

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XI.

15 Listopada 1933 r.

Zeszyt 21—22

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

STANY USTALONE DLA PRZEBIEGÓW ELEKTRYCZNYCH OKRESOWO ZMIENNYCH NIECIĄGŁYCH.

Etats stationnaires des phénomènes électriques périodiquement variables intermittents.

Inż. Bolesław Starnecki.

SOMMAIRE.

Description de la méthode, permettant de déterminer les équations exprimant immédiatement l'état stationnaire des phénomènes électriques intermittents pour des intervalles particuliers de continuité.

Exemple: calcul des équations de tension et de l'intensité de courant dans un circuit R, C dans le cas des impulsions à forme rectangulaire.

1. Wstęp.

W elektrotechnice, szczególnie w radjo- i tele-technice mamy bardzo często do czynienia z przebiegami elektrycznymi okresowo powtarzalnymi, przy których występują nieciągłości. Nieciągłości te być mogą dwojakiego rodzaju: a) nieciągłości działającej na obwód siły elektromotorycznej, b) nieciągłości w zmianach stałych (R , L lub C) obwodu, jeśli takie zmiany zachodzą.

Jako przykłady przebiegów dla wypadku a) podać możemy wszelkiego rodzaju impulsy, np. impulsy przy nadawaniu sygnałów telegraficznych, impulsy sygnałów czasu, impulsy w nadajnikach telewizyjnych i telefotograficznych (przejście od pola białego do czarnego) i t. p. Jako przykład nieciągłości dla wypadku b) służyć mogą wszelkiego rodzaju przebiegi w prostownikach kenotronowych, gdzie opór kenotronu zmienia się od wartości skończonej do nieskończonej w zależności od tego, czy potencjał anody jest dodatni czy ujemny w stosunku do potencjału katody — podobnie przebiegi w obwodach detektorów i t. p.

Dotychczas przy rozwiązywaniu przebiegów z nieciągłościami typu a) posługiwano się naogół rozkładem nieciągłej siły elektromotorycznej na szereg Fouriera; można w ten sposób otrzymać rozwiązanie również w postaci szeregu Fourier. Metoda ta jest jednakże w większości wypadków bardzo uciążliwa, ponadto rozwiązanie otrzymuje się często w postaci szeregu trudnozbieżnego, co niezmiernie utrudnia zanalizowanie uzyskanego wyniku.

Przebiegi z nieciągłościami typu b) rozwiązywano dotąd przeważnie metodami wykreślnymi lub też analitycznie, ale jedynie w sposób przybliżony, nie dający dokładnego obrazu szukanych prądów wzgl. napięć.

W artykule niniejszym podaję ogólną metodę analitycznego rozwiązywania przebiegów okresowo

zmiennych z nieciągłościami typu a) lub b), przy czym rozwiązanie ma postać szeregu równań, obowiązujących dla poszczególnych zakresów nieciągłości w stanie ustalonym.

2. Opis metody.

Rozważmy jakikolwiek układ elektryczny z dowolnie skombinowanymi stałymi R , L i C , w którym działają siły elektromotoryczne, zmienne w czasie według określonych, danych funkcji.

Niezależnie od tego, czy wielkości R , L i C są stałe czy zmienne, oraz niezależnie od przebiegu zmienności działających S. E. M.-cznych, możemy dla poszczególnych obwodów układu ułożyć szereg równań na podstawie uogólnionego prawa Ohma. Niewiadomymi w tych równaniach będą prądy wzgl. napięcia (oraz ich pochodne względem czasu) w poszczególnych gałęziach układu.

Rozwiązując te równania względem siebie, otrzymamy ostatecznie równanie z jedną niewiadomą y oraz jej pochodnymi $\frac{dy}{dt}$ i $\frac{d^2y}{dt^2}$, kształtu:

$$ky + k' \frac{dy}{dt} + k'' \frac{d^2y}{dt^2} = f(t) \quad (1)$$

gdzie y oznacza napięcie lub prąd w jednej z gałęzi obwodu, zaś $f(t)$ jest określoną funkcją czasu dzięki określoności działających S.E.M.-cznych. Współczynniki k , k' i k'' stanowią również określone funkcje stałych R , L i C .

Zbadamy równanie powyższe w przypadku nas interesującym, to jest gdy spełnione są następujące założenia:

1) Funkcja $f(t)$ jest funkcją czasu okresowo zmienną;

2) Funkcja $f(t)$ posiada w ciągu jednego okresu swej zmienności zakresy ciągłości w czasach:

$0 - t_1, t_1 - t_2, t_2 - t_3 \dots t_{q-1} - t_q, t_q - T$
(T — okres), przy czym czas liczony jest od początku okresu.

3) Spółczynniki k , k' i k'' (naogół stałe) mogą posiadać również zakresy ciągłości w ciągu jednego okresu, w czasach $0 - \theta_1, \theta_1 - \theta_2 \dots \theta_p - T$.

W związku z tem możemy przypuszczać (choć nie twierdzić z całą stanowczością), że również i te przebiegi, jako skutki powtarzalnych przyczyn, będą dążyć do osiągnięcia stanu powtarzalności, to jest *t. zw. stanu ustalonego*.

Idealnym stanem ustalonym będzie taki stan, w którym przebiegi badane (np. funkcja *y*) będą powtarzać się co okres *w sposób identyczny*.

