

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XIV.

1 Marca 1936 r.

Zeszyt 5—6

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

Modulacja transatlantyckiej radiostacji krótkofalowej SPW w Babicach pod Warszawą.

La modulation téléphonique de l'émetteur transatlantique SPW aux ondes courtes

Inż. Juliusz Hupert

Państwowe Zakłady Tele- i Radjotechniczne w Warszawie

Sommaire:

L'auteur décrit le système de la modulation employé dans l'émetteur télégraphique et téléphonique SPW à l'onde courte (22 m.).

On examine le calcul et les travaux expérimentales effectués à l'occasion d'établissement d'un modulateur série pour cet émetteur.

W y k a z o z n a c z e ń:

- \bar{V}_a — Składowa szybkozmienna napięcia anodowego;
- \bar{V}_s — Amplituda pobudzająca;
- $V-I$ — ogólne oznaczenie napięć stałych — znaczki u dołu precyzują bliżej daną wielkość;
- v, i — chwilowe wartości — znaczki u dołu precyzują oznaczenie;
- ρ — opór wewnętrzny lampy;
- R — opór, na który lampa pracuje;
- R_g — opór generatora przy rozważaniu modulatora;
- c_1, c_2 — wielkości stałe;
- α, β — kąty.

I. Wstęp.

Radjostacja telefoniczno-telegraficzna SPW zainstalowana jest w centrali nadawczej urzędu radjotelegraficznego w Babicach.

Pracuje częstotliwością 13 635 KC/S (fala ok. 22 m.) na antenie kierunkowej o kierunku promieniowania na Amerykę Południową z jednej, a Japonję z drugiej strony. Stacja przewidziana była dla celów telegrafii i telefonii handlowej, obecnie zaś oprócz korespondencji telegraficznej nadaje krótkie programy radjofoniczne dla Polaków z zagranicy.

Warunki techniczne wymagają od niej takiej mocy fali nośnej, jaka odpowiada dwum lampom TA 12/20000 w ostatnim stopniu przy modulacji siatkowej, t. j. około 6 kW, oraz wierności charakterystyki częstotliwości takiej, aby w zakresie 200 — 3 000 c/s odchylenia od średniej nie były większe od 3 db.

Artykuł niniejszy nie obejmuje opisu wzmacniaczy akustycznych, które stanowiły przedmiot osobnego projektu.

Do projektowania telefonii przystąpiono już po zaprojektowaniu całej telegraficznej części stacji przez co wyłoniły się pewne specjalne trudności. Przewidywana była modulacja anodowa w przedostatnim, lub też siatkowa w ostatnim stopniu. Pod uwagę zostały wzięte następujące systemy modulacji:

- 1) modulacja Heisinga w przedostatnim stopniu,

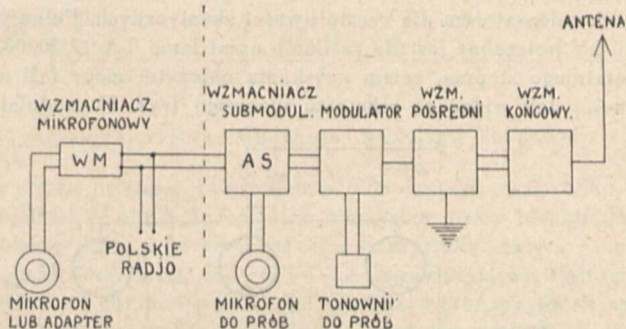
- 2) modulacja szeregową,

- 3) modulacja siatkowa oporowa, lub transformatorowa w ostatnim stopniu,

- 4) modulacja systemu „Telefunken” z lampą jako oporem zmiennym w obwodzie siatek lamp ostatniego stopnia.

Ostatecznie zatrzymano się przy systemie modulacji szeregowej, jako najprostszej dla prób i dla dobudowania szafy modulatora do już pracującego układu nadawczego telegraficznego.

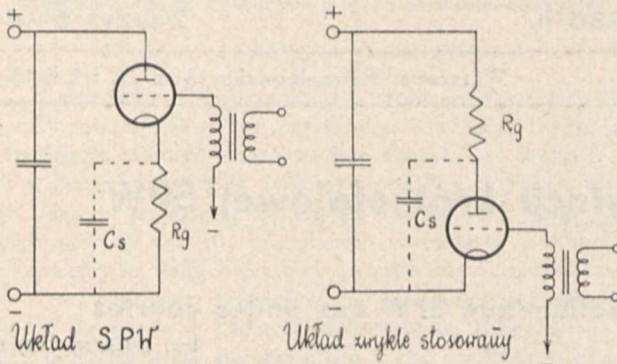
Modulacji Heisinga nie stosowano, chcąc uniknąć zakupu lub konstrukcji elementów z żelazem na wielką moc akustyczną i z dużym nasyceniem, jeśli zaś chodzi o modulację siatkową w ostatnim stopniu, to wprawdzie był narysowany i obliczony schemat próbny takiego modulatora, jednakże komplikował on dość znacznie schemat przełączania stacji z pracy telegraficznej na telefoniczną i dlatego nie został zrealizowany.



Rys. 1.
Ogólny układ połączeń telefonii.

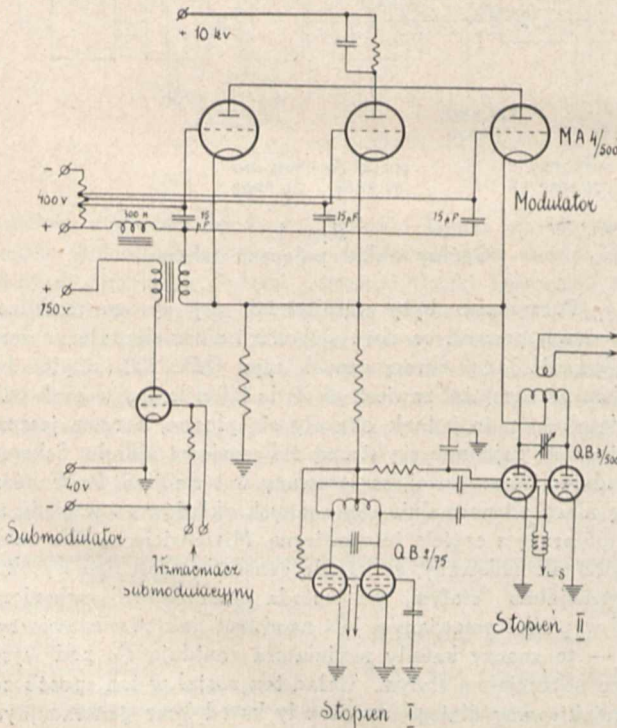
Początkowo były wątpliwości, czy system modulacji anodowej pozwoli na dość głębokie i niezniekształcone zmodulowanie lamp ekranowanych typu QB 3/500, stopień bowiem przedostatni zawiera po dwie takie lampy w push-pull. Wątpliwości te jednak okazały się płonne, o czym jeszcze wspomnę, zajmując się stroną obliczeniową układu. Schemat modulacji szeregowej, zastosowany w r-stacji S. P. W. różni się nieco od normalnie stosowanych układów ze względu na współpracę z częścią telegraficzną. Mianowicie zwykle układ bywa tak budowany, że katoda generatora jest pod wysokim potencjałem stałym, zaś katoda modulatora uziemiona. W wypadku omawianym jest naodwrot, jak przedstawia rys. 2 — to znaczy katody modulatora znajdują się pod wysokim potencjałem stałym. Układ ten został w ten sposób zaprojektowany dlatego, że obwody katod lamp generacyjnych już wcześniej zostały tak wykonane, że wykluczały izolowanie ich na wysokie napięcie. Pod względem rozkładu pojem-

ności szkodliwych bocznikujących małą częstotliwość oba typy układu szeregowego niczem się od siebie nie różnią w założeniu, że pojemności te są sobie równe. Wynika to jasno z rys. 2.



