakterystyki częstotliwościowej m. cz.

Uprzednio była już mowa o konieczności dołączania kondensatora korygującego równolegle do pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego we wzmacniaczu m. cz. (patrz rys. 8). Dołączając w podobny sposób kondensatory równolegle do elementów obciążenia anodowego poszczególnych stopni wzmacniacza (rys. 38a) można uzyskać zmniejszenie wzmocnienia przy wyższych częstotliwościach zakresu przepuszczania. Im większa jest pojemność kondensatora  $C_a$ , tym większa będzie górna granica zakresu przepuszczania. Przez zmniejszenie pojemności kondensatora sprzęgającego  $C_s$  można ograniczyć wzmocnienie przy niższych częstotliwościach zakresu, który ulegnie skróceniu od strony tych częstotliwości. W celu zwiększenia wzmocnienia przy wyższych częstotliwościach można załączyć szeregowo z oporem anodowym  $R_a$  wzmacniacza oporową cewkę  $L_a$  (rys. 38b) o takiej indukcyjności, aby dla niskich i średnich częstotliwości przedstawiała ona stosunkowo niewielką oporność urojoną, natomiast odpowiednio dużą dla częstotliwości wyższych. Aby osiągnąć podwyższenie wzmocnienia przy dowolnej wybranej częstotliwości, można załączyć równolegle do cewki kondensator  $C_a$  o takiej pojemności, aby utworzony tym sposobem obwód rezonansowy był dostrojony do rezonansu przy tej właśnie częstotliwości.

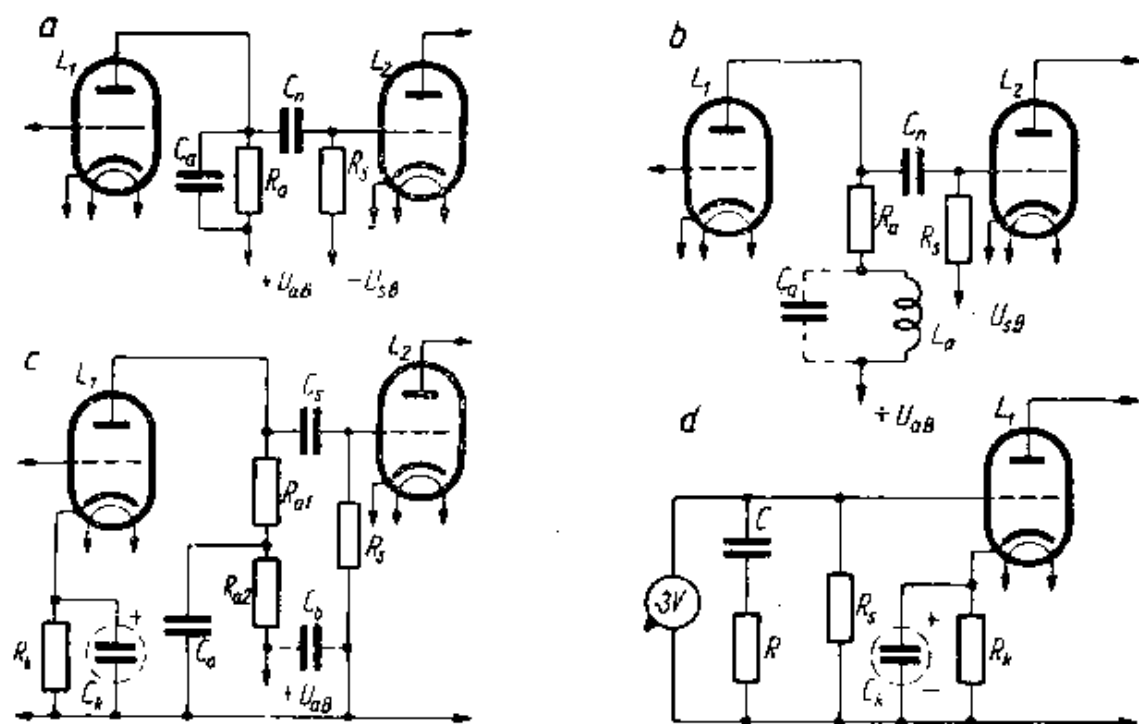
W celu uzyskania większego wzmocnienia przy niższych częstotliwościach zakresu przepuszczania wprowadza się zwykle obciążenie anodowe w postaci dwóch dołączonych szeregowo oporników  $R_{a1}$  i  $R_{a2}$  (rys. 38c), a punkt połączenia tych oporników łączy się przez kondensator  $C_a$ . W miarę obniżenia częstotliwości oporność, jaką przedstawia kondensator  $C_a$ , zwiększa się i jej działanie bocznikujące w stosunku do opornika  $R_{a2}$  się zmniejsza.

W wyniku następuje zwiększenie wypadkowej oporności tego złożonego obciążenia anodowego przy obniżaniu częstotliwości, a łącznie z tym wzrasta wzmocnienie stopnia.

W niektórych przypadkach dołącza się elementy korekcji częstotliwościowej do obwodów wejściowych wzmacniaczy m. cz. Ten sposób wykorzystuje się na przykład w przypadku stosowania pie-



zoelektrycznych adapterów gramofonowych, które mają zwykłe rezonans przy częstotliwościach około 6 000 — 7 000 Hz. Odtwarzanie zapisu dźwiękowego za pomocą takich adapterów jest dla słuchu nieprzyjemne, ponieważ zostają przy tym uwypuklone wyższe częstotliwości i występuje w silnym stopniu „szum igły”. Jeśli jednak do obwodu siatki sterującej lampy pierwszego stopnia wzmacniacza m. cz. dołączymy człon korygujący, który składa się z kondensatora  $C$  i opornika  $R$  (rys. 38d), to wówczas barwa dźwię-



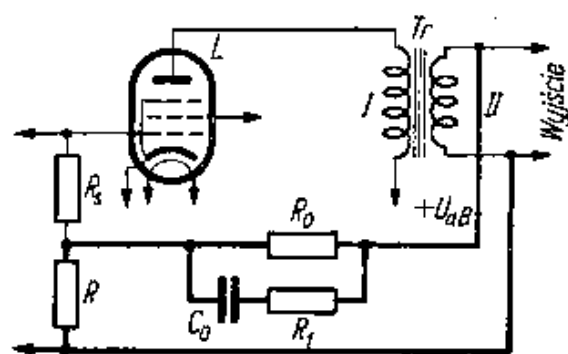
Rys. 38. Układy korekcji charakterystyki częstotliwościowej

a — włączenie kondensatora  $C_a$  równolegle do obciążenia anodowego  $R_a$  stopnia zmniejsza wzmocnienie na górnych częstotliwościach zakresu przepuszczania, b — włączenie cewki  $L_a$  szeregowo z opornością anodową  $R_a$  zwiększa wzmocnienie na górnych częstotliwościach zakresu przepuszczania, c — włączenie kondensatora  $C_a$  powoduje podwyższenie wzmocnienia na niższych częstotliwościach, d — włączenie członu CR równolegle do adaptera piezoelektrycznego  $A$  osłabia wysokie tony i „szumy igły”

ku odtwarzanego zapisu staje się przyjemniejsza dla ucha, a „szum igły” zostaje znacznie osłabiony. Taki człon silnie bocznikuje obwód siatkowy lampy  $L_1$  w zakresie wyższych częstotliwości i w ten sposób znacznie osłabia amplitudy ich napięć wytwarzanych przez adapter  $A$ , a jednocześnie bardzo mało wpływa na drgania o niższych częstotliwościach. Przy  $R_s = 0,5 \text{ M}\Omega$  kondensator  $C$  powinien mieć pojemność rzędu 5 000 pF, a oporność  $R$  o wartości rzędu 50 000  $\Omega$ . Korzystne jest dobieranie elementów korygujących

(oporności  $R$  i kondensatora  $C$ ) odpowiednich dla każdego danego typu adaptera z punktu widzenia najprzyjemniejszej barwy dźwięku.

**Korekcja charakterystyki częstotliwościowej za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego.** Podwyższenie wzmocnienia na niższych częstotliwościach zakresu przepuszczania może być również



Rys. 39. Układ korekcji charakterystyki częstotliwościowej za pomocą członu  $C_0$ ,  $R_1$  włączonego równolegle do oporności  $R_0$  i stanowiącego element obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego

dokonane za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jeśli np. zmniejszy się pojemność kondensatora  $C_0$  w układzie z rys. 31a, to sprzężenie zwrotne będzie oddziaływało tylko w zakresie wyższych częstotliwości, a wzmocnienie stopnia objętego sprzężeniem będzie obniżać się przy tych częstotliwościach.

Niekiedy wprowadza się nowe elementy do obwodu sprzężenia zwrotnego w celu przeprowadzenia korekcji charakterystyki czę-

stotliwościowej. Na przykład jeśli w układzie z rysunku 39 dołączony jest równolegle do opornika  $R_0$  kondensator  $C_0$  i opornik  $R_1$ , to sprzężenie zwrotne będzie słabsze na niższych częstotliwościach i odpowiednio przy tych częstotliwościach uzyskuje się większe wzmocnienie. W tym przypadku jednak przy częstotliwościach, dla których sprzężenie zwrotne jest słabsze, mogą wystąpić zniekształcenia nieliniowe. Dlatego lepiej jest stosować specjalne obwody sprzężenia zwrotnego w stopniach wzmocnienia wstępnego w celu poprawienia charakterystyki częstotliwości.

## 14. REGULACJE WE WZMACNIACZACH M. CZ.

**Regulacja wzmocnienia.** Do wejścia wzmacniacza mogą być doprowadzone napięcia m. cz. o różnych amplitudach. Na przykład w odbiorniku bez automatycznej regulacji wzmocnienia otrzymuje się mniejsze napięcia przy odbiorze dalekich stacji nadawczych niż przy odbiorze silnych radiostacji miejscowych.

Przy odtwarzaniu za pomocą adaptera różnych płyt gramofonowych otrzymuje się również różne wartości napięcia na wejściu wzmacniacza, ponieważ jedne płyty są nagrane „głośniej”, a drugie „ciszej”. Podobne zjawisko zachodzi w przypadku otrzymywania napięcia wejściowego z innego źródła (na przykład głowicy odtwarzającej magnetofonu).

Jednocześnie wzmocnienie stopni wstępnych powinno być takie, aby w obwodzie siatki sterującej lampy stopnia końcowego można było otrzymać zmienne napięcie, zapewniające uzyskanie nominalnej mocy przy bardzo słabym sygnale doprowadzonym do wejścia wzmacniacza.

Jest rzeczą oczywistą, że jeśli nie zastosuje się odpowiednich środków, to przy silnym odbiorze lub przy odgrywaniu „głośnych” płyt gramofonowych nastąpi przeciążenie na wejściu wzmacniacza i w obwodzie siatki lamp końcowego stopnia wystąpią w tych warunkach napięcia znacznie wyższe od tych, które są konieczne dla uzyskania mocy maksymalnej. W wyniku tego dźwięki wytwarzane przez głośnik będą bardzo głośne i będą wykazywać znaczne zniekształcenia nieliniowe. Aby głośnik pracował w tych warunkach normalnie oraz aby zapewniał on wysłuchanie audycji z dowolnie zniżoną siłą głosu, w układzie wzmacniacza daje się regulację wzmocnienia (regulator siły głosu).