Zachodzi pytanie, kiedy taki stan ustalony nastąpi — jeśli nastąpi wogóle?

Otóż jasnym jest, że równania (2), rozwiązane dla dwu z kolei okresów zmienności funkcji *f(t)* — *m*-tego i (*m* + 1)-go, dadzą wyniki identyczne jedynie w tym wypadku, gdy warunki początkowe tych obu okresów będą jednakowe. Ale oczywiście warunki początkowe okresu (*m* + 1)-go określone są przez stan końcowy okresu *m*-tego! Skoro jednak przebiegi osiągnęły już stan ustalony, więc warunki początkowe okresu (*m* + 1)-go są także, jak warunki początkowe okresu *m*-tego; możemy wobec tego stwierdzić ostatecznie co następuje:

*przebiegi w obwodach elektrycznych osiągają stan ustalony w takim — i tylko w takim — *m*-tym z kolei okresie zmienności funkcji *f(t)*, w którym stan końcowy (dla czasu *t* = *T*) jest taki sam, jak stan początkowy (dla *t* = 0).*

Matematycznie wyrazi się to równaniami:

$$y_{n,T} = Y_m$$

oraz np.

$$\left(\frac{dy_n}{dt}\right)_T = Z_m,$$

czyli w związku z równaniami (3):

$$\left. \begin{aligned} \varphi_n(T, Y_m, Z_m) &= Y_m \\ \psi_n(T, Y_m, Z_m) &= Z_m \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

Są to dwa równania z dwiema tylko niewiadomymi, *Y_m* i *Z_m*, które możemy tedy obecnie wyznaczyć. Podstawiając obliczone stąd wartości do używanych poprzednio rozwiązań równań (2), otrzymamy ostatecznie interesujące nas równania rozwiązanych przebiegów dla poszczególnych przedziałów ciągłości w jednym okresie zmienności funkcji *f(t)* i w stanie ustalonym. Oczywiście w wielu wypadkach (gdy współczynniki *k* w równaniach (2) są równe zero) zamiast dwu równań (4) z dwiema niewiadomymi mamy tylko jedno równanie z jedną niewiadomą, ponieważ wówczas występuje tylko jedna stała całkowania w rozwiązaniu równań (2).

Charakterystyczne jest, że opisana metoda pozwala określić analitycznie przebieg szukanej funkcji *y* od razu w stanie ustalonym, nie daje natomiast bezpośrednich wyników, jeśli chodzi o określenie samego przebiegu ustalania się, to jest stanu nieustalonego. Pragnąc stwierdzić, jaki jest charakter tych przebiegów nieustalonych, najwygodniej obliczyć wartości *Y_m* i *Z_m* w funkcji liczby porządkowej okresu, *m*. Bliższe szczegóły dotyczące metody tego obliczenia najlepiej widoczne są z podanego niżej przykładu.

3. Przykład: obwód z R, C.

Razwżmy obwód przedstawiony na rys. 1, na który działa siła elektromotoryczna nieciągła,

w postaci impulsów prostokątnych, o przebiegu podanym na rys. 2.

Mamy tu dwa przedziały ciągłości:

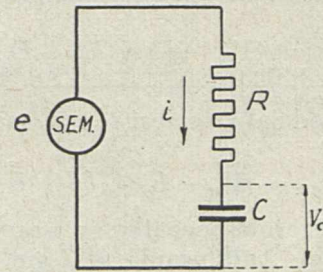
1) W czasie *t* = 0 do *t* = τ (początek rachuby czasu zaczynamy od *m*-tego okresu!) S.E.M.-czna działająca *e* = *E* = const.

2) w czasie *t* = τ do *t* = *T* (okres) S.E.M.-na *e* = 0.

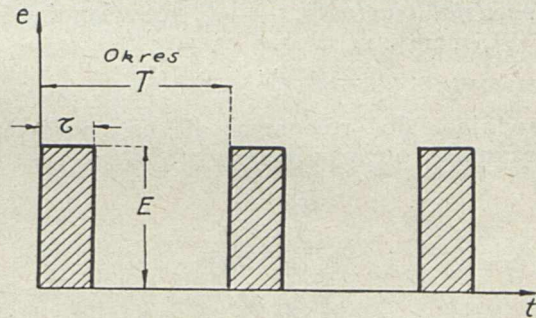
Ogólne równanie dla rozważanego obwodu ma postać:

$$Ri + v_c = e \dots (5)$$

gdzie *i* — prąd, *v_c* — napięcie na kondensatorze.



Rys. 1.



Rys. 2.