Rys. 2.

W jednym wypadku oporność generatora, na którą pracuje modulator, zwarta jest wprost przez C_s , w drugim zaś przez C_s oraz duży kondensator blokujący źródło napięcia anodowego. Jednakże umieszczenie katod modulatora pod wysokim potencjałem ma inną wadę — mianowicie potrzebę izolowania wtórnego uzwojenia transformatora submodulacyjnego, na wysokie napięcie, a co zatem idzie zwiększone rozproszenie tego transformatora. Jako lampy modulacyjne zostały zastosowane 3 lampy MA 4/500, jako lampa submodulacyjna — MC 1/50. Radjostacja posiada dwa źródła wysokiego napięcia dla obwodów anodowych — mianowicie prostowniki rtęciowe szklane na 3 kV i 10 kV. Ponieważ lampy QB 3/500 wymagają ca. 3 000 woltów napięcia anodowego, zaś lampy modulacyjne MA 4/500 ca. 4 000 V, więc układ szeregowy musi być zasilany z prostownika 10 kV. Ponieważ jest to napięcie za wysokie na ten układ, musi być obniżone przy pomocy opornika szeregowego, zablokowanego kondensatorem dla częstotliwości akustycznych. Pełne zaś 10 kV potrzebne jest do zasilania anod lamp TA 12/20000 K ostatniego stopnia, celem uzyskania należytej mocy fali nośnej. Jak widać ze schematu ideowego (rys. 3) modulator



Rys. 3.
Schemat ideowy modulacji.

pracuje tutaj na układ wielkiej częstotliwości złożony z dwu stopni wzmocnienia mocy z lampami ekranowanymi (noszą one wspólną nazwę wzmacniacza pośredniego) oraz na opornik R, stanowiący gałąź potencjometru dla prądu stałego i akustycznego oraz służący dla dokładniejszego wyregulowania punktu pracy wzmacniacza modulowanego. Ze względu na to, że siatki osłonne lamp wzmacniacza pośredniego zasilane są przez oporniki redukcyjne, w układzie powyższym zachodzi jednoczesna modulacja w anodzie i siatce osłonnej, przyczem odbywa się ona w dwu stopniach wzmocnienia naraz. System ten rozważony jest poniżej nieco bardziej szczegółowo.

II. Ramowe obliczenie części wielkiej częstotliwości dla celów modulacji.

Przedewszystkiem obliczmy moc fali nośnej, jakiej spodziewać się można w antenie. Ostatni stopień stanowią dwie lampy TA 12/20000 K, pracujące w układzie push-pull jako wzmacniacz modulowany. Znając moc telegraficzną i zakładając pewien współczynnik wykorzystania napięcia anodowego, obliczymy zastępczą oporność omową w obwodzie jednej lampy.

Mianowicie:

- moc tlgr. w antenie = 19,5 kW,
- moc użyteczna $19,5 : 0,9 = 21,8 - 22$ kW,
- moc użyteczna na 1 lampę = 11 kW.

Maksymalna amplituda napięcia szybkozmiennego = 9,5

$$kV. \text{Amplituda prądu anodowego szybkozmiennego} = \frac{11 \cdot 2}{9,5} = 2,3 \text{ A.}$$

Oporność szeregową zastępczą w obwodzie 1-szej lampy

$$R = \frac{9,5}{2,3} = 4,1 \text{ k}\Omega$$

Amplitudę napięcia anodowego fali nośnej ocenić można na około 5 kV; stąd moc użyteczna uzyskana z jednej

$$\text{lampy: } \left(\frac{\bar{V}_a^2}{2} \right) \bar{R} = \frac{25}{8,2} = 3 \text{ kW}$$

z dwu lamp: 6 kW.

Moc w antenie = $6 \cdot 0,9 = 5,4$ kW.

Zależność pomiędzy składową w. cz. napięcia anodowego, napięciem anodowym, napięciem wzbudającym i potencjałem siatki uwidacznia bardzo wyraźnie wzór:

$$\bar{V}_a = \frac{K\bar{V}_s + V_a + KV_{ss} + \text{const.}^1}{\frac{P}{R_n} + 1} \dots \dots \dots (1)$$

(dla częstotliwości wielkiej).

Jeśli stopień mocy pracuje jako wzmacniacz modulowany, to \bar{V}_s jest sinusoidalnie zmienne, jeśli jest modulowany w siatce, zmienne jest sinusoidalnie V_{ss} jeśli zaś jest modulowany w anodzie zmienia się sinusoidalnie — V_a . Postać krzywych charakterystyk statycznych modulacji jest we wszystkich trzech wypadkach:

$$\bar{V}_a = f(\bar{V}_s),$$

$$\bar{V}_a = f(V_{ss}),$$

$$\bar{V}_a = f(V_a),$$

identyczna.

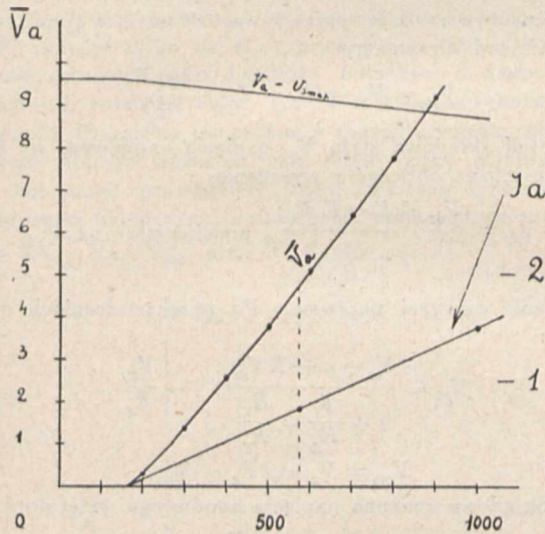
Wzór powyżej przytoczony daje bardzo przejrzystą i dobrą orientację, jeśli chodzi o zorientowanie się w rzędzie wielkości i doborze punktów pracy. Nie daje jednak pojęcia o nieprostoliniowości krzywej modulacji ze względu na to, że opiera się na założeniu prostoliniowości charakterystyk statycznych lampy. Jak z niego wynika, charakterystyka

¹⁾ Wzmacniacz rezonansowy z drganiem uciętymi — Manczarski.

modulacji jest prostolinijna o tyle, o ile wielkość „n” jest stała.

Wielkość ta stanowi funkcję kąta odcięcia. Przebieg zaś tej funkcji jest tego typu, że „n” waha się około wartości 0,5 w miarę tego, jak kąt odcięcia zbliża się do ca. 70°, później zaś maleje.

