

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ



1. Praca jest prawem, obowiązkiem i sprawą honoru każdego obywatela. Pracą swoją, przestrzeganiem dyscypliny pracy, współzawodnictwem pracy i doskonaleniem jej metod lud pracujący miast i wsi wzmacnia siłę i potęgę Ojczyzny, podnosi dobrobyt narodu i przyspiesza całkowite urzeczywistnienie ustroju socjalistycznego.

2. Przodownicy pracy otoczeni są powszechnym szacunkiem narodu.

3. Polska Rzeczpospolita Ludowa coraz pełniej wprowadza w życie zasadę: „od każdego według jego zdolności, każdemu według jego pracy”.

[Art. 14 Projektu Konstytucji Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej].

Nr 2
1952

T R E Ś Ć Z E S Z Y T U:

Rola inteligencji technicznej w ZSRR	37
Dr inż. STEFAN WĘGRZYN — Regulacja stałej czasowej wzmacniaczy napięcia stałego ze sprzężeniem zwrotnym oraz jej zastosowanie w elektronowych układach stabi- lizacyjnych	39
Dr inż. JÓZEF LENKOWSKI — Ścisłe wyrażenie na krzywą rezonansową	43
Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI — Możliwości nowych sposo- bów strojenia	51
Projektowanie wzmacniaczy pośredniej częstotliwości . . .	62
Biuletyn Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji	69
Przegląd Bibliograficzny Telekomunikacji	—

Redaktor Naczelny: mgr inż. Stefan Darecki

Komitet Redakcyjny: inż. J. Górnicki, inż. S. Jasiński, mgr inż. H. Kowalski, mgr inż. J. Szczekowski.

Wydawca: Naczelna Organizacja Techniczna, W-wa, Czackiego 3/5

Nakład: 2.000 egz. format A 4 obj. 4 ark., papier druk. sat. V kl. 70 gr

Adres Redakcji: Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70.

Adres Administracji: Warszawa, Czackiego 3/5, telef. 895-10/15 wew. 51.

W A R U N K I P R E N U M E R A T Y:

	Normalna	Ulgowa
Rocznie	Zł 72.—	Zł 36.—
Kwartalnie	Zł 18.—	Zł 9.—
Pojedynczy numer	Zł 6.—	Zł 3.—

PRZEGLĄD TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCIJ TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Rola inteligencji technicznej w ZSRR*)

Mówiąc o roli inteligencji technicznej w ZSRR nie należy zapominać, że początek jej jest związany z inteligencją rosyjską z czasów caratu. Imiona i czyny dekabrystów są znane, swoje postępowe przekonania odpokutowali na szubienicach, w więzieniach i sybirze. Liczni pisarze, uczeni, poeci byli duchowymi ojcami obecnej inteligencji technicznej ZSRR; imiona Czernyszewskiego, Dobrolubowa, Radiszczewa, Niekrasowa znajdują obecnie oddźwięk w jej sercach, a dzieła ich są czytane i komentowane. Wszystkim znane są imiona Puszkina i Lermontowa: za swoje postępowe przekonania byli prześladowani przez carat, a śmierć przedwczesna była skutkiem ich nieugiętego stanowiska. Cały szereg uczonych o sławie światowej niejednokrotnie akcentował swoje nieprzejednane stanowisko w stosunku do samowładztwa. Znałe są represje w stosunku do szeregu profesorów (Popow, Mendelejew i wielu innych) za ich sympatie dla robotników, walczących o lepsze jutro. Inteligencja rosyjska w przeważającej części stanęła po stronie Rewolucji Październikowej i rozpoczęła pracować pod przewodnictwem Rządu Radzieckiego i Partii.

W chwili obecnej nowe kadry inteligencji powstają głównie z klasy robotniczej i chłopskiej. Dostęp do wyższych studiów ma 1.200.000 młodzieży — ten pęd masowy i możliwości nauki są charakterystyczne dla Związku Radzieckiego. Oczywiście i za carskich czasów byli wielcy uczeni z tej sfery, przykładem syn rybaka, akademik Łomonosow, ale to były jednostki na miliony. Dziś, kto ma zdolności, otrzyma wyższe wykształcenie. Inteligencja techniczna ZSRR

wykuwa się zasadniczo w wyższych szkołach technicznych. Specjalnie uzdolnieni mają możliwość dalszych studiów w charakterze aspirantów, liczba ich, ze względu na wielkie znaczenie dla nauki i techniki ostatnio poważnie wzrosła. Związek Radziecki nie żałuje na ten cel dużych dotacji pieniężnych, aby umożliwić specjalnie uzdolnionej młodzieży powiększenie swych kwalifikacji.

Olbrzymią rolę mają wieczorowe wyższe szkoły techniczne (W.T.U.Z.) przy wielkich fabrykach. Robotnik ma możliwość, nie przerywając pracy w ciągu 5-6 lat studiów uzyskać dyplom. Jako inżynier przedstawia on dla przemysłu być może nawet większą wartość od absolwenta normalnej uczelni, ze względu na praktyczną znajomość produkcji. Co prawda, kończy przeciętnie 50%, ale i kto nie skończy uczelni, podwyższa jednak swoje kwalifikacje.

Następnie, nie trzeba zapominać, że technika idzie olbrzymimi krokami naprzód, inżynier polegający na багаżu uczelnianym po 5 — 6 latach pozostaje w tyle. Środkiem paradyzmu mogą być jedynie należycie zorganizowane kursy dla podwyższenia kwalifikacji technicznych; pozwala to na utrzymanie twórczego, a nie mechanicznego charakteru pracy inżyniera. Kursy, nie odrywając inżyniera od produkcji, dają mu jednocześnie możliwość kroczenia cały czas naprzód, zgodnie z rozwojem techniki. Celem jest zwiększenie produkcji przy jednoczesnym zmniejszeniu robocizny; osiąga się to przez wprowadzenie mechanizacji i automatyzacji, co, oczywiście, ma swoje odbicie w charakterze organizacji nauczania na kursach. Dziś, coraz bardziej żyjemy w czasach, kiedy granice między pracą fizyczną a umysłową zacierają się — robotnik z obsługującego maszynę staje się jej kierownikiem. Nie da się to jednak osiągnąć

*) Streszczenie referatu wygłoszonego przez akademika E. A. Czudakowa w dn. 27.X.51 r. w Naczelnej Organizacji Technicznej, Warszawa, Czackiego 3/5.

bez rozwinięcia inicjatywy wśród personelu niższego; należy rozumieć działanie, a nie tylko mechanicznie obsługiwać urządzenie techniczne: osiąga się to na specjalnych kursach dla robotników.

Oczywiście, że zasadniczo inteligencja techniczna wychodzi z wyższych uczelni, ale nie oznacza to, że jest kastą zamkniętą dla innych; wielu nowatorów zajmuje poczesne miejsce w jej szeregach. Jasną rzeczą jest, że nieraz robotnik robi przewrót w technice, czego przykładem może być chociażby zwiększenie szybkości skrawania na tokarkach. Ruch ten, jak wiadomo, wyszedł z grona tokarzy, a dopiero później pracownicy naukowcy, inżynierowie włączyli się do samego zagadnienia przez poszukiwanie odpowiednich gatunków stali, specjalnych kształtów narzędzi do obrabiarek itd. Dlatego też nowatorzy są mile widziani w stowarzyszeniach technicznych i ich doświadczenie daje wiele korzyści pozostałym członkom. Ogromne znaczenie posiada należyte ustosunkowanie się nauki do zagadnień praktycznych i najbardziej cenne są te prace naukowe, które można wykorzystać dla celów utylitarnych. Radziecka Akademia Nauk zrozumiiała to i w rządzie swoich zakładów ma również dział nauk technicznych, gdzie są rozpatrywane zagadnienia z dziedziny mechaniki, automatyki, metalurgii, górnictwa, budowy maszyn, energetyki i inne. Poraz pierwszy w świecie zagadnienia naukowe zostały związane bezpośrednio w jednej instytucji z praktycznymi. Z tego przykładu korzysta i Polska. W powstającej Akademii Nauk ma być uwzględniony dział techniczny. Oczywiście, dalsze rozpracowywanie poszczególnych zagadnień ma miejsce w specjalnych Instytutach, działalność których jest popierana i hojnie subsydiowana przez państwo. To powiązanie nauki z życiem zyskało ogromnie w ostatnich czasach: uczeni Leningradu zainicjowali akcję mającą na celu podjęcie nowych zobowiązań celem wspólnego rozpracowywania szeregu problemów z przemysłem, z czego korzyść jest obopólna. Nie trzeba sądzić, że sprawa odrazu dała się zorganizować ku zadowoleniu wszystkich — pracownik naukowy jest na ogół zakochany w swoim temacie, z trudnością da się od niego oderwać i zmienić planowanie na inne. Dało się to osiągnąć jednak przez nawiązanie kontaktów z przemysłem, czego przykładem jest Instytut Fizyki Technicznej: po zapoznaniu się z szeregiem zakładów produkcyjnych znalazł w terenie tyle interesujących zagadnień, że sam wystąpił z wnioskiem zmian pierwotnie opracowanego planu na nowy. Na czele stowarzyszeń naukowych znajduje się Naukowe Stowarzyszenie Techniczne (Ni To), poza tym istnieje szereg stowarzyszeń specjalnych. Statuty 1931 roku przewidywały jako naczelny obowiązek podwyższenie kwalifikacji technicznych (bagaż naukowy szybko się staje przestarzały) i pomoc przemysłowi; obecnie na pierwszym miejscu stawia się jednak wprowadzenie nowej techni-

ki, na drugim podwyższenie kwalifikacji. Do chwili obecnej istniało 27 stowarzyszeń, okazało się jednak, że szereg zagadnień jest tak ściśle związanych, że się rozczłonkować nie da. Np. Instytut Budowlany i Instytut Materiałów Budowlanych złożyły się w jeden, gdyż trudno budować bez znajomości materiałów i nie sposób typować odpowiednich materiałów bez pojęcia o budowie.

W chwili obecnej liczba Instytutów z 27 została zmniejszona na 15. Co się tyczy środków finansowych, to stowarzyszenia korzystają ze składek członkowskich i pomocy Państwa. Plan prac Instytutów jest zatwierdzany przez Wszechzwiązkową Radę Techniczną. Członkami rzeczywistymi są inżynierowie i nowatorzy, przewodniczy członek Akademii lub członek korespondent; w ten sposób niejako Akademia Nauk sprawuje pieczę nad Instytutami naukowo-badawczymi. Oszczędności, jakie Państwo zawdzięcza działalności Instytutów, stowarzyszeń, przemysłu, wynosiły w r. 1949 — 500.000.000 rubli, a w r. 1950 — 1.200.000 rubli i liczby te stale rosną, przy czym są brane pod uwagę tylko nowe usprawnienia. Jaka waga przywiązuje się do podwyższenia kwalifikacji przy pomocy kursów i wykładów świadczy liczba 20—30 milionów słuchaczy: stowarzyszenia opłacają również koszty dysertacji. Oto parę korzyści spowodowanych działalnością inteligencji technicznej: 1) wprowadzenie mechanizacji w rebrze lasów siedmiokrotnie podniosło wydajność pracy, zmniejszyło do minimum procent odpadków i liczbę pasów w lasach, 2) w budowie maszyn w porównaniu z rokiem 1913 w roku 1950 osiągnięto 120-krotnie zwiększenie ich produkcji, przy czym zjawili się nowe urządzenia bardziej skomplikowane i zautomatyzowane, 3) walcownie są całkowicie zmechanizowane, 4) w górnictwie podwyższono wydajność przez wprowadzenie kombinów, 5) roboty ziemne zmechanizowano, przykładem jest karczarka kopaczka o pojemności kosza 14 m³, a obecnie w próbach 30 m³, 6) rolnictwo otrzymało wiele maszyn, co pozwoliło na takie snotegowanie wydajności, o jakim za czasów carskich nawet marzyć nie było można, 7) mechaniczne sadzenie lasów i zbiór bawełny, 8) zmechanizowanie budowy tam i kanałów i wiele, innych ulepszeń.

Żyjemy w czasach, kiedy jedne maszyny fabrykują drugie. W automatycznej fabryce tłoków wystarczy jeden kierownik, a formowanie, odlewanie, mechaniczna obróbka, ważenie tłoka, a nawet opakowanie odbywa się bez udziału człowieka — same maszyny to wykonują, a tylko kontrolę przeprowadza się za pomocą przyrządów na tablicach. Wydajność turbin doprowadzono do 93%, nowe prace powiększą do 95% — są to nowe miliony kilowatogodzin zaoszczędzonych. W zakresie automobilizmu z niczego w r. 1913 wytworzył się ogromny przemysł, zajmujący w dziale traktorów pierwsze, a samochodów drugie miejsce w świecie.

Celem referatu jest zapoznanie Kolegów Polaków z osiągnięciami Związku Radzieckiego, pomoc w rozwoju przemysłu w Polsce, możliwość uniknięcia popemnianych błędów w Związku Ra-

dzieckim oraz życzenie, aby współpraca na polu nauki i techniki przyniosła jak najwięcej korzyści jednej i drugiej stronie.

streścił mgr inż. A. Giedroyc.

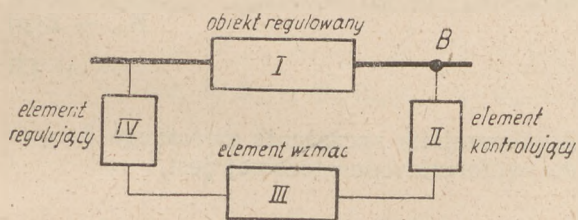
Dr inż. STEFAN WĘGRZYN

621.314.12

Regulacja stałej czasowej wzmacniaczy napięcia stałego ze sprzężeniem zwrotnym oraz jej zastosowanie w elektronowych układach stabilizacyjnych

1. Założenia ogólne

W elektronowych układach stabilizacyjnych działających na zasadzie automatycznej regulacji zawsze można wyróżnić zamknięty obwód regulacyjny. Najczęściej spotykany typ takiego obwodu (zwłaszcza odnośnie stabilizacji generatorów prądu stałego i zmiennego) pokazany jest ogólnie na rys. 1.



Rys. 1. Schemat ogólny (uproszczony) obwodu automatycznej regulacji.

W obwodzie tym zmiany wielkości stabilizowanej (np. napięcia, prądu) przekazywane są przez element kontrolujący na element wzmacniający; po wzmocnieniu przekazane zostają na element regulujący, który z kolei oddziałuje w odpowiedni sposób na obiekt regulowany. W układzie takim, podobnie jak np. w układach lampowych ze sprzężeniem zwrotnym, mogą w pewnych warunkach powstać drgania oscylacyjne względnie relaksacyjne. Teoretyczna analiza pracy takich układów regulacyjnych jest już opracowana, podano również warunki ich stabilności. Dla określenia tego warunku konieczna jest znajomość przebiegu krzywej Nyquist'a dla otwartego obwodu regulacji, względnie funkcji przejścia poszczególnych elementów, co w wielu wypadkach jest jednak praktycznie trudne do znalezienia. Dlatego w wykonaniu praktycznym takiego układu korzystne jest zapewnienie sobie możliwości prostego regulowania stałej czasowej jakiegoś elementu bez zmiany jego przekładni ustalonej.

W pracy niniejszej pokazano, jak do tego celu można wykorzystać sprzężenie zwrotne w elemencie wzmacniającym, który normalnie jest wzmacniaczem prądu stałego. Przedstawiono również praktycznie wykonane układy stabilizacji

zacji generatorów prądu stałego i zmiennego z zastosowaniem regulacji stałej czasowej na elemencie wzmacniającym.

2. Stała czasowa i funkcja przejścia wzmacniaczy napięcia stałego ze sprzężeniem zwrotnym

Stany nieustalone zachodzące w czwórnikach liniowych charakteryzujemy przy pomocy tzw. funkcji przejścia. Jest to funkcja czasu $\Lambda(t)$ określająca przebieg napięcia na wyjściu danego czwórnika, wywołany przyłożeniem na jego wejście napięcia równego zeru dla wszystkich momentów czasu mniejszych od zera i równego, napięciu jednostkowemu dla wszystkich momentów czasu większych, względnie równych zeru.

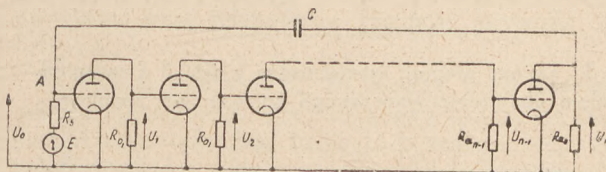
Jeżeli na wejście czwórnika o znanej funkcji przejścia $\Lambda(t)$ załączymy w chwili $t = 0$ napięcie stałe U_1 , to przebieg napięcia $U_2(t)$ na wyjściu tego czwórnika będzie określony równaniem

$$U_2(t) = U_1 \cdot K(t) \quad (1)$$

Względnie, o ile znamy U_1 i $U_2(t)$ a szukamy funkcji $K(t)$ to możemy ją znaleźć z równania

$$K(t) = \frac{U_2(t)}{U_1} \quad (2)$$

Znajdźmy funkcję przejścia n -stopniowego wzmacniacza napięcia stałego z kondensatorowym sprzężeniem zwrotnym. Schemat ideowy takiego wzmacniacza (z pominięciem baterii zasilających, anodowych i siatkowych) przedstawiony jest na rys. 2.



Rys. 2. n — stopniowy wzmacniacz napięcia stałego z kondensatorowym sprzężeniem zwrotnym.

Zakładamy, że w przedziale rozpatrywanych zmian napięć siatkowych i odpowiadających im zmian prądów anodowych pracujemy na prostoliniowych częściach charakterystyk lamp $L_1, L_2, \dots, L_n$ oraz że stałe napięcia ujemne siatkowe są dostatecznie duże, zapewniające niepojawienie się w żadnym przypadku prądów siatkowych. Oznaczenia $U_1, U_2, \dots, U_n$ i odpowiadające im zastrzałkowanie na rys. 2 odnoszą się do zmian odnośnych napięć anodowych. Poprawnie należałoby wszędzie napisać $\Delta U_1, \Delta U_2, \dots, \Delta U_n$. Dla prostoty opuszczamy to oznaczenie Δ zaznaczając, że rozpatrujemy i układamy równania tylko odnośnie przyrostów poszczególnych wartości. W rozważaniach naszych pominiemy również wpływ pojemności wewnętrznych i indukcyjności lamp oraz układu.

Jeżeli przez $S_1, S_2, \dots, S_n$ oznaczymy nachylenia charakterystyk lamp $L_1, L_2, \dots, L_n$, a przez $R_{i1}, R_{i2}, \dots, R_{in}$ — opory wewnętrzne tych lamp, to wzmocnienie dla napięcia stałego dowolnego stopnia k od 1 do n wynosi zgodnie z zastrzałkowaniem napięć na rys. 2.

$$\mu_k = \frac{U_k}{U_{k-1}} = -S_k \frac{R_{ak} R_{ik}}{R_{ak} + R_{ik}} \quad (3)$$

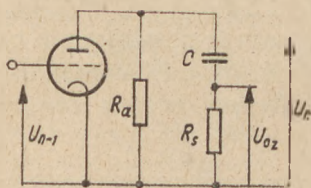
Przez μ oznaczyliśmy wzmocnienie dla napięcia stałego k -tego stopnia; oznaczając przez K_k wzmocnienie dla napięcia stałego pierwszych k stopni, otrzymamy dla całego wzmacniacza (n stopni).

$$K_n = \prod_{k=1}^n \mu_k = (-1)^n |K_n| \quad (4)$$

gdzie $|K_n|$ — bezwzględna wartość K_n .

Przechodząc teraz do znalezienia funkcji rozpatrywanego wzmacniacza zauważymy, że w obwodach pierwszych $n-1$ stopni nie ma żadnych kondensatorów ani cewek, zatem funkcja przejścia tych $n-1$ pierwszych stopni będzie wprost równa wzmocnieniu tych stopni dla napięcia stałego, to znaczy

$$K_{n-1}(p) = \prod_{k=1}^{n-1} \mu_k$$



Rys. 3. Ostatni stopień wzmacniacza z rys. 2 z uwzględnieniem obciążenia wnoszonego sprzężeniem zwrotnym.

Rozpatrując natomiast pracę ostatniego stopnia, należy uwzględnić, że równolegle z oporem R_{an} połączona jest gałąź CR , (rys. 3). Operatorowo funkcja przejścia tego stopnia jest zatem równa

$$\mu_n(p) = \frac{U_n(p)}{U_{n-1}(p)} = -S_n \frac{R_{in} Z(p)}{R_{in} + Z(p)} \quad (5)$$

gdzie

$$Z(p) = \frac{R_{an} \left(R_s + \frac{1}{pC} \right)}{R_{an} + R_s + \frac{1}{pC}} \quad (6)$$

a funkcja przejścia całego n -stopniowego wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego (punkt A nie połączony z siatką) wynosi,

$$K_n(p) = K_{n-1} \mu_n(p) = -K_{n-1} S_n \frac{R_{in} Z(p)}{R_{in} + Z(p)} \quad (7)$$

Funkcja przejścia sprzężenia zwrotnego β wyrażona w formie operatorowej jest,

$$\beta(p) = \frac{U_{oz}}{U_n} = \frac{R_s}{R_s + \frac{1}{pC}}$$

Wyrażenie to możemy przedstawić w postaci

$$\beta(p) = \frac{p}{p + \frac{1}{\tau_z}}$$

gdzie $\tau_z = RC$, stała czasowa sprzężenia zwrotnego.