Ponieważ początkowe warunki pracy określimy w tym wypadku najwygodniej napięcie na kondensatorze, postawimy zamiast *i* wielkość

$$i = C \frac{dv_c}{dt} \dots (6)$$

otrzymamy wówczas równanie:

$$RC \frac{dv_c}{dt} + v_c = e \dots (7)$$

Równanie to dla dwu przedziałów ciągłości przedstawi się w postaci dwu równań następujących:

$$RC \frac{dv_{c1}}{dt} + v_{c1} = E \dots (8)$$

$$RC \frac{dv_{c2}}{dt} + v_{c2} = 0 \dots (9)$$

Przedział ciągłości 0 — τ . Rozwiązując równanie (8), mamy:

$$v_{c1} = A_1 e^{b_1 t} + B_1 \dots (10)$$

Podstawiając do równania (8), otrzymamy przez porównanie współczynników:

$$B_1 = E$$

$$b_1 = -\frac{1}{RC}$$

czyli

$$v_{c1} = A_1 e^{-\frac{t}{RC}} + E$$

Stałą całkowania A_1 wyznaczmy, zakładając, że w początku rozważanego okresu, to jest dla $t = 0$:

$$v_{c1,0} = V_m \dots (11)$$

Otrzymamy stąd:

$$A_1 = V_m - E,$$

i ostatecznie równanie krzywej napięcia w pierwszym przedziale ciągłości:

$$v_{c1} = (V_m - E) e^{-\frac{t}{RC}} + E \dots (12)$$

Dla końca przedziału, to jest $t = \tau$, mamy:

$$v_{c1,\tau} = (V_m - E) e^{-\frac{\tau}{RC}} + E \dots (13)$$

Jest to równocześnie początkowy warunek dla wyznaczenia stałej całkowania w 2-gim przedziale ciągłości:

$$v_{c2,\tau} = v_{c1,\tau} \dots (14)$$

Przedział ciągłości $\tau - T$. Rozwiązując równanie (9), mamy:

$$v_{c2} = A_2 e^{b_2 t} + B_2 \dots (15)$$

podstawiając do równania (9) i porównując współczynniki, otrzymujemy:

$$B_2 = 0$$

$$b_2 = -\frac{1}{RC}$$

czyli

$$v_{c2} = A_2 e^{-\frac{t}{RC}}$$

Stałą całkowania A_2 wyznaczamy z warunków (13) i (14); mamy tutaj:

$$A_2 e^{-\frac{\tau}{RC}} = (V_m - E) e^{-\frac{\tau}{RC}} + E,$$

czyli

$$A_2 = (V_m - E) + E e^{-\frac{\tau}{RC}}$$

Ostatecznie zatem równanie krzywej napięcia w drugim przedziale ciągłości:

$$v_{c2} = (V_m - E + E e^{-\frac{\tau}{RC}}) e^{-\frac{t}{RC}} \dots (16)$$

W końcu okresu, dla $t = T$:

$$v_{c2,T} = (V_m - E + E e^{-\frac{\tau}{RC}}) e^{-\frac{T}{RC}}$$

Stan ustalony nastąpi wówczas, gdy:

$$v_{c2,T} = v_{c1,0} = V_m = V_{ust}$$

otrzymujemy więc równanie:

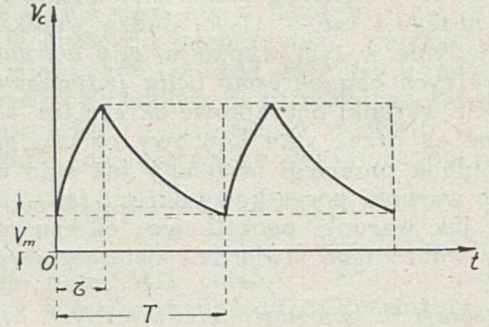
$$(V_{ust} - E + E e^{-\frac{\tau}{RC}}) e^{-\frac{T}{RC}} = V_{ust} \dots (17)$$

(odpowiadające równaniom (4) paragrafu poprzedniego). Stąd wyznaczamy $V_m = V_{ust}$ dla stanu ustalonego:

$$V_{ust} = E \frac{1 - e^{-\frac{\tau}{RC}}}{1 - e^{-\frac{T}{RC}}} \dots (18)$$

Równania (12), (16) i (18) wyznaczają w zupełności przebieg napięcia na kondensatorze w stanie ustalonym.

Kształt ogólny krzywych, odpowiadających tym równaniom, pokazany jest na rys. 3.



Rys. 3.

Zobaczymy jeszcze teraz, jak za pomocą równań (12) i (16) można zorientować się w przebiegu ustalania się wartości V_m .

Dla 1-go okresu ($m = 0$), to jest tego, w którym impulsy e zaczęły działać na obwód elektrycznie obojętny, mamy:

$$V_0 = 0.$$

W końcu tego okresu (z równania (16)), czyli na początku okresu drugiego:

$$V_1 = (V_0 - E + E e^{-\frac{\tau}{RC}}) e^{-\frac{T}{RC}} = E (e^{-\frac{\tau}{RC}} - 1) e^{-\frac{T}{RC}} = \sigma e^{-\frac{T}{RC}}$$

[oznaczając $E(e^{-\frac{\tau}{RC}} - 1) = \sigma$].