Rozumując tak dalej można dojść do wniosku, że w przypadku $\theta = 90^\circ$, t. j. w przypadku klasy B można modulować dowolnie głęboko bez obawy zniekształceń. Oczywiście będzie to wniosek fałszywy, ze względu na to, że charakterystyka robocza lampy w dolnej części jest zakrzywiona. Wzór pomija wpływ zakrzywienia zarówno dla pracy w klasie B, jak i C i słuszny jest tylko dla dostatecznie wielkiego pobudzenia. Na rys. 4 podany jest przebieg zależ-



Rys. 4.

ności składowej szybkozmiennej napięcia anodowego \bar{V}_a oraz składowej stałej prądu anodowego I_a od napięcia wzbudzającego \bar{V}_s , obliczony w założeniu prostolinijnych charakterystyk. Praca lampy charakteryzuje się następującymi wartościami:

$$\begin{aligned} V_a &= 9,6 \text{ kV,} \\ V_s &= -350 \text{ V,} \\ R &= 4,1 \text{ K}\Omega. \end{aligned}$$

Jako granicę wielkości, dla której można stosować obliczenia według charakterystyk prostolinijnych przyjęto wartość:

$$\bar{V}_a = V_a - v_{s,max}$$

gdzie $v_{s,max}$ oznacza maksymalny dodatni potencjał siatki przy danej wielkości wzbudzenia. Graniczna ta wielkość określona jest na rys. 4 od poziomej $\bar{V}_a = V_a$.

Na zasadzie obliczeń według powyższego wzoru i charakterystyk lamp przyjmujemy następujące wartości jako charakteryzujące pracę ostatniego stopnia:

Punkt pracy fali nośnej:
 $\bar{V}_a = 4900 \text{ V; } \bar{V}_s = 580 \text{ V.}$
 $I_a = 0,7 \text{ A (jednej lampy).}$

Moc użyteczna $\frac{(4900)^2}{2 \cdot 4,1} = 2,9 \text{ kW (jednej lampy).}$

Dla dwu lamp:
 Moc użyteczna 5,8 kW.
 Prąd anodowy 1,4 A.

$$\eta = \frac{5,8}{9,6 \cdot 1,4} = 0,43$$

Głębokość niezniekształconej modulacji:

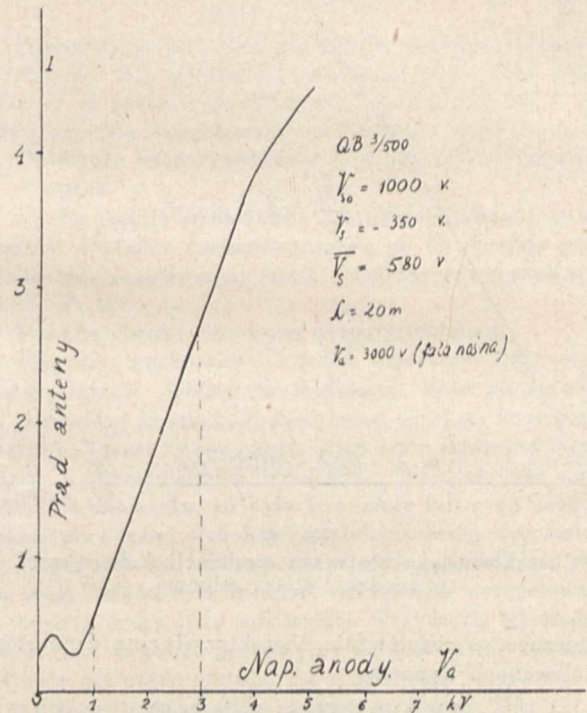
przy zmianach \bar{V}_s od 260 V do 880 V, następują zmiany \bar{V}_a od 0,9 kV do 8,9 kV (średnio 4 kV).

Stąd wynika:

Głębokość niezniekształconej modulacji 82% przy głębokości modulacji pobudzenia 55%.

Pogłębienie modulacji w ostatnim stopniu zachodzi dlatego, że praca odbywa się w klasie C — blisko klasy B. Jak widzimy, charakterystyka statyczna modulacji na rys. 4 nie odbiega prawie wcale od prostej.

W dalszym ciągu rozważymy układ modulacji stopni I i II z lampami ekranowanymi, który to układ dostarcza pobudzenia ostatniemu stopniowi. Modulacja anodowa lamp ekranowanych budziła początkowo duże zastrzeżenia — spodziewano się silnych zniekształceń, a głównie płytkiej modulacji. Wchodziły w grę trzy sposoby modulacji lamp ekranowanych, mianowicie: w siatce sterującej,

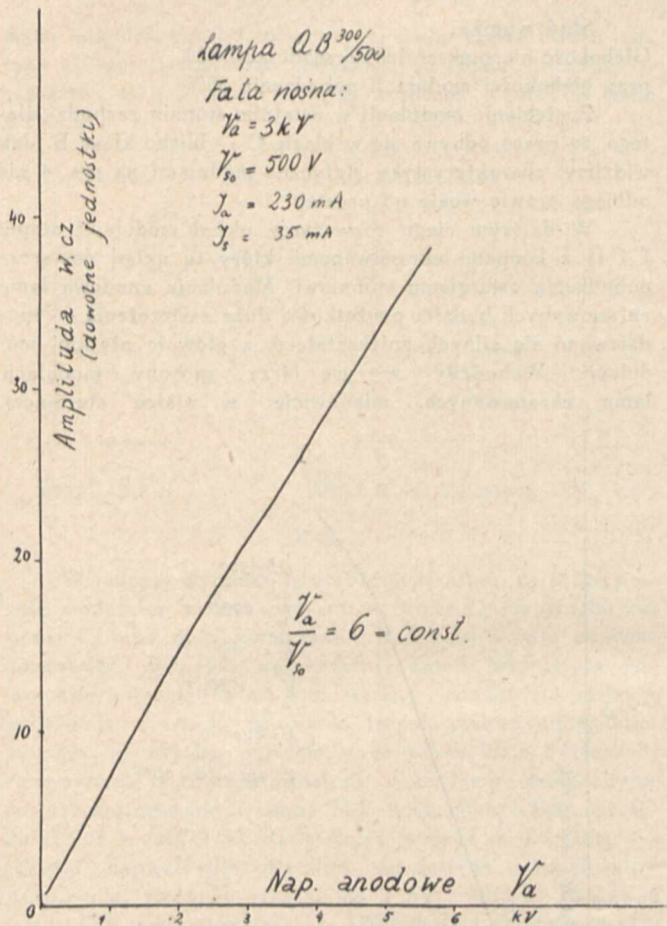


Rys. 5.