Po połączeniu punktu A z siatką czyli po zastosowaniu sprzężenia zwrotnego o przekładni $\beta(p)$ funkcja przejścia wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym $K_{nz}(p)$ będzie równa,

$$K_{nz}(p) = \frac{K_n(p)}{1 - \beta(p) K_n(p)}$$

Wstawiając do tego wzoru znalezione poprzednio wyrażenia na $K_n(p)$ i $\beta(p)$ otrzymujemy po prostych przekształceniach algebraicznych

$$K_{nz}(p) = \frac{-K_{n-1} S_n R_{in} R_{an} (1 + p\tau_z)}{pC(R_{an} R_{in} + R_{in} R_s + R_{an} R_s + S_n K_{n-1} R_s R_{in} R_{an}) + R_{in} + R_{an}}$$

Wyrażenie to możemy znacznie uprościć. Zauważmy bowiem, że w przypadku wzmacniaczy omawianego typu, wyraz $S_n K_{n-1} R_s R_{in} R_{an}$ jest dużo większy od wyrazów $R_{in} R_s$ i $R_{an} R_s$, nawet dla $K_{n-1} = 1$ i będzie również dużo większy od wyrazu $R_{an} R_{in}$ o ile R_s będzie spełniać warunek

$$R_s \gg \frac{1}{S_n |K_{n-1}|} \quad (8)$$

Przy założeniu wartości nachyleń charakterystyk lamp stosowanych w tych wzmacniaczach w granicach od 1 mA/V do 15 mA/V dla skrajnego nawet, jak poprzednio przypadku

$$K_{n-1} = 1,$$

sprowadzi się to warunku

$$R_s \gg (1000 \Omega + 70 \Omega) \quad (9)$$

O ile zatem dobierzemy R_s tak, aby był spełniony warunek (8), co jak widać z nierówności (9) jest już spełnione dla R_s rzędu kilkudziesięciu k Ω , to wyrazy R_{an} , R_s , R_{in} , R_s , R_{an} , R_{in} występujące w mianowniku wyrażenia na $K_{nz}(p)$, możemy opuścić. Wówczas otrzymamy,

$$K_{nz}(p) \approx \frac{-K_{n-1} S_n R_{in} R_{an} (1 + p\tau_z)}{pC S_n K_{n-1} R_s R_{in} R_{an} + R_{in} + R_{an}}$$

Względnie, dzieląc licznik i mianownik przez $R_{in} + R_{an}$ i uwzględniając równość (3) i (4).

$$K_{nz}(p) \approx \frac{K_n (1 + p\tau_z)}{1 - K_n p\tau_z}$$

Przechodząc z tej formy operatorowej na czasową

$$K_{nz}(t) = K_n - K_n \left(1 + \frac{1}{K_n}\right) e^{-\frac{t}{K_n \tau_z}}$$

Wyrażenie to możemy jeszcze uprościć pomijając wyraz $\frac{1}{K_n}$ jako dużo mniejszy od 1, wówczas otrzymamy

$$K_{nz}(t) = K_n \left(1 - e^{-\frac{t}{K_n \tau_z}}\right)$$

względnie przedstawiając w innej postaci

$$K_{nz}(t) = K_n \left(1 - e^{-\frac{(-1)^n t}{\tau}}\right) \quad (10)$$

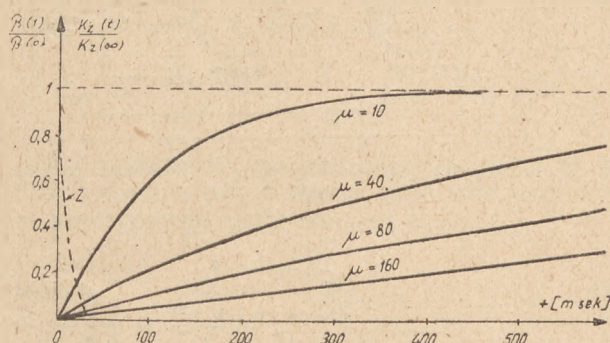
gdzie $\tau = |K_n| \tau_z = |K_n| \cdot CR_s$,

$$a \quad K_n = \prod_{k=1}^n \left(-S_k \cdot \frac{R_{ak} R_{lk}}{R_{lk} + R_{ak}}\right)$$

Otrzymany wzór (10), podaje przebieg funkcji przejścia n -stopniowego wzmacniacza napięcia stałego o wzmacnieniu K_n , pracującego z kondensatorowym sprzężeniem zwrotnym między ostatnim i pierwszym stopniem, przy czym stała czasowa sprzężenia zwrotnego $\tau_z = CR_s$.

Rozpatrzmy otrzymany wynik zakładając, a) że n jest liczbą nieparzystą, b) że n jest liczbą parzystą.

a) Dla n nieparzystych, to znaczy przy zastosowaniu sprzężenia zwrotnego obejmującego nieparzystą ilość stopni, wartość funkcji przejścia $K_{nz}(t)$ ze wzrostem t dąży do wartości K_n . Widzimy więc że wzmacnienie dla stanu ustalonego $K_{nz}(\infty) = K_n$, jest więc niezależne od wielkości kondensatora C . Natomiast stała czasowa wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym $\tau = CR_s$, K_n jest wprost proporcjonalna do wielkości kondensatora i tyle **razy większa od stałej czasowej sprzężenia zwrotnego, ile wynosi wzmacnienie objętych sprzężeniem stopni**. Dla lepszego zilustrowania tych wyników przedstawiono na rys. 4 n. p. przebieg funkcji przejścia jednostopniowych wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym o wzmacnieniu 10, 40, 80, 160. Stała czasowa zastosowanego w tych wzmacniaczach sprzężenia zwrotnego $\tau_z = R_s C$ jest dla wszystkich wzmacniaczy stała i wynosi 10 m/sek.



Rys. 4. Funkcje przejścia jednostopniowych wzmacniaczy o różnych wzmacnieniach μ z kondensatorowym sprzężeniem zwrotnym o $t = 10$ m/sek. Krzywa z — funkcja przejścia sprzężenia zwrotnego.

Funkcje tego typu co przedstawione na rys. 4 można scharakteryzować przy pomocy tak zwanego czasu narastania. Jest to czas w którym funkcja zmienia się od 0,1 do 0,9 swej wartości

ustalonej. Dla funkcji typu $\left(1 - e^{-\frac{t}{a}}\right)$ ($a =$ liczba dodatnia) ten czas narastania wynosi 2,2 a . W omawianym zatem przypadku (n nieparzyste) czas narastania będzie wynosił, 2,2 $CR_s |K_n|$.

b) Dla n parzystych, to znaczy przy zastosowaniu sprzężenia zwrotnego obejmującego parzystą ilość stopni wzmacniacza, funkcja przejścia $K_{nz}(t)$ ze wzrostem t rośnie nieograniczenie. Wskazuje to na fakt, że w tym przypadku w układzie mogą powstać relaksacje o częstotliwości uwarunko-

wanej stałą czasową $\tau |K_n| \cdot CR_s$ i zakresem liniowości poszczególnych elementów układu. Dla uniknięcia wzbudzenia samego elementu wzmacniającego musimy zatem sprzężeniem tego typu objąć nieparzystą ilość stopni.

3. Warunek stabilnej pracy układu automatycznej regulacji

Jeżeli charakterystyki przejścia poszczególnych elementów obwodu regulacji przedstawionego na rys. 1 oznaczmy przez $K_1(p)$, $K_2(p)$, $K_3(p)$, $K_4(p)$, to warunek stabilnej pracy można określić z równania

$$1 + K_1(p) K_2(p) K_3(p) K_4(p) = 0$$

Jeżeli mianowicie żaden z pierwiastków tego równania nie posiada części rzeczywistej dodatniej, to zapewniona jest stabilna praca układu

sujący posiada dużą indukcyjną stałą czasową) przez odpowiednie dobranie funkcji przejścia elementu wzmacniającego tzn. $K_3(p)$. Funkcja ta, jak pokazaliśmy, jest typu

$$\frac{K_n (1 + p\tau_z)}{1 - K_n p\tau_z}$$

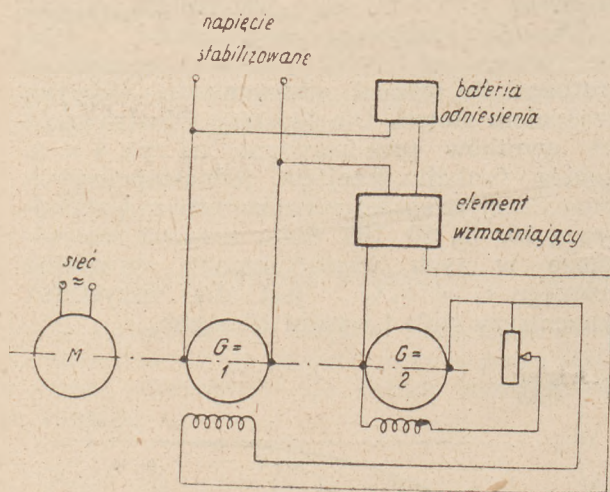
może być zatem regulowana wielkością stałej czasowej sprzężenia zwrotnego oraz ilością stopni objętych sprzężeniem. Korzyści, jakie daje tego typu regulacja, są następujące:

- Zastosowane sprzężenie zwrotne nie zmienia wielkości wzmocnienia elementu wzmacniającego dla napięcia stałego, natomiast zmniejsza wzmocnienie parazytowych napięć zmiennych.
- Potrzebne w pewnych przypadkach duże stałe czasowe elementu wzmacniającego można osiągnąć przy pomocy sprzężenia zwrotnego $R_s C$ o stosunkowo małej stałej czasowej. Stała czasowa wzmacniacza jest bowiem iloczynem stałej czasowej sprzężenia zwrotnego i wzmocnienia.

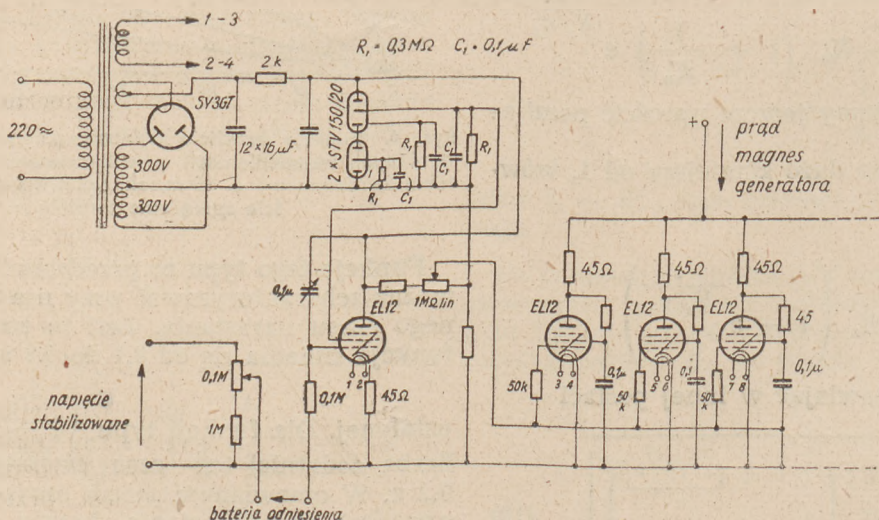
4. Układy stabilizacji elektronowej napięcia generatorów prądu stałego i zmiennego

Na rys. 5 pokazany jest uproszczony schemat układu stabilizacyjnego napięcia generatora prądu stałego. Jest to tzw. układ z baterią odniesienia.

W układzie tym wzbudnica G_2 pracuje na szeregowo połączone uzwojenie magnesujące generatora stabilizowanego G_1 i ostatni stopień elementu wzmacniającego tak, że prąd magnesujący generatora stabilizowanego jest jednocześnie prądem anodowym ostatniego stopnia wzmacniacza. Jest to wzmacniacz napięcia sta-



Rys. 5. Układ stabilizacji napięciowej generatora prądu stałego.



Rys. 6. Schemat elementu wzmacniającego układu automatycznej regulacji napięcia generatora prądu stałego.

Warunek ten praktycznie może być osiągnięty w pewnych przypadkach (zwłaszcza odnośnie układów stabilizacyjnych generatorów prądu stałego i zmiennego, których uzwojenie magne-

łego sterowany różnicą napięcia stabilizowanego i napięcia baterii odniesienia. Zwiększenie się napięcia stabilizowanego, a więc zwiększenie się tej różnicy, powoduje zmniejszenie prą-

du anodowego ostatniego stopnia wzmacniacza, czyli prądu magnesującego generatora G_1 , a więc powoduje zmianę działającą w kierunku obniżenia siły elektromotorycznej stabilizowanego generatora.

Odwrotnie, obniżenie napięcia stabilizowanego powoduje zwiększenie prądu magnesującego, więc podwyższenie siły elektromotorycznej generatora.

Na rys. 6 pokazany jest schemat elementu wzmacniającego tego układu wykonany w Zakładzie Elektrotechniki Politechniki Śląskiej dla zespołu: Generator prądu stałego G_1 o mocy 5,5 kW, 220 V, wzbudnica G_2 o mocy 0,5 kW i napięciu 550 V, w którym właśnie zastosowane sprzężenie zwrotne zapewniło stabilną pracę układu.

Dr inż. JÓZEF LENKOWSKI

Politechnika Gdańska, Zakład Radiotechniki.

621.396.611.1

Ścisłe wyrażenie na krzywą rezonansową

STRESZCZENIE:

Poprzez analizę ścisłych wyrażeń na admitancję zredukowaną obwodów rezonansowych dochodzi się do ilościowego określenia błędu popełnionego przez zastosowanie formy $Y = \omega_r C (d + j\beta)$. Ponadto zostaje stwierdzone, że nawet w pobliżu rezonansu formuła wyżej przytoczona nie daje się zastosować, z wyjątkiem obwodu rezonansowego ze stratami równoległymi, niezależnymi od częstotliwości.

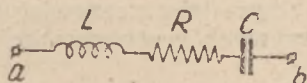
1. Wstęp

Ze względu na bardzo duże już rozpowszechnienie uniwersalnej krzywej rezonansowej w odniesieniu do pojedynczego obwodu *), ważne jest stwierdzić zakres stosowności jej względnie popełniany błąd.

2. Ścisłe wyrażenia na admitancję zredukowaną obwodów rezonansowych

2.1. Obwód rezonansowy szeregowy

Rozważmy układ rezonansowy szeregowy, przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Obwód rezonansowy szeregowy.

$$\hat{Z}_{ab} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

Wprowadzając definicję pulsacji rezonansowej $\omega_r^2 \cdot LC = 1$

(1)

*) Jedno z najwcześniejszych ujęć krzywej uniwersalnej: Selectivity: a simplified mathematical treatment. Bayley. P.I.R.E. May 1931.

Przeciętne ujęcie w chwili obecnej: Filtry wstęgowe wielkiej częstotliwości. J. Lenkowski, Przegląd Telekomunikacyjny. 1949. Nr 6-7.

Obwód automatycznej regulacji napięcia generatora prądu zmiennego różni się tym od obwodu generatora prądu stałego, że występuje w nim dodatkowo przed elementem wzmacniającym i baterią odniesienia element prostujący. Wykonane układy stabilizacyjne dla jednostek rzędu 3 kVA wzbudzały się w jeszcze większym stopniu niż układy z generatorami prądu stałego. I w tym przypadku można było osiągnąć stabilną pracę przez odpowiednie sprzężenie zwrotne elementu wzmacniającego.

W zakończeniu uważam za swój miły obowiązek złożyć podziękowanie mgr inż. Z. Bartowski za umożliwienie przeprowadzenia części pomiarów związanych z powyższą pracą w laboratorium kontroli D.Z.W.U.R. a ob. W. Pacześniowskiemu za pomoc techniczną przy montażu prototypów urządzeń przedstawionych w tej pracy.

otrzymamy

$$\hat{Z}_{ab} = R + j \frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega} L$$

Dzieląc przez $\omega_r L$ obie strony,

$$\hat{z}_{ab} = \frac{\hat{Z}_{ab}}{\omega_r L} = \frac{R}{\omega_r L} + j \frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega \omega_r}$$

Wprowadzimy tu definicję współczynnika strat (odwrotności dobroci), jako stosunek oporu szeregowego przy pulsacji ω do $\omega_r L$,

$$d_L = \frac{R}{\omega_r L} \quad (2)$$

Otrzymamy wówczas ostatecznie

$$\hat{z}_{ab} = d_L \frac{\omega}{\omega_r} + j \frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega \omega_r} \quad (3)$$

tj. wyrażenie na impedancję zredukowaną $\hat{z}_{ab}$.

2.2. Obwód rezonansowy równoległy ze stratami równoległymi

Obecnie możemy od razu napisać wyrażenie na admitancję zredukowaną układu stanowiącego parę dualną, układu rozpatrzonego poprzednio. Układ ten jest przedstawiony na rys. 2.

$$\hat{Y}_{ab} = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}$$

$$\hat{y}_{ab} = \frac{\hat{Y}_{ab}}{\omega_r C} = d_C \frac{\omega}{\omega_r} + j \frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega \omega_r} \quad (4)$$

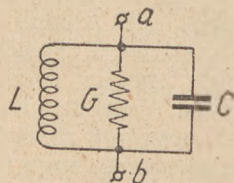
gdzie $\omega_r^2 LC = 1$

(5) gdzie

$$\text{oraz } d_c = \frac{G}{\omega C}$$

(6)

są definicjami pulsacji rezonansowej oraz współczynnika strat.



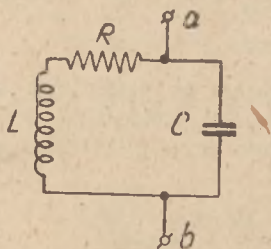
Rys. 2. Obwód rezonansowy równoległy ze stratami równoległymi.

2.3. Obwód rezonansowy równoległy ze stratami szeregowymi.

Przypadek strat szeregowych w równoległym obwodzie rezonansowym da się rozwiązać w sposób następujący:

$$Y_{ab} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C =$$

$$= \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} + j \left(\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \right)$$



Rys. 3. Obwód rezonansowy równoległy ze stratami szeregowymi.

Wprowadzamy jako definicje:

$$d_L = \frac{1}{Q_L} = \frac{R}{\omega L} \quad (7)$$

$$\text{oraz } \omega_r^2 LC (1 + d_{rL}^2) = 1 \quad (8)$$

$$\text{gdzie } d_{rL} = \frac{R_r}{\omega_r L}$$

Wówczas

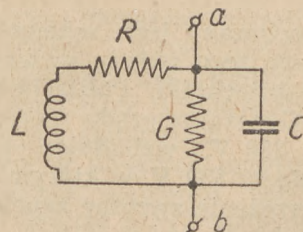
$$\bar{Y}_{ab} = \frac{1}{R(1 + Q_L^2)} + j \frac{\omega^2 LC (1 + d_L^2) - 1}{\omega L (1 + d_L^2)}$$

$$\hat{y}_{ab} = \frac{\bar{Y}_{ab}}{\omega_r C} = \frac{\omega_r}{\omega} \cdot \frac{d_L}{D} + j \frac{\omega^2 - \frac{\omega_r^2}{D}}{\omega \omega_r} \quad (9)$$

$$D = \frac{1 + d_L^2}{1 + d_{rL}^2} \quad (10)$$

2.4. Obwód rezonansowy równoległy ze stratami szeregowymi i równoległymi

Wreszcie przypadek ogólny równoczesnego występowania strat szeregowych (cewki) i równoległych (kondensatora):



Rys. 4. Obwód rezonansowy równoległy ze stratami szeregowymi i równoległymi.

$$\bar{Y}_{ab} = \frac{1}{R + j\omega L} + G + j\omega C$$

Wobec równoległego dodania przewodności G

$$\hat{y}_{ab} = \frac{\bar{Y}_{ab}}{\omega_r C} = \frac{\omega_r}{\omega} \cdot \frac{d_L}{D} + \frac{G}{\omega_r C} +$$

$$+ j \frac{\omega^2 - \frac{\omega_r^2}{D}}{\omega \omega_r}$$

$$\text{gdzie } d_L = \frac{R}{\omega L} \quad D = \frac{1 + d_L^2}{1 + d_{rL}^2}$$

$$\text{Ostatecznie, jeżeli zgodnie z (6) } d_c = \frac{G}{\omega C}$$

$$\hat{y}_{ab} = \frac{\bar{Y}_{ab}}{\omega_r C} = \frac{\omega_r}{\omega} \cdot \frac{d_L}{D} + \frac{\omega}{\omega_r} d_c +$$

$$+ j \frac{\omega^2 - \frac{\omega_r^2}{D}}{\omega \omega_r} \quad (11)$$

3. Asymetria rzeczywistych krzywych rezonansowych

3.1. Koncepcja obwodu rezonansowego o symetrycznej krzywej przepuszczania

W przeciwstawieniu do rozpatrzonych obwodów rzeczywistych, istnieje koncepcja obwodu idealnego ze stratami, posiadającego funkcję admitancji kształtu podstawowego lub kanonicznego *).

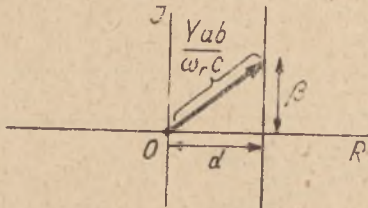
$$\hat{y}_{ab} = \frac{\bar{Y}_{ab}}{\omega_r C} = d + j\beta \quad (12)$$

*) poz. 2 z odsyłacza poprzedniego.

gdzie $d = d_l + d_c = \text{const.}$ oraz

$$\beta = \frac{2(\omega - \omega_r)}{\omega_r} \text{ i } \omega_r^2 LC = 1$$

Miejszem geometrycznym końców wektora zredukowanej admittancji, na płaszczyźnie zespolonej jest linia prosta, prostopadła do osi rzeczywistej i odległa od początku układu współrzędnych o odcinek równy d (rys. 5).



Rys. 5. Przebieg admittancji dla obwodu idealnego.

Z tej ilustracji widać od razu symetrię przebiegu funkcji admittancji względem osi rzeczywistej. Obwody rzeczywiste nie posiadają tej zalety symetrii, co jest wynikiem zmienności części rzeczywistej, jak też niesymetrycznego przebiegu części urojonej.

3.2. Pewne właściwości niesymetrycznych obwodów

Charakterystycznym objawem asymetrii krzywych rzeczywistych jest zjawisko powstania minimum admittancji dla częstotliwości różnej od rezonansowej.

Jeżeli przyjmiemy dla przypadku obwodu przedstawionego na rys. 2.

$$d_c = \text{const.} = d_{rc} \quad \frac{d}{d\omega} (d_c) = 0$$

to z przyrównania pochodnej kwadratu modułu funkcji admittancji do 0

$$\frac{d}{d\omega} |y_{ob}|^2 = \frac{d}{d\omega} \left[d_c^2 \frac{\omega^2}{\omega_r^2} + \left(\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega \omega_r} \right)^2 \right] = 0$$

otrzymamy

$$\omega_{min} = \frac{\omega_r}{\sqrt[4]{1 + d_r^2 d_c}} \quad (13)$$

$$\omega_{min} = \omega_r \sqrt[4]{\frac{(1 + d_r^2)^3}{d_c^2 + 2 d_r d_c^2 + d_r^3 + d_c^2 d_r^4 + (1 + d_r^2)^2}} \quad (15)$$

$$\text{Jeżeli znów } d_l = d_c = \text{const.}, \text{ to } \omega_{min} = \omega_r \quad (16)$$

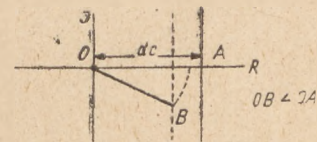
Jeżeli znów dla tego samego obwodu ze stratnością równoległą przyjmiemy, że

$$d_c = \frac{\text{const}}{\omega} = \frac{G/c}{\omega}$$

co ma miejsce przy załączeniu na dobry obwód oporu o stałej przewodności, to stwierdzimy w analogiczny sposób, że minimum admittancji znajduje się stale przy:

$$\omega_{min} = \omega_r$$

Oba powyższe wnioski z łatwością można potwierdzić, rozważwszy zachowanie funkcji admittancji na płaszczyźnie zespolonej. W przypadku $d_c = \text{const.}$ dla $\omega < \omega_r$ wielkość składowej rzeczywistej admittancji zredukowanej y_{ob} staje się mniejszą od d_c (składowa rzeczywista w rezonansie). Z drugiej strony składowa urojona jest mniejsza od zera. Dwa te czynniki, przeciwdziałając sobie, prowadzą do przesunięcia minimum modułu y_{ob} , jak widać z rys. 6.