W końcu 2-go okresu:

$$V_2 = (V_1 - E + E e^{-\frac{\tau}{RC}}) e^{-\frac{T}{RC}} = (\sigma e^{-\frac{T}{RC}} + \sigma) e^{-\frac{T}{RC}} = \sigma (e^{-2\frac{T}{RC}} + e^{-\frac{T}{RC}}).$$

I ostatecznie ogólnie:

$$V_m = \sigma [e^{-\frac{mT}{RC}} + e^{-\frac{(m-1)T}{RC}} + \dots + e^{-\frac{T}{RC}}]$$

Oznaczamy $e^{-\frac{T}{RC}} = \alpha$, wtedy otrzymujemy szereg skończony kształtu:

$$V_m = \sigma (\alpha^m + \alpha^{m-1} + \alpha^{m-2} + \dots + \alpha).$$

Suma tego szeregu wyrazi się wzorem:

$$V_m = \sigma \frac{\alpha(\alpha^m - 1)}{\alpha - 1}.$$

Ostatecznie podstawiając wartości na σ i α otrzymujemy:

$$V_m = E \frac{e^{-\frac{mT}{RC}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{RC}}} (e^{-\frac{\tau}{RC}} - 1) \dots (19)$$

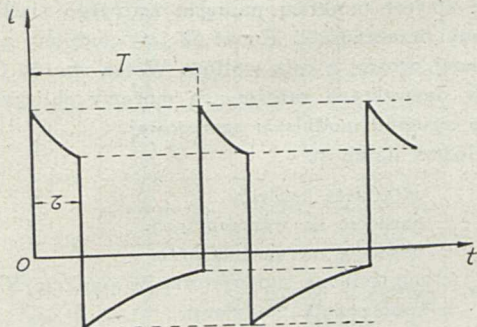
Mamy tu wspomnianą wyżej zależność V_m od liczby porządkowej okresu.

Widać od razu, że dla $m \rightarrow \infty$:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} V_m = E \frac{1 - e^{-\frac{T}{RC}}}{1 - e^{-\frac{T}{RC}}} = V_{ust}$$

(porównaj wzór 18)

czyli stan ustalony w rzeczywistości nastąpi dopiero po czasie nieskończenie długim.



Rys. 4.

Ze wzoru (6) oraz wzorów (12) i (16) obliczyć jeszcze prąd i dla obu przedziałów ciągłości:

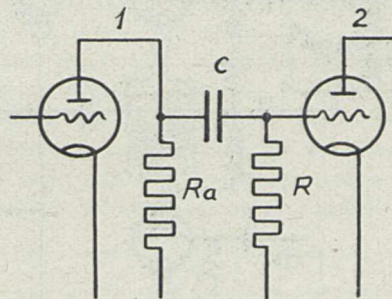
$$i_1 = -\frac{1}{R} (V_m - E) e^{-\frac{t}{RC}} \dots (20)$$

$$i_2 = -\frac{1}{R} (V_m - E + E e^{-\frac{T}{RC}}) e^{-\frac{t}{RC}} \dots (21)$$

przyczem na V_m dla stanu ustalonego należy podstawić wartość ze wzoru (18), zaś dla dowolnego m -tego okresu w stanie nieustalonym — wartość ze wzoru (19).

Kształt krzywej prądu dla stanu ustalonego pokazany jest na rys. 4.

Warto zauważyć, że obwód rozpatrzony z R i C można z pewnym przybliżeniem uważać za obwód zastępczy wzmacniacza lampowego ze sprzężeniem oporowym (rys. 5). Istotnie, jeśli $R \gg R_a$,



Rys. 5.

oraz pojemność wejściowa siatki lampy 2 jest bardzo mała (co zazwyczaj ma miejsce), można opór R_a uważać za źródło S.E.M.-nej, działającej na połączone szeregowo C i R . Wyżej wyprowadzone wzory dają w tym wypadku przebieg napięć, działających na siatkę lampy 2 (iloczyn Ri), jeśli impulsy prostokątne przyłożone są na siatkę lampy 1.

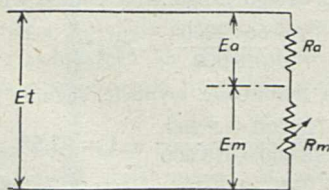
WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

Modulacja szeregową.

(Marconi Review N41 — Series modulation. W. T. Ditcham).

Two Marconi w ostatnich czasach przeszło całkowicie na stosowanie tak zwanej modulacji szeregowej.

System modulacji szeregowej może być przedstawionym schematycznie według rys. 1, gdzie mamy źródło napięcia E_t i załączone szeregowo dwa opory R_a i R_m . Opór R_a posiada stałą wartość i odpowiada wzmacniaczowi modulowanemu. Opór R_m posiada wartość zmienną i odpowiada modulatorowi.



Rys. 1.

W ten sposób, jak widzimy, zasada działania jest nadzwyczajnie prosta.

Jeżeli przyjmiemy, że obydwie opory R_a i R_m są równe (stan niemodulowany), natenczas całkowite napięcie E_t będzie się równo dzielić między obydwoma oporami i na każdym z nich będziemy mieli połowę napięcia. Jeżeli teraz opór zmienny R_m (modulator) będziemy zmieniać od zera

do nieskończoności, wówczas napięcie na stałym oporze (na wzmacniaczu modulowanym) będzie się zmieniać od wartości równej połowie napięcia E_t (wysyłanie fali nośnej niemodulowanej) do podwójnej ten wartości, czyli do pełnego napięcia E_t i do zera. Inaczej mówiąc wzmacniacz ten będzie całkowicie modulowanym.