Charakterystyka statyczna modulacji anodowej.

w siatce osłonowej i w anodzie jednocześnie, oraz tylko w anodzie. Modulację w siatce sterującej, jako nieaktualną, pominię. Rys. 5 przedstawia charakterystykę statyczną modulacji w anodzie, zaś rys. 6 — charakterystykę statyczną modulacji ekranowo-anodowej. Są one wykonane dla lampy QB 3/500, t. j. takiej samej, jak w omawianej stacji. Z charakterystyk tych wynika, że oba systemy pozwalają na uzyskanie dostatecznie głębokiej i prostoliniowej modulacji*). Ze względu na najprostsze przejście od schematu telegraficznego do telefonicznego zastosowano modulację anodową i siatek osłonowych dwu stopni naraz, czego rezultatem jest jednoczesna modulacja napięcia szybkozmiennego pobudzającego oraz napięcia anodowego lamp QB 3/500. Dobieranie punktu pracy generatora modulowanego odbywa się drogą zdejmowania charakterystyki statycznej, reprezentującej przebieg prądu w linii zasilającej antenę w funkcji napięcia stałego, zasilającego oba stopnie modulowane. Napięcie to dla stanu fali nośnej jest znacznie zredukowane w porównaniu do stanu pracy telegraficznej ze względu na potrzebę znacznego zmniejszenia pobudzenia ostatniego stopnia. Dokładną regulację wzbudzenia ostatniego stopnia uskutecznią się przez niewielkie rozstrajanie jego obwodu siatek. Po

*) Bliższe rozpatrzenie tej sprawy patrz: J. Hupert — Uwagi o teorii modulacji lamp ekranowanych — Przegląd Radjotechn. rok 1935 — grudzień.



Rys. 6. Charakterystyka statyczna modulacji jednoczesnej w anodzie i siatce osłonnej.

ostatecznym wyregulowaniu charakterystyczne dane stopni modulowanych wynoszą:

- Stopień II — 4 × QB 3/500 napięcie 2 000 V prąd 0,25 A.
- Stopień I — 2 × QB 2/75 napięcie ok. 1 000 V prąd 0,06 A.
- Oporniki bocznikujące 0,16 A.
- Razem prąd anodowy modulatora 0,47 A.
- Opór części modulowanej = $\frac{2000 \text{ V}}{0,47 \text{ A}} = 4,25 \text{ k}\Omega$

Mając obliczony opór stopni, na które modulator pracuje, możemy obecnie zająć się teorią modulatora szeregowego w układzie takim, jak wyżej opisany.

III. Teoria modulacji szeregowej przy zasilaniu układu przez opornik.

Ponieważ ostatni stopień nadajnika S. P. W. zasilany jest napięciem anodowym 10 kV, zespół zaś generatora i modulatora — napięciem około 7 kV, zaszła konieczność redukcji napięcia opornikiem szeregowym. Oczywiście, opornik ten musi być zablokowany dla częstotliwości akustycznych. W „Przeł. Radjotechn.” Nr. 1—2 z dnia 1.I.35—p.p. Schoen i Rajewski ze znanych charakterystyk pracy modulatora szeregowego (Ditcham. Marc. Rev. „Series Modulation”) recenzja „Przeł. Radjotechn.” rok XI zes. 21—22 z dn. 15.XI.33) wyprowadzili cały szereg wzorów analitycznych, pozwalających określić rachunkowo pracę modulatora. Wzory ten należy w przypadku obliczeń dla S. P. W. nieco zmodyfikować ze względu na zasilanie modulatora przez opornik szeregowy dla prądu stałego. Wychodząc ze wzoru dla wartości chwilowych

$$v_m = \varepsilon - K v_s = \rho i_m$$

$$i_m = i_g = \frac{v_g}{R_g}$$

$$v_g = V_{a0} - v_m$$

i podstawiając w $v_s = \bar{V}_s \sin \omega t - V_{s0}$ autorzy otrzymują dla chwilowej wartości napięcia anodowego na generatorze:

$$v_g = \frac{V_{a0} - \varepsilon - K V_{s0}}{1 + \frac{\rho}{R_g}} + \frac{K \bar{V}_s}{1 + \frac{\rho}{R_g}} \sin \omega t$$

W naszym przypadku V_{a0} oznacza wartość napięcia zasilającego zespół modulator—wzmacniacz modulowany po zredukowaniu przez opornik szeregowy. Opór opornika szeregowego oznaczamy przez R_z , napięcie zaś zasilające przez V_z . Oznaczywszy dalej przez I wartość średnią prądu w obwodzie anod otrzymamy:

$$V_{a0} = V_z - I R_z = V_z - \frac{V_{g0} R_z}{R_g}$$

Stąd składową stałą V_{g0} napięcia anodowego na generatorze można obliczyć z wyrażenia:

$$V_{g0} = \frac{V_{a0} - \varepsilon - K V_{s0}}{1 + \frac{\rho}{R_g}}, \text{ podstawiając na } V_{a0}$$

wyrażenie powyżej napisane. Po przekształceniach otrzymamy:

$$V_{g0} = \frac{V_z - \varepsilon - K V_{s0}}{1 + \frac{\rho}{R_g} + \frac{R_z}{R_g}}; I = \frac{V_{g0}}{R_g} \dots (1)$$

$$V_{m0} = V_z - I R_z - V_{g0}$$

Składowa zmienna napięcia anodowego generatora:

$$\bar{V}_g = \frac{K \bar{V}_s}{1 + \frac{\rho}{R}} \dots (2)$$

Teoretyczna głębokość modulacji anodowej w założeniu, że amplituda szybkozmienna jest proporcjonalna do napięcia anodowego wynosi:

$$m = \frac{\bar{V}_g}{V_{g0}} \dots (3)$$

Obliczymy ją przy założeniach następujących:

- 1) Zakładamy dla pracy bez zniekształceń pewien prąd anodowy modulatora niewykorzystany I_n .
- 2) Dla wszystkich wywodów $R_g = \text{const.}$
- 3) $\bar{V}_s = V_{s0}$ (pobudzenie siatki sięga aż do punktu $v_s = 0$).

$$m = \frac{I - I_n}{I} = \frac{V_{g0} - I_n R_g}{V_{g0}}$$

oznaczając $C_1 = 1 + \frac{\rho}{R_g}$; $C_2 = 1 + \frac{\rho}{R_g} + \frac{R_z}{R_g}$

otrzymujemy z (2) i (3) przy uwzględnieniu powyższych założeń:

$$V_{g0} (1 - m) = I_n R_g m = \frac{K V_{s0}}{V_z - \varepsilon - K V_{s0}} \cdot \frac{C_2}{C_1} \dots (4)$$

$$\frac{V_z - \varepsilon - K V_{s0}}{C_2} - \frac{K V_{s0}}{C_1} = I_n R_g$$

stąd obliczamy:

$$- K V_{s0} = \frac{C_1 C_2 I_n R_g - C_1 (V_z - \varepsilon)}{C_1 + C_2} \dots (5)$$