Rys. 6. Przesunięcie modułu y_{ob} dla przypadku $d_c = \text{const.}$

Jeżeli znów $d_c = \frac{\text{const}}{\omega}$, to z wyrażenia (4)

widać, że część rzeczywista jest niezależna od ω , skąd też i brak przesunięcia minimum y_{ob} .

Obwód ze stratnością szeregową R (rys. 3) przy dodatkowym założeniu

$$d_l = \text{const.} = d_{rl} \quad \frac{d}{d\omega} (d_l) = 0$$

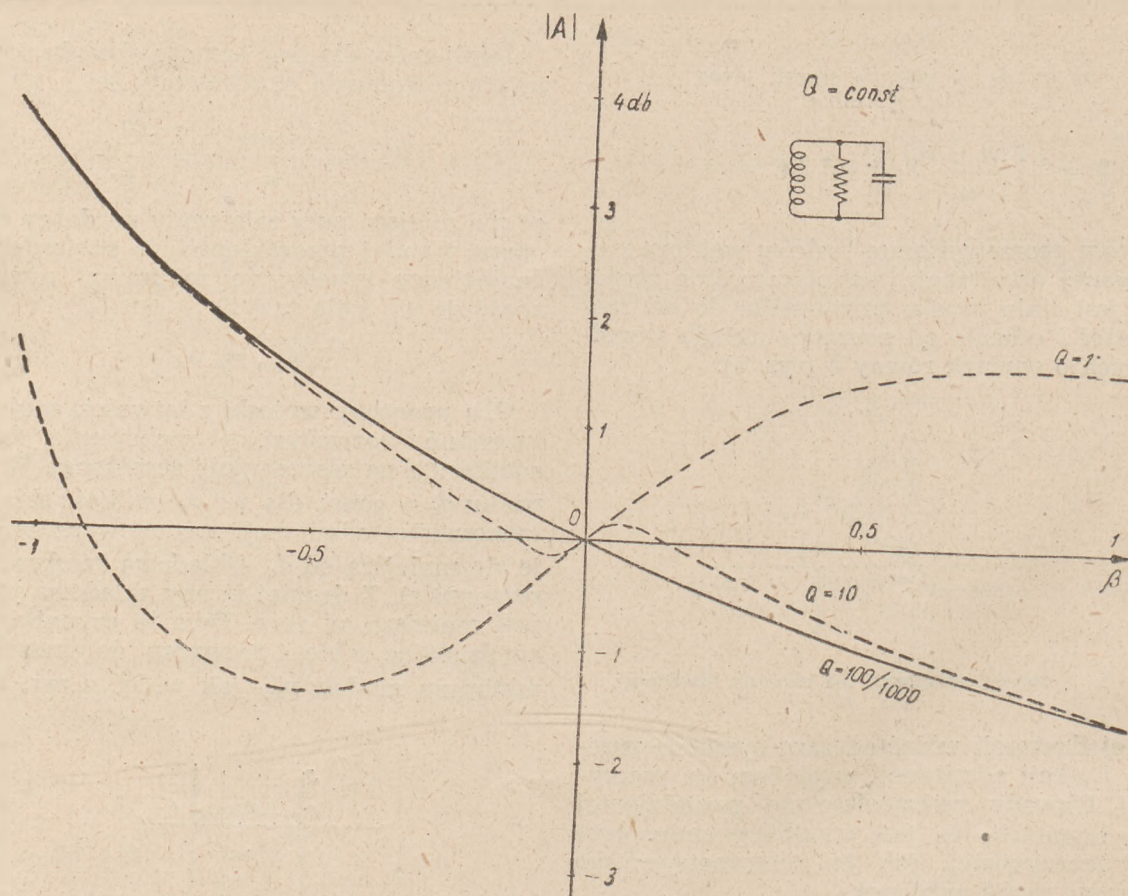
posiada minimum admittancji dla

$$\omega_{min} = \omega_r \sqrt[4]{1 + d_r^2 d_l} \quad (14)$$

Najogólniejszy przypadek obwodu o stratności szeregowej R i równoległej G , przy założeniu

$$d_l = \text{const.} = d_{rl}, \quad d_c = \text{const.} = d_{rc}$$

posiada minimum y_{ob} dla



Rys. 7. Przebieg $|A|$ w zależności od β dla obwodu ze stratami równoległymi i $Q_L = \text{const}$.

3.3 Asymetria obwodów, wyrażona w formie pewnej rodziny krzywych uniwersalnych

Celem dokładniejszego zbadania asymetrii, występującej w obwodach rzeczywistych, podzielimy zredukowaną admittance rzeczywistą przez analogiczną wielkość kształtu podstawowego (kanonicznego) (12). W tym celu najpierw musimy wprowadzić wspólną zmienną β (12) zamiast ω do wyrażen na $\hat{y}_{ab}$ poszczególnych obwodów.

$$\text{Jeżeli } \beta = \frac{2(\omega - \omega_r)}{\omega_r}, \text{ to } \omega = \omega_r \frac{\beta + 2}{2}$$

Wówczas

$$\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega \omega_r} = \frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2},$$

co się da również rozwinąć w szereg

$$\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega \omega_r} = \beta - \frac{\beta^3}{4} + \frac{\beta^5}{8} - \frac{\beta^7}{16} + \frac{\beta^9}{32} - \dots$$

(17)

Wyrażenia na $\hat{y}_{ab}$ poszczególnych obwodów przyjmą następującą postać: obwód równoległy o stratach równoległych

$$\hat{y}_{ab} = d_c \frac{\beta + 2}{2} + j \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right) \quad (18)$$

obwód równoległy o stratach szeregowych R

$$\hat{y}_{ab} = \frac{d_L}{D} \cdot \frac{2}{\beta + 2} + j \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \cdot \frac{1}{D} \right) \quad (19)$$

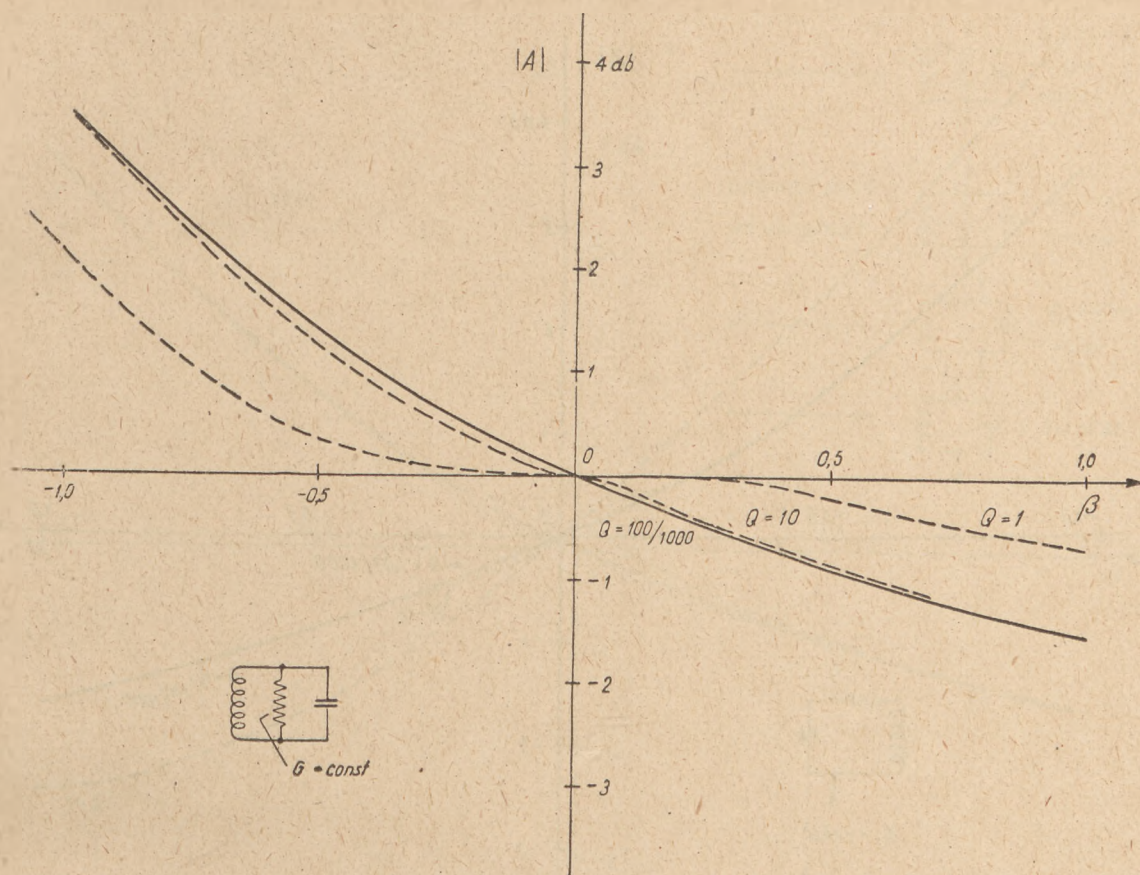
obwód równoległy o stratach szeregowych R i równoległych G

$$\hat{y}_{ab} = \frac{d_L}{D} \cdot \frac{2}{\beta + 2} + d_c \frac{\beta + 2}{2} + j \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \cdot \frac{1}{D} \right) \quad (20)$$

Stosunek admittance zredukowanej obwodu rzeczywistego do admittance kształtu podstawowego oznaczymy literą $\hat{A}$.

Dla przypadku obwodu o stratach równoległych mamy:

$$\hat{A} = \frac{d_c \frac{\beta + 2}{2} + j \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)}{d + j\beta} = |\hat{A}| \cdot e^{j\varphi}$$

Rys. 8. Przebieg $|A|$ w zależności od β dla $G = \text{const}$.

$$|A| = \sqrt{\frac{d_c^2 \left(\frac{\beta+2}{2} \right)^2 + \left(\frac{\beta-2}{2} - \frac{2}{\beta+2} \right)^2}{d^2 + \beta^2}} \quad (21)$$

zaś

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctg \frac{\frac{\beta+2}{2} - \frac{2}{\beta+2}}{\frac{\beta+2}{2} \cdot d_c} - \arctg \frac{\beta}{d} = \\ &= \arctg \frac{1}{d_c} \left[1 - \frac{4}{(\beta+2)^2} \right] - \arctg \frac{\beta}{d} \quad (22) \end{aligned}$$

Dla obwodu o stratach szeregowych R

$$\hat{A} = \frac{d_L}{D} \cdot \frac{1}{\beta+2} + j \left(\frac{\beta+2}{2} - \frac{2}{\beta+2} \cdot \frac{1}{D} \right)$$

skąd

$$|A| = \sqrt{\frac{d_L^2}{D^2} \cdot \frac{4}{(\beta+2)^2} + \left(\frac{\beta+2}{2} - \frac{2}{\beta+2} \cdot \frac{1}{D} \right)^2}{d^2 + \beta^2}} \quad (23)$$

zaś

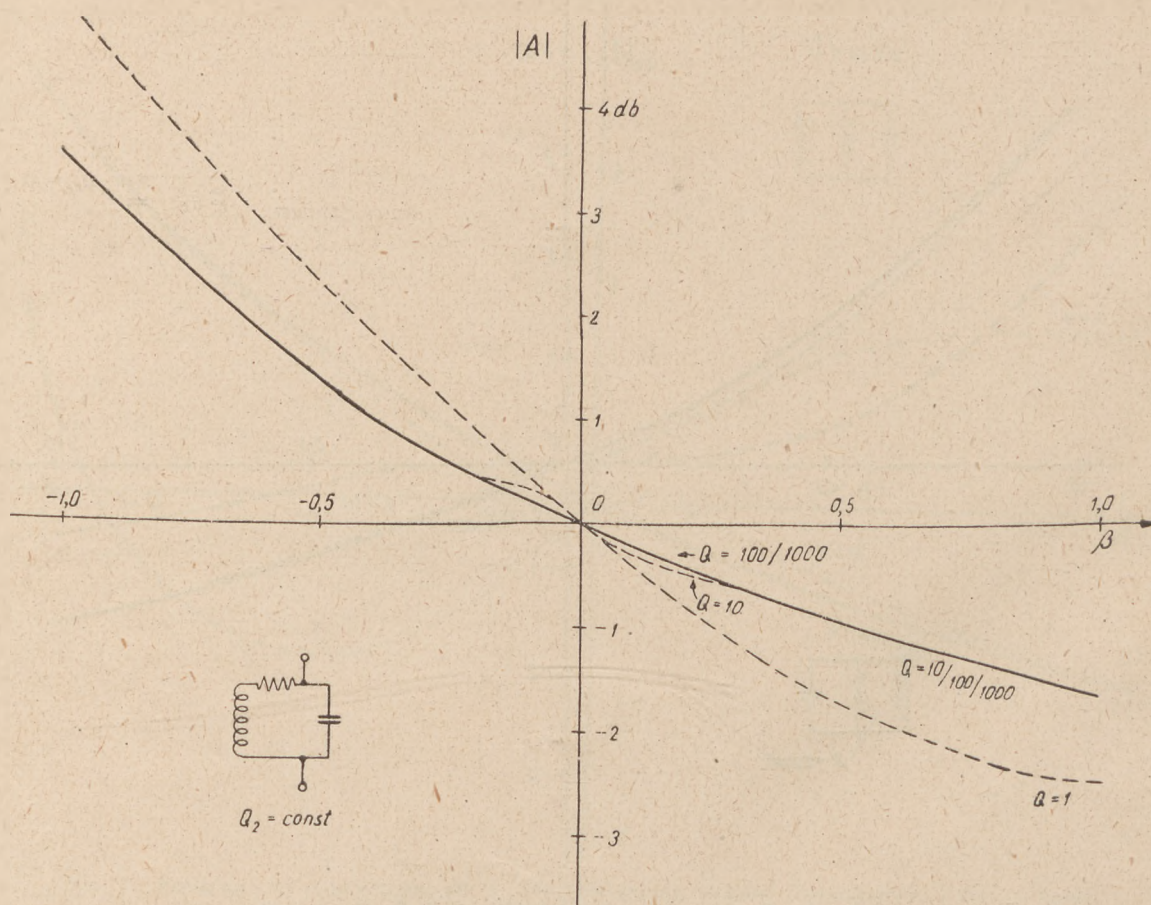
$$\varphi = \arctg \frac{1}{d_L} \left[\frac{(\beta+2)^2}{4} D - 1 \right] - \arctg \frac{\beta}{d} \quad (24)$$

Przypadek ogólny strat równoległych G i szeregowych R :

$$\hat{A} = \frac{d_L}{D} \cdot \frac{2}{\beta+2} + d_c \frac{\beta+2}{2} + j \left(\frac{\beta+2}{2} - \frac{2}{\beta+2} \cdot \frac{1}{D} \right)$$

skąd

$$|A| = \sqrt{\frac{\left(\frac{d_L}{D} \cdot \frac{2}{\beta+2} + d_c \frac{\beta+2}{2} \right)^2 + \left(\frac{\beta+2}{2} - \frac{2}{\beta+2} \cdot \frac{1}{D} \right)^2}{d^2 + \beta^2}} \quad (25)$$



[Rys. 9. Przebieg $|A|$ w zależności od β dla obwodu ze stratami szeregowymi i $Q_L = \text{const.}$

zaś

$$\varphi = \arctg \frac{D(\beta + 2)^2 - 4}{D(\beta + 2)^2 d_c + 4d_1} - \arctg \frac{\beta}{d} \quad (26)$$

We wszystkich przytoczonych formułkach d_c i d_1 są na ogół funkcjami częstotliwości, zaś $d = \text{const.}$ z definicji.

Celowe jest tutaj wprowadzić stosunek A dla admitancji zredukowanej rezonansowego obwodu równoległego bez strat. Dla takiego obwodu, oczywiście

$$\hat{Y}_{ab} = \frac{\hat{Y}_{ab}}{\omega_r C} = j \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) = j \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)$$

zaś forma podstawowa zredukuje się również do swej części urojonej

$$Y_{ab} = j\beta$$

skąd

$$A = \frac{\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2}}{\beta} = \frac{(\beta + 6)(\beta - 2)}{2\beta(\beta + 2)} \quad (27)$$

Widzimy stąd, że sama asymetria zmiennej rzeczywistej^{*)}

$$\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2}$$

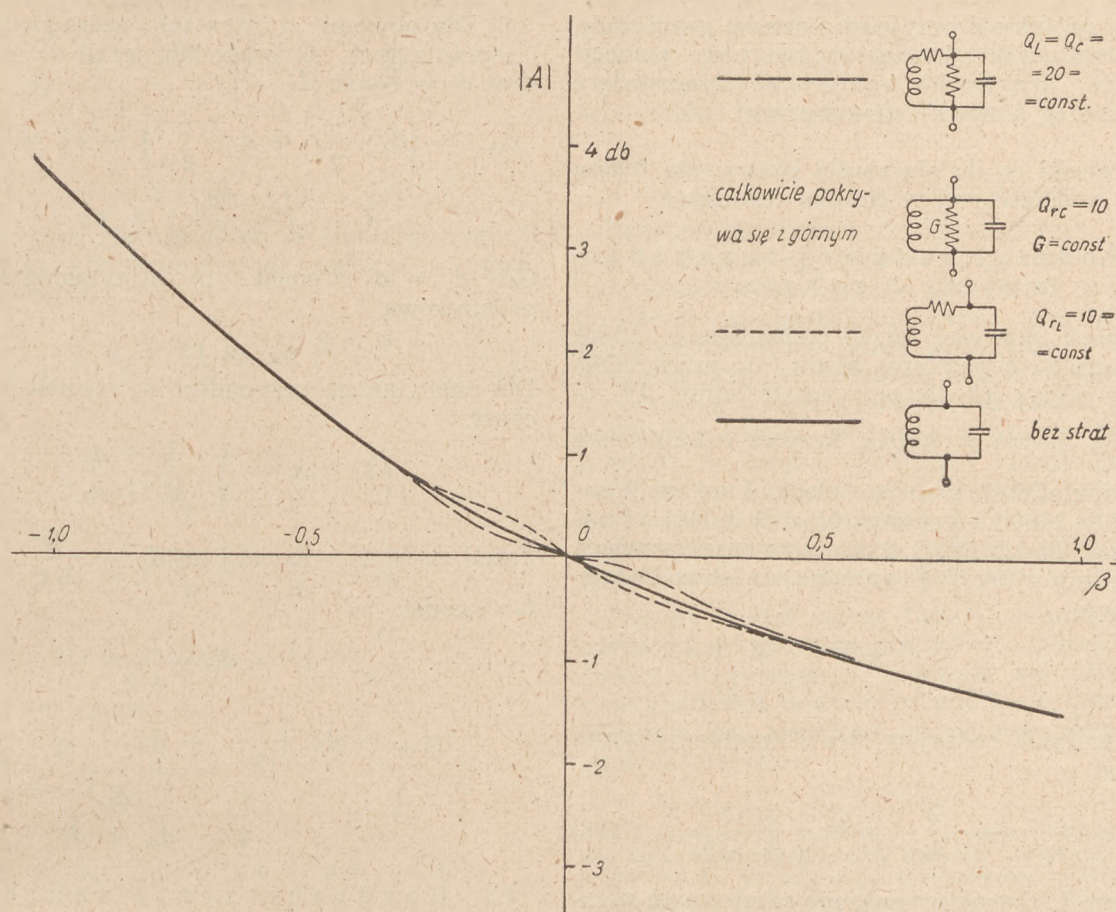
w porównaniu ze zmienną β , występującą w formie podstawowej, jest wyłączną przyczyną asymetrii krzywej rezonansowej **jedynie tylko w przypadku idealnego obwodu bezstratnego.**

Praktyczne znaczenie posiada przede wszystkim przebieg $|A|$ w zależności od β . Przytaczamy tu przypadki najbardziej typowe.

Obwód rezonansowy równoległy o stratach równoległych, gdy $d_c = \frac{1}{Q_c} = \text{const} = d$

$$|A| = \sqrt{\frac{d^2 \left(\frac{\beta + 2}{2} \right)^2 + \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)^2}{d^2 + \beta^2}}$$

*) Asymetria zmiennej rzeczywistej $\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}$ jest w istocie rzeczy tylko innym rodzajem symetrii, łatwo bowiem sprawdzić, że Y_{ab} krzywej obwodu bezstratnego będą sobie równe dla ω_1 i ω_2 , gdy $\omega_r = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ (średnia geometryczna). Zależność $Y_{ab} = j\beta$ daje znów $\omega_r = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$.

Rys. 10. Przebieg $|A|$ w zależności od β dla różnych obwodów rezonansowych.

Zmiennosc β przyjęta w granicach od -1 do $+1$. Parametr d przybiera wartości od 1 do 0,001. A jest obliczone w decybelach i przedstawione na rys. 7.

Obwód rezonansowy jak poprzednio, jednak dla $G = \text{const.}$, to znaczy $d_c = \frac{G/C}{\omega}$

$$|A| = \sqrt{\frac{d^2 + \left(\frac{\beta+2}{2} - \frac{2}{\beta+2}\right)^2}{d^2 + \beta^2}}$$

Rodzina odpowiednich krzywych zamieszczona jest na rys. 8.

Obwód rezonansowy równoległy ze stratami szeregowymi R , jeżeli $L_L = \text{const.} = d$ daje krzywe podane na rys. 9. Moduł stosunku A

$$|A| = \sqrt{\frac{d \left(\frac{2}{\beta+2} \right)^2 + \left(\frac{\beta+2}{2} - \frac{2}{\beta+2} \right)^2}{d^2 + \beta^2}}$$

3.4. Dyskusja wyników, uzyskanych w poprzednim rozdziale

Z przytoczonych powyżej wykresów stosunku modułu admitancji rzeczywistych obwodów do

admitancji kształtu podstawowego można wyciągnąć szereg wniosków, a więc:

- 1) Przy dobroci obwodu dostatecznie dużej przebieg stosunku jest identyczny dla wszystkich rozpatrywanych obwodów, co widać z zestawienia na rys. 10. Pokrywa się ten przebieg, jak można było zresztą przewidzieć, z przebiegiem obwodu bezstratnego (27). W rozpatrywanym obrębie zmienności błąd popełniony przez stosowanie formuły podstawowej (12) — zamiast wyrażenia ścisłego — jest minus 1,58 db. dla $\beta = 1$, zaś 3,52 db. dla $\beta = -1$, stąd asymetria całkowita dla $\beta = \pm 1$ jest $= 5,1$ db.
- 2) Wpływ strat zaznacza się w przebiegu krzywych A tym słabiej i na odcinku tym bardziej wąskim w otoczeniu $\beta = 0$, im Q jest większe. Odchylenia od krzywej A , omówionej w p. I. są tym większe, im Q jest mniejsze.
- 3) Przebieg krzywych A' jest niemal liniowy w okolicy rezonansu. Przebieg ten jest jednak różnorodny, zależnie od rodzaju strat, wprowadzonych do obwodu.