Rzecz jasna w układzie praktycznym z lampami katodowymi nie jest możliwe sprowadzenie oporności modulatora do zera ani też doprowadzenie tej oporności do nieskończoności. Jeżeli jednak dobierzemy właściwy modulator (lampę lub lampy) i właściwe ujemne napięcia siatkowe, t. j. takie, żeby bez modulacji napięcie na modulatorze było co najmniej większe od napięcia na wzmacniaczu, natenczas łatwo będziemy mogli osiągnąć pełną modulację wzmacniacza, t. j. przy obciążeniach szczytowych otrzymamy dwukrotne napięcia na wzmacniaczu i z drugiej strony w następnym stadium otrzymamy spadek napięcia na tym wzmacniaczu równy zeru.

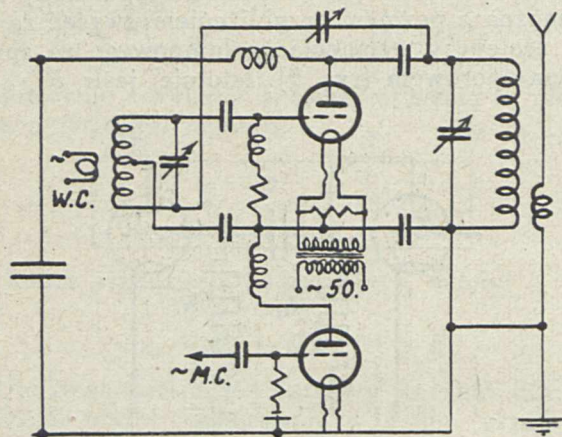
Na rys. 2 widzimy typowy schemat modulacji szeregowej. przyczem modulator jest połączony od strony ziemi, zaś katoda wzmacniacza modulowanego posiada potencjał dodatni w stosunku do ziemi.

Przy zmianie tych pozycy natrafiamy na trudności w doprowadzaniu potencjałów wejściowych do siatki modulatora, a także w stosowaniu ujemnego potencjału na siatkę modulatora.

Stosując kondensatory blokowe między anodą oraz katodą wzmacniacza lampowego i obwodem strojonym wyj-

ściowym (sprzężonym dalej z anteną) możemy ten obwód uziemić w znany sposób.

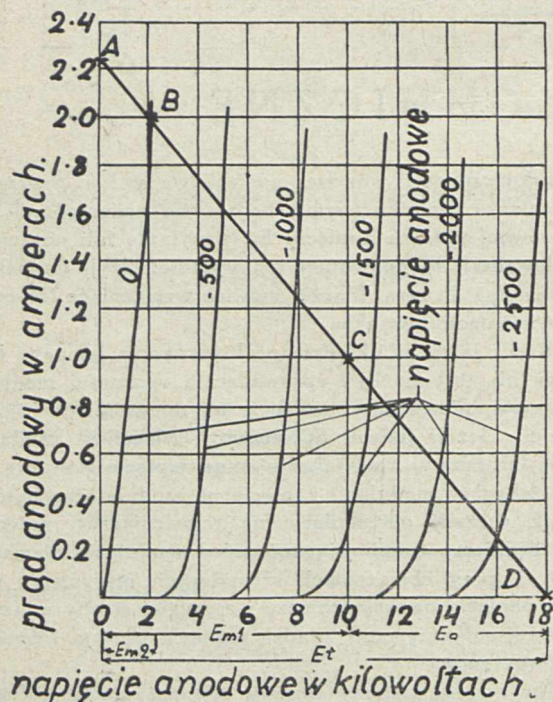
Ważną rzeczą jest jednak przy tej okazji pamiętać, żeby te kondensatory były nie za duże, w przeciwnym razie w modulacji będą ucięte większe częstotliwości. To samo oczywiście należy mieć na uwadze, przy systemie żarzenia katody wzmacniacza modulowanego. Jeżeli używamy trans-



Rys. 2.

formator jak to pokazano na rys. 2, to transformator ten winien mieć małą pojemność między pierwotnym i wtórnym uzwojeniem.

Użycie transformatora na żarzenie, zasilanego prądem 50-okresowym, jak się okazało, nie daje w transmisji fonicznej zniekształceń na skutek tętnienia 50 okresowego, jednakże można również z dobrym skutkiem użyć maszyny prą-



Rys. 3.

du stałego dostatecznie izolowaną, ale w tym przypadku również należy pamiętać o tym, żeby maszyna ta miała małą pojemność względem ziemi.

Na rys. 3 widzimy charakterystykę lampy z chłodzoną anodą, stosowaną dla modulacji szeregowej jako modulator.

Oznaczmy na tej krzywej punkt C, w którym lampa pobiera 1 Amper przy 10 000 woltach, t. j. 10 KW.

Jeżeli E_t oznacza napięcie całkowite (na lampie modulacyjnej szeregowo z lampą wzmacniającą), natomiast E_{m1} będzie napięciem na modulatorze, zaś napięcie na wzmacniaczu będzie oczywiście równem $E_t - E_{m1} = E_a$.

Prąd anodowy musi być oczywiście tym samym w modulatorze, co i we wzmacniaczu. Opór wzmacniacza będzie równym $E_a : I_a$, t. j. według rysunku 3—8000 omów (8 000 V i 1 Amp.).

Przez punkt C wykreślamy prostą nachyloną w ten sposób, żeby to nachylenie odpowiadało oporowi 8000 omów, przy czym B jest punktem napięcia zerowego siatki (który nie chcemy przekraczać). Punkt D jest punktem przecięcia wspomnianej prostej z osią woltów. W ten sposób $OD = E_t$.