Jako regulator wzmocnienia najczęściej stosuje się potencjometr  $R_w$  o oporności między końcówkami równej 0,25 — 1 M $\Omega$ ,

dołączony do wejścia wzmacniacza (rys. 40 a i b). Do końcówek tego potencjometru dochodzi napięcie z odbiornika, adaptera gramofonowego lub innego źródła napięcia wejściowego. Jeśli wzmacniacz otrzymuje napięcie z mikrofonu węglowego, z linii przesyłowej (telefonicznej) lub małooporowej głowicy odtwarzającej magnetofonu, to potencjometr regulacji wzmocnienia dołącza się równolegle do wtórnego uzwojenia transformatora wejściowego  $Tr$  (rys. 40c). Mikrofon magnetoelektryczny, w skład którego wchodzi transformator, można dołączać do wejścia wzmacniacza w układzie przedstawionym na rysunku 40 a i b.

Jedną z końcówek potencjometru  $R_{10}$  łączy się z katodą lampy  $L_1$  pierwszego stopnia wzmocnienia (przy automatycznym ujemnym napięciu uzyskiwanym za pomocą opornika i kondensatora pokazanych na rys. 40a), a ślizgacz potencjometru — z siatką sterującą tej samej lampy.

Gdy sygnał wejściowy jest słaby, wówczas ślizgacz potencjometru  $R_{10}$  ustawiony jest w górnym (według schematu) położeniu i wtedy do obwodu siatki sterującej lampy  $L_1$  dochodzi pełne napięcie wejściowe. Jeśli natomiast na końcach potencjometru będzie napięcie większe niż to, które jest konieczne, wówczas ślizgacz potencjometru należy przesunąć nieco w dół. Do obwodu siatki lampy  $L_1$  dostanie się przy tym tylko ta część napięcia wejściowego m.c.z., która występuje na części opornika między ślizgaczem a jego dolnym końcem.

Zmieniając położenie ślizgacza można znaleźć taki punkt na potencjometrze, przy którym obwód siatki sterującej lampy  $L_1$  (a jednocześnie i lampy stopnia końcowego) będzie otrzymywał przy bardzo głośnej audycji napięcie potrzebne do oddawania przez wzmacniacz maksymalnej mocy, niezależnie od tego ile razy napięcie na jego wejściu jest większe od „normalnego”.

W warunkach amatorskich ustawia się ślizgacz potencjometru „na słuch”\*) w takim położeniu, w którym otrzymuje się dostatecznie głośną audycję bez wyraźnych zniekształceń.

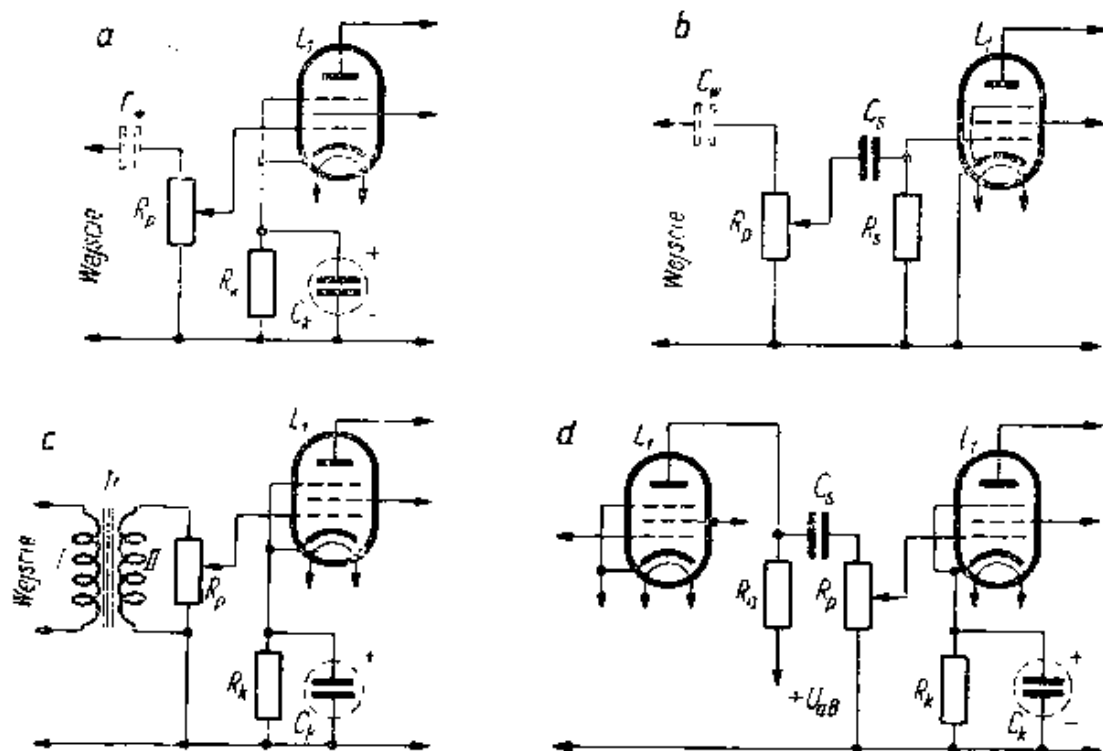
Jeżeli chcemy słuchać audycji przy obniżonej sile głosu, to wówczas zmieniając położenie ślizgacza potencjometru można ustalić takie napięcie w obwodzie siatki lampy  $L_1$ , przy którym

---

\*) W aparaturze stosowanej w stałej służbie łączności regulacji dokonuje się czasami według przyrządu noszącego nazwę wskaźnika poziomu.

nawet największym amplitudom napięcia wejściowego odpowiadać będzie moc wyjściowa wzmacniacza znajdująca się poniżej maksymalnej.

W niektórych wzmacniaczach dołącza się potencjometr  $R_p$  regulujący wzmocnienie między stopniami wzmacniacza (rys. 40d). W tym przypadku otrzymuje on napięcie m.cz. wzmocnione już w poprzednich stopniach. Wartość oporności potencjometru regu-



Rys. 40. Układy załączenia regulatorów wzmocnienia

a — regulator na wejściu wzmacniacza pracującego z detektorem, odbiornikiem lub adapterem; ujemne napięcie siatkowe jest uzyskiwane samoczynnie dzięki przepływowi prądu anodowego przez  $R_k$ , b — to samo, lecz napięcie wytwarza się dzięki spadkowi napięcia sygnału wejściowego, c — regulator na wejściu wzmacniacza otrzymującego sygnał z głowicy odtwarzającej magnetofonu, z mikrofonu węglowego lub linii przesyłowej, d — regulator włączony między stopniami wzmacniacza

lującego wzmocnienie w układzie na rysunku 40d powinna być równa wartości opornika  $R_{s2}$ , dobranego zgodnie z obliczeniami opisanymi na str. 74.

W celu zapewnienia płynnej zmiany siły głosu w całym zakresie regulacji w układach rysunku 40 stosuje się zwykle potencjometry, których oporność między dolnym (według schematu) końcem a ślizgaczem zmienia się w sposób logarytmiczny.

**Regulator wzmocnienia z kompensacją.** W niektórych współczesnych wzmacniaczach m.cz. a zwłaszcza w tych, które wchodzi w skład odbiorników radiowych wyższych klas, stosuje się tak zwane kompensowane regulatory wzmocnienia (siły głosu). Regulatory te różnią się od rozpatrywanych wyżej konwencjonalnych układów regulacji wzmocnienia tym, że podczas regulacji wzmocnienia za ich pomocą zmienia się jednocześnie i charakterystyki częstotliwościowe wzmacniaczy m.cz.

Zmiana ta następuje z niżej podanych względów. Jak już mówiliśmy (patrz str. 22), wraz ze zmniejszeniem ciśnień dźwiękowych zmniejsza się odpowiednio czułość ucha dla coraz to niższych częstotliwości dźwiękowych. W zakresie najwyższych częstotliwości dźwiękowych następuje również wyraźne obniżenie jego czułości (zaczynając na przykład od 4 000 — 5 000 Hz i wyżej). Dlatego przy wykorzystaniu we wzmacniaczach m.cz. odbiorników radiowych zwykłych regulatorów, które jednakowo zmieniają wzmocnienie w całym zakresie częstotliwości dźwiękowych, naturalne odtworzenie audycji można osiągnąć tylko wówczas, gdy natężenie siły dźwięków odtwarzanych znajduje się na poziomie natężenia siły dźwięków nadawanych. Słuchając jednak audycji przy obniżonym poziomie siły głosu wyczuwa się wyraźnie osłabienie odtwarzania dolnych, a także i górnych częstotliwości pasma akustycznego, to jest odnosi się wrażenie, że w odbiorze pojawiają się zniekształcenia częstotliwości.

Można temu zaradzić przez zastosowanie kompensowanej regulacji wzmocnienia. Ponieważ najbardziej odczuwane przez słuch jest osłabienie niższych częstotliwości, dlatego często przeprowadza się kompensację tylko na tych częstotliwościach. W tym celu buduje się układ tak, aby przy przekręceniu gałki potencjometru regulującego wzmocnienie w stronę obniżenia siły głosu wzmocnienie dla niższych częstotliwości obniżało się w mniejszym stopniu niż dla częstotliwości średnich zakresu akustycznego. W ten sposób zostanie zachowana praktycznie naturalność brzmienia audycji przy różnych poziomach.

Zilustrujemy to na przykładzie. Maksymalny poziom siły głosu orkiestry symfonicznej wynosi 120 dB. W praktyce niemożliwe jest przysłuchiwanie się audycji o tak dużej sile głosu w pomiesz-

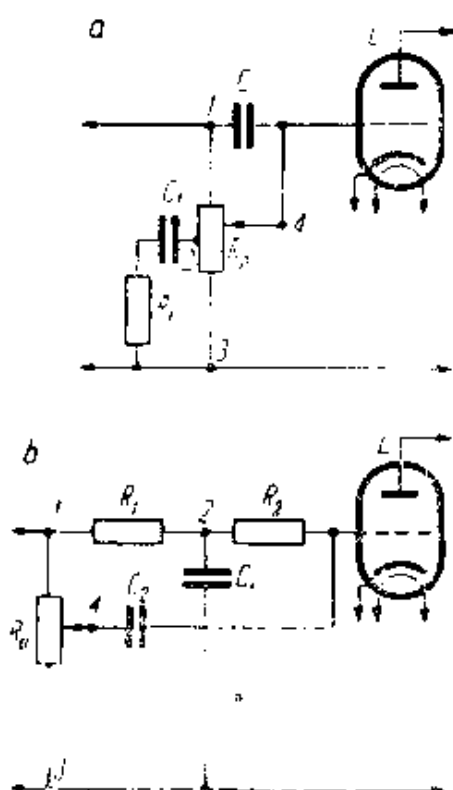
czeniu o stosunkowo niewielkich wymiarach, gdyż będzie ona działała ogłuszająco. Załóżmy, że pragniemy wysłuchać transmisji występów tej orkiestry przy poziomie siły głosu obniżonym do 50 dB. Aby przy takim poziomie ucho nasze odniosło wrażenie również jednakowej siły głosu drgań o częstotliwości np. 100 i 1 000 Hz, drgania o częstotliwości 100 Hz powinny być wzmocnione około siedmiokrotnie więcej (o 17 dB) niż drgania o częstotliwości 1 000 Hz. Jeślibyśmy jednak zapragnęli wysłuchać tej audycji z jeszcze mniejszą siłą głosu, np. 30 dB, to warunek jednakowej głośności dźwięku zostanie spełniony wówczas, gdy wzmocnienie drgań o częstotliwości 100 Hz będzie około 22-krotnie większe (o 27 dB) od wzmocnienia drgań o częstotliwości 1 000 Hz.