Jeżeli chodzi o wykorzystanie krzywych A , to oczywiście bezpośrednio z nich dla każdego konkretnego wypadku określimy zakres β , w którym błąd popełniony przez zastosowanie formy podstawowej jest mniej

szy od jakiejś przyjętej wartości granicznej. Ewentualnie również można przy pomocy tych krzywych wyrysować rzeczywisty przebieg krzywej rezonansowej.

4. Wnioski co do słuszności stosowania formy podstawowej w pobliżu rezonansu

4.1. Podział krzywej rezonansowej na 2 zakresy

Zamiast stosować formę podstawową, która prowadzi do popełnienia błędu (nie przekraczającego jednak 3,5 db. przy rozstrojeniu $\Delta f = \frac{f_r}{2}$), można wykreślić krzywą rezonansową

dużo dokładniej, stosując podział jej na 2 zakresy: 1) bliski rezonansu oraz 2) daleki od rezonansu. Obręb drugi oczywiście daje przebieg identyczny z krzywą rezonansową obwodu bezstratnego

$$\widehat{y}_{ab} = j \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)$$

dla wszelkich rodzajów strat. Przebieg modułu y_{ab} jest

$$|y_{ab}| = \frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} = \frac{(\beta + 6)(\beta - 2)}{2(\beta + 2)} \quad (28)$$

Obręb I. charakteryzuje się odmiennym przebiegiem funkcji y_{ab} dla każdego rodzaju strat. Rozwijając na szereg Maclaurin'a ściśle wyrażenia funkcji y_{ab} , otrzymamy dla: 1) obwodu o stratach równoległych G o funkcji y_{ab} podanej zależnością (18), dla $d_c = \text{const.}$

$$\widehat{y} \cong d_c \frac{2 + \beta}{2} + j\beta \quad (29)$$

Dla $d_c = \frac{G}{\omega C}$ gdzie $G = \text{const.}$

$$\widehat{y}_{ab} \cong d_{rc} + j\beta \quad (30)$$

Tutaj $d_{rc} = \frac{G}{\omega_r C}$

Dla $d_c = \text{const.}$ stosunek modułu y_{ab} do formy podstawowej jest dla $\beta \ll 1$:

$$|A| \cong \frac{2 + \beta}{2}$$

zaś dla $d_c = \frac{\text{const.}}{\omega C}$

$$|A| = 1$$

2) obwodu o stratach szeregowych R (wzór 19), jeżeli $d_l = \text{const.}$

$$\widehat{y}_{ab} \cong d_l \frac{2 - \beta}{2} + j\beta \quad (31)$$

Dla $\beta \ll 1$

$$|A| \cong \frac{2 - \beta}{2}$$

3) Dla obwodu o stratach szeregowych R i równoległych G (wzór 20), jeżeli $d_c = \text{const.}$ oraz $d_l = \text{const.}$ ($D = 1$)

$$\widehat{y}_{ab} \cong \left(d_l \frac{2 - \beta}{2} + d_c \frac{2 + \beta}{2} \right) + j\beta = d_l + d_c + \frac{d_c - d_l}{2} \beta + j\beta \quad (32)$$

Gdy $d_c = d_l = \text{const.}$, to otrzymamy formę podstawową

$$\widehat{y}_{ab} \cong j\beta$$

Dla omawianego przypadku $d_c = \text{const.}$ i $d_l = \text{const.}$

$$|A| \cong 1 + \frac{1}{2} \frac{d_c - d_l}{d_c + d_l}$$

Jeżeli znów $d_l = \text{const.}$, zaś $d_c = \frac{G}{\omega C}$, gdzie $G = \text{const.}$, to

$$d_c = d_{cr} \frac{2}{\beta + 2}$$

$$\widehat{y}_{ab} \cong d_l \frac{2 - \beta}{2} + d_{cr} + j\beta \quad (33)$$

$$|A| \cong 1 - \frac{1}{2} \frac{d_l}{d_{cr} + d_l}$$

4.2. Rozgraniczenie zakresów krzywej rezonansowej

Należy obecnie rozgraniczyć jedynie zakres pierwszy od drugiego. Stwierdziliśmy już poprzednio, że straty rzeczywiste zaznaczają swój wpływ jedynie w pobliżu rezonansu. Jest to wynikiem, oczywiście, współmierności składowej rzeczywistej y_{ab} ze składową urojoną. Zgrubsza można wobec tego stwierdzić, że obręb I charakteryzujący się właśnie przemożnym wpływem strat, zawarty jest między częstotliwościami, dla których kąt fazowy y_{ab} jest $\pm \frac{\pi}{4}$. Jest to oczywiście odpowiednik do punktów

określających szerokość wstęgi B w formie podstawowej y_{ab} .

Kolejno więc: dla przypadku strat równoległych G , gdy $d_c = \text{const.}$, mamy

$$d_c \frac{\beta + 2}{2} = \pm \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)$$

skąd

$$\beta = 2 \left(\frac{1}{\sqrt{1 + d_c}} - 1 \right)$$

Gdy znowu $d_c = \frac{G}{\omega C}$ $G = \text{const.}$, to

$$d_{rc} = \pm \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)$$

co daje $\beta_1 = d_{rc} - 2 + \sqrt{4 + d_{rc}^2}$,

$$\beta_2 = -(d_{rc} + 2) + \sqrt{4 + d_{rc}^2}$$

Dla strat szeregowych R mamy przy $d_l = \text{const.}$

$$d_l \frac{2}{\beta + 2} = \pm \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)$$

skąd

$$\beta = 2 (\sqrt{d_l \pm 1} - 1)$$

zaś dla strat równoległych R i szeregowych G występujących równocześnie, jeżeli $d_c = \text{const.}$ i $d_l = \text{const.}$

$$d_l \frac{2}{\beta + 2} + d_c \frac{\beta + 2}{2} = \pm \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)$$

skąd:

$$\beta_1 = 2 \left(\sqrt{\frac{1 + d_l}{1 - d_c}} - 1 \right),$$

$$\beta_2 = 2 \left(\sqrt{\frac{1 - d_l}{1 + d_c}} - 1 \right)$$

W końcu dla $d_l = \text{const.}$ a $d_c = \frac{G}{\omega C}$

gdzie $G = \text{const.}$

$$d_l \frac{2}{\beta + 2} + d_{rc} = \pm \left(\frac{\beta + 2}{2} - \frac{2}{\beta + 2} \right)$$

skąd

$$\beta_1 = d_{rc} - 2 + \sqrt{4 + 4d_l + d_{rc}^2},$$

$$\beta_2 = -(d_{rc} + 2) + \sqrt{4 - 4d_l + d_{rc}^2}.$$

Słuszność przyjętych granic zakresu pierwszego *) można sprawdzić, podstawiając odpowiednie wartości współczynników tłumienia i porównując wyniki z krzywymi A . Oczywiście podział ten jest przybliżony.

4.3. Zakończenie

Reasumując, poprzez analizę ścisłych wyrażeń na admitancję zredukowaną obwodu rezonansowego równoległego, doszliśmy nie tylko do ilościowego określenia błędu popełnionego przez zastosowanie formy podstawowej, ale też stwierdziliśmy, że odtwarza ona nieściśle badany przebieg nawet w pobliżu rezonansu. (Z wyjątkiem układu ze stratami wprowadzonymi przez $G_c = \text{const.}$). Ścisłejszy kształt krzywej rezonansowej dostaniemy, stosując jej aproksymację w dwu obrębach. Pierwszy obręb — przyrezonansowy — jest różny, zależnie od sposobów wprowadzenia strat rzeczywistych.

Podany został szereg funkcji admitancji dla najbardziej typowych obwodów. Obręb drugi, daleki od rezonansu, pozwala się utożsamić z przypadkiem obwodu bezstratnego, jest więc wspólny dla wszelkich sposobów dołączenia strat do obwodu.

*) Z powyższych wyników — nawiasem mówiąc — widać dużą rozbieżność między definicją szerokości wstęgi B dla układu kanonicznego a wypadkiem rzeczywistym. Zgodność da się uzyskać przy odmiennej definicji B dla wypadku rzeczywistego.

Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI

621.396.662

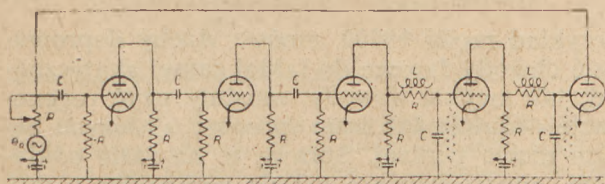
Możliwości nowych sposobów strojenia

(d. c. do str. 20 Nr 1 P./T. 1952 r.)

5. Obwody fazowe kaskadowe

Jak już wyżej zaznaczono, przyjmując obwody fazowe podane na rys. 1, 3, 5, 7 jako element jednostkowy, możemy takie układy w pewien sposób łączyć razem, tworząc w ten sposób wzmacniacze kaskadowe, analogicznie do zwykłych kaskadowych obwodów LC , szeroko dzisiaj stosowanych w radiotechnice.

Na rys. 19 pokazano dla przykładu taki układ z 3 stopniami CR według rys. 1 i z 2-ma stopniami według 3 lub 5.



Rys. 19. Kaskada obwodów CR i RC (lub LR) z lampą wzmacniającą między dwoma kolejnymi pojedynczymi obwodami CR lub RC .

Można, oczywiście, łączyć takie obwody w dowolnej kolejności i dowolnej ilości (przynajmniej teoretycznie). Rezultat, który w takim wypadku otrzymujemy, będzie następujący:

Napięcie na każdym następnym obwodzie będzie się równało

$$e_n = \mu_{n-1} J_{n-1} Z_{n-1}$$

gdzie μ_{n-1} — współczynnik wzmocnienia poprzedniej lampy,

J_{n-1} — prąd w poprzednim obwodzie, płynący w oporności (ogólnie biorąc — zespolonej) załączonej między siatką tej poprzedniej lampy a ziemią,

Z_{n-1} — oporność zespolona załączona między siatką a ziemią.

W ten sposób, jeżeli mamy n układów z początkową siłą elektromotoryczną e_0 , to napięcie na siatce ostatniej lampy będzie (biorąc

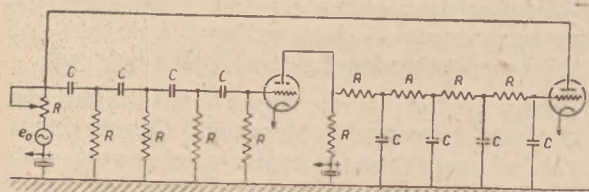
pewną ilość obwodów według rys. 1 i pewną ilość według rys. 3):

$$e_n = \frac{\mu_1 \dots \mu_{n-1} J R_1 R_2}{\left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1}\right) \left(R_2 - \frac{j}{\omega C_2}\right)} \times \dots \times \frac{1}{(1 + j R_{n-2} \omega C_{n-2})} \frac{1}{(1 + j R_{n-1} \omega C_{n-1})}$$

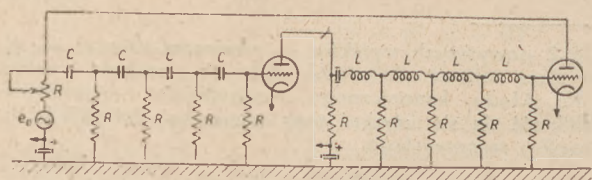
$$= \frac{\mu_1 \dots \mu_{n-1} R_1 R_2}{\left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1}\right) \left(1 + j R_{n-2} \omega C_{n-2}\right) \dots \left(R_2 - \frac{j}{\omega C_2}\right) \left(1 + j R_{n-1} \omega C_{n-1}\right) \dots}$$

$$= \left[R_1 + \frac{R_{n-2}}{C_1} + j \left(R_{n-2} \omega C_{n-2} - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] \left[R_2 + \frac{R_{n-1}}{C_2} + j \left(R_{n-1} \omega C_{n-1} - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right]$$

Jak widzimy, połączyliśmy w tym ostatnim równaniu w dzielniku pewne wyrazy (co może-



Rys. 20. Kaskada obwodów CR i HC z ograniczoną ilością lamp wzmacniających.



Rys. 21. Kaskada obwodów CR i LR .

my robić w dowolnej kolejności) tak, żeby otrzymać równania jak najwięcej podobne do równania zwykłych układów kaskadowych (dla zwykłych obwodów LC).

Jeżeli w powyższym równaniu, zamiast obwodów według rys. 3, tj. obwodów LC , użyjemy obwody LR (według rys. 5), to otrzymamy:

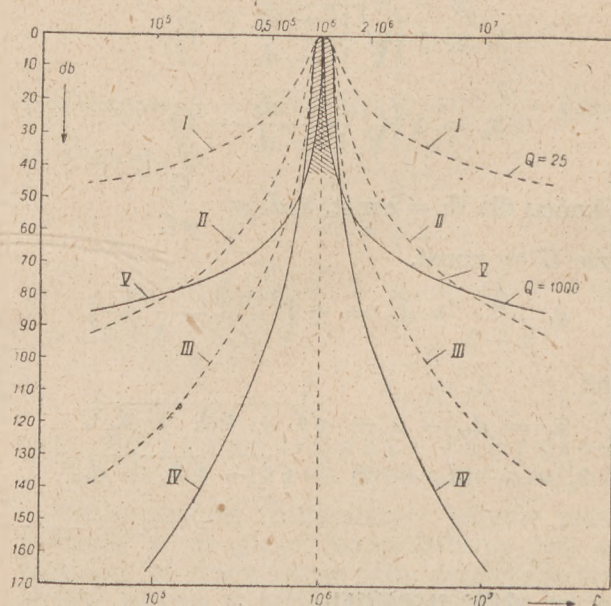
$$e_n = \frac{\mu_1 \dots \mu_{n-1} R_1 R_2}{\left[R_1 + \frac{L_{n-2}}{C_1 R_{n-2}} + j \left(L_{n-2} \omega - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] \left[R_2 + \frac{L_{n-1}}{C_2 R_{n-1}} + j \left(L_{n-1} \omega - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right]}$$

Jeżeli porównamy powyższe wzory ze zwykłymi wzorami dla kaskady zwykłych obwodów rezonansowych, to zobaczymy, że dla kaskady zwykłych obwodów rezonansowych LC otrzymamy bardzo podobne wzory, a mianowicie:

$$e_n = \frac{\mu_1 \dots \mu_{n-1} K}{\left[R_1 + j \left(L_1 \omega - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] \left[R_2 + j \left(L_2 \omega - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right] \dots \left[R_n + j \left(L_n \omega - \frac{1}{\omega C_n} \right) \right]}$$

Różnica polega zatem na dodatkowym członie tłumiącym $\frac{L_{n-2}}{C_{n-1} R_{n-2}}$. Oprócz tego, oczywiście

różnica polega na tym, że o ile w zwykłych obwodach LC używamy małe opory tłumiące, np. 5 — 20 omów (tj. $Q = 50 — 100$), to w danych przykładach obwodów RC lub $RC-LR$ używamy oporności stosunkowo duże, tj. na



Rys. 21a. Krzywe rezonansu obwodów pojedynczych LC z $Q = 25$ i $Q = 1000$ oraz dla porównania kaskada 1, 2, 3 lub 4 obwodów z $Q = 25$ w kaskadzie I — jeden obwód, II — 2 obwody w kaskadzie, III — 3 obwody w kaskadzie, IV — 4 obwody w kaskadzie.

przykład rzędu 10000 omów. A żeby doprowadzić obwody fazowe do takiej samej skuteczności, jak zwykłe obwody, musimy użyć regenerację dodatnią lub inne sposoby, o których będzie mowa poniżej. Sprawę tę na razie odkładam, chodzi bowiem przede wszystkim o wyjaśnienie pewnych właściwości obwodów fazowych i możliwość ich praktycznego użytkowania.

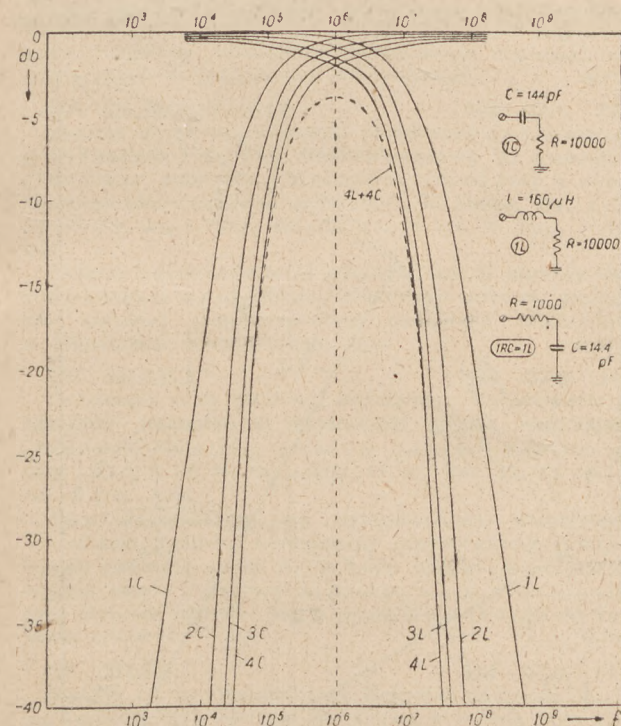
Jak widać z rys. 19, obwody kaskadowe zachowują się podobnie, jak zwykle układy LC , jednak układ z rys. 19 jest o tyle niepraktyczny, że wymaga stosowania bardzo dużej ilości lamp. Wobec tego nasuwa się sam przez się prosty wniosek, ażeby część lamp usunąć.

Otrzymamy wtedy układ z rys. 20, który, jeżeli chodzi o krzywą rezonansu, zachowuje się podobnie jak układ z rys. 19, z tą różnicą, że tłumienie więcej wzrasta (straty większe) i wzmocnienie całego wzmacniacza oczywiście jest mniejsze. Obliczenie takich układów jest bardzo skomplikowane i nieprzejrzyste. Możemy jednak zadanie to uprościć sobie, przyjmując, że mamy układ np. według rys. 19 i przeprowadzić wtedy stosunkowo proste obliczenie. Następnie możemy powiedzieć, że obliczenie to w przybliżeniu jest słuszne także dla układu z rys. 20 (jeżeli chodzi o charakter krzywych rezonansu).

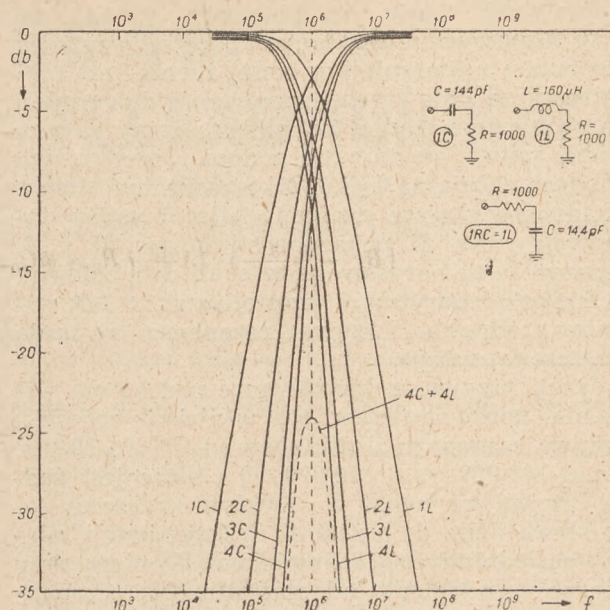
Jeżeli zamiast kondensatorów w drugim stopniu na rys. 20 użyjemy cewki, to otrzymamy układ jak na rys. 21.

W tym miejscu należy przypomnieć zasadniczą różnicę między jednym obwodem o bardzo znacznym od tłumieniu (dużym Q) z kaskadą pewnej ilości obwodów. Spójrzmy na rys. 21a.

Jeżeli weźmiemy zwykły układ rezonansowy, np. LC z $Q = \frac{L\omega}{R_0} = 25$, to otrzymamy krzywą rezonansu I.



Rys. 22. Krzywa tłumienia kaskady obwodów CR (krzywa 1c dla jednego obwodu, 2c dla dwóch obwodów w kaskadzie itd.) oraz kaskady obwodów LR (krzywe 1L dla jednego obwodu, 2L dla dwóch obwodów itd.). Krzywa 4L+4c jest krzywą kaskady z czterech obwodów CR i czterech obwodów LR . Zamiast obwodów LR mogą być użyte z tym samym skutkiem obwody RC .



Rys. 23. Krzywe tłumienia obwodów CR i LR (lub RC) w kaskadzie jak na rys. 22 jednakże przy innym stosunku

$$\frac{1}{\omega CR} \text{ i } \frac{L\omega}{R} \text{ (lub } R\omega C).$$

Jeżeli ten sam układ od tłumimy tak, żeby $Q = 1000$, co jest już praktycznie prawie niemożliwe, a w każdym razie bardzo trudne, to otrzymamy krzywą V. Jak widzimy, otrzymamy czubek bardzo ostry, biorąc praktycznie — za ostry, gdyż ucina on wyższe częstotliwości akustyczne we wstędzie modulowanych częstotliwości, zaś boki tej krzywej np. przy $f = 10^5$ lub 10^7 są mało opadające.

Jeżeli jednak weźmiemy kaskady dwóch, trzech itd. obwodów z $Q = 25$, tj. stosunkowo niedobrych obwodów, to otrzymamy: krzywą II dla dwóch obwodów ($Q = 25$) w kaskadzie. III — dla trzech i IV dla czterech obwodów.

Jeżeli teraz porównamy krzywą IV z krzywą V, to od razu widzimy korzyści kaskadowania.

Kaskadowanie daje lepszy czubek i lepsze boki, gdy tymczasem regeneracja jednego obwodu daje zbyt ostry czubek i za mało strome boki.

Nota bene, przy lekkim rozstrajaniu obwodów w kaskadzie możemy otrzymać krzywą dwu- lub trójwierzchołkową, czyli równomierniejsze przepuszczanie pewnego pasma (wstęgi) fal. Z jednym obwodem zrobić tego nie można.