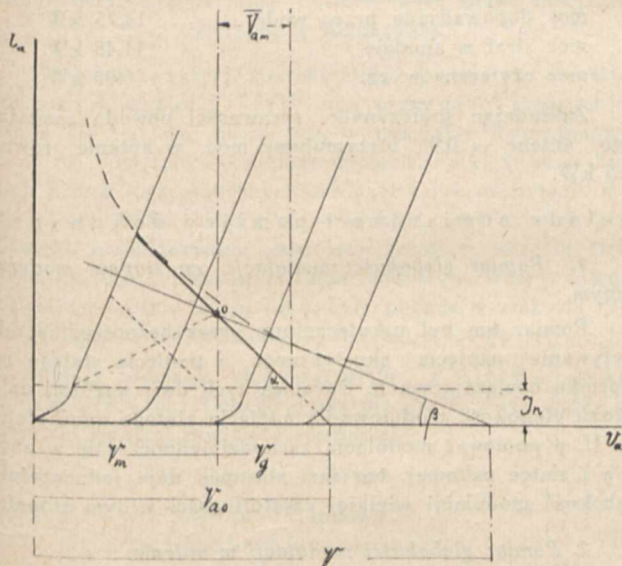
$$V_{s0} = - \frac{C_1 (V_z - \varepsilon) - C_1 C_2 I_n R_g}{C_1 + C_2} \dots (6)$$

$$V_{g0} = \frac{(V_z - \varepsilon) (1 - \frac{C_1}{C_1 + C_2} + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} I_n R_g)}{C_2} \dots (7)$$

Wzory te wykazują, że przy założeniach wyżej wymienionych oraz danych opornościach generatora i opornika redukcyjnego V_{so} i V_{go} , a tem **samem** V_{mo} i V_z są jednocznie określone. Przejrzywszy od obliczenia analitycznego jest znalezienie punktu pracy i amplitud wykresne. W tym celu, jak zwykle dla modulacji anodowej posługujemy się zespołem charakterystyk: $i_a = f(v_a)$; $v_s = \text{const}$.

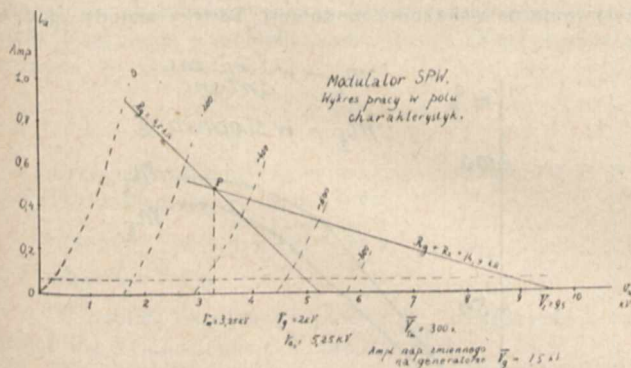
Znane są: oporność R_g i R_z , Z punktu na osi odciętych, odpowiadającego V_z kreślimy prostą, nachyloną pod kątem β , gdzie $\text{ctg } \beta = R_g + R_z$.

Przedstawia ona charakterystykę roboczą dla składowej stałej. Dalej określamy linię niewykorzystanego prądu anodowego ze względu na zagięcie charakterystyki. Określwszy nachylenie charakterystyki roboczej dla częstotliwości akustycznej ($\text{ctg } \alpha = R_g$, ze względu na to, że częstotliwość akustyczna wobec zablokowania kondensatorem opornika R_z pracuje tylko na R_g), prowadzimy prostą, będącą miejscem geometrycznym środków odcinków o nachyleniu α położonych pomiędzy linią $v_s = 0$, a linią niewykorzystanego prądu. Przecięcie tej prostej z charakterystyką roboczą dla prądu stałego wyznacza nam punkt pracy modulatora. Przez ten punkt prowadzimy charakterystykę roboczą dla częstotliwości akustycznej i następnie znaną metodą wyznaczamy $\bar{V}_{a_{gen}}$, \bar{V}_{s_m} , V_{g_0} oraz I (patrz rys. 7).



Rys. 7.

Wykresne rozwiązanie modulatora szeregowego z zasilaniem przez opornik.



Rys. 8.

Rys. 8 przedstawia wykres pracy naszego modulatora przy zasilaniu całości układu napięciem 9,6 kV.

Stąd wypada:

Punkt pracy modulatora:

Napięcie anodowe

3,25 kV

Prąd anodowy	0,47 A
Moc tracona przy fali nośnej	
na trzy lampy	1 530 W
na jedną lampę	510 W
Napięcie siatki sterującej: średnio 310 V	
Amplituda napięcia modulującego	
wzmacniacz	1 700 V
osiągalna przy amplitudzie akustycznej na siatkach modulatora	350 V

Ponieważ przy modulacji jednoczesnej anody i siatki osłonnej amplituda szybkozmiennej jest proporcjonalna do napięcia anodowego, możemy określić maksymalną głębokość modulacji stopnia II jako:

$$\frac{1700 V}{2000 V} = 85 \%$$

Ponieważ już przy 60% głębokości modulacji stopnia II otrzymujemy 90% głębokości modulacji ostatecznej, zatem wystarczy do pełnego zmodulowania stacji około 245 V amplitudy napięcia akustycznego na siatkach modulatora.

IV. Część eksperymentalna i pomiarowa dokonanych prac.

To, co zostało powiedziane dotychczas, pozwala na dostatecznie dokładne zorientowanie się co do sposobu pracy i możliwości regulowania części modulacyjno-generacyjnej stacji S. P. W.

Przejdę obecnie do strony eksperymentalnej.

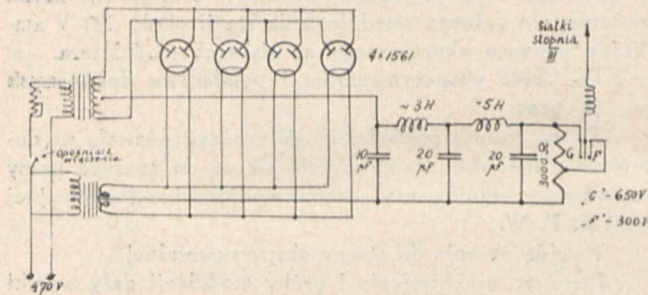
Pierwsze uruchomienie i próby modulacji dały wyniki niezadowolające. Głębokość modulacji oraz odpowiednią moc fali nośnej można było dość łatwo uzyskać. Przy nasłuchu stacji zwracał uwagę bardzo silny szum stuokresowy, połączony z nieregularnymi trzaskami. Wskutek tego mowa wychodziła charcząco, co było specjalnie łatwe do zaobserwowania przy małej głębokości modulacji. Szum wspomniany występował również znacznie silniej, gdy modulacji nie było. Inną wadą układu była trudność dokładnego wyregulowania jego punktu pracy przy fali nośnej. Przyczyną tej trudności było to, że część generacyjna bardzo łatwo zmieniała swój opór dla prądu stałego. Na zmianę jego wpływały:

- 1) nastrojenie obwodu siatkowego stopnia III,
- 2) nastrojenie obwodu anodowego stopnia II.