Przy powyższych założeniach możemy obliczyć zachowanie się systemu modulacji szeregowej.

Założmy dalej, że

- E_t = całkowite napięcie,
- E_a = napięcie na wzmacniaczu,
- E_{m1} = napięcie na modulatorze,
- E_{m2} = napięcie na modulatorze w punkcie B,
- M = współczynnik modulacji.

Natenczas obliczyć możemy, że współczynnik modulacji równa się

$$M = \frac{E_t - E_{m2}}{E_t - E_{m1}} - 1.$$

Moc pobierana przez wzmacniacz modulowany równa się $E_a I_a$ i jak wiadomo w energję wielkiej częstotliwości ulega transformacji 66% tej mocy (przy wzmacniaczu klasy B t. j. przy wzmacniaczu pracującym na dolnym zagięciu charakterystyki).

W ten sposób wydajność całego urządzenia modulacyjnego (wzmacniacz plus modulator) będzie

$$\eta = \frac{66 \cdot E_a}{E_t} \%.$$

Ponieważ na charakterystykach z rys. 3 wskazane są rzeczywiste wartości, przeto możemy obliczyć faktyczne dane przy zastosowaniu lampy o takich właśnie charakterystykach.

Całkowite napięcie wynosi 18 000 woltów, przy czym moc admysyjna modulatora wynosi 10 KW.

Napięcie na modulatorze wynosi 10 000 woltów przy jednym amperze, t. j. ujemne napięcie na siatce modulatora winno wynosić — 1350 woltów.

Napięcie na wzmacniaczu wynosi 8000 woltów przy 1 amperze, t. j. wzmacniacz ten pobiera 8 KW.

Przy sprawności 66% otrzymamy wtedy w obwodzie wyjściowym falę nośną o mocy 5,3 KW.

Wydajność całego urządzenia będzie wtedy

$$\frac{66 \cdot 8000}{18000} = 29,3\%.$$

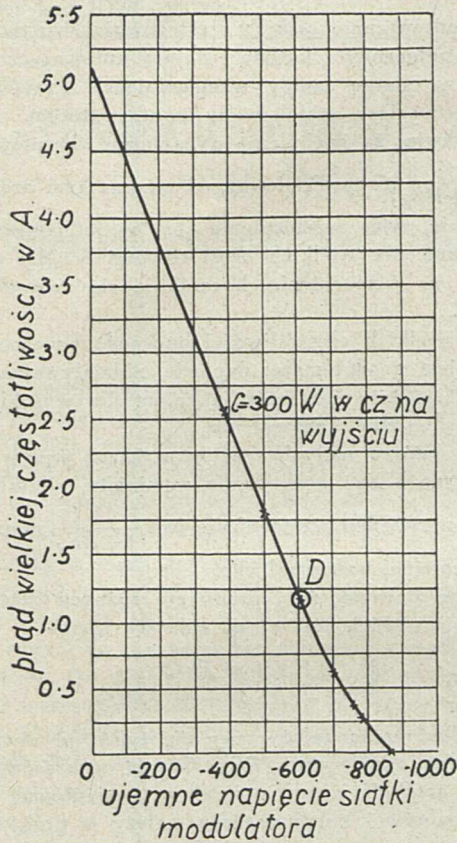
Największa modulacja wynosić będzie

$$\frac{18000 - 2200}{18000 - 10000} - 1 = 97,5\%$$

Oczywiście tak głęboko modulować nie należy, gdyż wtedy powstają zniekształcenia wskutek zakrzywienia charakterystyki u dołu tej krzywej, jednakże 80% modulacja jest całkowicie dopuszczalna przy minimalnych zniekształceniach.

Na rys. 4 widzimy krzywą zależności prądu wielkiej częstotliwości w amperach w funkcji napięcia siatki modulatora. Zależność ta jest prostolinijną do mniej więcej punktu D, co odpowiada 80% modulacji fali nośnej oznaczonej punktem C.

Przy wykreśleniu krzywej z rys. 4 jako wzmacniacz modulowany była użyta lampa DET3 i jako modulator lampa MT9L. Całkowite napięcie wynosiło 6000 woltów, rozdzielone w ten sposób, że 3600 woltów było na modulatorze, zaś 2400 woltów na wzmacniaczu; moc fali nośnej wynosiła wtedy 300 watów.



Rys. 4.

Na rys. 5 mamy zależność współczynnika zniekształcenia w zależności od głębokości modulacji (w procentach). Krzywa ta była zdjęta przy częstotliwości modulującej 1000 okresów przy zastosowaniu we wzmacniaczu dwóch lamp CAT6, modulowanych za pomocą dwóch lamp CAM3 przy 18 000 woltach. Moc fali nośnej wynosiła 100 kilowatów.

Z powyższego wynika, że można zwiększyć sprawność całkowitą układu, jeżeli zmniejszymy napięcie na modulatorze i zwiększymy napięcie na wzmacniaczu; w tym wypadku jednak zmniejszamy głębokość modulacji. W praktyce okazało się najlepiej tak wyregulować całe urządzenie, żeby przy zerowym potencjale siatki modulatora napięcie na wzmacniaczu zwiększało się dwukrotnie w stosunku do napięcia na tym wzmacniaczu przy fali nośnej niemodulowanej.