Sprawy te są dobrze znane i szeroko rozpracowane teoretycznie i praktycznie (literatura — odnośnik 17).

Faktycznie każdy obecnie używany odbiornik szeroko korzysta z tych zjawisk i posiada co najmniej 5 obwodów w kaskadzie.

Krzywe, które daje każdy zwykły dobry odbiornik superheterodynowy, są jeszcze znacznie lepsze od krzywej V podanej na rys. 21a, to znaczy, czubek jest cokolwiek węższy ale różnomierniejszy, boki zaś jeszcze więcej opadające.

Powyższą teorię przypominam dlatego, że przy rozpatrywaniu podanych poniżej krzywych rezonansu najważniejszą bodaj rzeczą jest rozpatrywanie dołu tych krzywych, gdyż czubki przy obecnym stanie techniki możemy zawsze zrobić takie, jak nam się podoba. Jeżeli zatem dół jest dobry, to i wszystko może być dobre.

Oдноśne krzywe rezonansu dla obwodów fazowych z rys. 21 pokazane są na rys. 22 i 23. Krzywe te są narysowane w skali decybelowej, w funkcji logarytmów częstotliwości. Jak widzimy, одноśne krzywe rezonansu zajmują b. szeroką wstęgę.

Jeżeli krzywe te rozpatrywać pod kątem widzenia porównawczym, to, właściwie mówiąc, krzywa rezonansu z czubkiem od 10^5 do 10^7 c/s, tj. od 100 000 c/s do 10 000 000 c/s nie jest żadną krzywą rezonansu w zwykłym znaczeniu tego słowa i nie daje żadnej dyskryminacji między sąsiednimi częstotliwościami. Dopiero przy znacznym oddaleniu od częstotliwości rezonansowej następuje większe tłumienie sygnału.

Przechodząc do szczegółów rysunku 22, należy zwrócić uwagę, że krzywa 1c odpowiada

wzorowi $\frac{1}{R - \frac{j}{\omega C}}$ przy $R = 10\,000$ omów i $C = 14$ pF.

Krzywa 2c jest krzywą kaskadowo załączonych dwóch takich obwodów, tj. $\frac{1}{\left(R - \frac{j}{\omega C}\right)^2}$

Z kolei 3c jest krzywą 3-ch takich obwodów, załączonych kaskadowo, tj. $\frac{1}{\left(R - \frac{j}{\omega C}\right)^3}$ i 4c jest

krzywą 4-ch obwodów, tj. $\frac{1}{\left(R - \frac{j}{\omega C}\right)^4}$

W ten sposób krzywa 4c odpowiada górno-przepustowej charakterystyce 4-ch obwodów CR, załączonych przed siatką pierwszej lampy na rys. 20 lub 21. Jak już poprzednio zaznaczyłem, jest to tylko przybliżone obliczenie.

Z drugiej strony krzywa 1L reprezentuje funkcję $\frac{1}{(R + jL)}$ przy $R = 10\,000$ i $L = 160$ μH .

Z kolei 2L jest krzywą dwóch takich obwodów połączonych kaskadowo, czyli krzywą

$\frac{1}{(R + jL\omega)^2}$ Analogicznie, krzywa 3L będzie

krzywą $\frac{1}{(R + jL\omega)^3}$ i krzywa 4L krzywą 4-ch

obwodów, tj. $\frac{1}{(R + jL\omega)^4}$

A zatem ta ostatnia krzywa jest krzywą 4 obwodów załączonych między dwiema lampami z rys. 21.

Krzywe dla rys. 20 dla obwodów między dwiema lampami z kondensatorami będą w ten sam sposób kolejno $\frac{1}{(1 + jRC\omega)}$ (przy $R = 1000$, $C = 14,4$ μF) oraz $\frac{1}{(1 + jRC\omega)^2}$

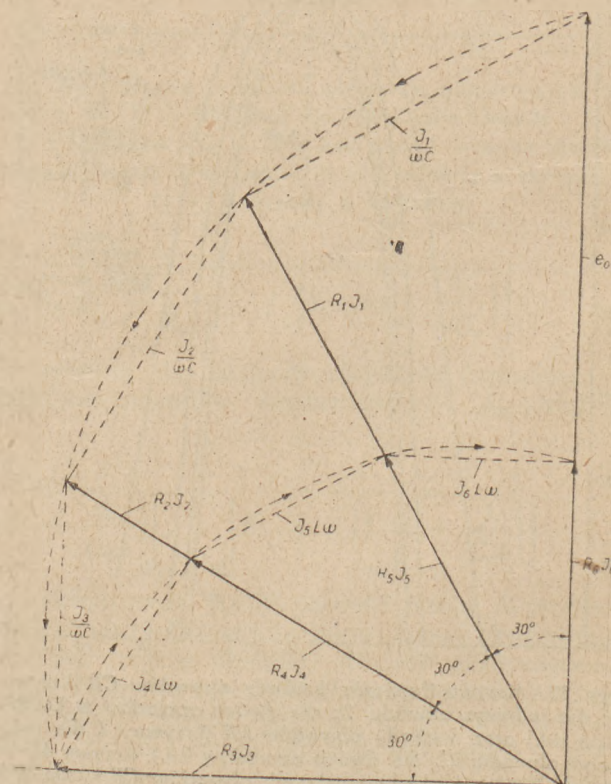
$\frac{1}{(1 + jRC\omega)^3}$ $\frac{1}{(1 + jRC\omega)^4}$

Powyższe krzywe 4L i 4C złożone razem (przez dodanie amplitud w decybelach), tj., właściwie mówiąc, przemnożone, dadzą krzywą 4L + 4C, która będzie krzywą tłumienia całego układu z rys. 20 lub 21.

Jeżeli zamiast oporników $R = 10\,000$, jak na rys. 22, użyjemy oporniki $R = 1000$, jak na rys. 23, to otrzymamy inne krzywe, i w rezultacie ogólna krzywa układu 4L + 4C będzie ostrzejsza, jednakże za cenę straty na wzmocnieniu o ok. 20 db.

Rozpatrzmy teraz, jakie przesunięcia fazowe zachodzą w układach kaskadowych opisywanego typu.

Na rys. 24 mamy wykres przesunięć fazowych i одноśnych amplitud napięć w poszczególnych stopniach układu, np. z rys. 19, jednakże z tą różnicą, że mamy tylko trzy stopnie CR, przesuwające fazę w lewo, i 3 stopnie LR (lub RC), przesuwające fazę w prawo. R_6 jest wtedy amplitudą na wyjściu i, jak widzimy, posiada tę samą fazę, co C. Należy dodać, że popełniamy tu pewną niedokładność, gdyż nie bierzemy pod uwagę odwracania fazy przez każdą lampę



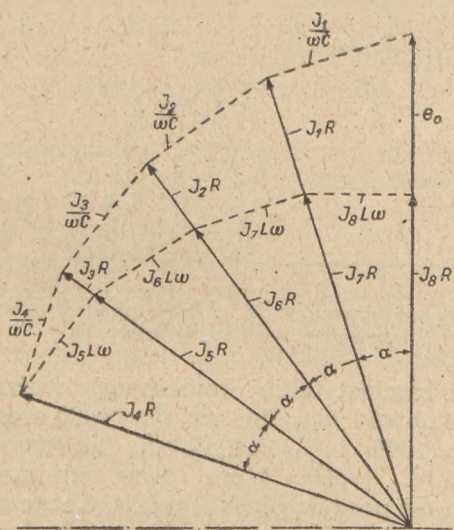
Rys. 24. Fazy w poszczególnych punktach układów CR i LR (lub RC).

elektronową o 180° . Możemy założyć jednak, że wszystkie układy są tego rodzaju (tzn. ilość lamp jest tak dobierana), żeby na wyjściu była odpowiednia faza.

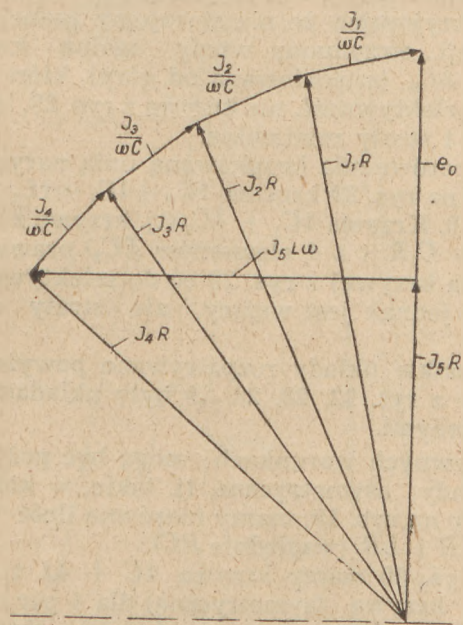
Jeżeli weźmiemy mniejsze przesunięcia fazowe w każdym stopniu, to otrzymamy np. rys. 25, gdzie mamy 4 stopnie CR i 4 stopnie LR , przy czym w kolejności idą najpierw stopnie CR a po tym stopnie LR .

Jeżeli zamiast tego będziemy układali poszczególne stopnie w takiej kolejności, żeby za każdym układem CR szedł układ LR i po tym znowu CR , to otrzymamy wykres podany na rys. 26.

Z powyższych wykresów (tj. z rys. 24, 25, 26) możemy wywnioskować, że im mniejsze jest przesunięcie fazowe w każdym pojedynczym stopniu, tym mniejsze będą straty we wzmacnieniu.

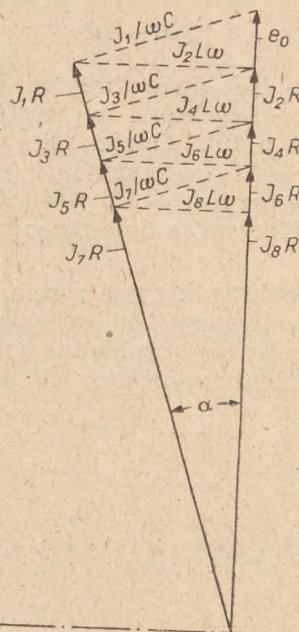


Rys. 25. Fazy obwodów CR i LR w kaskadzie.



Rys. 25a. Fazy w kaskadzie obwodów CR i LR przy nierównej liczbie obwodów CR i LR .

Tak np. amplituda $I_6 R_6$ na rys. 24 jest mniejsza od $I_8 R_8$ na rys. 25 i 26, pomimo, że w tych ostatnich figurach ogólna ilość stopni jest większa.



Rys. 26. Fazy obwodów CR i LR w kaskadzie przy innej kolejności włączonych w kaskadę elementów.

Jeżeli weźmiemy bardzo duże przesunięcia fazowe, to otrzymamy rys. 27 i, jak widzimy, amplituda na wyjściu $I_6 R_6$ będzie bardzo mała.

Powyższe pokrywa się z pracą wymienioną w odnośniku 13 (p. Literatura).

Tak np. według obliczenia w cytowanym źródle przy 3 obwodach RC napięcie na ostat-

nim stopniu wynosi $\frac{1}{29}$ przy 4-ech — $\frac{1}{18,4}$,

przy 5-ciu — $\frac{1}{15,4}$ i przy 6-ciu — $\frac{1}{14,1}$ napię-

cia na wejściu. Znaczy to, im większa jest ilość obwodów, tym mniejsze jest tłumienie, a nie odwrotnie, jakby się na pierwszy rzut oka zdawało. Odnosi się to jednak tylko do generatora fazowego według rys. 9. Znaczy to, im więcej stopni, tym mniejsze jest przesunięcie fazowe w jednym stopniu, ponieważ ogólne przesunięcie fazowe winno być zawsze 180° (warunek oscylacji).

W celu osiągnięcia płaskiego czubka lub podwójnego, jak w zwykłych filtrach wstęgowych, musimy w wyżej podanych obwodach odpowiednio rozstrajać poszczególne elementy względem siebie.

Oczywiście, we wszystkich powyższych wykresach możemy zamienić indukcyjność pojemnością, a to w ten sposób, że zamiast indukcyjności włączamy opornik, a zamiast opornika — pojemność. Rezultat, jak wynika z poprzednich rozważań, będzie ten sam.

Jak widzimy, krzywa rezonansu $4C + 1L$ jest asymetryczną. Jeżeli w układzie LR zmienimy oporność R z 1000 na $R = 10\,000$, otrzymamy krzywą z przesuniętym punktem rezonansu z punktu A do punktu B .

W ten sposób, zmieniając jeden element w całej kaskadzie obwodów, możemy przesunąć częstotliwość rezonansową w całej kaskadzie obwodów.

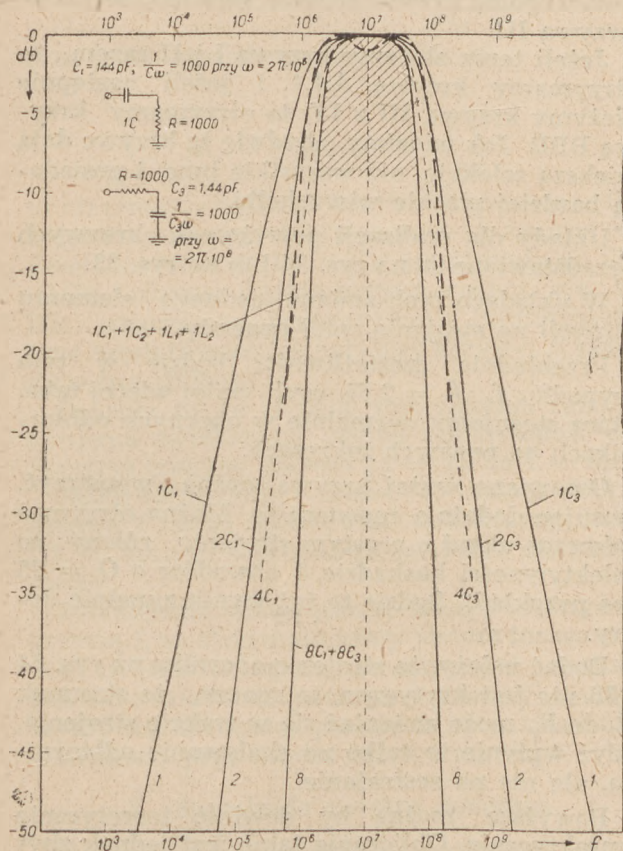
Na rys. 31 pokazano porównawczo krzywą $4C + L$ z rys. 30 oraz krzywą $1L + 1C$, przy czym czubki krzywych dla lepszego porównania zostały sprowadzone do wspólnego punktu.

Z powyższego wynika, że tego rodzaju asymetria może być pożyteczna, gdyż, jak widzimy, zwiększa selektywność, dając jednocześnie łatwość strojenia, gdyż, jak wyżej zaznaczono, zmiana jednego elementu, np. L , C lub R , pozwala na zmianę strojenia.

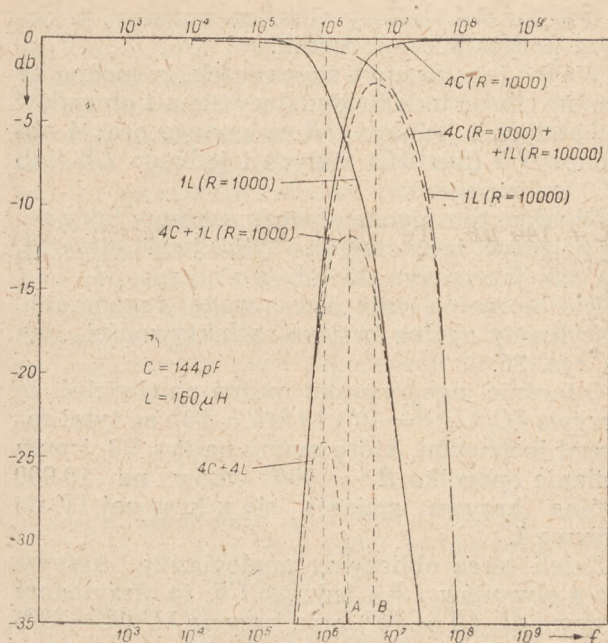
Jednakże asymetrię pożytecznej byłoby przesunąć w stronę mniejszych a nie większych częstotliwości przez zastosowanie np. schematu z rys. 32.

Układ ten może być pożyteczny jako generator, gdyż pozwala na strojenie czyli zmianę częstotliwości przez zmianę C lub R . Ilość elementów R, C może być oczywiście dowolna, przy czym ucinanie częstotliwości wyższych daje w rezultacie zmniejszenie harmonicznych.

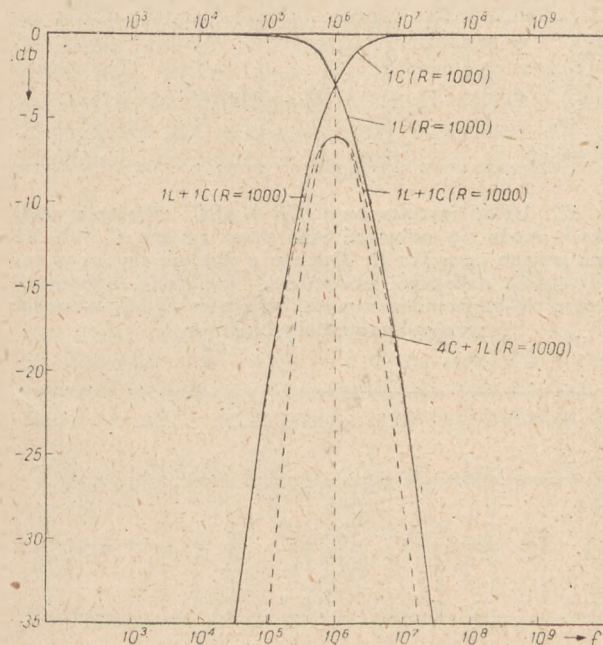
Jako rezonator układ ten jest także pożyteczny, gdyż, jak widzimy z rys. 30 i 31, daje wię-



Rys. 29. Filtr wslęgowy przy 8 obwodach CR i 8 — RC w kaskadzie.



Rys. 30. Krzywe asymetryczne kaskady obwodów RC i LR (rozszerzenie wstęgi przez zmianę oporności R z 1000 omów na 10000 omów).



Rys. 31. Porównanie krzywej symetrycznej ($1L + 1C$) z krzywą niesymetryczną ($4C + 1L$)

szą selektywność, niż układ składający się z 1 pary CR i RC .

Z rys. 30 i 31 możemy wyciągnąć pewien wniosek, a mianowicie — że zmiana jednego opornika R , na rys. 32 pozwala na przestrojenie całego zespołu z krzywej $4C + 1L$ ($R = 1000$) na krzywą $4C + 1L$ ($R = 10\,000$). Właściwie mamy tutaj rozszerzenie krzywej w jedną stronę. Jednakże jeżeli porównamy krzywą $1L + 1C$ z rys. 31 z krzywą $4C + 1L$, to widzimy, że ta ostatnia krzywa jest lepsza, gdyż otrzymujemy większą selektywność, stosując przy tym je-

den tylko strojeniowy element zmienny, w danym przypadku — opornik.

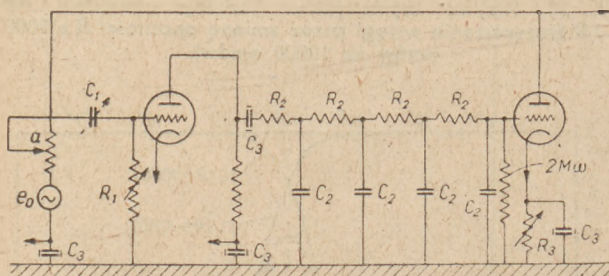
Wobec tego nasuwa się wniosek, że można by skonstruować układ składający się z 4 obwodów CR stałych i jednego CR zmiennego oraz 4 obwodów LR (lub RC) stałych i jednego LR (lub RC) zmiennego.

Obydwa te zmiennie obwody możemy tak z sobą połączyć, żeby zmieniać tylko jeden element, np. tak jak na rys. 33 lub jak na rys. 34.

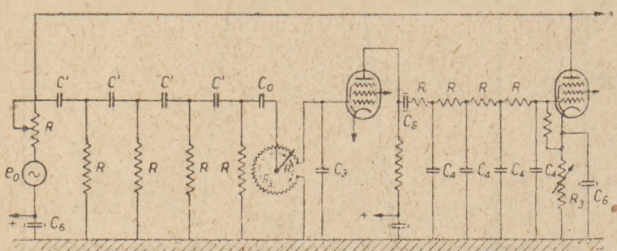
Nie biorąc na razie pod uwagę regeneracji, otrzymamy ogólne krzywe selektywności, jak na rys. 35.

Odnosnie tego rysunku można powiedzieć, że krzywa $4C$, $1L$ ($R=10^3$) i $1L$ ($R=10^4$) są tymi samymi krzywymi, które mamy na rys. 30, i przy zmianie opornika $R=1000$ omów na 10 000 ogólna krzywa zmienia się z krzywej IV na krzywą I.

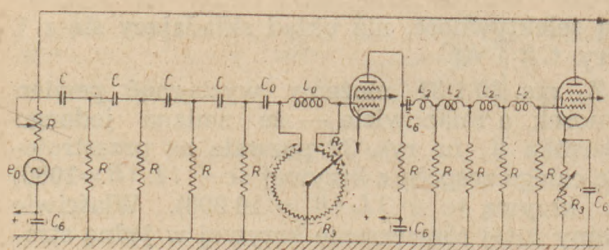
Jeżeli teraz obliczymy analogicznie krzywe dla 4 obwodów LR i jednego CR , to otrzymamy krzywą $4L$ ($R=10^3$) oraz krzywą $1C$ ($R=10^3$)



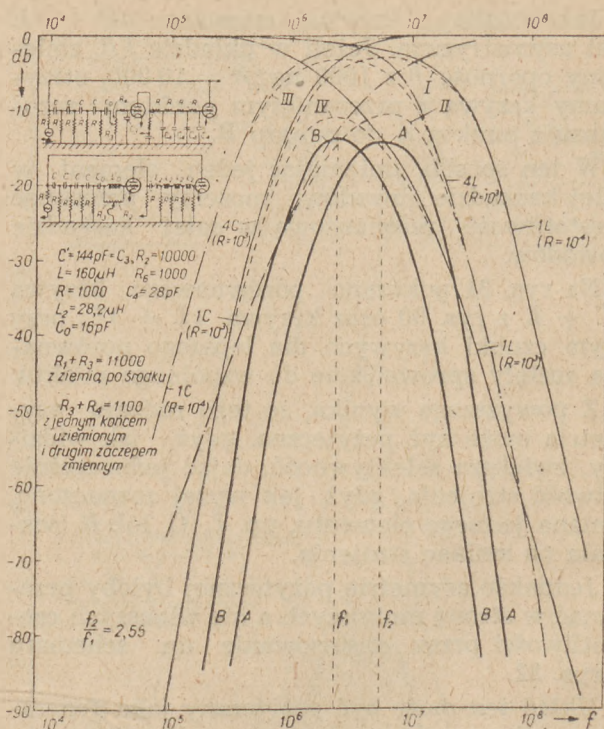
Rys. 32. Układ rezonansowy $1CR + 4RC$. Strojenie całej kaskady może się odbywać albo przez zmianę C_1 lub też przez zmianę opornika R_1 . Odczep a dobiera się raz w celu uzyskania najlepszej sprawności. Regulacja regeneracji odbywa się za pomocą regulacji opornika R_1 . C_2 — oznaczają kondensatory blokowe.