Dwa te obwody rezonansowe, z których każdy powinien być w zasadzie nastrojony na 22 m, tworzą jednak pewien układ taki, że rozstrojenie jednego z nich wpływa silnie na drugi. Ponieważ napęd siatek III regulujemy rozstrojeniem ich obwodu rezonansowego, stąd wyżej wspomniany silny wpływ na opór generacyjnej części układu modulator-generator w stopniu II. Zatem jako pierwszą przeróbkę pierwotnego układu wprowadzono opornik regulowany załączony od katod modulatora do ziemi, a więc bocznikujący część generacyjną. Dało to następujące korzyści:

Przy dobraniu odpowiedniej wartości tego opornika mamy możliwość sprawdzenia pracy samego modulatora przy wyłączaniu części wielkiej częstotliwości. Dalej możemy dzięki niemu uzyskać daleko mniejszą zmianę oporu wypadkowego przy strojeniu, bądź usuwaniu celem próby poszczególnych stopni wielkiej częstotliwości. Wreszcie biorąc napięcie akustyczne z części wspomnianego opornika pomierzyć możemy w sposób niewątpliwy głębokość modulacji napięcia anodowego stopni I i II, jak również wszelkie charakterystyki modulacyjne tych stopni dotyczące. Należy to okupić stratą mocy we wspomnianym oporniku. Istotnie przez wprowadzenie go udało się uzyskać łatwe nastawianie fali nośnej przy przejściu od punktu pracy telegraficznej, bo oprócz wykonania przełączeń należało jedynie zmniejszyć napęd siatek III przez rozstrojenie ich obwodu oscylacyjnego. Pomiar i nasłuchy według powyżej opisanej metody przeprowadzone wykazały co następuje:

Układ modulatora pracował prawidłowo odrazu, stopnie zaś I i II dawały jakość fonji zupełnie dobrą i wprowadzały szумы znacznie mniejszego rzędu, niż szумы przy nasłuchu pod anteną. Ponieważ anody ostatniego stopnia zasilane są z sześciofazowego, dobrze blokowanego prostownika, a żarzenia nie mogą dawać znacznych szumów z powodu dużej bezwładności cieplnej katod, padło odrazu podejrzenie na prostownik siatek III. Prostownik ten był wyposażony w lampy rtęciowe DCG 0,5/2500 i dawał 1 A przy 900 woltach. Zablokowanie tego prostownika natrafiło na trudności ze względu na znaczne wymiary niezbędnego filtru. Pozatem stwierdzono, że lampy rtęciowe przy takim samym procenowo wygładzeniu napięcia stałego dają jednakże większy szum, niż kenotrony. Poszło się tu więc na kompromis, dając prostownik kenotronowy z czterema lampami Philips 1561 zablokowany, jak przedstawia rys. 9. Prostownik ten daje 0,3 A 600 V; pracuje na potencjometr 2000 Ω.



Rys. 9. Schemat prostownika siatkowego w ostatnim stopniu nadajnika.

Całe napięcie dajemy na siatki przy pracy telegraficznej — zaś dla telefonji wykorzystujemy tylko część potencjometru. Tak połączony prostownik daje na swym potencjometrze około 20/100 szumów. Z okazji studjowania metod eliminacji szumów podaję przeliczenie filtru wysokiego napięcia przy prostowniku 10 kV. Filtr składa się z dławika o indukcyjności około 7 H i trzech kondensatorów 7,5 mF — 14 kV próby, połączonych szeregowo (pojemność wypadkowa 2,5 mF); okres własny filtru wynosi:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^{-3} \sqrt{7 \cdot 2,5}} \approx 38 \text{ s/c}$$

Skuteczność filtru:

$$\omega^2 LC = 3,55 \cdot 10^6 \cdot 7 \cdot 10^{-6} \cdot 2,5 = 60$$

Przy nasłuchach, dokonywanych pod anteną, okazało się, że tło szumów znacznie rośnie w miarę zwiększania ujemnego napięcia siatek III. Składają się na to dwie przyczyny. Pierwszą z nich jest fakt pogłębiania szkodliwej modulacji przy pracy w klasie C, drugą to, że, pracując przy mniejszym napięciu ujemnym, mamy mniejszą bezwzględnie składową zmienną od tętnień. Szum przestaje być słyszalny pod anteną już dla $V_{sIII} = -500 \text{ V}$.

Na tło szumów ma bardzo silny wpływ dokładność zneutralizowania stopnia III (wzmacniacz mocy) oraz dokładność nastrojenia obwodów oscylacyjnych.

Tabela charakterystycznych wartości dla pracy telefonicznej nadajnika SPW.

C z ę ś ć m o d u l a c y j n a	
Submodulator	Modulator
$V_a = 750 \text{ V}$	
$V_s = 40 \text{ V}$	$I_n = 0,45 \div 0,52 \text{ A}$
$I_a = 70 \text{ mA}$	$V_s = 310 \text{ V}$

Wzmacniacze wielkiej częstotliwości		
Stopień I	Stopień II	Stopień III
$V_a = 800 \div 1000 \text{ V}$	$V_a = 1800 \div 2000 \text{ V}$	$V_a = 9,6 \text{ kV}$
$I_a = 50 \div 80 \text{ mA}$	$I_a = 0,2 \div 0,3 \text{ A}$	$I_a = 1,7 \div 2 \text{ A}$
$V_s = \text{regulowane}$	$V_s = 180 \div 220 \text{ V}$	$V_s = 340 \div 400 \text{ V}$
$I = 2 \div 4 \text{ mA}$	$I_s = 40 \text{ mA}$	$I_s = 30 \frac{\text{mA}}{1 \text{ lampę}}$
$I_{s0} = 20 \text{ mA}$	$I_{s0} = 10 \div 20 \text{ mA}$	

Obecnie jakość telefonji jest zupełnie dobra. Tabela podaje zestawienie wartości charakterystycznych dla pracy stacji na telefonji.

Pomiaru mocy fali nośnej dokonano metodą pomiaru mocy odprowadzanej z lamp przez wodę chłodzącą. Bilans mocy ostatniego stopnia przy telefonji przedstawia się w sposób następujący:

napięcie anodowe	9,6 kV
prąd anodowy	1,95 A
moc doprowadzona do anod	18,7 kW
moc doprowadzona do żarzeń i siatek	3,3 kW
przyrost temperatury wody chłodzącej	8,5°C
obieg wody chłodzącej	1,5 m³/h
moc dopowadzana przez wodę	14,75 kW
moc strat w anodzie	11,45 kW
moc użyteczna w. cz.	6,95 kW

Zakładając współczynnik sprawności obwodu zasilającego antenę = 0,9, otrzymujemy moc w antenie równą 6,25 kW.

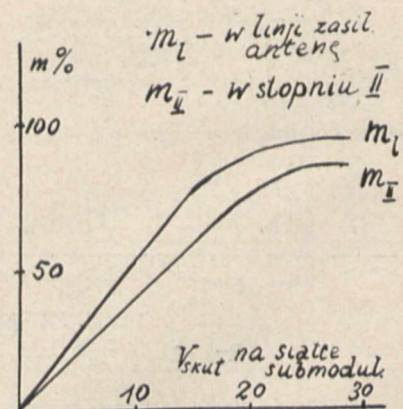
Metody pomiarowe i pomiary dokonane.*

1. Pomiar głębokości modulacji na stopniu modulowanym.

Pomiar ten był uskuteczniiony przez bezpośrednie odczytywanie napięcia akustycznego i napięcia stałego na oporniku obciążającym R. Stosunek tych dwu wartości daje odrazu głębokość modulowania napięcia stałego anod stopnia II, a ponieważ modulacja zachodzi jednocześnie w anodzie i siatce osłonnej, ten sam stosunek daje jednocześnie głębokość modulacji wielkiej częstotliwości w tym stopniu.

2. Pomiar głębokości modulacji w antenie.

Pomiaru głębokości modulacji w antenie dokonywano trzema sposobami, mianowicie: przez przyrost prądu anodowego, metodą Van der Pola, oraz przez bezpośrednie odczytywanie na wskaźniku modulacji. Te trzy metody zgadza-



Rys. 10.