Przy takich warunkach okazało się w praktyce niemożliwym przemodulować falę nośną. Warunek ten można osiągnąć, włączając opór szeregowy z siatką modulatora; w tym wypadku nawet jeżeli siatka modulatora zostanie przemodulowana w stronę plusa, to prąd wielkiej częstotliwości nie zmieni się wiele ponad wartość posiadaną przy zerowym potencjale siatki modulatora.

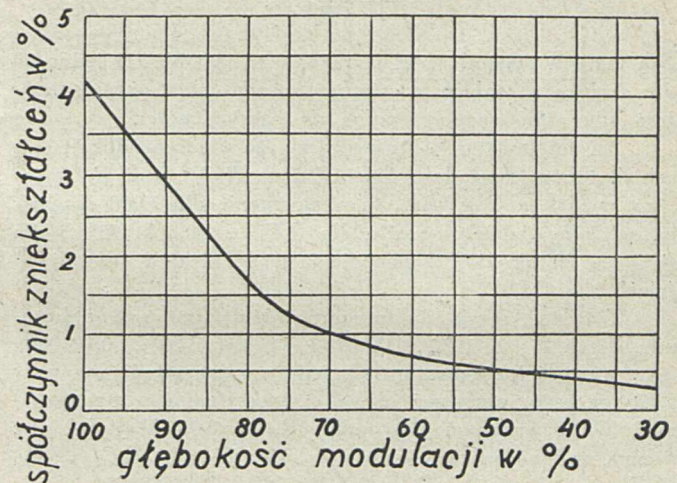
Oprócz tego, jasnym jest, że przy modulacji szeregowej anoda wzmacniacza nie może mieć nigdy ujemnego napięcia w stosunku do katody, co bardzo często się zdarza przy modulacji dławikowej.

Podkreślić należy, że łączenie lamp szeregowo, według opisywanych zasad, zmniejsza tendencję lamp do wewnętrznych wyładowań (t. zw. „rocky points”), które, jak wiadomo, w praktyce bywają bardzo nieprzyjemne. To zmniejszenie tendencji do wewnętrznych wyładowań jest tem więcej ciekawe, że lampy w układzie modulacji szeregowej pracują przy szczytowych napięciach daleko większych niż normalnie.

T-wo Marconi'ego wypracowało system modulacji szeregowej przy mocach do 30 KW. Moc ta wystarcza do wzbudzenia ostatniego stopnia przy mocy fali nośnej 300 KW. Moc tego rodzaju przypuszczam wystarczy na dłuższy okres czasu w praktyce radjofonicznej.

Rezultaty praktyczne otrzymane z modulacją szeregową w przedostatnim stopniu wraz z następnym wzmacniaczem końcowym okazały się bardzo dobre. Przy modulacji do 90% współczynnik zniekształceń nie przekraczał 4%.

Oprócz tego podkreślić należy, że system tej modulacji można zastosować do szerokiej wstęgi częstotliwości. Pomia-



Rys. 5.

ry wykazały, że w granicach 50 do 10 000 okresów powstające różnice nie przekraczają 0,5 db.

System modulacji szeregowej nadaje się z powyższych powodów dla radjofonji i telewizji lepiej, niż wszelkie inne systemy.

Zreferował inż. J. Plebański.

Reprodukcja wysokich i niskich tonów w oporowych wzmacniaczach małej częstotliwości.

(Philips Monatsheft für Apparate-Fabrikanten. Dezember 1932 — Januar 1933).

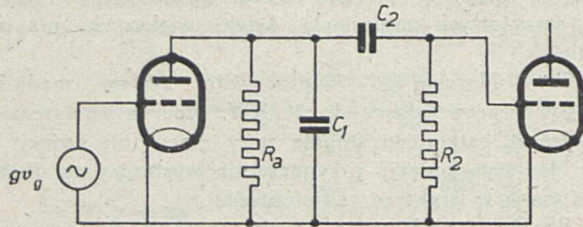
W oporowych wzmacniaczach małej częstotliwości jakość reprodukcji zależy w znacznej mierze od wartości zastosowanych oporów i kondensatorów. Przedmiotem artykułu jest analiza wpływu, jaki wspomniane wartości wywierają na odtwarzanie wysokich i niskich tonów. Niech R_i oznacza opór wewnętrzny lampy, R_a — opór sprzęgający (w obwodzie anodowym lampy), R_2 — opór upływowy siatki lampy następnej, C_1 — pojemność bocznikującą R_a i C_2 — kondensator sprzęgający. (Rys. 1).

Wysokie tony.

W danym przypadku oporność pozorną kondensatora C_2 jest mała w porównaniu z oporem R_2 , skutkiem czego można uważać, że opory R_i , R_a i R_2 są połączone równoległe i są równoważne oporowi wypadkowemu R_1

$$\left(\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_2} \right).$$

Wpływ pojemności C_1 na odtwarzanie częstotliwości, leżących w dolnej części zakresu wysokich tonów, jest bardzo mały; dla wyższych jednak częstotliwości oporność pozorną C_1 maleje, tak że częstotliwości te są słabiej wzmacniane.



Rys. 1.

Jak wynika z podanego wzoru, o jakości reprodukcji decyduje następujący czynnik:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}}$$

Dla małych częstotliwości wyrażenie to jest bliskie jedności, dla bardzo wysokich częstotliwości natomiast wzmacnienie jest odwrotnie proporcjonalne do częstotliwości.

Na tej podstawie stwierdzamy, że dla reprodukcji wysokich tonów miarodajny jest iloczyn $R_1 C_1$. Jeśli R_1 wyrazimy w $M\Omega$, a C w $\mu\mu F$, to wzmacnienie dla 5.000 okresów na sekundę będzie wynosiło dla $R_1 C_1 = 10$, ok. 95% i dla $R_1 C_1 = 20$ ok. 80% wzmacnienia przy niskich częstotliwościach.

Tytułem przykładu przeprowadźmy poniższe obliczenie: Niech $R_a = 0,32 M\Omega$, $R_2 = 1 M\Omega$ i $R_1 = 0,12 M\Omega$; jaką wartość kondensatora C_1 należy zastosować, aby przy 5.000 okresów otrzymać ok. 85% maksymalnego wzmacnienia? W rozważanym przypadku $R_1 = 0,08 M\Omega$. Jak już wiemy, żądane wzmacnienie uzyskuje się, gdy $R_1 C_1 = 20$, skąd:

$$C_1 = \frac{20}{0,08} = 250 \mu\mu F.$$

Niskie tony.

Pojemność C_1 w większości wypadków praktycznie nie wywiera wpływu na wzmacnienie niskich tonów, niepodobna natomiast pominąć rolę pojemności C_2 ; im mniejsza jest częstotliwość, tem więcej wzrasta oporność pozorną kondensatora C_2 , podczas gdy opór R_2 zachowuje stałą wartość; wskutek tego częstotliwości, dla których oporność pozorną kondensatora C_2 nie jest mała w porównaniu z R_2 , ulegają osłabieniu. Z wyprowadzonych wzorów wynika, że w zakresie niskich tonów o reprodukcji poszczególnych częstotliwości decyduje następujący czynnik:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 (R_1 + R_2)^2 C_2^2}}}, \text{ gdzie } \frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a}.$$

Dla wyższych częstotliwości rozważanego zakresu wartość podanego wyrażenia jest bliska jedności; dla bardzo niskich częstotliwości ułamek pod pierwiastkiem jest znacz-

nie większy od jedności, a zatem wzmacnienie staje się proporcjonalne do częstotliwości.

Reprodukcję niskich tonów charakteryzuje więc iloczyn $(R_1 + R_2) C_2$. Jeśli iloczyn ten równa się 10 000 (R w $M\Omega$ i C w $\mu\mu F$), wzmacnienie dla częstotliwości 50 okresów wynosi jeszcze 95% wzmacnienia przy wyższych częstotliwościach.

Na odtwarzanie niskich częstotliwości wpływa również opór (R) połączony z katodą i dający automatyczne ujemne napięcie na siatkę lampy wzmacniającej. Przypuśćmy, że opór ten nie jest zablokowany kondensatorem. Obecność oporu sprawia, że nachylenie dynamiczne S_d ulega zmniejszeniu $\frac{1}{1 + RS_d}$ razy. Ponieważ we wzorze tym częstotliwość nie figuruje, więc wzmacnienie jest w jednakowej mierze zredukowane dla wielkich częstotliwości. Celem uniknięcia tej straty na wzmacnieniu, bocznikuje się opór R kondensatorem C .

Dla wielkich częstotliwości oporność pozorną kondensatora C jest naogół mała; napięcie oddziaływając zwrotnie na siatkę jest również małe, a zatem dla wysokich tonów uzyskuje się pełne wzmacnienie.

Przy bardzo małych częstotliwościach wpływ kondensatora C może być praktycznie pominięty, skutkiem czego w danym przypadku wzmacnienie jest $\frac{1}{1 + RS_d}$ razy mniejsze od wzmacnienia maksymalnego.

Można dowiedzieć, że reprodukcję różnych częstotliwości (w zakresie niskich tonów) określa wyrażenie

$$\sqrt{\frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{(1 + RS_d)^2 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

Jakość odtwarzania zależy więc nie tylko od iloczynu RC , lecz również od iloczynu RS_d . Szereg wykresów ilustruje podane w artykule wzory, pozwalając zorientować się, jakie wartości oporów i kondensatorów należy w praktyce stosować w oporowych wzmacniaczach małej częstotliwości.

A. L.

KOMUNIKAT SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ S. E. P.

Dnia 22 listopada r. b. o godz. 20-ej odbędzie się w lokalu S.E.P. zebranie odczytowe, na którym odbędą się następujące odczyty: 1. Inż. St. Dierewianko (Państwowy Instytut Tele-Komunikacyjny) wygłosi komunikat p. t. „Wzmacniacz słabych impulsów“ (Rejestracja cząstek), oraz 2: Inż. St. Wołski (Państwowy Instytut Tele-Komunikacyjny) wygłosi komunikat p. t. „Stosowanie tabel zamiast krzywej wzorcowania“. Po odczytach nastąpi dyskusja.

SPROSTOWANIE.

W artykule inż. Launberga p. t. *Kilka uwag o lampach „Catkin“*, ogłoszonym w Przegl. Radjotechnicznym XI, z. 19—20, na str. 111 szpalta pierwsza, wiersz 6-ty od dołu, zamiast 0,25 mA powinno być 0,52 mA.