Rys. 33. Kaskada obwodów CR i RC ze strojeniem jednym pokrętle.



Rys. 34. Kaskada obwodów CR i LR ze strojeniem jednym pokrętle. R_1 służy do regulacji regeneracji, C_n — kondensatory blokujące.



Rys. 35. Ogólne krzywe rezonansu całej kaskady obwodów według rys. 34 lub 35 przy strojeniu jednym pokrętle. Ogólne krzywe rezonansu AA i BB są korzystniejsze niż krzywe dla pojedynczych obwodów (I lub IV).

i $1C$ ($R=10^4$); oznacza to, że przy zmianie opornika przy kondensatorze C z 1 000 na 10 000 omów ogólna krzywa zmienia się z krzywej II na krzywą III.

Jeżeli teraz złożymy krzywą I i II razem, to otrzymamy krzywą AAA. i jeżeli następnie złożymy krzywą III z IV, to otrzymamy krzywą BBB. Jak widzimy, obydwie te krzywe dają większą selekcję, niż wszystkie inne, i posiadają bardziej płaskie wierzchołki.

Układy dla realizacji powyższych krzywych przedstawione są na rys. 34 lub na rys. 35.

W układach tych zmiana jednego elementu pozwoili na strojenie całej kaskady.

Przekładnia częstotliwości będzie w tym wypadku $f_2:f_1 = 2,55$, czyli mniej więcej taka, którą stosujemy normalnie w obecnych odbornikach na pewnych zakresach.

Omawiane wyżej krzywe można wyostrzyć, stosując dodatnią regenerację. Można otrzymać wówczas układ o prostym strojeniu równy co selektywności kaskadzie 5 obwodów o $Q=25$ (na przykład). Będzie to już wynik zupełnie dobry.

Dodać należy, że strojenie opornika na rys. 34 i 35 nie jest krytyczne, to znaczy, że stosunek R_1 do R_2 może zmieniać się w trakcie strojenia, gdyż wpłynie to tylko na skalowanie odbornika, ale nie na zestrzanie.

Powyższe można by dowieść teoretycznie i praktycznie. Obliczanie takie jest jednak zbyt skomplikowane, jednakże dla mniejszej ilości obwodów zostało przez autora wykonane i np.

dla 2 obwodów CR i jednego LR dla częstotliwości rezonansowej otrzymano:

$$\omega = \sqrt{\frac{2R^2 C - L}{LC^2 R^2}}$$

przyjmując, że wszystkie oporności są jednakowe.

Ponieważ $2R^2 C \gg L$ przeto wzór powyższy można uprościć i wtedy otrzymamy:

$$\omega = \sqrt{\frac{2}{LC}}$$

czyli wygląda na to, że dodanie jednego elementu CR ma ten sam skutek, co zmiana pojemności o połowę poprzedniej wartości.

Z tego wynika, że w układach fazowych wyżej opisanych strojenie jednego elementu lub obwodu istotnie powoduje strojenie całej kaskady obwodów.

Należy jednak dodać, że powyższy układ polega na pewnej sztuczce, którą możemy zrozumieć z rys. 36.

Chodzi przecież o to, że, właściwie mówiąc, w poprzednim rysunku mieliśmy część obwodów zestrojonych na pewną stałą i niezmienną częstotliwość i jeden obwód ze zmieniającą się częstotliwością rezonansową.

Okazuje się że jeżeli weźmiemy 4 obwody niezmiennie, np., według rys. 34, które razem dają charakterystykę rezonansową I, tj.

$$(R + jL\omega)^1 (R - \frac{j}{\omega C})$$

oraz jeden obwód, np. IIa + IIb, tj.

$$(R + jL_0\omega)^1 (R - \frac{j}{C_0\omega})$$

to otrzymamy ogólną krzywą rezonansu IIC z daleko większą selektywnością (B zamiast A). Jeżeli ten obwód IIa + IIb przestroimy na IIIa i IIIb, wówczas ogólna krzywa zmieni się na IIIC, oznaczającą przestrojenie z częstotliwości 1 na częstotliwość 2 (charakter krzywej R pozostaje bez zmian).

Oznacza to, że za cenę zmniejszenia zakresu strojenia zwiększamy ogólną selektywność odbiornika (zmianę zakresu 1a — 2a na 1 — 2).

Jeżeli spróbujemy zrobić to samo, biorąc krzywą I mniej selektywną, niż krzywa 1a — IIb, to takiego doskonałego rezultatu nie otrzymamy.

Jeżelibyśmy wzięli jeszcze więcej selektywną krzywą I, to otrzymalibyśmy jeszcze lepsze wyniki, tj. jeszcze lepszą selektywność zespołu, jednakże zakres strojenia jeszcze więcej zmniejszyłby się, dochodząc prawie do zera, tj. do zmienności przy bardzo ostrej krzywej I.

6. Sprężenie zwrotne dodatnie.

Należy zwrócić uwagę, że przedstawione dotychczas krzywe, które dotąd rozpatrywaliśmy i porównywaliśmy, nie uwzględniały regenera-

cji lub innego sposobu „wyostrzenia” krzywych, bez czego, rzecz jasna, układy powyższe nie mają żadnego praktycznego znaczenia.

Przy obwodach RC , ogólnie biorąc, można używać sprzężenia zwrotne dodatnie, jak np. w znanym już generatorze fazowym z rys. 18E, lub też sprzężenie zwrotne ujemne.

Jeżeli chodzi o sprzężenie zwrotne dodatnie, to zasadniczo zostało ono już częściowo opisane, między innymi, w odniesieniu do rys. 15 lub 17.

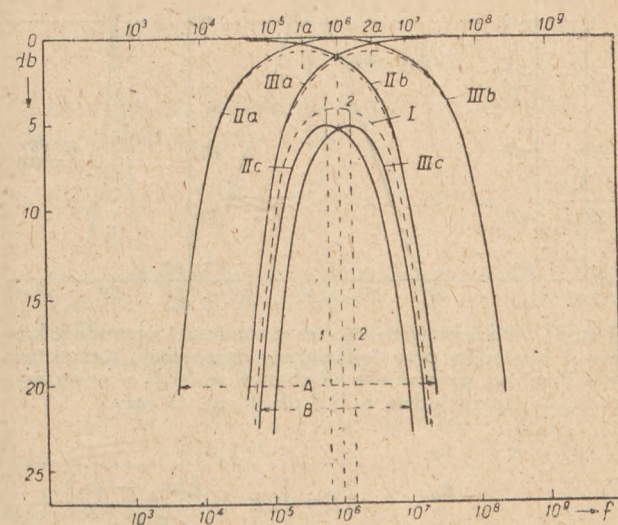
Ogólnie biorąc, jeżeli mamy dowolną ilość obwodów, np. według rys. 20 lub 21, to całkowite wzmocnienie przy regeneracji będzie:

$$\frac{e_n}{e_0} = \frac{\mu_1 \dots \mu_n}{R_0^n \left| R + \frac{L}{C} + j \left(L\omega - \frac{1}{\omega C} \right) \right|^n - \mu_1 \dots \mu_n K}$$

Jeżeli weźmiemy np. obwód według rys. 15 (tj. $1C + 1L$ przy $R = 1000$), to bez regeneracji otrzymamy krzywą (rys. 37) $L + 1C$.

Stosując taką regenerację, żeby $\mu_1 \mu_2 K = 1990$ omów (np. przez połączenie wejścia z anodą drugiej lampy), otrzymamy podniesienie poprzedniej krzywej o mniej więcej 45,5, db. Regulację regeneracji można otrzymać przez dobieranie odczepu na oporniku włączonym w anodzie drugiej lampy. Jednakże zmiana tego odczepu powoduje zmianę częstotliwości rezonansowej, wobec tego lepiej używać regulację opornika katodowego R_3 drugiej lampy. Odczep zaś należy tak dobierać, żeby otrzymać jak największe wzmocnienie na wyjściu, tj. największe $\frac{e_2}{e_0}$ (rys. 16).

Jeżeli weźmiemy układ, składający się z 4-ch elementów LR (np. rys. 21), to ogólna krzywa bez regeneracji będzie jak to pokazano na rys. 23 (krzywa $4C - 4L$). Ta sama krzywa z regeneracją będzie się przedstawiała jak na rys. 37 (krzywa $4L - 4C$), przy czym regeneracja mu-



Rys. 36. Wyjaśnienie do rys. 36. Kaskada obwodu strojenego o dużym tłumieniu z kilku obwodami niestrojonymi, jednakże o mniejszym tłumieniu daje lepsze krzywe rezonansu niż krzywe pojedynczych obwodów. Zakres strojenia jednakże ulega zmniejszeniu z 1a — 2a do 1—2.

si być tak dobrana, żeby ogólne wzmocnienie w punkcie rezonansowym podnieść o 64 db.

Jeżeli zastosujemy regenerację do obwodu z rys. 28, to otrzymamy krzywe z rys. 38 na którym pokazane trzy krzywe z regeneracją o wzrastającej stopniowo wartości maksymalnej, zależnie od stopnia regeneracji.

Naturalnie, pokazane na rys. 38 i 37 przykłady jeszcze nie dają tego, co potrzeba, gdyż podstawa krzywych, tj. szerokość np. przy -40 db od czubka krzywej jest za szeroka.

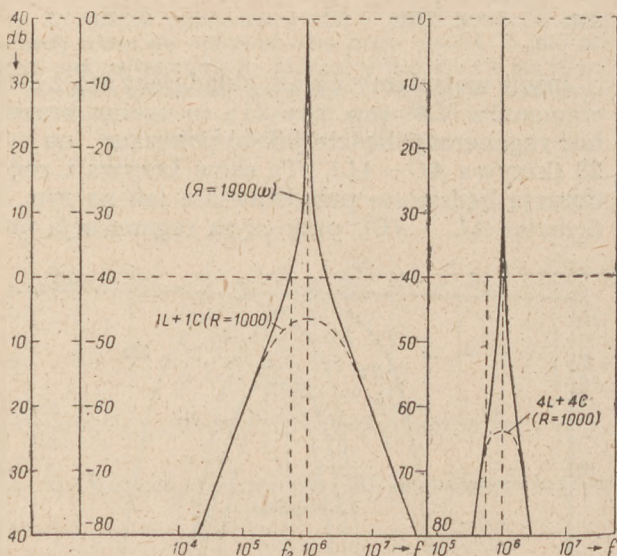
Chcąc konkurować ze zwykłymi dobrymi obwodami rezonansowymi (np. $Q = 100$), należałoby stosować jeszcze większą regenerację.

Z tego wynika, że używane w tym celu lampy powinny być raczej pentodami o bardzo dużym wzmocnieniu.

Z drugiej jednak strony układ ze zbyt daleko posuniętą regeneracją nie może być dostatecznie ustabilizowany. Jest to jedna z wad podanych propozycji, jednakże możliwe jest skonstruowanie i stosowanie specjalnych układów stabilizacyjnych.

Pod tym względem lepsze są układy szeroko używane przy obwodach RC , a mianowicie układy ze sprzężeniem zwrotnym ujemnym, przy czym przeważnie układy mostkowe.

Zanim jednak będzie podana teoria tego rodzaju obwodów, zostanie opisana jeszcze jedna koncepcja z powyższymi obwodami, która, moim zdaniem, ma pewne szanse rozwojowe. Układ tego rodzaju rozważymy w następnym rozdziale.

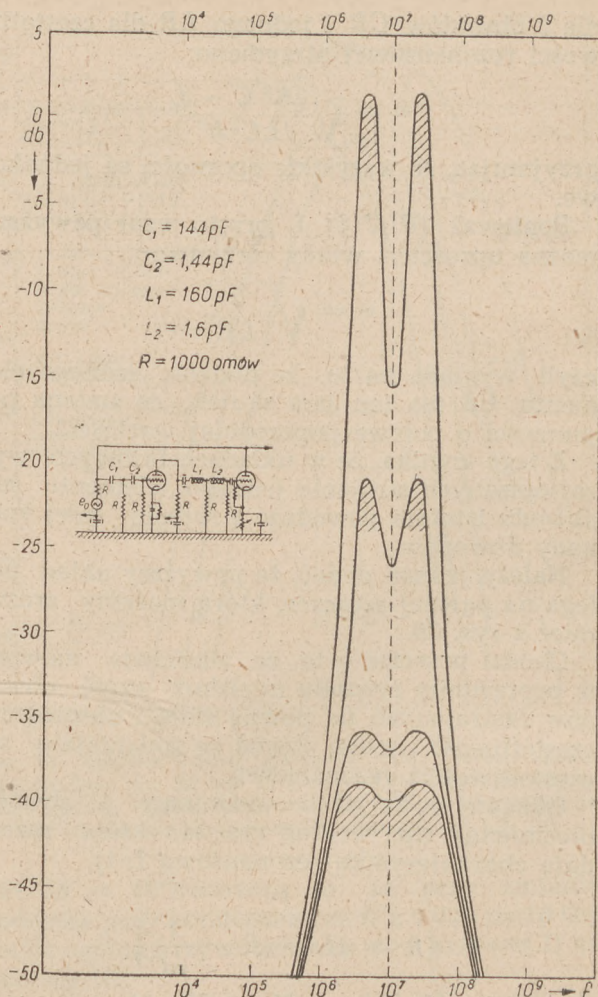


Rys. 37. Porównawcze krzywe rezonansu 1 obwodu z krzywą 4 obwodów przy jednakowej regeneracji. Kaskadowanie tłumia np. przeszkodę na częstotliwości f_2 w powyższym przykładzie o 27,5 db. tj. ok. 19 razy.

$$\frac{e_2}{e_0} = \frac{K p_1 p_2 R^2}{2Rp \left\{ 2R + \frac{L(\omega_2 - \omega_1)}{RC\omega_1} + \frac{K p_1 p_2 R^2}{Rp} + j \left[L(\omega_2 - \omega_1) - \frac{1}{C_1 \omega_1} \right] \right\}}$$

Ponieważ rezonans następuje wtedy, gdy znika człon urojony, tj. gdy

$$L(\omega_2 - \omega_1) - \frac{1}{C\omega_1} = 0. \text{ Stąd częstotliwość rezonansowa będzie: } \omega_1 = \frac{\omega_2}{2} \pm \sqrt{\frac{\omega_2^2}{4} - \frac{1}{LC}}$$



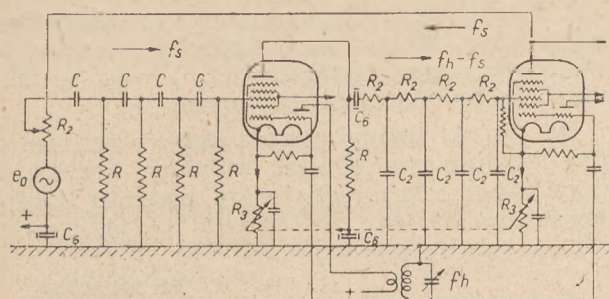
Rys. 38. Krzywe rezonansu filtru z rys. 28 w zależności od wielkości regeneracji (dodatniego sprzężenia zwrotnego).

7. Zastosowanie układów fazowych w superheterodynach

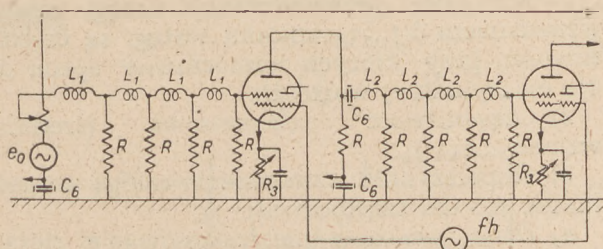
Na rys. 39 widzimy w siatce pierwszej lampy 4 układy CR , przy czym pierwsza lampka jest lampką zmieniającą częstotliwość. Jak to pokazano na rysunku, między pierwszą lampką i drugą mamy 4 (lub więcej) układy LR lub RC , przy czym stosujemy generator lokalny (heterodynę).

W ten sposób wejściowa częstotliwość transponuje się na częstotliwość pośrednią. Następnie ta pośrednia częstotliwość transponuje się z powrotem w drugiej lampie na częstotliwość wejściową.

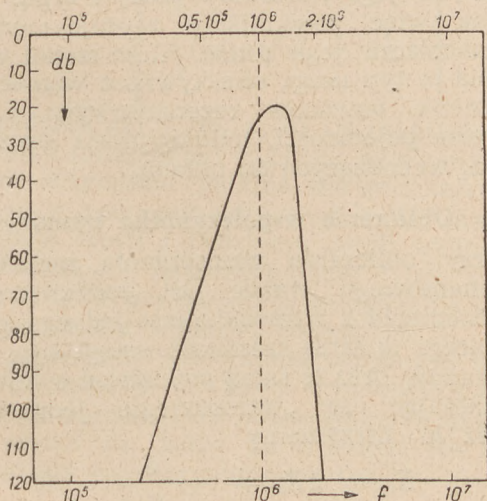
W rezultacie możemy obliczyć, że wzmocnienie w takim układzie będzie (jeżeli zamiast $C_2 R_2$ użyjemy obwody LR):



Rys. 39. Układ superheterodynowy z obwodami CR i RC.
 $R_3 R_3$ — regulacja regeneracji.



Rys. 40. Układ superheterodynowy z obwodami LR. C_1 — kondensatory blokujące.



Rys. 41. Krzywa tłumienia superheterodynowy według schematu z rys. 40.

Z tego wynika, że częstotliwość wejściowa może być zmieniana w bardzo prosty sposób przez zmianę jedynie częstotliwości generatora tj. ω_2 . Powyższe jest znacznym uproszczeniem, jednakże trzeba zwrócić uwagę na to, że w tym przypadku częstotliwość pośrednia nie będzie stała, ale będzie się zmieniać w zależności od ω_1 i ω_2 (przyjmując naturalnie, że L i C będą stałe)

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_2}{2} - \sqrt{\frac{\omega_2^2}{4} - \frac{1}{LC}}$$

Należy jednak dodać, że częstotliwość hete-

rodyny wraz z sygnałem lub sygnałami wejściowymi w rzeczywistości wytwarza wiele częstotliwości dudnieniowych, jak to dobrze wiadomo z praktyki. Można jednak dowieść, że tylko jedna z nich działa pożytecznie dla regeneracji,

a to jest skutkiem członu tłumiącego $\frac{L(\omega_2 - \omega_1)}{C}$,

który zmienia się zależnie od częstotliwości i jest najmniejszy tylko dla jednej częstotliwości.

Wadą układu z rys. 39 jest to, że wraz ze zmianą częstotliwości heterodyny (generatora) zmienia się również pośrednia częstotliwość.

Można ostatecznie przestrzajać wejście, tj. zmieniać L , C (lub R) w sposób poprzecznie podany, ale wtedy znika zaleta strojenia za pomocą zmiany jednego elementu (np. tylko kondensatora w generatorze).

Jak łatwo możemy obliczyć zmianę ω_2 w stosunku do ω_1 , następuje w ten sposób, że gdy ω_2 wzrasta (przy stałym $\frac{1}{LC}$), to ω_1 zmienia

się według wyżej podanego wzoru i $\omega_2 - \omega_1$ staje się coraz mniejsze, tj. pośrednia częstotliwość staje się coraz mniejsza.

Tak np., jeżeli przyjmijemy $\frac{1}{CL} = \omega_0^2 = 0,015$, $\omega_0 = 0,1225$, to przy $f_1 = 0,15 \cdot 10^6$ okr/s $f_2 = 0,25 \cdot 10^6$ okr/s i częstotliwość pośrednia będzie $0,1 \cdot 10^6$, tj. 100 000 ($\lambda = 3000$ m).

Przy $f_2 = 0,4 \cdot 10^6$, f będzie równe $0,358 \cdot 10^6$ i częstotliwość pośrednia zmniejszy się do $0,042 \cdot 10^6$ t. j. do 42000 c/s. Oznacza to, że odbiornik będzie bardziej selektywny na krótszych falach.

Podobne układy możemy zrobić tylko z cewkami według rys. 40. W tym przypadku rezonans otrzymamy przy:

$$L_2(\omega - \omega_1) + L_1\omega_1 = 0 \quad \text{lub} \quad L_2(\omega_1 - \omega_2) + L_1\omega_1 = 0$$

$$\omega_1' = \frac{\omega_2 L_2}{L_2 - L_1} \quad \omega_1'' = \frac{\omega_2 L_2}{L_2 + L_1}$$

Częstotliwość pośrednia w tym przypadku będzie wzrastać wraz z ω_2

$$\omega_2 - \omega_1' = \frac{\omega_2 L_1}{L_2 + L_1} \quad \text{lub} \quad \omega_2 - \omega_1'' = \frac{\omega_2 L}{L_2 - L_1}$$

Odnosnie układów ostatnio opisanych należy podkreślić, że przy danym ω_2 (tj. częstotliwości heterodyny) mamy właściwie tylko dwie możliwe częstotliwości wejściowe ω_1 , tj.

$$\omega_1' = \frac{\omega_2 L_2}{L_2 - L_1} \quad \text{lub} \quad \omega_1'' = \frac{\omega_2 L_2}{L_2 + L_1}$$

Wyrażenie na stosunek amplitudy będzie wtedy:

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu_1 \mu_2 R^2}{2Rp \left\{ 2R + L_2(\omega_2 - \omega_1) L_1\omega_1 - \frac{\mu_1 \mu_2 R^2}{Rp} + j \left[L_2(\omega_2 - \omega_1) + L_1\omega_1 \right] \right\}}$$

Ponieważ na podstawie powyższych wzorów przy danym ω_1 , tj. częstotliwości heterodyny) będziemy mieli dwie częstotliwości rezonansowe ω_1' i ω_1'' , przeto można obliczyć, że tłumienie jednej z tych częstotliwości będzie większe, niż drugiej. Stosując regenerację, stosunek ten łatwo możemy doprowadzić do 66 — 80 db.

W ten sposób rozważania koncepcja, zdaniem autora, ma pewne szanse rozwojowe.

Z drugiej strony, żeby udało się zbudować układ z rys. 39 tak, żeby pośrednia częstotliwość była stała i niezależną od ω_1 i ω_1' , to taki układ byłby właściwie najlepszy.

Na rys. 41 mamy podane krzywe rezonansu dla układu z rys. 40; jak widzimy, krzywe te (nawet bez regeneracji) mają przebieg bardzo korzystny.

(d. c. n.).

621.396:621.54

Projektowanie wzmacniaczy pośredniej częstotliwości*)

STRESZCZENIE

W niniejszej pracy rozpatrzone metody projektowania trzech najczęściej spotykanych typów wzmacniaczy pośredniej częstotliwości. Wychodząc z zasadniczych wzorów, wyprowadzonych z teorii wzmacniaczy rezonansowych i pasmowych zostały sporządzone tabele, na podstawie których można określić jak i typów wzmacniaczy należy zastosować w danym układzie.

Proponowany sposób projektowania jest stosunkowo prosty i daje dużą zgodność z danymi, otrzymanymi z pomiarów. Metody te można stosować zarówno do odbiorników wąskopasmowych (radiolokacyjnych, bądź telegraficznych), jak też i szerokopasmowych (telewizyjnych i radiolokacyjnych).

1. Układy i podstawowe twierdzenia

Najczęściej stosujemy następujące typy wzmacniaczy pośr. cz.:

- wielostopniowy wzmacniacz rezonansowy z obwodem włączonym pośrednio w anodę lampy. Spotykamy tu dwie wariacje układu z szeregowym, bądź równoległym zasilaniem anody, identyczne z punktu widzenia projektowania. W szerokopasmowych wzmacniaczach, stosowanych w telewizji i radiolokacji bardzo często pojemnością obwodu rezonansowego są pojemności międzyelektrodowe lamp i pojemności montażowe;
- taki sam wzmacniacz jedynie z obwodami rezonansowymi lekko rozstrojonymi parami, przy czym rozstrojenie jest krytyczne, tj. graniczne między jedno- i dwuwierzchołkowymi krzywymi rezonansowymi. Układy takie same, jak w wariancie a);
- wielostopniowy wzmacniacz z dwuobwodowymi filrami wstęgowymi. Podobnie jak poprzednio przyjmowaliśmy rozstrojenie krytyczne, tak tu przyjmujemy sprzężenie krytyczne między obwodami.

Wybór między zasadniczymi wariantami z krytycznym rozstrojeniem i krytycznym sprzężeniem określony jest tym, że przy krzywych rezonansowych z dwoma wierzchołkami wzmacniacz jest bardzo selektywny, lecz zato trudniejsze jest jego strojenie, a w związku tym eksploatacja odbiornika, stosowany jest więc rzadko.

Przy projektowaniu wzmacniacza pośr. cz. musimy mieć dane następujące wielkości:

*) Wolny przekład artykułu M. L. Wolina „Technический расчёт усилителей промежуточной частоты” z Nr. 1/49 radiotekhniki dwumiesięcznika „Radioelektronika”.

1) Szerokość przepuszczanej wstęgi całego wzmacniacza $\Delta f_{0,7}$ (granice wstęgi są częstotliwości, przy których wzmocnienie spada do 0,1 maksymalnej wartości).

2) Częstotliwość rezonansowa (średnia) wzmacniacza f_0 .

3) Współczynnik wzmocnienia całego wzmacniacza K_0 dla częstotliwości f_0 .

4) Dane konstrukcyjne: zastosowanie, ciężar, zasilanie, konstrukcja.

Wszystkie pozostałe parametry wzmacniacza zależą od jego warunków pracy i typu.

Tak więc powinniśmy zaprojektować we wzmacniaczu jego układ, ilość stopni wzmocnienia n , typ lamp, selektywność wzmacniacza, tłumienie obwodów rezonansowych σ oraz wartość pojemności, indukcyjności oraz oporności, wchodzących do układu.

2. Obliczenie współczynnika wzmocnienia

Przy obliczaniu wzmocnienia wzmacniacza rezonansowego ważne jest porównanie tego wzmocnienia z wzmocnieniem jednego stopnia, mającego tę samą szerokość wstęgi Δf_0 , tę samą lampę oraz tę samą pojemność w obwodzie. Oznaczając to „wzmocnienie jednostkowe” przez K_{r1} otrzymamy

$$K_{r1} = SZ_a = \frac{S}{\omega_0 C \sigma_{0e}} = \frac{S}{2\pi f_0 C} \cdot \frac{f_0}{\Delta f_{0,7}} = \frac{S}{2\pi C \Delta f_{0,7}} \quad (1)$$

gdzie S — nachylenie charakterystyki lampy w punkcie pracy

C — całkowita pojemność obwodu, składająca się z pojemności kondensatora C_0 , pojemności montażowej C_m , pojemności wejściowej lampy następnego stopnia C_{ek} i pojemności wyjściowej lampy poprzedniego stopnia C_{ak} .

Przy znanej wartości K_{r1} wzmocnienie K_0 wzmacniacza, składającego się z n jednakowych stopni można określić w następujący sposób:

a) dla n — stopniowego wzmacniacza rezonansowego z obwodem rezonansowym przyłączonym bezpośrednio do anody,

$$K_0 = \frac{K_{r1}^n}{\varphi_1(n)} \quad (2)$$

- b) dla n — stopniowego wzmacniacza (n — liczba parzysta) z obwodami rozstrojonymi parami — przy rozstrojeniu krytycznym

$$K_0 = \frac{K_{r1}^n}{\varphi_2(n)} \quad (3)$$

- c) dla n — stopniowego wzmacniacza z podwójnymi filtrami wstęgowymi przy sprzężeniu krytycznym

$$K_0 = \frac{K_{r1}^n}{\varphi_3(n)} \quad (4)$$

gdzie

$$\varphi_1(n) = \frac{1}{\left(\sqrt[n]{2} - 1\right)^n} \quad (5)$$

$$\varphi_2(n) = \left[\frac{1,4}{\sqrt[4]{4 \left(\sqrt[n]{4} - 1\right)}} \right]^n \quad (6)$$

$$\varphi_3(n) = \left[\frac{2}{\sqrt[4]{4 \left(\sqrt[n]{2} - 1\right)}} \right]^n \quad (7)$$

Współczynniki $\varphi_1(n)$, $\varphi_2(n)$ i $\varphi_3(n)$ zależą wyłącznie od ilości stopni n . Liczba ta może przyjmować oczywiście jedynie wartości całkowite zawarte w granicach od 1 do 6 — 10, skąd, na podstawie tabeli I będziemy mogli wyznaczyć łatwo wartości współczynników $\varphi_1(n)$, $\varphi_2(n)$ i $\varphi_3(n)$. W tabeli porównane są wypadki dla jednakowego „wzmocnienia jednostkowego” K_{r1} . Z tego względu przy porównaniu wariantów z różnymi wartościami K_{r1} łatwo wywnioskować, że wielkości wzmocnienia poszczególnych układów będą różnić się jeden od drugiego nie tylko o wielkości współczynników $\varphi(n)$.

3. Wartość pojemności obwodu

Z wzorów 1—4 widać, że pojemność obwodu C jest jednym z głównych czynników, określa-

jących wielkość wzmocnienia. Im pojemność ta jest mniejsza, tym można uzyskać większe wzmocnienie.

Z drugiej strony stałość krzywej rezonansowej wzmacniacza zależy głównie od pojemności obwodu. Jak wiadomo całkowitą pojemność obwodu $C = C_0 + C_m + C_{sk} + C_{ak}$ (8) można przedstawić w postaci sumy dwóch pojemności $C = C_0 + \text{Cnst}$, z których $\text{Cnst} = C_m + C_{sk} + C_{ak}$ jest niestabilną pojemnością montażu i lampy zmieniającą się pod wpływem wielu przyczyn, jak zmiana lampy, zmiana temperatury, deformacja montażu i in. Krzywa rezonansowa wzmacniacza jest tym stabilniejsza, im większą wartość ma C_0 , a mniejszą Cnst . Z tego względu przy projektowaniu wzmacniacza dążymy zawsze do możliwie najmniejszych pojemności międzyelektrodowych w lampie oraz małej pojemności montażowej.

Na podstawie licznych pomiarów pojemności montażowej stwierdzono, że w układach, w których obwód jest przyłączany bezpośrednio do anody poprzedzającej lampy i do siatki następnej trudno jest zejść z tą pojemnością (włączając w to pojemność własną cewki) poniżej 10 pF. W układach z obwodem włączonym przez transformator przy słabym sprzężeniu między zwojami można dojść do pojemności 5 pF *).

W tab. II podane są minimalne wartości cnst dla układów z obwodami włączonymi bezpośrednio, bądź za pośrednictwem transformatora przy użyciu najczęściej stosowanych typów lamp, obliczone z wzorów dla obwodu włączonego bezpośrednio $\text{Cnst} = 10 + C_{sk} + C_{ak}$ dla obwodu włączonego za pośr. transformatora:

obwód w siatce $\text{Cnst} = 5 + C_{ak}$

obwód w anodzie $\text{Cnst} = 5 + C_{sk}$

Przy wyznaczaniu wartości pojemności zewnętrznej obwodu C_0 należy wybrać pewien

*) Podane wartości minimalnych pojemności odnoszą się do wysokich częstotliwości pośr., dla których stosujemy jednowarstwowe cewki. Przy niskich częstotliwościach pośrednich podane liczby należy zwiększyć ze względu na zwiększenie pojemności własnej cewek.

TABELA I.

Współczynnik wzmocnienia przy stałej szerokości wstęgi $\Delta f_{0,7}$		$K_{r1} = \frac{S}{2\pi C \Delta f_{0,7}}$								
Ilość stopni	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a) wzmacniacz rezonansowy z obwodem włączonym pośrednio w anodę	K_{r1}	$\frac{K_{r1}^2}{2,5}$	$\frac{K_{r1}^3}{7,7}$	$\frac{K_{r1}^4}{30}$	$\frac{K_{r1}^5}{130}$	$\frac{K_{r1}^6}{550}$	$\frac{K_{r1}^7}{2600}$	$\frac{K_{r1}^8}{17000}$	$\frac{K_{r1}^9}{89000}$	$\frac{K_{r1}^{10}}{620000}$
b) wzmacniacz z obwodami rozstrojonymi parami przy rozstrojeniu krytycznym	—	K_{r1}^2	—	$\frac{K_{r1}^4}{2,5}$	—	$\frac{K_{r1}^6}{8}$	—	$\frac{K_{r1}^8}{29}$	—	$\frac{K_{r1}^{10}}{100}$
c) wzmacniacz z podwójnymi filtrami wstęgowymi przy sprzężeniu krytycznym	K_{r1}	$\frac{K_{r1}^2}{3,2}$	$\frac{K_{r1}^3}{8}$	$\frac{K_{r1}^4}{22}$	$\frac{K_{r1}^5}{68}$	$\frac{K_{r1}^6}{200}$	$\frac{K_{r1}^7}{650}$	$\frac{K_{r1}^8}{2000}$	$\frac{K_{r1}^9}{7000}$	$\frac{K_{r1}^{10}}{25000}$

TABELA II

Minimalna pojemność obwodu C_{nst} pF

Typ lampy	6AC7	GK7 i 6J7	6SK7 i 6SJ7	Żołędziowa 954, minia'urowa 9003	6AG5
Obwód w anodzie i siatce	26	29	23	16	18,3
Obwód w anodzie	10	17	12	8	6,8
Obwód w siatce	16	12	11	8	11,5

kompromis między stabilnością, a wzmocnieniem, bowiem zwiększenie tej pojemności powoduje wzrost stabilności, zaś jej zmniejszenie — wzrost wzmocnienia. Dla wzmacniaczy pracujących na niewielkiej częstotliwości pośredniej, dajemy zwykle dużą wartość C_0 , gdyż ważniejsza jest dla nas stabilność wzmacniacza, niż jego wzmocnienie.

Odwrotnie, przy wzmacniaczach szerokowstęgowych najważniejszą rzeczą jest dla nas uzyskanie dużego wzmocnienia, wobec czego dajemy tam niewielką wartość C_0 , albo nawet, przy bardzo znacznej szerokości wstęgi zupełnie nie dajemy kondensatora; wówczas pojemnością obwodu rezonansowego jest tylko pojemność montażowa i pojemności międzyelektrodowe lampy.

Z powyższych rozważań widać, że nie można mówić o dokładnym wyznaczeniu wartości pojemności C_0 . W każdym razie wielkość tę należy przyjąć możliwie największą, jednak jeszcze taką, aby uzyskać potrzebne wzmocnienie. Przy danym całkowitym wzmocnieniu wzmacniacza wielostopniowego wygodnie jest dać większą ilość stopni, aby wzmocnienie na stopień było możliwie najmniejsze, a w związku z tym można było dać dostatecznie dużą pojemność C_0 .

W razie konieczności zmniejszenia wzmocnienia należy tego dokonać nie przez zmianę typu, bądź punktu pracy lampy, czy też wprowadzenie układu transformatorowego, lecz przez zwiększenie pojemności obwodu, co pociągnie za sobą większą stabilność pracy wzmacniacza.

Wartość C_0 możemy wyznaczyć dokładnie, mając dane przesunięcie względne wstęgi wzmacniacza. Oznaczając przez

$$\alpha = \frac{f_{01} - f_{02}}{\Delta f_{0,7}}$$

względne przesunięcie wstęgi, można wykazać, że dla pojedynczego obwodu, w którym zmienimy pojemność o $\pm \Delta C$ przesunięcie względne α wstęgi wyrazi się wzorem

$$\alpha = \pm 0,5 \frac{\Delta C}{C} \frac{f_0}{\Delta f_{0,7}} = \pm 0,5 \frac{\Delta C}{C \delta}$$

Przechodząc do stopnia wzmacniacza możemy założyć, że niestabilna część pojemności C_{nst} może zmieniać się o 10%, tj. $\Delta C = \pm 0,1 C_{nst}$; wówczas otrzymamy

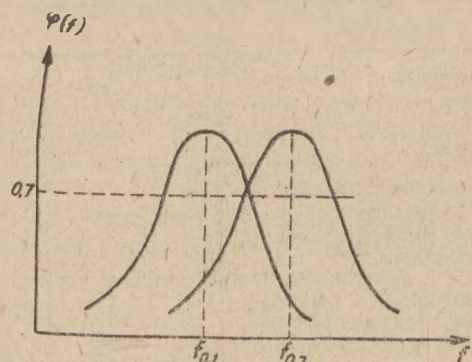
$$\alpha = \pm \frac{C_{nst}}{20 C \delta} \quad (9)$$

Wielkość α , charakteryzująca w zupełności stabilność nastrojenia stopnia z jednym obwodem rezonansowym, nie określa zupełnie stabilności całego wzmacniacza. Wiadomo, że wzmac-

niacz z dwuobwodowymi filtrami wstęgowymi znacznie słabiej reaguje na wzajemne rozstrojenie obwodów od wzmacniacza dwustopniowego z zestrojonymi obwodami, a szczególnie, taki sam wzmacniacz z obwodami rozstrojonymi parami. Nie wdając się w analizę rozstrojenia wzmacniacza, bądź, odpowiadającą im, zmianę wzmocnienia, podamy następujące reguły, ustalające stabilność wzmacniacza.

- Stabilność wzmacniacza jest tym większa, im mniejsza jest wartość X , tj. im mniejsza jest wielkość względnego przesunięcia wstęgi wzmacniacza dla obwodów, wchodzących do wzmacniacza.
- Największą stabilność spośród trzech rozpatrzonych tu typów wzmacniaczy posiada wzmacniacz z dwuobwodowymi filtrami wstęgowymi (tab. I, typ c), średnią stabilność posiada wzmacniacz rezonansowy z zestrojonymi obwodami (tab. I, typ a), wreszcie najgorszą stabilność posiadacza wzmacniacz z obwodami rozstrojonymi (tab. I typ b).
- Przy wartościach α tak dużych (praktycznie, większych od 10 — 20%), że krzywa rezonansowa może przesunąć się bardzo znacznie, musimy zestrajać wzmacniacz po każdym remoncie, bądź zmianie lamp.
- Możemy zawsze zwiększyć stabilność wzmacniacza przez zwiększenie pojemności C_0 , jednak wówczas musimy dać odpowiednio większą ilość stopni, chcąc uzyskać pewien współczynnik wzmocnienia.

W praktyce dla szerokości wstęgi rzędu Mc/s (telewizja) należy przyjmować $C_0 = 0$, dla setek kc/s $C_0 = 50$ pF, dla pojedynczych kc/s (radio — i telefonia) — 200 pF, zaś dla jeszcze większych wstęg — 500 pF. Jeśli okaże się, że liczba stopni, potrzebnych do uzyskania danego wzmocnienia, będzie nie do przyjęcia, będziemy musieli zmienić wielkość C_0 .



Rys. 1. Przesunięcie krzywej rezonansowej.

Selektywność dla dziesięciokrotnego spadku wzmacnienia $k_{p,0,1} = \frac{\Delta f_{0,1}}{\Delta f_{0,7}}$

TABELA III

Ilość stopni n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a) wzmacniacz rezonansowy z obwodem włączonym pośrednio w anodę	10	4,8	3,75	3,4	3,2	3,1	3,0	2,94	2,92	2,9
b) wzmacniacz z obwodami rozstrojonymi parami przy rozstrojeniu krytycznym	—	3,2	—	2,2	—	1,95	—	1,85	—	1,78
c) wzmacniacz z podwójnymi filtrami wstęgowymi przy sprzężeniu krytycznym	3,2	2,2	1,95	1,85	1,78	1,76	1,72	1,72	1,71	1,71

4. Selektywność wzmacniacza (kształt krzywej rezonansowej)

Zazwyczaj selektywność określa się przez podanie, ilekrotnie spadnie wzmacnienie wzmacniacza, przy pewnym rozstrojeniu, tj. za pomocą

stosunku $\frac{k_0}{k_1} = \frac{1}{\varphi(f)}$ gdzie k_0 — wzmacnienie

przy rezonansie, zaś k_1 — wzmacnienie przy częstotliwości różnej od częstotliwości rezonansowej i $\varphi(f)$ — równanie krzywej rezonansowej.

Takie określenie nie jest jednak zupełnie ścisłe, nie daje bowiem właściwego pojęcia o selektywności.

Jeśli wyjdziemy z danej szerokości wstęgi $\Delta f_{0,7}$ (rys. 2) to na każdej z krzywych rezonansowych znajdziemy odpowiadające punkty 1, 2, 3. Krzywe mogą się jednak różnić między sobą stromością zboczy. Selektywność wzmacniacza będzie wówczas określona za pomocą współczynnika prostokątności k_p , tj. stosunku szerokości wstęgi, odpowiadającej pewnemu spadkowi wzmacnienia do szerokości wstęgi przepuszczanej. Przy projektowaniu będziemy uwzględniali wstęgi, odpowiadające dziesięciokrotnemu i stukrotnemu osłabieniu $\Delta f_{0,1}$ i $\Delta f_{0,01}$

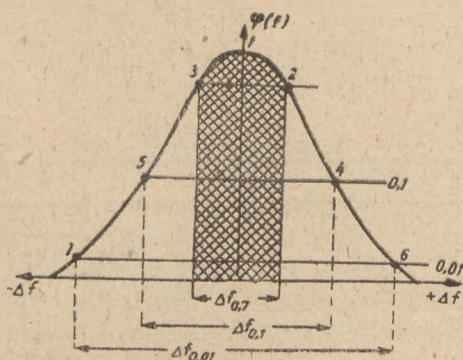
Tak więc krzywa rezonansowa określona jest za pomocą następujących siedmiu punktów (rys. 2):

1 — wierzchołek krzywej ($\Delta f = 0$ i $\varphi(f) = 1$)

2 i 3 punkty, odpowiadające granicom przepuszczanej wstęgi

$$\Delta f = \pm \frac{\Delta f_{0,7}}{2}; \quad \varphi(f) = 0,7$$

4 i 5 punkty odpowiadające dziesięciokrotnemu spadkowi wzmacnienia



Rys. 2. Określenie selektywności.

$$\Delta f = \pm \frac{\Delta f_{0,1}}{2}; \quad \varphi(f) = 0,1$$

6 i 7 punkty odpowiadające stukrotnemu spadkowi wzmacnienia

$$\Delta f = \pm \frac{\Delta f_{0,01}}{2}; \quad \varphi(f) = 0,01$$

Pierwsze trzy punkty posiadają takie same położenie dla wszystkich typów wzmacniaczy.

Wartości $k_{p,0,1} = \frac{\Delta f_{0,1}}{\Delta f_{0,7}}$ i

$$k_{p,0,01} = \frac{\Delta f_{0,01}}{\Delta f_{0,7}} \text{ określające pozostałe}$$

cztery punkty krzywej rezonansowej charakteryzują selektywność wzmacniacza.

Przy danej ilości stopni i danym typie wzmacniacza współczynniki $k_{p,0,1}$ i $k_{p,0,01}$ możemy wyznaczyć z następujących wzorów:

a) n — stopniowy wzmacniacz rezonansowy z obwodami nieprzyłączonymi bezpośrednio do anody

$$k_{p,0,1} = \sqrt{\frac{10^{2/n} - 1}{2^{1/n} - 1}}$$

$$k_{p,0,01} = \sqrt{\frac{10^{4/n} - 1}{2^{1/n} - 1}}$$

b) n — stopniowy wzmacniacz rezonansowy z obwodami rozstrojonymi parami przy rozstrojeniu krytycznym

$$k_{p,0,1} = \sqrt[4]{\frac{10^{4/n} - 1}{2^{2/n} - 1}}$$

$$k_{p,0,01} = \sqrt[4]{\frac{10^{8/n} - 1}{2^{2/n} - 1}}$$

c) n — stopniowy wzmacniacz rezonansowy z dwuobwodowymi filtrami wstęgowymi o sprzężeniu krytycznym

$$k_{p,0,1} = \sqrt[4]{\frac{10^{2/n} - 1}{2^{1/n} - 1}}$$

$$k_{p,0,01} = \sqrt[4]{\frac{10^{4/n} - 1}{2^{1/n} - 1}}$$

Wielkość $k_{p,0,1}$ i $k_{p,0,0,1}$ są więc funkcjami jedynie ilości stopni n ; w zależności od tej liczby możemy porównać ze sobą poszczególne typy wzmacniaczy; wyniki przedstawione są w tabelach III i IV.

5. Projektowanie układu

Zasadniczym parametrem przy projektowaniu wzmacniacza w. cz. jest tzw. tłumienie równoważne, konieczne dla uzyskania danej szerokości wstęgi.

Tłumienie określane jest tak samo, jak i wzmocnienie, mianowicie przez porównanie tłumienia pojedynczego obwodu δ z tłumieniem δ_0 , które winien mieć obwód jednostopniowego wzmacniacza, przepuszczającego tę samą wstęgę częstotliwości.

Wielkość δ_0 określamy z równania krzywej rezonansowej jednostopniowego wzmacniacza

$$\delta_0 = \frac{\Delta f_{0,7}}{f_0} \quad (13)$$

Przy wiadomym δ_0 tłumienie obwodów określa się dla różnych typów wzmacniaczy w następujący sposób:

- a) n — stopniowy wzmacniacz rezonansowy z obwodami nie przyłączonymi bezpośrednio do anody

$$\delta = \delta_0 \psi_1(n) \quad (14)$$

- b) n — stopniowy wzmacniacz rezonansowy z obwodami rozstrojonymi parami przy krytycznym rozstrojeniu

$$\delta = \delta_0 \psi_2(n) \quad (15)$$

- c) n — stopniowy wzmacniacz rezonansowy z podwójnymi filtrami wstęgowymi przy krytycznym sprzężeniu

$$\delta = \delta_0 \psi_3(n) \quad (16)$$

gdzie:

$$\psi_1(n) = \left(\sqrt[n]{2} - 1 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (17)$$

$$\psi_2(n) = 0,7 \left(\sqrt[n]{4} - 1 \right)^{-\frac{1}{4}} \quad (18)$$

$$\psi_3(n) = 0,7 \left(\sqrt[n]{2} - 1 \right)^{-\frac{1}{4}} \quad (19)$$

Wyniki obliczenia funkcji $\psi(n)$ dla wypadków a, b i c podane są, dla stałej szerokości wstęgi, w tabeli V:

Znając tłumienie δ i całkowitą pojemność obwodu C określimy wielkość wszystkich elementów układu.

Przy zastosowaniu pentod ze znacznym oporem wewnętrznym całkowite tłumienie obwodu $\delta = \delta_0 + \delta_{Rw} + \delta_{Rb}$, gdzie δ_0 — tłumienie obwodu, δ_{Rw} — tłumienie, wnoszone do obwodu przez bocznikujące działanie oporności wejściowej lampy, zaś δ_{Rb} — tłumienie wywołane przez opór bocznikujący, którego wielkość jest tak dobrana, aby tłumienie wypadkowe $\delta_0 + \delta_{Rw} + \delta_{Rb}$ było równe wielkość δ wyznaczonej z tab. V, tj.:

$$\delta_{Rb} = \delta - \delta_0 - \delta_{Rw} \quad (20)$$

Zazwyczaj wartość δ_0 dla przeciętnych obwodów zmienia się w granicach od 0,05 do 0,01, co odpowiada dobroci $Q = 20 \div 100$. Tłumienie

δ_{Rw} możemy określić ze wzoru $\delta = \frac{1}{\omega_0 C R_w}$,

gdzie R_w — oporność wejściowa lampy.

Jeśli przy podanej średniej wartości δ_0 , wielkość δ_{Rb} obliczona z wzoru (20) wypada bliska zeru, to możemy nie dawać specjalnego oporu bocznikującego, a spróbować zmienić nieco dobroć Q samego obwodu.

Jeśli zaś wartość δ_{Rb} otrzymamy ujemną mimo przyjęcia minimalnej możliwej wartości δ_0 , to wówczas będziemy musieli zmienić układ wzmacniacza, gdyż będzie on w przeciwnym wypadku przepuszczać zbyt szerokie pasmo częstotliwości. Dla wysokiej częstotliwości rezo-

Selektywność dla stukrotnego spadku wzmocnienia $k_{p,0,0,1} = \frac{\Delta f_{0,0,1}}{\Delta f_{0,7}}$

TABELA IV

Ilość stopni n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a) wzmacniacz rezonansowy z obwodem włączonym pośrednio w anodę	100	16	9	7	6,1	5,6	5,1	4,9	4,7	4,65
b) wzmacniacz z obwodami rozstrojonymi parami przy rozstrojeniu krytycznym	—	10	—	4,0	—	3,0	—	2,7	—	2,5
c) wzmacniacz z podwójnymi filtrami wstęgowymi przy sprzężeniu krytycznym	10	4,0	3,0	2,7	2,5	2,4	2,3	2,2	2,17	2,16

TABELA V

Ilość stopni n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a) wzmacniacz rezonansowy z obwodem włączonym pośrednio w anodę	1,0	1,56	1,96	2,30	2,58	2,89	3,1	3,33	3,55	3,78
b) wzmacniacz z obwodami rozstrojonymi parami przy rozstrojeniu krytycznym	—	0,7	—	0,88	—	0,98	—	1,09	—	1,16
c) wzmacniacz z podwójnymi filtrami wstęgowymi przy sprzężeniu krytycznym	0,7	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22	1,25	1,29	1,33	1,37

nansowej wzmacniacza, przy której oporność wejściowa lampy silnie bocznikuje obwód można zastosować sprzężenie autotransformatorowe siatki lampy z obwodem. Przy niskich częstotliwościach rezonansowych należy stosować specjalne filtry.

Jeśli przy danej wartości δ_0 otrzymamy dodatnią wartość δ_{Rb} , wówczas należy zabocznikować obwód oporem, obliczonym z wzoru

$$R_b = \frac{1}{\omega_0 C \delta_{Rb}} \quad (21)$$

Układ zasilania anod lamp wzmacniacza obieramy w zależności od wielkości R_b . Zasilanie równoległe stosujemy przy tak małej wartości oporu R_b , że spadek na nim nie przekroczy 10 — 20% napięcia anodowego. W pozostałych wypadkach stosujemy zasilanie szeregowo.

Często okazuje się, że w wypadku „b” wartość R_b wyznaczona wyżej opisanymi sposobami jest różna dla obu częstotliwości f_{01} i f_{02} , na które nastrojone są obwody wzmacniacza, wobec czego musimy obwody te bocznikować różnymi oporami. Częstotliwości, na jakie winniśmy nastroić oba obwody możemy wyznaczyć z warunku rozstrojenia krytycznego

$$\frac{\Delta f}{f_0 \delta} = 1$$

skąd $\Delta f = f_0 \delta$ i odpowiednio $f_0 = f_1 + \frac{\Delta F}{2}$

i $f_{02} = f_0 - \frac{\Delta F}{2}$, gdzie ΔF — rozstrojenie

między obwodami.

W wypadku „c” (wzmacniacz z dwuobwodowymi filtrami wstęgowymi) warunek sprzężenia krytycznego określa nam rozstrojenie między obwodami $k = \delta$.

6. Projektowanie specjalnych układów

W praktyce przy projektowaniu bardzo często można spotykać się z różnymi specjalnymi wypadkami, które rozpatrzmy poniżej.

a) Wzmacniacz z różnymi typami lamp projektujemy również w oparciu o tab. I, w której zamiast wyrażenia k_{r1}^n podstawiamy $k_{r1}^I \cdot k_{r2}^II$.

k_{r3}^{III} obliczone dla poszczególnych lamp. Pozwala to użyć mieszacza odbiornika jako jednego ze stopni wzmacniacza. Wówczas całkowite wzmocnienie pośr. cz. może być określone z wzoru:

$$k_0 = \frac{k_{r1}^n}{\varphi_1(n)} \cdot \frac{S_i}{S} \quad (22)$$

gdzie S_i — nachylenie przemiany stopnia mieszającego.

b) Przy projektowaniu wzmacniacza z dwuobwodowymi filtrami wstęgowymi często zdarza się, że pojemność obwodu anodowego C_1 nie jest równa pojemności obwodu siatkowego C_2 . Różnica między tymi pojemnościami jest spec-

jalnie ważna przy wzmacniaczach szerokowstęgowych, gdzie częstokroć nie stosujemy pojemności zewnętrznej w obwodzie. Wówczas, przy obliczaniu wielkości k_{r1} , zamiast C należy podstawić średnią geometryczną obu pojemności $\sqrt{C_1 C_2}$

nie jest równa pojemności obwodu siatkowego

c) Przy projektowaniu wzmacniacza z mieszanym schematem (np. jeden stopień ma dwuobwodowe filtry wstęgowe, a pozostałe stopnie — obwody rozstrojone parami) można także korzystać z tablic 1 — 5. Ze względu na to, że krzywa wzmacniacza z dwuobwodowymi filtrami jest identyczna z krzywą wzmacniacza z obwodami rozstrojonymi parami (przy tej samej ilości obwodów w obu układach), to selektywność oraz tłumienie możemy obliczać na podstawie tablic 3, 4 i 5 p. „b” lub „c”. Pod ilością stopni n należy rozumieć w wypadku „b” ilość pojedynczych obwodów, znajdujących się w układzie, zaś w wypadku „c” — ilość par obwodów.

Wzmocnienie możemy obliczyć na podstawie tab. I przy uwzględnieniu następujących uwag. Jeśli wzmacniacz posiada taką samą ilość obwodów oraz taką samą szerokość wstęgi $\Delta f_{0,7}$, a zbudowany jest w układzie „b”, to jego

wzmocnienie równe będzie $\frac{k_{r1b}^n}{\varphi_2(n_1)}$ gdzie k_{r1b} —

wzmocnienie jednostkowe dla stopni pracujących w układzie jednoobwodowym, zaś n_1 — ilość stopni, równa w tym wypadku ilości obwodów.

Jeśli wzmacniacz posiada taką samą ilość obwodów oraz taką samą szerokość wstęgi $\Delta f_{0,7}$, a zbudowany jest w układzie „c”, to je-

go wzmocnienie równe będzie $\frac{k_{r1c}^n}{\varphi_3(n_2)}$, gdzie

k_{r1c} — wzmocnienie jednostkowe dla stopni pracujących w układzie dwuobwodowym, zaś n_2 — ilość stopni równa tu połowie ilości obwodów. Wynika stąd, że para stopni daje w ukła-

dzie „b” wzmocnienie $\frac{k_{r1b}^2}{[\varphi_2(n_1)]^{2/n_1}}$, zaś je-

den stopień w układzie „c” — $\frac{k_{r1c}}{[\varphi_3(n)]^{1/n}}$.

Całkowite wzmocnienie wzmacniacza, składającego się z n_b stopni pracujących w układzie „b” i n_c stopni w układzie „c” będzie więc równe:

$$k_0 = \frac{k_{r1b}^{n_b} \cdot k_{r1c}^{n_c}}{[\varphi_2(n_1)]^{n_b/n_1} \cdot [\varphi_3(n_2)]^{n_c/n_2}} \quad (23)$$

i oblicza się na podstawie tab. I.

d) Projektowanie wzmacniacza o znacznym rozstrojeniu względnym.

Wszystkie wyżej przytoczone wzory są wyprowadzone w oparciu o następujące równanie krzywej rezonansowej.

$$\varphi(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0\delta}\right)^2}}$$

Przy wzmacniaczach pośredniej częstotliwości, pracujących w nowoczesnych ultrakrótko-falowych odbiornikach impulsowych, jest częstokroć tak znaczna względna szerokość wstęgi, że zastosowanie przybliżonego wyrażenia

$$y = \frac{2\Delta f}{f_0} \text{ zamiast dokładnego}$$

$$y = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \text{ daje już znaczne omyłki.}$$

Na rys. 3 przedstawione są krzywe tego samego wzmacniacza, obliczone na podstawie przybliżonych, oraz dokładnych równań. Widać z tych krzywych, że tej samej współrzędnej

$\varphi(f)$ odpowiadają różne wartości wielkości $\frac{\Delta f}{f_0}$

Na podstawie krzywej przybliżonej wartości $\frac{\Delta f_{P1}}{f_0}$ i $\frac{\Delta f_{P2}}{f_0}$ odpowiadające odstrojeniu dodatniemu i ujemnemu są sobie równe, zaś na podstawie dokładnej krzywej $\frac{\Delta f_{D1}}{f_0}$ i $\frac{\Delta f_{D2}}{f_0}$ różnią się nieco od siebie.

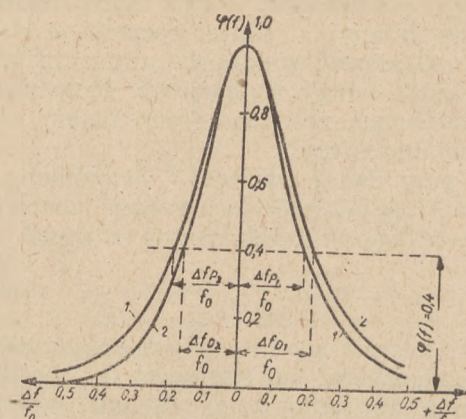
Wielkości $\frac{\Delta f_D}{f_0}$ i $\frac{\Delta f_P}{f_0}$ są zawsze

związane zależnością:

$$\frac{\Delta f_D}{f_0} = \frac{\Delta f_P}{f_0} + \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta f_P}{f_0}\right)^2} - 1 \right] \quad (24)$$

pozwalającą zastosować wyż. opisaną metodę projektowania w oparciu o tabele 1—5 również dla układów z większą szerokością krzywej rezonansowej.

Rzeczywiście, wynika z przybliżonego wyrażenia, że szerokość wstęgi $2\Delta f_P$ wzięta na dowolnym poziomie krzywej rezonansowej równa jest szerokości wstęgi obliczonej z dokładnego wyrażenia dla tego samego poziomu $2\Delta f_D$. Z tego względu wzmacniacz zaprojektowany w oparciu o przybliżone wzory posiadać będzie szerokości wstęgi odpowiadające rzeczywistości dla dowolnego poziomu, a więc szczególnie $\Delta f_{0,7}$, $\Delta f_{0,1}$ i $\Delta f_{0,01}$. Ze względu na to, że współczynnik wzmocnienia wyznaczamy z tab. I w oparciu o szerokość wstęgi $\Delta f_{0,7}$, to obliczenie to jest słuszne także w wypadku zastosowania dokładnego równania krzywej rezonansowej. Różnice między „teoretycznym” wzmacniaczem,



Rys. 3. Krzywe rezonansowe wzmacniacza obliczone w sposób dokładny i przybliżony.

obliczonym na podstawie przybliżonych wzorów, a rzeczywistym wzmacniaczem, szczególnie o znacznej względnej szerokości wstęgi, polega jedynie na tym, że rzeczywisty wzmacniacz posiada krzywą rezonansową nieco niesymetryczną względem osi $\Delta f = 0$.

7. Zakończenie

Badając zbudowany i zestrojony wzmacniacz otrzymujemy często niezgodność z obliczonymi teoretycznie parametrami.

Przyczyna tego nie leży w niedokładności projektu, lecz w tym, że konstrukcja nie zawsze odpowiada ściśle projektowi. Głównie grają tu rolę następujące czynniki:

a) pojemność montażowa obwodu C_{nat} , a częściowo pojemność całkowita C .

b) tłumienie obwodu δ_0 .

c) powstawanie sprzężeń zwrotnych poza sprzężeniem przez pojemność siatka-anoda lampy. Zjawisko można uwzględnić przy badaniu wzmacniacza na stabilność w oparciu o wzór

$$h_{0nat} = 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{sa}}}, \text{ który uwzględnia}$$

tylko sprzężenie przez pojemność C_{sa} . Istnienie szkodliwych sprzężeń zmienia w b. silnym stopniu parametry wzmacniacza, oraz znacznie odkształca krzywą rezonansową od symetrii.

Aby zbudowany wzmacniacz odpowiadał ściśle projektowi musimy go tak zmontować, aby wszystkie pojemności szkodliwe odpowiadały wartościom założonym, dalej należy przed zaprojektowaniem układu pomierzyć dobroci cewek, aby wartości podstawione odpowiadały rzeczywistości. Wreszcie należy możliwie dokładnie ekranować wszystkie elementy wzmacniacza, oraz dokładnie zablokować część zasilającą, aby uniknąć szkodliwych sprzężeń.

Widać więc, że przy dokładnym obliczeniu wszystkich elementów i uwzględnieniu założonych wartości możemy żmudne i kłopotliwe „próbowanie” w czasie montażu sprowadzić jedynie do krótkiego sprawdzenia drogą pomiarową, czy zmontowany układ odpowiada projektowi.

S. W.

Plan pracy T. W. P. w 1952 r.

Nad planem pracy na rok 1952 obradował w Warszawie dwudniowy Zjazd prezesów i sekretarzy Zarządów Wojewódzkich Towarzystwa Wiedzy Powszechnej z udziałem członków Prezydium Zarządu Głównego TWP.

Towarzystwo Wiedzy Powszechnej, które dotychczas organizuje od 4.000 do 5.000 odczytów miesięcznie rozszerzy znacznie swą działalność w 1952 r., w oparciu o organizacje masowe i świetlice Ministerstwa Kultury i Sztuki.

W styczniu TWP zorganizuje 7.000 odczytów, dochodząc pod koniec 1952 roku do 15.000 odczytów miesięcznie. Większość tych odczytów odbywać się będzie na wsi oraz w zakładach produkcyjnych. Celem usprawnienia tej akcji utworzone zostaną od stycznia powiatowe koła prelegentów TWP, pracujące w sekcjach przyrodniczych i społeczno-humanistycznych.

W dotychczasowej tematyce odczytowej na żądanie terenu uwzględnione zostaną również zagadnienia regionalne.

K O M U N I K A T

Dla ułatwienia pracy stowarzyszeniowej przypominamy zarówno Zarządom Oddziałów SEP, jak i zainteresowanym kolegom, że decyzją Obywatela Prezesa Rady Ministrów, potwierdzoną pismem z dnia 29.11. 50 Nr OS D 110/68 przy zwalnianiu pracowników w godzinach pracy do prac w Naczelnej Organizacji Technicznej (a zatem i do prac w stowarzyszeniach, wchodzących w skład NOT) mają zastosowanie analogiczne zasady, jak przy zwalnianiu do prac związkowych.

K O M U N I K A T

Nowe Oddziały SEP

Na podstawie § 44 statutu SEP zostały zorganizowane za zgodą Zarządu Głównego 2 nowe Oddziały SEP:

- 1) WAŁBRZYSKI — siedziba w Wałbrzychu, ul. A. Schmidta 4a.
 - 2) CZĘSTOCHOWSKI — siedziba w Częstochowie, ul. Dąbrowskiego 6.
-

Cena 6 zł.

OGŁOSZENIE WYNIKÓW KONKURSU NA POPULARNĄ BROSZURĘ TECHNICZNĄ

Państwowe Wydawnictwa Techniczne mając na uwadze potrzebę zasilenia literatury technicznej książkami autorów polskich, które w sposób przystępny, a jednocześnie wyczerpujący pogłębiałyby wiedzę fachową robotników zatrudnionych w przemyśle, ogłosiły w grudniu 1950 roku Konkurs Otwarty na Popularną Broszurę Techniczną.

W wyniku ogłoszenia Konkursu nadesłano do PWT 73 prace omawiające czynności produkcyjne stosowane w różnych dziedzinach techniki.

Decyzją Sądu Konkursowego wyłonionego z Rady Programowej PWT przyznane zostały następujące nagrody:

Nagroda I — w wysokości zł 2.500.— — dr inż. **Julian Nadziakiewicz** za pracę „Przygotowanie wsadu węglowego do pieców koksowniczych“.

Nagroda II — w wysokości zł 2.000.— — inż. **Tadeusz Kozłowski** za pracę „Piec koksownicze i ich obsługa“.

Nagroda II — w wysokości zł 2.000.— — inż. **Piotr Klich** za pracę „Wzbogacenie mułów i gospodarka wodna na płuczkach węgla koksującego“.

Nagroda III — w wysokości zł 1.500.— — **Zdzisław Sepielak** na pracę „Technika spawania rur chromo-molibdenowych“.

Nagroda III — w wysokości zł 1.500.— — **Jerzy Stobiński** za pracę „O pracach związanych z chemicznym utrwalaniem owoców i ich przetworów“.

Nagroda III — w wysokości zł 1.500.— — inż. **Bronisław Łis** za pracę „Obsługa liczników energii elektrycznej“.

Nagroda III — w wysokości zł 1.500.— — inż. **Jakub Wajntraub** za pracę „Bielenie tkanin bawełnianych“.

Nagrody pocieszenia w wysokości zł 500.— otrzymali:

1. inż. **Lesław Brodzik** za pracę „Wsadzarka pieców koksowych“.
2. **Piotr Sosnowski** za pracę „Drewniana obudowa wyrobisk w kopalni“.
3. inż. **Feliks Perzyna** za pracę „Skrobanie w zastosowaniu do montażu i remontu maszyn“.
4. inż. **Tadeusz Kowalski** za pracę „Obsługa pieca elektrycznego łukowego“.
5. mgr inż. **Michał Godlewski** za pracę „Wyrób rdzeni“.
6. **Tadeusz Kłossowski** za pracę „Sortowanie jelit zwierzęcych“.
7. inż. **Maciej Radwan** za pracę „Obsługa przemysłowych aparatów rentgenowskich“.
8. inż. **Majer Wajntraub** za pracę „Elementarz dla pracowników zatrudnionych przy montażu radioodbiorników Pionier“.

Większość nagrodzonych w ramach Konkursu prac zostanie przez PWT wydana drukiem.

Aktualny wykaz księgarni „Domu Książki“, specjalizujących się w sprzedaży książek technicznych i gospodarczych

- | | |
|--------------------------------------|-----------------------------------|
| 1. Białystok, Rynek Kościuszki 12/14 | 20. Opole, Ozimska 8 |
| 2. Bielsko, Jagiellońska 10 | 21. Ostrów Wlkp. Pl. Stalina 9 |
| 3. Bydgoszcz, Dworcowa 14 | 22. Piotrków, Słowackiego 1 |
| 4. Bytom, Stalina 10 | 23. Poznań, Paderewskiego 6 |
| 5. Chorzów, Wolności 22 | 24. Radom, Żeromskiego 1 |
| 6. Cieszyn, Pl. Stalina 6 | 25. Rybnik, Zamkowa 8 |
| 7. Częstochowa, Al. N. M. P. 14 | 26. Rzeszów, 3-go Maja 2 |
| 8. Elbląg, Królewska 14 | 27. Sosnowiec, 3-go Maja 23 |
| 9. Gdańsk-Wrzeszcz, Grunwaldzka 8 | 28. Starogard, Świerczewskiego 15 |
| 10. Gdynia, 10-go lutego 9 | 29. Szczecin, Sikorskiego 7 |
| 11. Gliwice, Zwycięstwa 31 | 30. Tczew, Dąbrowskiego 18 |
| 12. Katowice, Młyńska 2 | 31. Wałbrzych, Gdańska 3 |
| 13. Kielce, Kilińskiego 10 | 32. Warszawa, Bracka 20 |
| 14. Kraków, Rynek 36 | 33. „ Marszałkowska 62 |
| 15. Leszno, Rynek 28 | 34. „ Poznańska 12 |
| 16. Lublin, Krak. Przedm. 52 | 35. Wrocław, Stalingradzka 32 |
| 17. Łódź, Piotrkowska 45 | 36. Włocławek, Stalina 25 |
| 18. „ Piotrkowska 193 | 37. Zabrze, ul. Wolności 288 |
| 19. Olsztyn, Pl. Wolności 2/3 | 38. Zielona Góra, Żeromskiego 11 |