* Niektóre pomiary wykonałem wspólnie z inż. A. Smolińskim.

ły się ze sobą w dość dużych granicach. Wielkość m obliczono z przyrostu prądu według wzoru:

$$m = \sqrt{\left[\frac{Im^2}{I^2} - 1 \right]}$$

gdzie Im — prąd w antenie przy modulacji,
 I — prąd w antenie przy fali nośnej.

Dla dokonywania pomiarów metodą Van der Pola poświęcono się specjalnym przyrządem wyrobu Gen. Radio C^o. Przyrząd ten może mierzyć głębokość modulacji niesymetrycznej — bowiem mierzy oba wierzchołki fali modulowanej. Jednakże modulacja nadajnika okazała się symetryczna w dużym stopniu, co zresztą wynika z tego, że pomiary z przyrostu prądu anteny wypadły zgodnie z innymi metodami. Bezpośredni pomiar wskaźnikiem modulacji wykonywany był w następujący sposób: wskaźnikiem modulacji jest

przyrząd prądu stałego do 500 μ A, zasilany z anteny przez powójne prostowanie; ażeby otrzymać częstotliwość akustyczną z prądu antenowego stosujemy 4 prostowniczkę w układzie Graetz'a. Wskaźnik cechujemy w ten sposób, że przy odpowiednim ustawieniu fali nośnej przykładamy modulację, zwiększając pobudzenie akustyczne tak długo, aż prąd w antenie i wskazanie wskaźnika modulacji przestaną wzrastać. Wychylenie wskaźnika graniczne określamy jako 100% — wówczas cechowanie będzie proporcjonalne do m z dość dużym stopniem dokładności przy odpowiednim doborze oporu wewnętrznego przyrządu. Rys. 10 podaje zależność głębokości modulacji w antenie i w stopniu II w funkcji pobudzenia akustycznego na siatce submodulatora.

(D. n.).

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

Logarytmiczne krzywe nachylenia dla selektod.

(Na podstawie materiałów dostarczonych przez laboratorja Philipsa w Eindhoven).

Oprócz zwykłych charakterystyk podaje się dla selektod jeszcze krzywe $S = f(V_s)$, przy czym na osi rzędnych odkłada się wartości nachylenia w podziałce logarytmicznej, a na osi odciętych — ujemne napięcia siatki w skali linjowej. Z tych logarytmicznych charakterystyk nachylenia można wysnuć kilka ciekawych wniosków, dotyczących przydzwięku modulacyjnego, modulacji skrośnej, wzrostu głębokości modulacji i zniekształcenia modulacji. Wzory, obejmujące matematycznie te zjawiska, były podane w zeszytach 19 — 20 Przeglądu Radjotechnicznego z roku 1934-go.

Mały odcinek charakterystyki $I_a = f(V_s)$ dookoła punktu pracy, określonego przez ujemne napięcie siatki V_{s0} daje się wyrazić zapomocą równania:

$$i_a = i_{a0} + \alpha v_s + \beta v_s^2 + \gamma v_s^3 + \dots \quad (1)$$

gdzie i_a = chwilowy prąd anodowy,
 i_{a0} = prąd anodowy w punkcie pracy,
 v_s = napięcie siatki liczone względem początkowego ujemnego napięcia siatki V_{s0} .

Wartości α, β, γ zależą od położenia punktu pracy. W pobliżu określonego punktu można jednak uważać je za stałe. Nachylenie w pobliżu punktu pracy (V_{s0}) wyraża się wzorem

$$S = \frac{d i_a}{d v_s} = \alpha + 2 \beta v_s + 3 \gamma v_s^2 \dots \quad (2)$$

Przy wykresowaniu logarytmicznej charakterystyki $S = f(V_s)$ odkładamy na osi rzędnych:

$$\log S = \log (\alpha + 2 \beta v_s + 3 \gamma v_s^2 + \dots)_{v_s=0} \dots \quad (3)$$

t. j. właściwie $\log \alpha$.

W pobliżu określonego punktu V_{s0} można jednak rozważać $\log S$ jako funkcję V_s zamiast V_{s0} .

Wówczas

$$\log S = (\alpha + 2 \beta v_s + 3 \gamma v_s^2 + \dots) = f(v_s)$$

Ponieważ $\log x = 0,434 \ln x$, więc

$$\log S = f(v_s) = 0,434 \ln (\alpha + 2 \beta v_s + 3 \gamma v_s^2 + \dots) \quad (4)$$

Nachylenie logarytmicznej charakterystyki $S = f(V_s)$ w punkcie pracy równa się

$$f'(v_s) = \frac{d(\log S)}{d v_s} = 0,434 \frac{1}{S} \frac{d S}{d v_s} = 0,434 \left(\frac{2 \beta + 6 \gamma v_s + \dots}{\alpha + 2 \beta v_s + 3 \gamma v_s^2 + \dots} \right)_{v_s=0} = 0,434 \frac{2 \beta}{\alpha} \quad (5)$$

Rozważane nachylenie jest więc w punkcie pracy miarą dla wyrażenia $2 \frac{\beta}{\alpha}$. Jak wykazano we wspomnianym na wstępie zeszycie Przeglądu Radjotechnicznego, iloraz ten określa procentową wartość przydzwięku modulacyjnego, który oblicza się ze wzoru:

$$m_b = 2 \frac{\beta}{\alpha} V \dots \dots \dots (6)$$

gdzie V oznacza amplitudę przeszkadzającego sygnału małej częstotliwości.

Z równań (5) i (6) wynika:

$$m_b = \frac{f'(v_s)}{0,434} V \text{ lub } V = 0,434 m_b \frac{1}{f'(v_s)} \dots \dots (7)$$

Dla określonego procentu przydzwięku modulacyjnego dopuszczalne napięcie jest tem większe, im mniejsza jest pochodna $f'(V_s)$ t. j. im mniejsze nachylenie posiada logarytmiczna charakterystyka nachylenia.

Wzór (7) pozwala na podstawie krzywej $S = f(V_s)$ obliczyć dopuszczalne napięcie. W tym celu należy zmierzyć nachylenie tej krzywej t. j. $f'(V_s)$, prowadząc w danym punkcie styczną do krzywej. Odwrotność otrzymanej w ten sposób wartości należy pomnożyć przez 0,434 oraz przez dopuszczalny procent przydzwięku modulacyjnego, t. j. normalnie 4%. Postępując identycznie dla różnych punktów krzywej nachylenia, można wykreślić krzywą $V = f(S)$.