Najbardziej rozpowszechniony układ kompensowanej regulacji wzmocnienia przedstawiony jest na rysunku 41a. Jak widać z tego układu, regulacja taka różni się od zwykłej (patrz rys. 40) tym, że równolegle do części potencjometru  $R$  dołączony jest obwód, składający się z kondensatora  $C_1$  i szeregowo z nim umieszczonego opornika  $R_1$ . Punkt podłączenia tego obwodu jest tak dobrany, aby oporność górnej części potencjometru (pomiędzy głównym końcem 1 i odczepem 2) była kilkakrotnie większa od oporności jego dolnej części (pomiędzy punktami 2 i 3). Na przykład w potencjometrze, którego pełna oporność wynosi  $1\text{ M}\Omega$ , oporność górnej części może być  $0,8\text{ M}\Omega$ , a dolnej  $0,2\text{ M}\Omega$ . W tym szczególnym przypadku kondensator  $C_1$  powinien mieć pojemność  $0,05\text{ }\mu\text{F}$ , a oporność  $R$   $15\ 000 \div 20\ 000$  omów.

Jak wiadomo, oporność wypadkowa dla prądu zmiennego dowolnego obwodu złożonego z szeregowo połączonego opornika i kondensatora zwiększa się wraz ze zmniejszeniem częstotliwości tego prądu. Dlatego wypadkowa oporność pomiędzy punktami 2 i 3 układu będzie również większa przy niższych częstotliwościach. W tym przypadku kondensator  $C_1$  powinien mieć pojemność  $0,05\text{ }\mu\text{F}$ , korektorem częstotliwości.

Gdy ślizgacz 4 potencjometru  $R_p$  znajdzie się w punkcie 1, to znaczy w położeniu odpowiadającym największej sile głosu, człon ten prawie nie wywiera żadnego wpływu na kształt charakterystyki częstotliwości wzmacniacza, ponieważ oporność części potencjometru pomiędzy punktami 1 i 2 jest duża. Jeśli natomiast ślizgacz potencjometru znajdzie się w punkcie 2, do któ-

rego dołączony jest człon  $R_1 C_1$ , to korygujący wpływ tego ostatniego będzie się objawiał w całej pełni. Wskutek tego, że oporność pomiędzy punktami 2 i 3 przy niższych częstotliwościach jest większa niż przy wyższych, napięcie pomiędzy tymi punktami będzie rosło w przypadku obniżenia częstotliwości. Dlatego, jeśli do końcówek potencjometru  $R_p$  doprowadzi się napięcia różnych częstotliwości o jednakowych amplitudach, to przy położeniu



Rys. 41. Układy regulacji wzmocnienia

a — układ z potencjometrem mającym odczep; b — układ z potencjometrem bez odczepu

niui ślizgacza potencjometru w punkcie 2 napięcia niższych częstotliwości będą miały na siatce sterującej lampy większe amplitudy niż napięcia wyższych częstotliwości akustycznych. W wyniku tego charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza wykazuje wzrost przy niższych częstotliwościach akustycznego zakresu. Przy przesunięciu ślizgacza potencjometru w stronę punktu 1 nastąpi zmniejszenie korygującego wpływu członu  $C_1 R_1$ , a w związku z tym i ograniczenie wzrostu charakterystyki częstotliwości w zakresie niższych częstotliwości akustycznych.

Większe wzmocnienie przy wyższych częstotliwościach zakresu akustycznego w przypadku zmniejszenia siły głosu osiąga się niekiedy przez dołączenie między górny koniec 1 i ślizgacz 4 potencjometru kondensatora  $C$  o niewielkiej pojemności. Pojemność tego kondensatora powinna być tym mniejsza, im większa jest oporność potencjometru  $R_p$ . W praktyce przy zastosowaniu opornika  $1 \Omega$  kondensator  $C$  powinien mieć pojemność około  $2 \mu F$ . Gdy ślizgacz potencjometru znajduje się w górnym krańcowym położeniu, odpowiadającym największej sile głosu, kondensator ten jest zwarty i nie ma żadnego wpływu na charakterystykę częstotliwości wzmacniacza. Jeśli jednak zmniejszymy poziom siły głosu i przesuniemy ślizgacz potencjometru w dół, to drgania górnych częstotliwości za-



kresu będą dostawały się na siatkę lampy nie tylko przez ślizgacz potencjometru, lecz także przez kondensator  $C$  (drgania średnich i niższych częstotliwości akustycznych praktycznie nie będą się przedostawały przez kondensator, ponieważ ma on małą pojemność). Im bliżej punktu 3 będzie się znajdował ślizgacz 4, tym odpowiednio większe amplitudy górnych częstotliwości dźwiękowych będzie się otrzymywać na siatce sterującej lampy, tzn. w miarę zmniejszania siły głosu nastąpi coraz to wydawniejsze uwypuklenie tych częstotliwości. Stosując zwykły potencjometr bez odczepu można otrzymać regulator wzmocnienia kompensujący spadek w zakresie częstotliwości niskich przez dodanie do układu oporników  $R_1$  i  $R_2$  i kondensatorów  $C_1$  i  $C_2$  (rys. 41b). W tym przypadku gdy ślizgacz 4 potencjometru  $R_p$  ustawiony jest w takie położenie, które odpowiada największej sile głosu, oporniki  $R_1$  i  $R_2$  są zwarte przez kondensator  $C_2$  i napięcie o częstotliwości dźwiękowej z końcówek potencjometru przedostaje się przez ten kondensator na siatkę sterującą lampy. Ponieważ kondensator  $C_1$  jest w tym przypadku włączony szeregowo z dużymi opornościami pomiędzy siatkę i katodę lampy, a pojemność jego jest odpowiednio mała wykazuje on więc znikomy wpływ na kształt charakterystyki częstotliwości wzmacniacza. Przy przesunięciu jednak ślizgacza potencjometru w dół na siatkę sterującą lampy dostaje się z pewnego pośredniego punktu potencjometru przez kondensator  $C_2$  napięcie o amplitudzie ograniczonej wskutek regulacji, a z punktu 1 — napięcie nieregulowane poprzez człon  $R_1 C_1 R_2$ .

Oczywiście, że wraz z obniżeniem częstotliwości następuje wzrost oporności, jaką przedstawia kondensator  $C_1$  (maleje jego wpływ bocznikujący). Odpowiednio do tego zwiększa się napięcie w punkcie 2, a tym samym i na siatce sterującej lampy.

Elementy układu z rysunku 41b są w ten sposób dobrane, że przy przesunięciu ślizgacza 4 potencjometru z punktu 1 do punktu 3 wypadkowe napięcia o wyższych częstotliwościach, dochodzące do siatki lampy sterującej, doznają osłabienia w większym stopniu niż wypadkowe napięcia niższych częstotliwości dźwiękowych. Inaczej mówiąc, przy obniżaniu poziomu siły głosu odtwarzanej audycji następuje wzrastające uwydatnianie niższych częstotliwości.

Dla układu z rysunku 41b można polecić następujące dane elementów: w przypadku, jeśli zastosuje się potencjometr o oporności  $0,5 \text{ M } \Omega$ , to opornik  $R_1 = 1,0 \text{ M } \Omega$ ,  $R_2 = 0,25 \text{ M } \Omega$ , kondensator  $C_1 = 500 \text{ pF}$  i  $C_2 = 3\,000 \text{ pF}$ .

Należy podkreślić, że stosowanie regulacji wzmacnienia z kompensacją jest uzasadnione tylko wówczas, gdy napięcie na wejściu wzmacniacza m. cz. utrzymuje się w dostatecznej mierze na stałym średnim poziomie i opisywanego regulatora używa się jedynie w celu obniżania siły głosu odtwarzanej audycji (co występuje np. w odbiorniku ze skutecznie działającą samoczynną regulacją wzmacnienia stopni wielkiej i pośredniej częstotliwości). Jeśli natomiast do wejścia wzmacniacza mogą dochodzić napięcia o tak dużych amplitudach, że rola regulacji sprowadza się do zmniejszania wzmacnienia w celu zachowania normalnego poziomu na wyjściu, to wówczas stosowanie kompensowanej regulacji wzmacnienia jest nieuzasadnione. Wprowadzenie regulacji wzmacnienia o takich właściwościach może doprowadzić do tego, że wskutek odpowiednio ukształtowanej charakterystyki wzmacniacza nastąpi uwydatnienie niższych częstotliwości nawet wtedy, gdy jest ono niepożądane. W tego rodzaju przypadkach korzystniej jest zastosować we wzmacniaczu m. cz. zwykły regulator wzmacnienia i oprócz tego regulator barwy głosu, który pozwala ustalić najodpowiedniejszy kształt charakterystyki częstotliwościowej dla dowolnej siły głosu.

**Regulacja barwy dźwięku.** Często zdarza się, że trzeba zbudować wzmacniacze przystosowane do współpracy ze źródłami napięcia wejściowego mającymi różne charakterystyki częstotliwości oraz wzmacniacze przeznaczone dla głośników ustawionych w rozmaitych pomieszczeniach odtwarzających audycje z różną siłą głosu. Wiemy już, że przy różnych położeniach regulatora (niekompensowanego) siły głosu, głośność odczuwana przez ucho jest różna dla różnych częstotliwości. To samo zjawisko występuje przy słuchaniu audycji w różnych pomieszczeniach. Jeśli w pomieszczeniu występuje silny pogłos (nawet krótkotrwały dźwięk brzmi długo), to przyjemnie będzie słuchać audycji wówczas, gdy wyższe częstotliwości są odtwarzane słabiej. Jeśli natomiast pomieszczenie silnie przytłumia dźwięk (dzięki znajdującym się w pomieszczeniu wyściełanym meblom, kotarom, dywanom), to

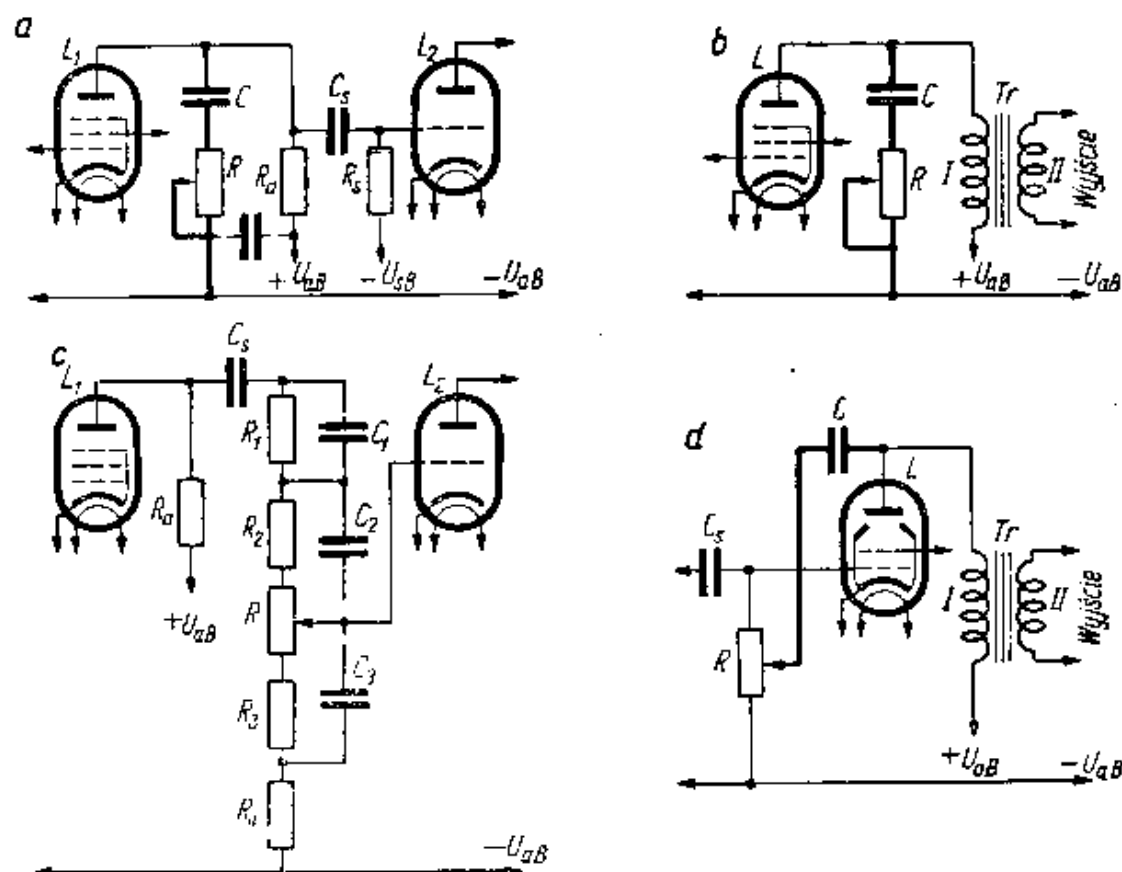
osiąga się lepsze odtworzenie audycji wówczas, gdy wyższe częstotliwości akustyczne są nieco uwydatnione.

Wiadomo, że przy odtwarzaniu płyt gramofonowych „szum igły” zawiera częstotliwości wyższe od 4 000 — 5 000 Hz. Dlatego jeśli wzmacniacz m. cz., który ma zakres przepuszczania do 6 000 — 8 000 Hz, jest przeznaczony do należytego odtworzenia programu nadawanego, np. przez radiostacje ultrakrótkofalowe lub krótkofalowe, to w przypadku wykorzystania go do odtwarzania nagrań płyt gramofonowych wystąpią dość znaczne szумы. W tym przypadku osłabienie wyższych częstotliwości akustycznych zostanie przyjęte przez słuchacza jako polepszenie jakości odtwarzania.

W celu zapewnienia we wszystkich przypadkach najlepszych warunków do odbioru audycji wyposaża się wzmacniacze w specjalne urządzenia, które umożliwiają dowolną zmianę charakterystyki częstotliwości wzmacniacza, to jest pozwalają osłabiać lub wzmacniać jedne częstotliwości w porównaniu z innymi. Urządzenia takie noszą nazwę regulatorów barwy dźwięku. Działanie ich opiera się na tych samych zasadach, jak działanie układów korekcji charakterystyk częstotliwościowej wzmacniaczy m. cz.

Najbardziej rozpowszechnione są układy regulacji barwy dźwięku, które przedstawione są na rysunku 42a i b. Układy te składają się z kondensatora  $C$  o stałej pojemności i zmiennego opornika  $R$ , które dołączone są równolegle do obciążenia anodowego jednego ze stopni. Kondensator  $C$  powinien mieć pojemność rzędu tysięcy pikofaradów, a maksymalną wartość oporności zmiennej dobiera się kilkakrotnie większą od wartości anodowej oporności obciążenia. Gdy opornik barwy dźwięku jest ustawiony na pełną wartość, wówczas bocznikujący człon  $CR$  praktycznie prawie nie wpływa na wartość i charakter obciążenia anodowego lampy i wzmacniacz m. cz. ma normalną, właściwą sobie charakterystykę częstotliwościową. Wraz ze zmniejszeniem wartości opornika  $R$  następuje zwiększenie bocznikującego wpływu członu  $CR$  na obciążenie anodowe. Ponieważ oporność, jaką przedstawia kondensator  $C$ , zmniejsza się wraz ze wzrostem częstotliwości, wpływ ten zaznacza się wyraźniej na wyższych częstotliwościach akustycznych. W wyniku uzyskuje się tym mniejsze wzmocnienie wyższych częstotliwości zakresu przepuszczania, im mniejsza część oporności

jest w obwodzie. Odpowiednio do tego w miarę zmniejszania czynnej części opornika  $R$  obniża się barwa dźwięku odtworzonej audycji. Układy takie nazywa się niekiedy „regulatorami barwy dźwięku w zakresie wyższych częstotliwości” lub w skrócie „regulatorami wyższych częstotliwości” (rys. 42a i b), ponieważ zapewniają one zmianę wzmocnienia w zakresie wyższych częstotliwości zakresu akustycznego.



Rys. 42. Układy regulacji barwy dźwięku

a — włączenie regulatora barwy dźwięku w zakresie wyższych częstotliwości;  
 b — włączenie regulatora barwy dźwięku wyższych częstotliwości do końcowego stopnia; c — regulacja barwy dźwięku w zakresie niższych częstotliwości; d — regulacja barwy dźwięku za pomocą zmiennego ujemnego sprzężenia zwrotnego

We wzmacniaczach m. cz. odbiorników radiowych wysokiej klasy i w urządzeniach rozgłaszających stosuje się oprócz tego regulatory, za pomocą których można zmieniać wzmocnienie w zakresie niższych częstotliwości. Jeden z takich układów regulacji niższych częstotliwości, włączony między dwoma stopniami wzmocnienia m. cz., przedstawiony jest na rysunku 42c. Regulacji barwy dźwięku dokonuje się tu za pomocą potencjometru  $R$ .

W jednym ze skrajnych położeń ślizgacza potencjometru zapewnia się więcej niż dwukrotnie zwiększenie wzmocnienia napięcia o częstotliwości 30 Hz w porównaniu z napięciem o częstotliwości 1 000 Hz (o 7 dB), a w drugim skrajnym położeniu osiąga się około siedmiokrotne (o 17 dB) zmniejszenie napięcia o częstotliwości 30 Hz w porównaniu z napięciem o częstotliwości 1 000 Hz. Oporniki  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  i kondensatory  $C_1$ ,  $C_2$  i  $C_3$  są w tym układzie dobrane w taki sposób, że przepuszczanie średnich i górnych częstotliwości zakresu akustycznego z anody lampy  $L_1$  na siatkę lampy  $L_2$  nie zależy praktycznie od położenia ślizgacza potencjometru  $R$ . Jeśli potencjometr  $R$  ma wartość  $1\text{ M}\Omega$ , a opornik  $R_6 = 0,1\text{ M}\Omega$ , to pozostałe elementy układu z rysunku 42b powinny mieć następujące dane:

$$R_1 = 0,1\text{ M}\Omega, \quad R_2 = 0,3\text{ M}\Omega, \quad R_3 = R_4 = 50\,000\Omega, \quad C_1 = 120\text{ pF}, \\ C_2 = 1\,500\text{ pF} \text{ i } C_3 = 3\,900\text{ pF}.$$

Niekiedy regulacji barwy dźwięku dokonuje się za pomocą cewek (dławików), wykorzystując tę właściwość, że ich oporność ulega zmianie wraz z częstotliwością.

Regulację barwy dźwięku można również przeprowadzić za pomocą zmiennego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Na rysunku 42d pokazano jeden z układów, w którym sposób ten wykorzystuje się do zmiany przenoszenia górnych częstotliwości zakresu. Stały opornik w obwodzie siatki lampy zastąpiono tu potencjometrem  $R$ , którego ślizgacz połączony jest z anodą lampy przez kondensator  $C$  o pojemności rzędu kilku setek pikofaradów.

Taki kondensator charakteryzuje się znacznie mniejszą opornością dla górnych częstotliwości przenoszonego zakresu niż dla częstotliwości średnich i niższych. Wskutek tego wpływ ujemnego sprzężenia zwrotnego na wyższe częstotliwości będzie silniejszy i spowoduje osłabienie przeważnie tych właśnie częstotliwości. Sprzężenie zwrotne będzie największe wówczas, gdy ślizgacz potencjometru  $R$  ustawiony zostanie w skrajnym, górnym (według schematu) położeniu. Następuje przy tym największe osłabienie wyższych częstotliwości i dzięki temu uzyskuje się barwę dźwięku z przewagą niższych częstotliwości. Jeśli natomiast przesunie się

ślizgacz potencjometru w drugie skrajne położenie, to dolna (na schemacie) okładka kondensatora zostanie uziemiona. W tym przypadku sprzężenie zwrotne w ogóle nie będzie działało, a górne częstotliwości zakresu przenoszenia będą wzmacniane normalnie i uzyskamy barwę dźwięku z przewagą częstotliwości wyższych. W ten sposób zmieniając położenie ślizgacza potencjometru  $R$  można zmieniać barwę dźwięku.

## 15. WZMACNIACZE DWUKANAŁOWE

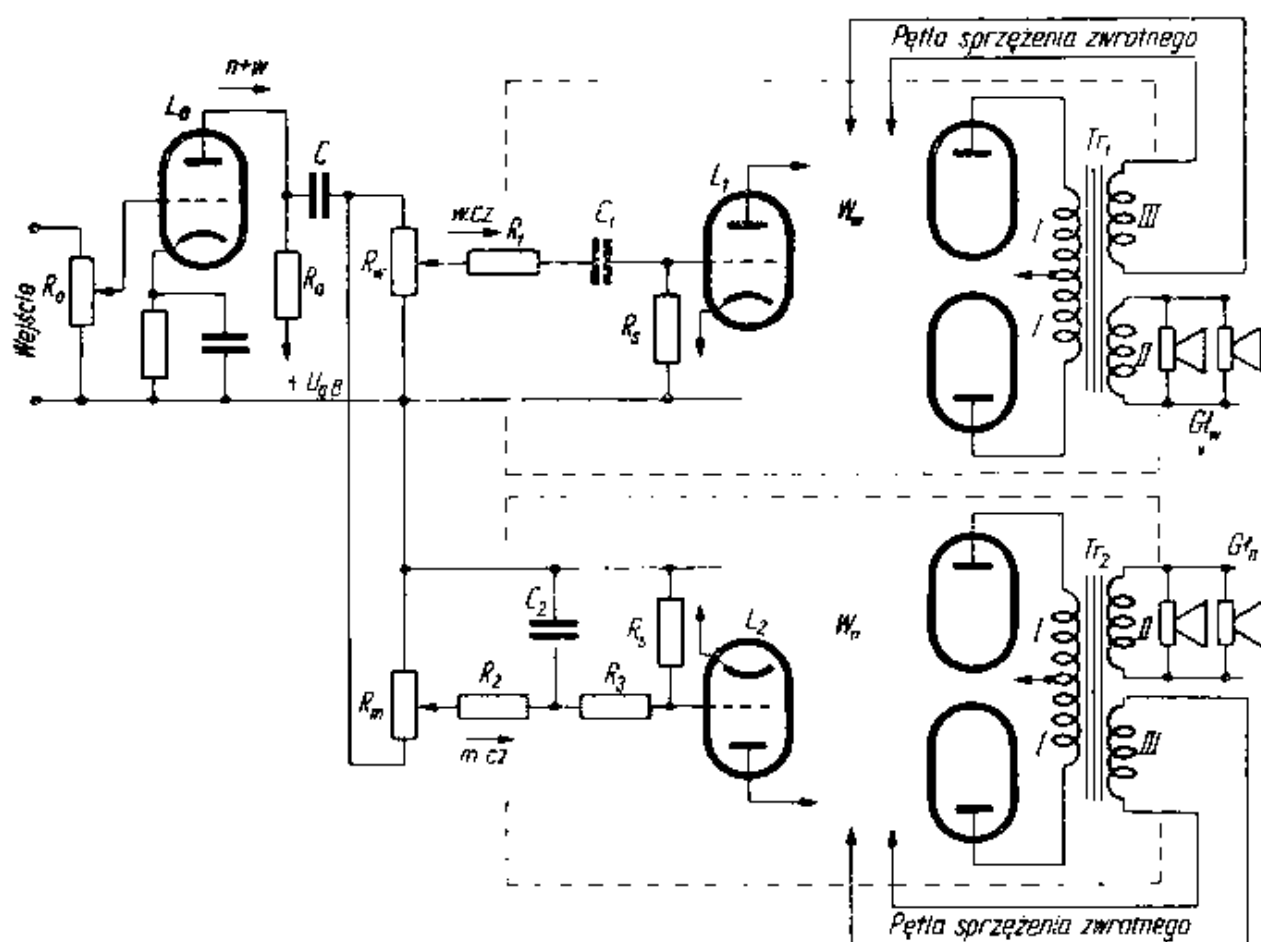
Jak wspomniano wyżej, w urządzeniach elektroakustycznych wyższej klasy dla odtwarzania niższych i wyższych częstotliwości stosuje się oddzielne głośniki. Na rysunku 27a podano jeden z możliwych układów podłączenia głośników do wyjścia wzmacniacza m. cz. takiego urządzenia.

Jednak układy te mają szereg istotnych wad. Po pierwsze, opór wyjściowy wzmacniacza słabo bocznikuje głośniki, ponieważ od transformatora wyjściowego oddziela je urządzenie rozdzielające częstotliwości, wskutek czego przy odtwarzaniu audycji występują silnie przebiegi, nie ustalone w głośnikach. Po drugie, wskutek tego, że dzielnik częstotliwości zawiera indukcyjności i pojemności opór obciążenia zawiera składową bierną, a więc jest w silnym stopniu zależny od częstotliwości (z tego samego powodu mogą w dzielniku wystąpić zjawiska rezonansu elektrycznego ze wszystkimi jego następstwami); utrudnia to otrzymanie dobrej charakterystyki liniowej układu akustycznego jako całości. Po trzecie, w dzielniku częstotliwości bezużytecznie traci się dość znaczną część mocy wyjściowej wzmacniacza.

Oprócz tego, przy tym sposobie podziału częstotliwości może wystąpić cały szereg niepożądanych zjawisk, usunięcie których przedstawia duże trudności.

Uprzednio wymienionych wad nie mają tzw. dwukanałowe wzmacniacze akustyczne. We wzmacniaczach tych podział częstotliwości na dwa zakresy zachodzi zwykle już po pierwszym stopniu wzmocnienia. Następnie niższe częstotliwości (na przykład od 30 do  $500 \div 800$  Hz) są wzmacniane przez szereg stopni i następnie doprowadzone do głośników, które je odtwarzają. W tym samym czasie górne częstotliwości (np. od  $500 \div 800$  do  $12\,000 \div 15\,000$ ) — po podziale — wzmacnia drugi szereg stopni i podaje na drugi układ głośników, który je odtwarza.

Układ takiego wzmacniacza dwukanałowego z dużymi uproszczeniami podaje rysunek 43 (na schemacie pokazano nie wszystkie stopnie wzmocnienia napięciowego). Jak widać ze schematu, za pomocą potencjometru  $R_0$  regulujemy napięcie przenoszone ze źródła napięcia wejściowego do obwodu siatki sterującej lampy  $L_0$  pierwszego (wspólnego dla obu kanałów) stopnia, tzn. regulujemy wzmocnienie wszystkich częstotliwości. W anodzie lampy  $L_0$  pra-



Rys. 43. Układ ideowy wzmacniacza dwukanałowego wyższej klasy

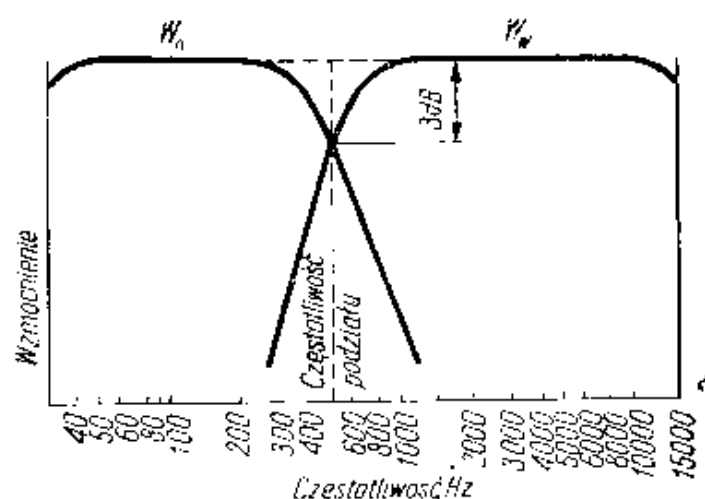
cują dołączone przez kondensator  $C$  dwa potencjometry  $R_w$  i  $R_n$ . Ślizgacz potencjometru  $C_n$  przez układ  $R_2$   $C_2$   $R_3$  połączony jest z siatką sterującą lampy  $L_2$ , pracującej w pierwszym stopniu kanału wzmocniania niższych częstotliwości  $W_n$ . Wydzielenie tych częstotliwości z całego widma jest możliwe przede wszystkim dlatego, że układ  $R_2$   $C_2$   $R_3$  lepiej przepuszcza niskie częstotliwości niż wysokie (kondensator  $C_2$  włączony równolegle) oraz że pierwsze stopnie wzmacniacza  $W_n$  objęte są układem ujemnego sprzężenia zwrotnego z korekcją częstotliwościową, gwarantującą silne



zmniejszenie wzmocnienia częstotliwości powyżej 500 Hz. Głośniki odtwarzające niższe częstotliwości oznaczono na schemacie literami  $Gł_n$ , a transformator wyjściowy kanału niższych częstotliwości — symbolem  $Tr_2$ .

Rozpatrzmy teraz kanał wzmocnienia częstotliwości wyższych  $W_w$ . Rozpoczyna się on od potencjometru  $R_w$ , którego ślizgacz poprzez układ  $C_1 R_1$  połączony jest z siatką sterującą lampy  $L_1$  pierwszego stopnia tego kanału. Wydzielenie wyższych częstotliwości z ogólnego pasma osiąga się po pierwsze dlatego, że układ szeregowo połączonych kondensatora  $C_1$  i opornika  $R_1$  lepiej przepuszcza częstotliwości wyższe niż niższe, a po drugie dlatego, że pierwsze stopnie  $W_w$  objęte są układem sprzężenia zwrotnego z korekcją częstotliwościową, gwarantującą silne zmniejszenie wzmocnienia częstotliwości niżej 500 Hz. Głośniki odtwarzające górne częstotliwości oznaczono na rysunku 43 literami  $Gł_w$ , a transformator wyjściowy kanału wyższych częstotliwości — przez  $Tr_1$ .

Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów takiego wzmacniacza podano na rysunku 44. Należy zauważyć, że na „częstotliwości podziału“ (w danym przypadku 500 Hz) wzmocnienie obu kanałów powinno być jednakowe i konkretnie o 3 dB (tj.  $\sqrt{2} = 1.41$  razy) mniejsze niż wzmocnienie każdego



Rys. 44. Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza dwukanałowego

z kanałów odpowiednio na wyższych lub niższych częstotliwościach. Ważne jest także, aby charakterystyka wzmocnienia kanału  $W_n$  stromo opadała przy częstotliwościach wyższych od częstotliwości podziału, a charakterystyka wzmocnienia kanału  $W_w$  stromo opadała na częstotliwościach niższych od częstotliwości podziału. Przy zachowaniu tych warunków w zakresie częstotliwości podziału każda z grup głośników  $Gł_n$  i  $Gł_w$  otrzymuje moc dwa razy mniejszą niż moc na innych częstotliwościach

przenoszonych. W wyniku tego charakterystyka liniowa całości układu pozostaje pozioma w całym zakresie odtwarzanych częstotliwości. Jeśli ostatnio podane warunki nie są spełnione, na charakterystyce częstotliwościowej około częstotliwości podziału mogą powstać garby albo „zagłębienia”.

Oczywiście, potencjometr  $R_m$  na schemacie rysunku 43 spełnia funkcję regulatora wzmocnienia kanału niższych częstotliwości, a  $R_w$  — taką samą funkcję w kanale częstotliwości wyższych. Zmianę wzmocnienia w jednym z kanałów w porównaniu ze wzmocnieniem w kanale drugim odczuwamy słuchem tak, jak zmianę barwy dźwięku przenoszonej audycji.

## 16. PRZYDŹWIEK SIECI I WZBUDZANIE SIĘ WZMACNIACZY

**Dopuszczalne tętnienia napięć zasilających.** We wzmacniaczach m. cz. zasilanych z sieci prądu zmiennego stosuje się cały szereg środków dla zmniejszenia przydźwięku sieci, obniżającego jakość odtwarzanych audycji. Aby przydźwięk powstający wskutek tętnień napięcia wytwarzanego przez prostownik zasilający wzmacniacz był dostatecznie mały konieczne jest, aby filtr prostownika zapewniał należyte tłumienie tętnień. Praktycznie amplituda tętnień napięcia anodowego nie powinna przekraczać 0,5 — 1% wartości sygnału użytecznego, występującego w obwodzie anody danego stopnia, tzn. poziom napięcia tętnień powinien być w najgorszym przypadku o 40 ÷ 50 dB niższy od maksymalnego poziomu sygnału.

Zakładając, że napięcie przydźwięku, powstające w tym lub innym stopniu wzmocnienia napięciowego, jest wzmocnione przez stopnie następne, można stwierdzić, że współczynnik tętnień napięcia anodowego pierwszych stopni wzmacniacza m. cz. \*) nie może przekraczać wartości rzędu setnych lub tysięcznych części procentu, gdy tymczasem dla stopnia końcowego pracującego w zwykłym pojedynczym układzie z triodą, jest dopuszczalny współczynnik tętnień o wartości 0,1 — 0,5%.

Taki sam współczynnik tętnień można przyjąć także dla napięcia anodowego stopnia końcowego z tetrodą strumieniową czy pentodą, jednak pod warunkiem, że napięcie zasilające siatkę ekranową lampy tego samego stopnia będzie miało współczynnik tętnień obniżony. Zachowanie powyższego warunku jest konieczne dlatego, że składowa zmienna napięcia siatki ekranowej lampy zostaje przez nią wzmocniona, wskutek czego napięcie przydźwięku na wyjściu wzmacniacza się zwiększa.

---

\*) Współczynnikiem tętnień napięcia wyprostowanego nazywa się stosunek amplitudy jego składowej zmiennej do składowej stałej.

Jeśli jednak na siatkę ekranową i na anodę lampy stopnia końcowego dajemy jednakowe pod względem wartości napięcia (siatka ekranowa połączona bezpośrednio z końcem pierwotnego uzwojenia transformatora, przeciwległym końcowi, dołączonemu do anody lampy), to wówczas tętnienie napięcia siatki ekranowej nie powinno przewyższać tętnień napięcia anodowego stopnia końcowego.

Można przyjąć, że w przypadku stosowania pentod i tetrod strumieniowych we wzmacniaczach m. cz. w celu uniknięcia powstawania na wyjściach tych wzmacniaczy przydźwięku prądu zmiennego należy na siatki ekranowe lamp dawać napięcia z takim tętnieniem, które jest w przybliżeniu dziesięciokrotnie mniejsze niż dopuszczalne tętnienie napięć anodowych tych samych lamp.

Im większe jest wzmocnienie wzmacniacza, tym staranniej należy „filtrować” napięcia, które zasilają jego pierwsze stopnie. Nawet bardzo niskie napięcie przydźwięku, powstające w pierwszych stopniach wzmacniacza m. cz. o wielkim wzmocnieniu, może okazać się po wzmocnieniu za wysokie na wyjściu, gdy tymczasem nawet wielokrotnie większe napięcie tętnień, istniejące w obwodzie anodowym stopnia końcowego, może być w ogóle niezauważalne jako nie ulegające wzmocnieniu.

Stopnie przeciwsobne wzmacniaczy mogą odpowiadać niższym wymaganiom w stosunku do filtracji tętnień napięć je zasilających. Jak wiadomo, w tych przypadkach występuje kompensacja przydźwięku wywoływanego źródłami zasilania. Dlatego stopnie przeciwsobne można zasilac źródłami napięć anodowych ze współczynnikiem tętnień od 1 — 3%.

Jeśli zastosowano we wzmacniaczu ujemne sprzężenie zwrotne z wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego, przy zasilaniu stopni tego wzmacniacza objętych sprzężeniem zwrotnym można stosować napięcie o większym tętnieniu niż jest to dopuszczalne we wzmacniaczach nie mających sprzężenia, gdyż, jak wiadomo, działanie ujemnego sprzężenia zwrotnego mocno osłabia przydźwięk sieci.

**Zastosowanie filtrów wieloczlonowych.** Stopnie końcowe mając podczas zasilania napięcia z większymi współczynnikami tę-

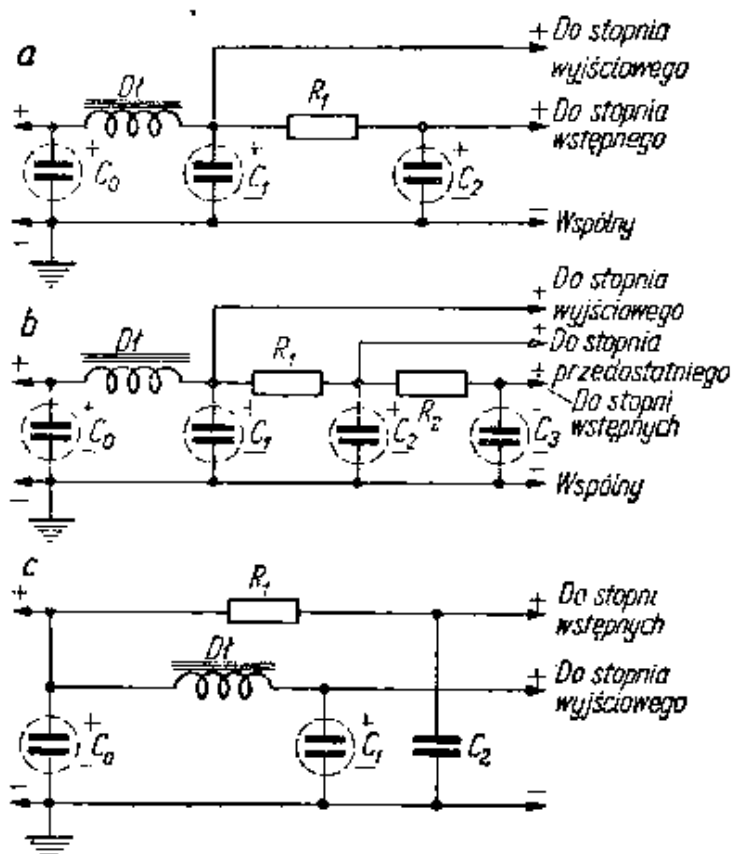
nień niż w innych stopniach pobierają jednocześnie większą część prądu prostownika.

Uzasadnia to celowość stosowania wieloczołowych filtrów dla „wygładzania” prądu (rys. 45). Na stopień końcowy wzmacniacza podaje się napięcie z kondensatora  $C_1$  (wyjściowego pierwszego członu filtru), zapewniając w ten sposób filtrację, która wystarcza dla stopnia końcowego, a na stopnie poprzedzające dajemy napięcie, filtrowane przez jeden lub dwa człony, obniżające tętnienie do wartości dopuszczalnych dla tych stopni.”).

Przy takim sposobie filtracji napięć zasilających dławik pierwszego członu powinien być obliczony na cały prąd pobierany przez obwody anod i siatek ekranowych wszystkich lamp wzmacniacza. Przez następne człony filtru płyną znacznie mniejsze prądy, zasilające tylko stopnie wzmocnienia napięciowe-

go. Z tego powodu, a także dlatego, że na anodę lamp stopni wzmocnienia napięciowego można dawać napięcia niższe niż na lampę stopnia końcowego drugi i następne człony filtru w większości przypadków są oporowo-pojemnościowe i ze stosunkowo dużymi opornościami.

Obniżenie napięcia na siatki ekranowe rozwiązywane jest zwykle przez dołączenie do ich obwodów stałych oporów; przy tym



Rys. 45. Układy wygładzających filtrów wieloczołowych

\*) Jeśli stopień końcowy pracuje w układzie przeciwsobnym, napięcie na anody jego lamp podaje się niekiedy z kondensatora wejściowego filtru ( $C_0$ ), który w danym przypadku powinien mieć pojemność wystarczającą, aby tętnienie napięcia mieściło się na nim w granicach dopuszczalnych dla zasilania tego stopnia.

między siatkę ekranową i chassis wzmacniacza włączamy kondensator stały.

Przy odpowiednim doborze wartości oporności i pojemności kondensatora utworzony układ zapewnia jednocześnie zmniejszenie tętnień napięcia doprowadzonego do siatki ekranowej w stosunku do tętnień napięcia zasilającego anodę tej samej lampy.

**Powstawanie przydźwięku przez indukcję.** Często przydźwięk prądu zmiennego powstaje wskutek wpływu wewnętrznych zmiennych pól magnetycznych na obwody i elementy pierwszych stopni wzmacniacza i na jego lampy wzmacniające. W urządzeniach do nagrywania i odtwarzania dźwięku przydźwięk prądu zmiennego może ponadto wystąpić wskutek wpływu pól magnetycznych rozproszenia od silniczków elektrycznych.

Bardzo czuлыми na indukowanie prądu zmiennego są transformator wejściowy (na przykład mikrofonowy) oraz głowice adapterowe (zwłaszcza elektromagnetyczne). Dlatego transformator mikrofonowy należy starannie ekranować, a osłonę głowki, jeśli jest metalowa lub metalizowana, koniecznie uziemić. Dołączenie głowicy i mikrofonu do wejścia wzmacniacza należy bezwzględnie wykonywać za pomocą dwużyłowego przewodu ekranowanego oraz łączyć jego ekran z uziemieniem chassis w jednym punkcie. Drugi koniec ekranu powinien być połączony z korpusem źródła wejściowego napięcia małej częstotliwości.

Zupełnie niedopuszczalne jest łączenie źródła napięcia wejściowego z wejściem wzmacniacza za pomocą przewodu nieekranowanego lub przewodem jednożyłowym wykorzystując ekran jako drugi przewód. Rzecz polega na tym, że pole rozproszenia zasilającego wzmacniacz może indukować w ekranie przewodu zmienną siłę elektromotoryczną. Ta siła elektromotoryczna działa między wejściem wzmacniacza a źródłem napięcia wejściowego, tzn., że jest połączona szeregowo z siłą elektromotoryczną źródła. Dochodząc do wejścia wzmacniacza ta pasożytnicza sem. podwyższa poziom przydźwięku na jego wejściu. Oprócz tego napięcie przydźwięku może powstać na końcach ekranu kabla przy istnieniu upływności lub pojemności między ekranem a obwodami prądu zmiennego, umieszczonymi w samym wzmacniaczu. Przy znacznej długości kabla jednożyłowego, dołączonego do wejścia, na wejściu może pojawić się dość silny przydźwięk. Zastosowanie kabla dwużył-

wego, ekranowanego pozwala na oddzielenie jego ekranu od obwodów wejściowych a tym samym na usunięcie w znacznym stopniu wpływów postronnych na wejściu wzmacniacza.

Zewnętrzne pola rozproszenia magnetycznego transformatora zasilającego, dławika filtru lub silniczka w urządzeniach do nagrywania i odtwarzania dźwięku mogą również wywoływać przydźwięk prądu zmiennego przez wpływ na lampy elektronowe. Wiadomo jest, że pole magnetyczne ma własności sterowania ruchem strumienia elektronów. Pod wpływem pola magnetycznego ilość elektronów dolatujących do anody lampy wzmacniającej może się zmniejszyć.

Jeśli na lampę będzie działać zmienne pole magnetyczne, to jej prąd anodowy będzie wahał się w takt zmiany tego pola. Szczególnie niebezpieczne jest to zjawisko dla lamp pierwszych stopni wzmacniacza, dających duże wzmocnienie. Przy zastosowaniu w tych obwodach lamp z bańkami metalowymi przydźwięk jest oczywiście mniejszy niż przy zastosowaniu lamp szklanych, jednak bańki metalowe lamp mimo wszystko nie zapobiegają w zupełności wpływowi pól magnetycznych na strumień elektronowy między elektrodami. Z tego powodu lampy pierwszych stopni nie mogą być umieszczane w pobliżu (w polu rozproszenia) transformatora sieciowego lub silnika gramofonowego.

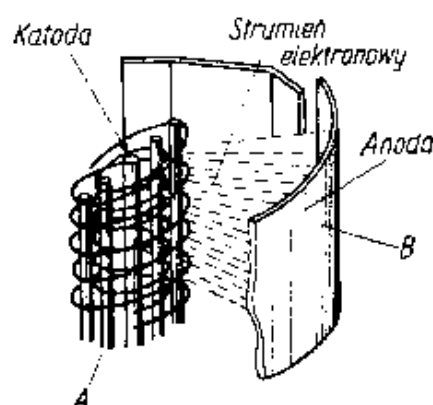
Przy zbytнім zbliżeniu lamp stopni końcowych do transformatora sieciowego (zwykle są to lampy w szklanych bańkach) może również powstać przydźwięk prądu zmiennego na wyjściu wskutek odchylenia strumienia elektronowego pod wpływem działającego na niego pola rozproszenia tego transformatora. Jeśli tetroda strumieniowa umieszczona jest blisko transformatora zasilającego, to przydźwięk sieci jest najsilniejszy wówczas, gdy linie sił pola magnetycznego rozproszonego przecinają strumień elektronów w kierunku pokazanym na rys. 46 linią A. Jeżeli linie magnetyczne są skierowane wzdłuż kierunku strumienia elektronów, tj. w kierunku pokazanym linią B na tym samym rysunku, to przydźwięk będzie najślabszy. Dlatego, jeśli zajdzie konieczność wmontowania lamp stopnia końcowego stosunkowo blisko transformatora sieciowego, to przed ostatecznym umocowaniem ich podstawek należy spróbować, obracając podstawkę dookoła jej osi i nasłuchując, czy zmienia się przy tym przydźwięk oraz znaleźć

dla podstawki takie położenie, przy którym przydźwięk będzie naj-  
słabszy.

Przy montowaniu zasilacza z transformatorem sieciowym na  
wspólnym ze wzmacniaczem chassis należy pamiętać, że najwięk-  
sze natężenie rozproszonego pola magnetycznego transformatora  
sieciowego panuje w kierunku zgodnym z osią jego cewek. Dlatego  
należy unikać montowania transformatora w położeniu poziomym.  
Przy zamontowaniu transformatora w położeniu pionowym oś je-  
go cewek będzie prostopadła do płaszczyzny chassis i wpływ pola  
rozproszenia transformatora na elementy wzmacniacza będzie

słabszy, tj. prawdopodobieństwo powsta-  
nia przydźwięku będzie o wiele mniejsze.

Odległość między transformatorem sie-  
ciowym a lampami stopni końcowych nie  
może być mniejsza niż 50 mm. Lampy  
wzmocnienia napięciowego należy umie-  
ścić jeszcze dalej od transformatora sie-  
ciowego. Nie mniejsze odległości należy  
zachować również przy montażu silników  
elektrycznych w urządzeniach dla nagry-  
wania i odtwarzania dźwięku.



Rys. 46. Jeżeli linie sił  
rozproszonego pola ma-  
gnetycznego przecinają  
strumień elektronów  
tetrody strumieniowej  
w kierunku pokazanym  
linią A, powstaje przy-  
dźwięk najsilniejszy, a  
jeśli linie te mają kie-  
runek pokazany linią B,  
przydźwięk będzie naj-  
słabszy

**Przydźwięk wywoływany przez obwo-  
dy żarzenia.** Niektórzy radioamatorzy  
uważają, że stosowanie we wzmacnia-  
czach lamp pośrednio żarzonych wyklu-  
cza zupełnie możliwość powstania przy-  
dźwięku pochodzącego z obwodów żarze-  
nia, jednak nie zawsze jest to słuszne.  
Jeśli istnieje upływność między grzejni-  
kiem a katodą (lub innymi elektrodami),

to na katodzie może pojawić się zmienny potencjał, wywołujący  
przydźwięk. Szczególnie mocno zjawisko to występuje w lampach,  
które pracują w pierwszych stopniach wzmacniacza i dają duże  
wzmocnienie. Taka upływność może istnieć zarówno wewnątrz  
lampy, jak w jej cokole, a nawet w czasie montażu. Dlatego dla  
lamp pierwszych stopni poleca się stosowanie cokołów i podsta-  
wek wykonanych z najlepszych materiałów izolacyjnych.



Gdy grzejnik (włókno żarzenia) jest połączony z ujemnym biegunem źródła napięcia anodowego, przydźwięk także może powstać z tego powodu, że grzejnik emituje elektrony. Elektrony te razem z elektronami emitowanymi przez katodę dążą do anody i innych elektrod lampy, mających potencjał dodatni w stosunku do grzejnika. Wskutek tego, że bezwładność cieplna grzejnika jest stosunkowo niewielka emitowany przez niego strumień waha się w takt zmian napięcia żarzenia (z częstotliwością dwukrotnie większą niż sieć) i wskutek tego w obwodzie anodowym otrzymujemy prąd tętniący. Zjawisko to jest również najgroźniejsze w pierwszych stopniach wzmacniacza.

Należy zauważyć, że pojawiający się w ten sposób przydźwięk w stopniach z indywidualnym automatycznym napięciem siatek sterujących bywa tym silniejszy, im wyższe jest napięcie, tzn. im wyższe jest napięcie między katodą a grzejnikiem. Katoda znajdując się bardzo blisko grzejnika i mając w stosunku do niego potencjał dodatni dość silnie przyciąga elektrony przez niego promieniowane. Oczywiście jest, że im wyższy jest potencjał katody i im większy strumień elektronów promieniuje grzejnik, tym silniejszy jest przydźwięk.

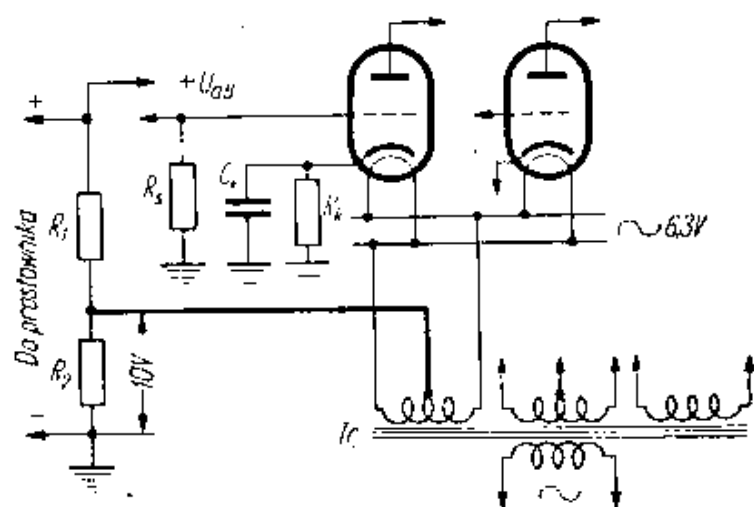
Przydźwięk wywoływany przez grzejniki można skutecznie osłabić doprowadzając do grzejników potencjał dodatni w stosunku do katod (lub ujemny na katody w stosunku do grzejników). Aby to uzyskać, należy odłączyć uzwojenie żarzenia lamp od bieguna ujemnego prostownika (chassis wzmacniacza) i podłączyć do dzielnika napięć  $R_1$   $R_2$  (rys. 47), włączonego na całe napięcie prostownika. Wartości oporników  $R_1$  i  $R_2$  tworzących dzielnik dobiera się w ten sposób, aby na oporniku  $R_2$  można było otrzymać napięcie rzędu 10 V. Takie napięcie przewyższa wartości napięcia, zazwyczaj stosowane w obwodach wzmocnienia napięciowego, tj. gwarantuje utrzymanie ujemnego potencjału na katodach lamp w stosunku do grzejników. Działanie ujemnych napięć na siatki sterujące nie ulega przy tym żadnym zmianom.

Zmniejszenie emisji elektronów z grzejników lamp wzmacniacza napięciowego, a wskutek tego i osłabienie przydźwięku sieci na wyjściu można również otrzymać przez obniżenie napięcia żarzenia lamp do  $5,5 \div 5,6$  V (zamiast nominalnego 6,3 V). Istotnego zmniejsz-

szenia wzmocnienia przy tym nie ma, a zwłaszcza jeśli stopnie te mają większe oporności w obwodach anodowych.

Zmniejszeniu przydźwięku sprzyja również uziemienie środka uzwojenia żarzenia lamp w transformatorze zasilającym. Jeżeli stosuje się w stopniach końcowych lampy bezpośrednio żarzone uzwojenie żarzenia tych lamp powinno mieć wyprowadzony środek.

Wskazemy jeszcze szereg środków pozwalających obniżyć przydźwięk sieci. Praktyka wskazuje, że przy zastosowaniu w pierwszych stopniach lamp z wyprowadzeniem siatki sterującej umieszczonym na bańce przydźwięk jest mniejszy niż przy zastosowaniu



Rys. 47. Układ dla otrzymania ujemnego potencjału na katodach lamp w stosunku do grzejników

lamp z wyprowadzeniem siatki w cokole (lepiej np. zastosować lampę 6Ж7 niż 6Ж8). Oprócz tego wyprowadzenie siatki na wierzchu bańki lampy powinno być ekranowane stalową czapczką (kapą), a przewód do siatki musi być zaekranowany. Kapę łączymy z ekranem, a ten — z chassis wzmacniacza.

Stosując w pierwszym stopniu triodę można utrzymać poziom przydźwięku kilka (5 — 7) razy niższy niż przy pracy stopnia z pentodą.

Ze względu na zmniejszenie przydźwięku sieci we wzmacniaczach z dużymi współczynnikami wzmocnienia nie należy wykorzystywać chassis wzmacniacza jako przewodnika. Wszystkie „minusowe” części obwodów układu należy montować przewodem izolowanym i łączyć je z chassis w jednym punkcie. Należy przy tym starać się, aby dokonać tego podłączenia w różnych punktach i ostatecznie podłączyć tam, gdzie przydźwięk okaże się najmniejszy.

We wzmacniaczach wielostopniowych, dających duże wzmocnienie, w celu zmniejszenia przydźwięku zasilanie żarzenia lamp

pierwszych stopni niekiedy bywa dokonywane przez prostowniki selenowe.

**Wzbudzanie się wzmacniaczy.** Jak podano uprzednio, wzmacniacze z ujemnym sprzężeniem zwrotnym niekiedy wzbudzają się (powstają drgania pasożytnicze) wskutek tego, że dla różnych częstotliwości we wzmacniaczu otrzymujemy różne przesunięcia fazowe, dla niektórych częstotliwości to sprzężenie zwrotne może okazać się dodatnim.

Zjawisko wzbudzania się może powstać i we wzmacniaczach (szczególnie o dużym wzmocnieniu), w których nie ma specjalnego obwodu sprzężenia zwrotnego, a nawet we wzmacniaczach z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, bez udziału obwodu sprzężenia. Wzmacniacz może wzbudzić się dlatego, że zachodzi w nim niepożądane (pasożytnicze) sprzężenie zwrotne dodatnie obwodu anodowego lampy któregośkolwiek stopnia z obwodem siatkowym jakiegokolwiek lampy, które pracują w poprzedzających stopniach (rzadko tej samej lampy). Wzmacniacz pracuje przy tym nienormalnie i w głośniku pojawia się dźwięk o jakiejś stałej częstotliwości (mający najczęściej charakter gwizdu), a odtwarzaniu towarzyszą silne zniekształcenia. Jeśli drgania pasożytnicze powstają w zakresie częstotliwości nadakustycznych, to chociaż ich nie słyszemy, są one jednak przyczyną powstawania zniekształceń nieliniowych.

W wielu przypadkach przyczyny powstawania takiego wzbudzenia są bardzo podobne do przyczyn powstawania przydźwięku sieci. Na przykład dodatnie sprzężenie zwrotne, prowadzące do wzbudzenia, może powstać wskutek oddziaływania zewnętrznego pola rozproszenia magnetycznego transformatora sieciowego lub pola magnetycznego albo elektrycznego obwodów wyjściowych wzmacniacza na obwody wejściowe. Ekranowanie obwodów wejściowych pomagające w walce z przydźwiękiem sieci (w szczególności transformatora mikrofonowego), a następnie racjonalne rozmieszczenie części oraz prawidłowy montaż wzmacniacza w wielu przypadkach pozwalają uchronić się przed wzbudzeniem. Na przykład nie należy montować we wzmacniaczu z dużym wzmocnieniem stopnia końcowego blisko pierwszych stopni, ponieważ ich wzajemne położenie stwarza korzystne warunki dla powstania pasożytniczego

sprzężenia zwrotnego. Przewody połączeniowe, a zwłaszcza w pierwszych stopniach, powinny być możliwie krótkie. Pomaga temu również ekranowanie transformatora wyjściowego.

**Sprzężenie zwrotne przez źródła zasilania.** Czasami, a nawet wówczas, gdy przy montażu wzmacniacza m. cz. zachowano wszelkie środki konieczne dla uniknięcia możliwości powstania sprzężeń pasożytniczych, może ono jednak powstać przez ogólne źródła zasilania stopni wzmacniacza. Zjawisko to można wytłumaczyć w następujący sposób.

Podczas pracy wzmacniacza prądy anodowe wszystkich jego stopni zmieniają się z częstotliwością wzmacnianych drgań. Ponieważ źródła napięć anodowych mają pewną oporność wewnętrzną, napięcia z nich odprowadzane wahają się. Innymi słowy, na ich zaciskach powstają składowe zmienne napięcia. W związku z tym, że w najszerszych granicach zmieniają się prądy płynące ze źródła do stopni końcowych, wartości składowych zmiennych na zaciskach źródeł napięcia zależą głównie od tych stopni. Składowe zmienne dostają się do obwodów anodowych lamp stopni poprzedzających, a stąd do obwodów siatek lamp stopni z nimi sprzężonych. W ten sposób zachodzi sprzężenie zwrotne między stopniami. Jeśli oporność wewnętrzna źródeł zasilania jest dostatecznie duża, to składowe zmienne powstające na nich i dostające się jako napięcia sprzężenia zwrotnego na stopnie poprzedzające mogą okazać się tak duże, że zaistnieją warunki dla powstania drgań własnych w obwodach. Wzbudzenie oczywiście powstaje w tych przypadkach, gdy sprzężenie zwrotne będzie dodatnie.

Należy zauważyć, że w tych warunkach wzmacniacze zwykle wzbudzają się nawet przy braku zmiennego napięcia na ich wejściu. Wszelkie przypadkowe zmiany prądów w obwodach anodowych prowadzą do zmiany napięć na zaciskach źródeł napięć anodowych i następnie do zmiany napięcia na stopniach poprzedzających, które dają impuls do powstania drgań własnych w układzie.

**Usuwanie sprzężenia zwrotnego przez źródła zasilania.** Dodatnie sprzężenie zwrotne przez źródło napięć anodowych udaje się niekiedy usunąć, bocznikując je kondensatorem o dostatecznie wielkiej pojemności. Włączenie takiego kondensatora, mającego

dla prądów małej częstotliwości stosunkowo małą oporność, zmniejsza składową zmienną napięcia między zaciskami źródła zasilania, a tym samym likwiduje sprzężenie zwrotne między stopniami. W ten sposób często udaje się usunąć wzbudzenie we wzmacniaczach małej mocy, zasilanych z baterii suchych, których oporność wewnętrzna może być dość duża.

Wzbudzenie wzmacniacza m. cz. zasilanego przez prostownik z filtrem jednoczłonowym może być czasami usunięte przez powiększenie pojemności kondensatora wyjściowego tego filtru.

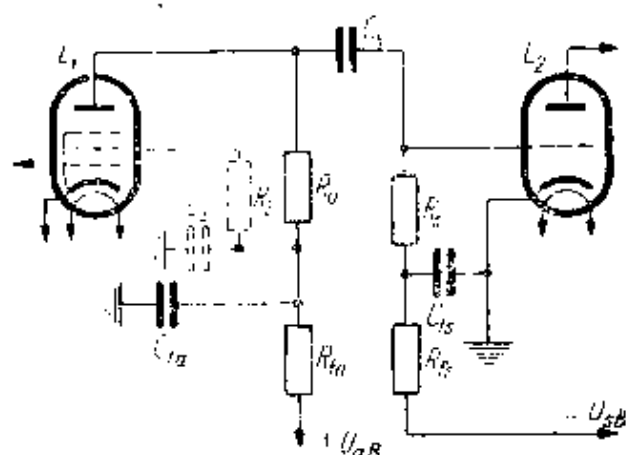
Zastosowanie do zasilania wzmacniaczy m. cz. prostowników z filtrami wieloczłonowymi zapewnia zwykle bardziej stabilną pracę wzmacniaczy i czyni je mniej skłonnymi do wzbudzeń. Przy tym sposobie zasilania obwody anodowe różnych stopni są oddzielone od siebie dławikami lub opornikami członów filtru, które przeszkadzają przenikaniu zmiennych składowych m. cz. z obwodów anodowych jednych stopni do obwodów drugich. Na przykład w układach na rysunku 45a i b na kondensatorze  $C_1$  tworzy się składowa zmienna napięcia m. cz. wskutek zmian prądu anodowego stopnia końcowego, tj. pojawia się pewne tętnienie napięcia zasilającego o częstotliwości wzmacnianych prądów. Pulsacje te dostają się do stopni poprzedzających przez następne człony filtru, które zmniejszają amplitudę tętnień w ten sam sposób, jak zmniejszały przydźwięk sieci. Widzimy więc, że pod tym względem układ z rysunku 45c daje lepsze wyniki niż układy z rysunku 45a i b, ponieważ w układzie tym na drodze prądu tętniącego z obwodu anodowego stopnia końcowego do obwodów anodowych stopni poprzedzających znajduje się i dławik  $D_1$  i opornik  $R_1$ .

W celu zapobieżenia wzbudzeniu wzmacniaczy m. cz. zasilanie obwodu anodowego każdego ze stopni odbywa się przez indywidualny filtr, złożony z opornika  $R_{fa}$  i kondensatora  $C_{fa}$  (rys. 48). Filtry te utrudniają przenikanie składowych zmiennych napięcia m. cz. z obwodów anodowych jednych lamp do obwodów anodowych drugich przez źródło zasilania, osłabiając tym samym możliwe sprzężenia zwrotne przez nie i poprawiają stabilność pracy wzmacniacza. Filtry takie nazywamy odsprzegającymi. Kondensatory tych filtrów mają zwykle pojemność rzędu dziesiątych części mikrofaradów (niekiedy kilku mikrofaradów), a oporność rzędu tysiąca albo kilku tysięcy omów. W pewnych przypadkach, kiedy prąd

anodowy stopnia jest dość wielki i niedopuszczalny jest znaczny spadek napięcia stałego na filtrze odsprzęgającym, stosuje się w nim zamiast opornika — dławik.

Należy zauważyć, że filtry odsprzęgające stopni wzmacniaczy, zasilanych z prostowników, jednocześnie są filtrami, które zmniejszają przydźwięk sieci.

We wzmacniaczach wielostopniowych o dużym wzmocnieniu, w którym napięcie ujemne na siatki lamp różnych stopni uzyskuje



Rys. 48. Układ filtrów odsprzęgających

się ze wspólnego źródła, w celu zapobieżenia powstania sprzężeń zwrotnych przez to źródło dołącza się również w obwody siatek sterujących lamp filtry odsprzęgające tak, jak pokazano to na rys. 48 ( $R_{10}$ ,  $C_{12}$ ).

Na zakończenie dodamy, że niekiedy w stopniach wzmacniaczy (szczególnie w końcowych — dużej mocy) powstają drgania pasożytnicze na bardzo

wysokich częstotliwościach, odpowiadających zakresowi fal ultra-krótkich. Drgania te mogą powstać wówczas, gdy pojemności międzyelektrodowe lamp razem z pojemnościami montażu i indukcyjnościami przewodów tworzą obwody drgań, nastrojone na takie częstotliwości, przy czym zachodzą sprzyjające warunki generacji drgań w tych obwodach. Przewidzenie zawczasu możliwości powstawania takich drgań jest rzeczą praktycznie niemożliwą. Skutecznym środkiem do walki z powstawaniem drgań jest zwiększenie tłumienia obwodów drgań pasożytniczych. Praktycznie można tego dokonać przez szeregowo włączenie w obwody siatek lub anod stopni, w których powstają takie drgania, oporników o oporności rzędu kilkudziesięciu lub kilkuset omów lub małych dławików wielkiej częstotliwości.

# ERRATA

Strona	Wiersz		Jest	Powinno być
	od góry	od dołu		
52		5	$R$	$R_a$
68	13		$R_c$	$R_3$
68	14		$C_c$	$C_3$
68		11	$R_{sz}$	$R_{s2}$
75	18		$C_c$	$C_3$
85	12		$Dl_a$	$L_a$
85	15		$Dl_a$	$L_a$
86	8		$C_u$	$C_u$
106	1		$s_1$	$a_1$
122	3		$\varrho_a$	$\varrho_{a\beta}$
129	2		$I$	$L_1$
142		8	przypadku kondensator $C_1$ powinien mieć pojemność 0,05 $\mu\text{F}$	ciach niż przy wyższych. W ten sposób człon $C_1 R_2$ może stać się