Poza przydzwiękiem $f'(V_s)$ rzuca również światło na modulację skrośną wzrost głębokości modulacji i zniekształcenie modulacji. W tym celu obliczmy drugą pochodną równania (5)

$$f''(v_s) = \frac{d^2 f(v_s)}{d v_s^2} = 0,434 \frac{1}{S} \frac{d^2 S}{d v_s^2} - 0,434 \frac{1}{S^2} \left(\frac{d S}{d v_s} \right)^2$$

lub

$$\frac{d^2 f(v_s)}{d v_s^2} = 0,434 \left(\frac{6 \gamma + \dots}{\alpha + 2 \beta v_s + 3 \gamma v_s^2 + \dots} \right) - 0,434 \left(\frac{2 \beta + 6 \gamma v_s + \dots}{\alpha + 2 \beta v_s + 3 \gamma v_s^2 + \dots} \right)^2$$

W punkcie pracy mamy więc:

$$\frac{d^2 f(v_s)}{d v_s^2} = 0,434 \frac{6 \gamma}{\alpha} - 0,434 \left(\frac{2 \beta}{\alpha} \right)^2$$

lub
$$\frac{3\gamma}{\alpha} = \frac{1}{2} \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 + \frac{1}{0,868} \frac{d^2 f(v_s)}{dv_s^2} \dots (8)$$

Jak wiadomo z rachunku różniczkowego, $\frac{d^2 f(v_s)}{dv_s^2}$ jest miarą zakrzywienia krzywej $f(V_s)$ w punkcie V_{s0} . Zakrzywienie to jest małe na prostoliniowych odcinkach charakterystyki nachylenia. Dla tych odcinków mamy zatem:

$$\frac{3\gamma}{\alpha} = \frac{1}{2} \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 = \frac{1}{2} \left[\frac{f'(v_s)}{0,434} \right]^2 = 2,65 \left[f'(v_s) \right]^2 \dots (9)$$

Gdy lampa posiada prostą logarytmiczną charakterystykę nachylenia, istnieje określona zależność, a mianowicie równanie (9) między α , β i γ ,

Jak wiadomo, współczynnik modulacji skrośnej wyraża się wzorem:

$$K = \frac{3\gamma}{\alpha} E^2 \dots (10)$$

gdzie E — amplituda przeszkadzającego sygnału w cz.

Z równań (9) i (10) wynika:

$$E^2 = \frac{K}{2,65 |f'(v_s)|^2}$$

lub

$$E = \frac{1}{f'(v_s)} \sqrt{\frac{K}{2,65}} \dots (11)$$

Równanie (11) określa więc amplitudę przeszkadzającego sygnału w cz., który wytwarza $K\%$ modulacji skrośnej (czemu odpowiada $\frac{1}{2} K\%$ wzrostu głębokości modulacji i $\frac{3}{8} K\%$ zniekształcenia modulacji). Podstawiając do równania (11) normalnie dopuszczalną wartość $K = 6\%$, otrzymujemy:

$$E = \frac{1}{f'(v_s)} \sqrt{\frac{0,06}{2,65}} = \frac{0,15}{f'(v_s)} \dots (12)$$

Z równania (7) wynika, że dopuszczalne napięcie przy 4% przydzwiku modulacyjnego wynosi:

$$V = \frac{0,434 \times 0,04}{f'(v_s)} = \frac{0,0174}{f'(v_s)} \dots (13)$$

Dzieląc przez siebie równania (12) i (13), otrzymamy:

$$\frac{E}{V} = 8,67 \dots (14)$$

Równanie (14) poucza, że na prostoliniowych odcinkach logarytmicznej charakterystyki nachylenia dopuszczalne napięcie dla 6% modulacji skrośnej jest 8,67 razy większe, niż dopuszczalne napięcie dla 4% przydzwiku modulacyjnego.

Dla nieprostoliniowych odcinków logarytmicznej krzywej nachylenia należy również uwzględnić drugie wyrażenie z

prawej strony równania (8). Stąd wynika poprawka dla wyrażenia $\frac{3\gamma}{\alpha}$ znalezionej zapomocą równania (9). Według równania (8) $\frac{3\gamma}{\alpha}$ rośnie, gdy $\frac{d^2 f(v_s)}{dv_s^2}$ jest dodatnie i maleje przy ujemnej wartości tego wyrażenia. Celem znalezienia wielkości poprawki należy wprowadzić promień krzywizny (ρ) logarytmicznej charakterystyki nachylenia, a wówczas:

$$\frac{3\gamma}{\alpha} = \frac{1}{2} \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 + \frac{\left[1 + \frac{a^2}{b^2} 0,434 \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 \right]^{3/2}}{0,868 \frac{\alpha}{b^2} \rho} \dots (15)$$

gdzie: a = logarytmiczna jednostka osi rzędnych w cm,
 b = ilość cm, która na osi odciętych oznacza 1 wolt
 Można dla krzywych części charakterystyki nachylenia określić w przybliżeniu ρ w cm., kreśląc cyrklem okrąg koła zbiegający się z charakterystyką. Promień tego okręgu w cm stanowi właśnie ρ . Wprowadzając ρ do równania (15), możemy obliczyć $\frac{3\gamma}{\alpha}$ również dla zakrzywionych odcinków logarytmicznej charakterystyki nachylenia.

Z dotychczasowych rozważań wynika, że szkodliwe zjawiska, jak modulacja skrośna, przydzwięk modulacyjny i t. p. występują w tym mniejszym stopniu, im mniejsze jest nachylenie logarytmicznej charakterystyki nachylenia. Zdaje się więc napozór, że pożądana jest prostolinijna charakterystyka o małym nachyleniu, ale przeciw takiemu przebiegowi charakterystyki przemawiają następujące argumenty:

1) nachylenie przy małym ujemnym napięciu siatki jest wówczas nieznaczne. Ponieważ jednak przy małych ujemnych napięciach siatki w grę wchodzi słabe sygnały, a zatem wymagające dużego wzmocnienia, więc jest pożądanym, aby logarytmiczna charakterystyka miała na tym samym odcinku bardziej stromy przebieg.

2) Uzyskanie znacznego zmniejszenia nachylenia, co jest niezbędne przy dużych sygnałach, wymaga bardzo dużego napięcia regulacyjnego. Przy automatycznej regulacji siły odbioru rozporządzalne napięcie regulacyjne jest ograniczone i dlatego pożądana jest możliwość osiągnięcia możliwie jak największej zmiany nachylenia zapomocą określonego napięcia. Aby nie czynić charakterystyki zbyt długą, trzeba nadać dolnemu jej odcinkowi również bardziej stromy przebieg.

Logarytmiczna charakterystyka nachylenia ma więc kształt zbliżony do linii łamanej, złożonej z trzech prostoliniowych odcinków, przyczem odcinki dolny i górny mają większe nachylenie, niż odcinek środkowy.

Na zakończenie warto zwrócić uwagę na wpływ, jaki na rozważaną charakterystykę wywiera zmiana napięcia siatki osłonnej. Wzrost napięcia siatki osłonnej wywołuje zmniejszenie nachylenia, ale jednocześnie charakterystyka wydłuża się na lewo, zwiększając zakres ujemnych napięć siatkowych.

A. L.



<p>PRZEDPŁATA: kwartalnie zł. 9.— rocznie zł. 36.— zagranicą + 50% za zmianę adresu (znaczkami pocztowymi) gr. 50</p>	<p>Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa Królewska 15, II piętro telefon N° 690-23. Administracja otwarta codz. od godz. 9 do 15 w soboty od 9 do 13 Konto czekowe w P. K. O. Nr. 363</p>	<p>Ceny ogłoszeń podaje administracja na zapytanie.</p>
--	--	--

Wydawca: Wydawnictwo Czasopisma „Przeгляд Elektrotechniczny”, Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością,