

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XI.

15 Lipca 1933 r.

Zeszyt 13—14

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

B I N O D A.

La Binode.

Inż. Aleksander Launberg.

Sommaire

L'auteur analyse succinctement les divers systèmes détecteurs et signale leurs principaux défauts dus à la superposition dans le même tube de deux fonction tout à fait distinctes: détection et amplification. Il en résulte la nécessité de séparer ces deux fonction. Cette solution présente néanmoins un grave inconvénient: elle entraîne l'emploi d'une lampe basse fréquence supplémentaire, ce qui augmente notablement le prix de revient d'un récepteur. Pour remédier à cet état de choses on peut faire usage de la nouvelle lampe dite „binode" qui renferme dans la même ampoule une diode détectrice ainsi qu'une lampe amplificatrice basse fréquence à écran de grille. L'auteur explique le fonctionnement de la binode à l'aide des caractéristiques spéciales; il indique en outre des schémas pour la binode.

Wymagania, stawiane obecnie lampie detektorowej, dadzą się zasadniczo sprowadzić do dwóch następujących postulatów:

- 1) linjowa detekcja,
- 2) możliwość doprowadzenia na siatkę lampy głośnikowej dostatecznie dużego napięcia małej częstotliwości.

Pierwszy z wymienionych postulatów jest szczególnie ważny dla układów, w których następująca po detektorze lampa wzmacniająca małej częstotliwości ma za zadanie skompensować osłabienie wyższych tonów, wywołane przez nadmierną selektywność odbiornika¹⁾. Jeśli lampa detektorowa jest źródłem zniekształceń, wówczas powstałe z tego powodu harmoniczne zostaną w bardzo wielkiej mierze wzmocnione²⁾.

Przez wzgląd na pierwszy warunek należy zgóry wyłączyć z dalszych rozważań lampę pracującą w układzie detekcji anodowej, gdyż charakterystyka przebiega w danym wypadku według prawa drugiej potęgi, co oczywiście wywołuje zniekształcenia. Przy ocenie pozostałych rodzajów detekcji głównym sprawdzianem staje się warunek drugi, którego aktualność jest następstwem szerokiego stosowania w nowoczesnych aparatach lamp końcowych dużej mocy.

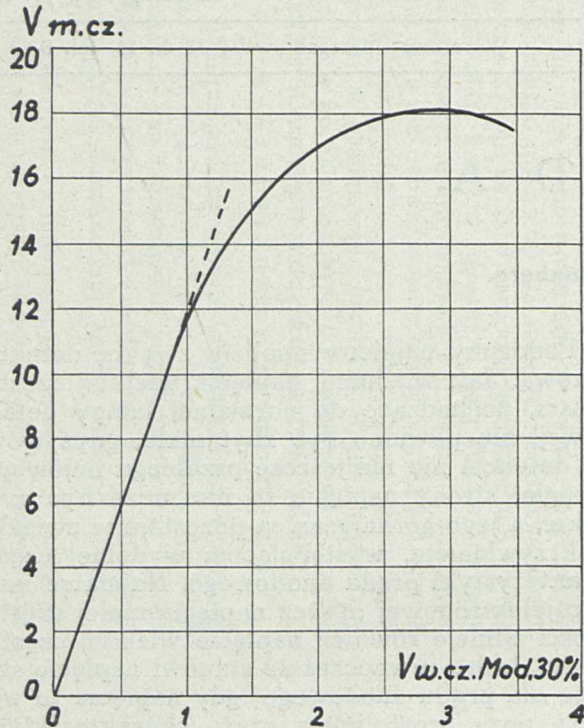
Poddajmy najpierw analizie zwykłą detekcję siatkową. Jak wiadomo, napięcie wielkiej częstotliwości, dochodzące do normalnej lampy detektorowej, nie powinno być zbyt małe, gdyż wówczas detekcja nie ma jeszcze przebiegu linjowego. Z drugiej strony napięcie to nie może być zbyt wielkie, a jego górna granica pozostaje w związku z zakrzywieniem, występującem w dolnej części charakterystyki prądu anodowego. Na siatce lampy trójelektrodowej oprócz napięcia małej częstotliwości istnieje również napięcie wielkiej częstotliwości, które równocześnie stanowi napięcie sterujące dla prądu anodowego; gdy napięcie to wykracza poza prostolinijną część charakterystyki, wówczas obok normalnej detekcji siatkowej występuje jeszcze detekcja anodowa. Ponieważ detekcję siatkową cechuje ubytek prądu anodowego, detekcja zaś anodowa pociąga za sobą wzrost tego prądu, więc ta ostatnia w większym lub mniejszym stopniu znosi detekcję normalną z chwilą gdy amplituda fali nośnej przekracza określoną wartość graniczną. Rozważane zjawisko daje się łatwo stwierdzić przy nasłuchu silnej stacji nadawczej. Przypuśćmy, że regulator siły, wbudowany do członu wielkiej częstotliwości, jest początkowo nastawiony na najłabszy odbiór. W miarę obracania gałki regulatora stwierdzamy, że siła odbioru wzrasta, następnie pozostaje przez pewien czas niezmienną, poczem maleje. To „przesterowanie" detektora występuje również i w innej postaci, gdy się dostraja odbiornik do silnej stacji po uprzednim nastawieniu regulatora na maximum siły; w pobliżu właściwego punktu dostrojenia zarówno z lewej jak i z prawej strony siła odbioru wzrasta, we wspomnianym zaś punkcie maleje. Zjawisko to łatwo zrozumieć można, jeśli się zważy, że właśnie w położeniu, odpowiadającem dokładnemu dostrojeniu, sygnał wielkiej częstotliwości, dochodzący do lampy detektorowej, osiąga swą najwyższą wartość i powoduje jej przesterowanie. Rozstrajając odbiornik, uzyskuje się znów większą siłę odbioru. Zachodzą tu więc jakgdyby dwa pozorne rezonanse. Rys. 1-szy przedstawia napięcie małej częstotliwości, jakie pozwala uzyskać lampa E 424 w zespole z transformatorem o przekładni 1:3, w funkcji modulowanego napięcia wielkiej częstotliwości na siatce tej lampy; głębokość modulacji wynosi 30%. Z wykresu wynika, że największe napięcie, jakie

¹⁾ F. M. Colebrook. Band pass or tone correction? Wireless World. Vol. XXIX. Nr. 10 oraz tegoż autora: „A note on the theory and practice of tone-correction. Wireless Engineer. Vol. X. Nr. 112.

²⁾ N. W. Mc. Lachlan. Tone correction and distortion. Wireless World. Vol. XXX. Nr. 23.

można przekazać siatce lampy głośnikowej, równa się 18 Volt.

W myśl poprzednich wyjaśnień amplituda napięcia w. cz. decyduje o obecności niepożądanego detekcji anodowej i o wielkości uzyskanego wska-



Rys. 1.

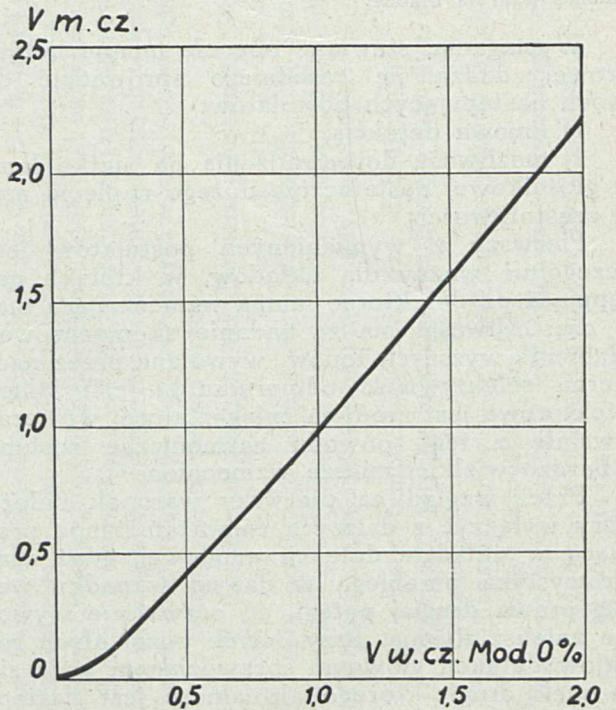
tek detekcji napięcia m. cz. Z rysunku widać, że początkowo napięcie m. cz. jest proporcjonalne do napięcia fali nośnej; z chwilą jednak, gdy napięcie w. cz. przekracza 0,8 V (co odpowiada napięciu m. cz. wielkości 10 V), funkcja zatracą swój linjowy charakter wskutek pojawienia się detekcji anodowej. Od tej chwili detektor jest przesterowany i reprodukcja zniekształcona. Fala nośna o napięciu 0,4 V przy 60% modulacji, względnie 1,6 V przy 15% modulacji daje to samo napięcie m. cz., co fala 0,8 V przy 30% modulacji. Z tych uwag wynika, że głęboko modulowana fala daje 10 V napięcia m. cz. (najwyższa dopuszczalna wartość dla B 443) bez niebezpieczeństwa przesterowania detektora, podczas gdy słabo modulowana (15%) fala przesterowuje detektor, przyczem nie można przyłożyć na siatkę lampy B 443 najwyższej dopuszczalnej wartości napięcia m. cz. Należy podkreślić, że nie sama tylko lampa decyduje o przesterowaniu. W rozważanym przypadku przy 30% modulacji można byłoby uzyskać nieznkształcone napięcie m. cz., wynoszące 10 V. Stosując transformator o przekładni 1 : 6 podwoilibyśmy to napięcie. Lampa detektorowa ulegnie w tych warunkach przesterowaniu przy temsamem napięciu w. cz.; można jednak otrzymać większą moc wyjściową, jeszcze zanim lampa zostanie przesterowana. Niebezpieczeństwo przesterowania daje się usunąć przez zwiększenie wzmocnienia m. cz. i jednocześnie zmniejszenie wzmocnienia w. cz. Celem uzyskania odpowiednio dużego napięcia m. cz. dla silnej lampy końcowej, należałoby dać tak wielkie wzmocnienie m. cz., że byłoby rze-

czą konieczną wydatnie obniżyć czułość członu w. cz., co oczywiście uznać należy za objaw ujemny. Ponadto wypada zaznaczyć, że mało modulowane fale nie mogą być tak samo traktowane, jak głęboko modulowane słabe fale, dla których, jak podkreśliśmy wyżej, detekcja nie jest jeszcze linjowa.

Poświęćmy teraz kilka słów detekcji siatkowej mocy.

Ponieważ przyczyna ujemnych stron normalnej detekcji siatkowej tkwi w zakrzywieniu charakterystyki, przeto daje się często wysokie napięcie anodowe, aby niepożądana detekcja anodowa mogła występować tylko przy silnych sygnałach. Niewątpliwie uzyskuje się w ten sposób pewną poprawę, jednakże i tutaj natrafia się na ograniczenia, uniemożliwiające całkowite wyzyskanie lampy końcowej dużej mocy, jaką przecież możnaby było zastosować w odbiornikach, w których jest do dyspozycji wysokie napięcie anodowe. Maksymalne dopuszczalne napięcie w. cz., jakie można przyłożyć do siatki detektora mocy, jest nie mniejsze od jednej trzeciej, a nie większe od połowy maksymalnego napięcia wejściowego tej samej lampy, pracującej jako wzmacniacz małej częstotliwości. Maksymalne napięcie wyjściowe małej częstotliwości, uzyskane w obwodzie anodowym detektora mocy, wynosi od 0,3 do 0,4 napięcia wyjściowego, jakie daje tasama lampa, działająca jako wzmacniacz³⁾.

Warto też podkreślić, że tłumienie, jakie lampa detektorowa wprowadza do poprzedzającego



Rys. 2

ją obwodu strojonego, jest bardzo znaczne w przypadku detekcji mocy, która wymaga zastosowania

³⁾ F. E. Terman i N. R. Morgan. Some properties of grid leak power detection. Proceedings of the Institute of Radio Engineers. Vol. 18. Nr. 12. Str. 2165.

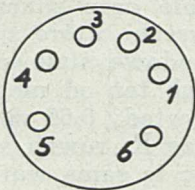
dość małych wartości oporu upływowego detektora, a mianowicie 0,15 — 0,25 MΩ.

Dotychczasowe rozwiązania pouczają, że gdy lampa trójelektrodowa spełnia jednocześnie funkcję detekcyjną i amplifikacyjną, istnieje nietylko niebezpieczeństwo przesterowania lampy i związanych z tem zniekształceń, lecz ponadto lampa ta nie może być całkowicie wyzyskana z punktu widzenia wzmocnienia małej częstotliwości. Narzuca się więc konieczność oddzielenia dwóch zasadniczo różnych funkcji: t. j. wzmocnienia i prostowania, co można osiągnąć, stosując w roli detektora diodę, po której następuje lampa wzmacniająca, sterowana jedynie przez sygnały małej częstotliwości.

Rozważmy teraz charakterystykę diody. Rys. 2-gi przedstawia napięcie wyprostowane w funkcji doprowadzonego do diody niemodulowanego napięcia w. cz. Na samym początku charakterystyki widać zakrzywienie, dalszy jednak jej przebieg jest zupełnie prostoliniowy w przeciwieństwie do trójelektrodowej lampy detektorowej. Jeśli przy 90% modulacji napięcie wyprostowane ma się zmieniać proporcjonalnie do napięcia wejściowego, wartość tego ostatniego winna wynosić conajmniej 1,5 V. Naogół biorąc można uzyskać liniową detekcję przy sygnale wielkości 0,5 V w założeniu, że bardzo głęboka modulacja rzadko zachodzi.

Układy z detekcją dwuelektrodową (kenotronową) zyskały ostatnio dużą popularność, jednakże ich rozpowszechnieniu staje na przeszkodzie wzrost kosztów, spowodowany zastosowaniem dodatkowej lampy wzmacniającej małej częstotliwości.

Przeszkodę tę udało się usunąć przez skonstruowanie binody Philips E 444, która w jednym balonie zawiera lampę dwuelektrodową (dioda), spełniającą rolę detektora oraz lampę czteroelektrodową (tetroda), działającą jako wzmacniacz małej częstotliwości w układzie oporowym. Dioda i tetroda mają wspólną katodę i włókno żarzenia; dioda składa się z katody i otaczającego ją małego pierścienia. Pierścień ten, stanowiący anodę diody, jest przyłączony do szóstej nóżki w cokole. (Cokół binody, widziany od dołu, wskazany jest na rysunku 3-cim).

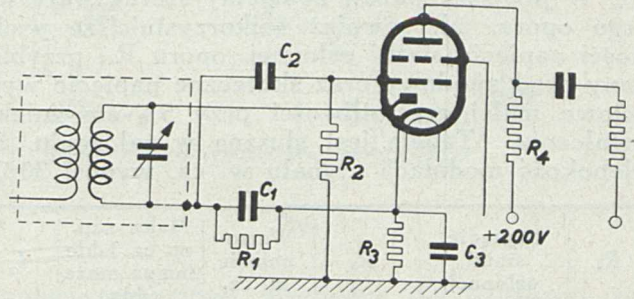


Rys. 3

1 = katoda, 2 i 3 = włókno żarzenia, 4 = osłona, 5 = siatka sterująca, 6 = anoda diody.

Najprostszy układ dla binody podany jest na rysunku 4-tym. Sygnał wielkiej częstotliwości zostaje doprowadzony do diody przez kondensator C_1 o pojemności od 100—300 cm i opór upływowy R_1 wielkości 0,2 — 2 MΩ. Napięcie zdetektowane, występujące na R_1 , zostaje przekazane na siatkę sterującą tetrody przez kondensator C_2

o pojemności ok. 5000 cm. Opór R_3 zabocznikowany kondensatorem C_3 o pojemności około 1 μF, dostarcza ujemnego napięcia dla siatki tetrody; napięcie to jest przyłożone na siatkę poprzez opór R_2 wielkości 2 MΩ. W obwodzie anodowym tetrody znajduje się opór R_4 , sprzęgający binodę z lampą końcową. Napięcie siatki osłonowej należy pobierać potencjometrycznie, celem uniezależnienia tego napięcia od wahań prądu siatki osłonowej. Całkowity opór potencjometru nie powinien przekroczyć 0,1 MΩ.



Rys. 4

Charakterystykę diody uwidacznia rys. 2-gi. Przypuśćmy, że napięcie skuteczne niezmodulowanego sygnału wynosi 0,5 V, wówczas zdetektorowane napięcie, występujące na oporze R_1 , ma wartość 0,43 V. Jeśli głębokość modulacji tego sygnału równa się 50%, jego napięcie waha się między 0,25 V i 0,75 V, skutkiem czego napięcie zdetektorowane zmienia się w granicach od 0,15 do 0,71 V. Amplituda zmiany tego napięcia wynosi zatem 0,28V, co odpowiada napięciu zmiennemu małej częstotliwości o wartości skutecznej 0,2 V. Napięcie to działa na siatkę lampy wzmacniającej (tetrody). W przypadku normalnej trójelektrodowej lampy detektorowej, na siatce występowałoby ponadto jeszcze napięcie wielkiej częstotliwości, równe 0,5 V. Przy stosowaniu binody napięcie wielkiej częstotliwości, jakie jeszcze przedostaje się na siatkę sterującą tetrody, jest niewielkie. Na pierwszy rzut oka zdawałoby się, że na siatce nie powinno występować żadne napięcie zmienne w. cz., głębsza jednak analiza wskazuje, że dioda posiada względem katody pewną pojemność, równą mniej więcej 2 μF; po zatem należy również uwzględnić równoległe załączoną pojemność przewodów, prowadzących do diody, wskutek czego całkowita jej pojemność względem katody wzrast do 8 — 12 μF. Pojemność diody wraz z szeregowo połączonym z nią kondensatorem C_1 bocznikuje obwód strojony tak, że na siatkę tetrody przedostaje się tylko część napięcia wielkiej częstotliwości. Jeśli całkowita pojemność diody, wynosi 10 μF, a $C_1 = 200 \mu\text{F}$, napięcie wielkiej częstotliwości na siatce tetrody równa się $\frac{10}{210} = \frac{1}{21}$ napięcia, panującego w obwodzie strojonym. Sygnał ten jest więc tak słaby, że nie zachodzi niebezpieczeństwo detekcji anodowej w lampie wzmacniającej. Z tych względów należy przy wykonywaniu montażu baczyć, aby pojemność wprowadzona przez przewody łączeniowe diody była jaknajmniejsza. Ekran transformatora wielkiej częstotliwości nie powi-

nien więc być połączony z chassis odbiornika, lecz z obwodem strojonym (rys. 4). W związku z tem trzeba zapobiec oddziaływaniu lampy głośnikowej na ekran, co jest równoznaczne ze sprzężeniem zwrotnym m. cz., ponieważ ekran łączy się przez kondensator C_2 z siatką tetrody. Ponieważ napięcie w. cz., występujące na siatce tetrody, jest nieznaczne, więc kondensator bocznikujący opór R_4 jest w większości wypadków zbędny.

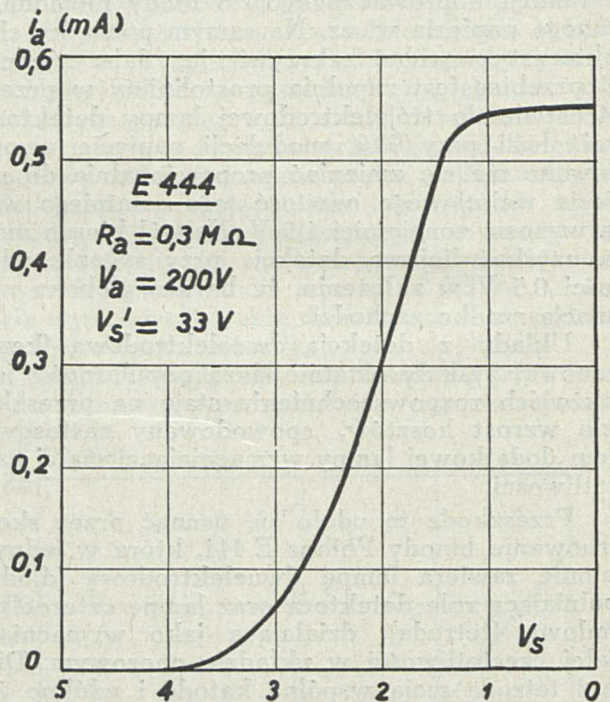
Wielkość wzmocnienia sygnału małej częstotliwości zależy od wartości oporu sprzęgającego R_1 . W poniższej tabeli podajemy szereg wartości tego oporu, jak również najkorzystniejsze wielkości napięcia siatki osłonnej, oporu R_3 , przybliżony prąd anodowy oraz skuteczne napięcie wyjściowe małej częstotliwości przy 5%-em zniekształceniu. Tabela jest słuszna w założeniu, że głębokość modulacji sygnału w. cz. wynosi 30%.

R_1	Napięcie siatki osłonnej	R_3	Wzmocnienie m. cz.	Maks. nap. m. cz. jakie lampa może oddać	I_a
M Ω	V.	Ω	—	V.	mA
$V_a = 250$ V.					
0,3	35	4 000	130	39	0,40
0,1	50	1 500	75	41	1,16
0,06	65	1 250	65	36	1,80
0,02	100	800	35	29	4,00
0,01	120	400	28	27	7,20
$V_a = 200$ V.					
0,3	33	5 000	120	30	0,30
0,1	45	2 000	65	30	0,84
0,06	55	1 500	53	28	1,30
0,02	90	800	30	22	3,20
0,01	110	670	18	18	4,80
$V_a = 150$ V.					
0,3	30	8 000	110	24	0,20
0,1	40	3 000	55	23	0,60
0,06	50	2 000	42	23	1,00
0,02	75	1 000	20	18	2,20
0,01	90	800	13	12	3,20

Jak wiadomo, większy opór sprzęgający podwyższa wzmocnienie. Przy $R_1=0,3$ M Ω i $V_a=200$ V, możnaby było wzmocnić poprzednio wymieniony sygnał (0,2 V) 120 razy i uzyskać napięcie wyjściowe m. cz. o wartości skutecznej 24 V, które to napięcie najzupełniej wystarcza doysterowania lampy końcowej bardzo dużej mocy. Wielkie wzmocnienie jest jednak niezawsze celowe. Wskazaliśmy już, że znaczne napięcie wejściowe w. cz. jest pożądane dla uzyskania linjowej detekcji w diodzie, przyczem jako minimalną wartość tego napięcia podaliśmy 0,5 V. Przy 90%-owej modulacji amplituda napięcia m. cz. po detekcji wynosi około 0,5 V. Wzmocnienie należy więc tak dobrać, aby lampa końcowa pracowała z dostateczną rezerwą i nie ulegała przesterowaniu przy silniejszych sygnałach. W danym przypadku trzydziestokrotne wzmocnienie, jakie można osiągnąć przy $R_1=20.000$ Ω , jest najzupełniej wystarczające, gdyż napięcie na siatce lampy końcowej równa się $0,5 \times 30 = 15$ V; bardzo często można

poprzestać na oporze sprzęgającym 10.000 Ω , co odpowiada osiemnastokrotnemu wzmocnieniu. W związku z tem należy podkreślić, że linjowa detekcja w diodzie jest uwarunkowana silnym sygnałem wejściowym, co jest równoznaczne z umiarkowanym wzmocnieniem m. cz. i dlatego wzmocnienie w. cz. powinno być duże.

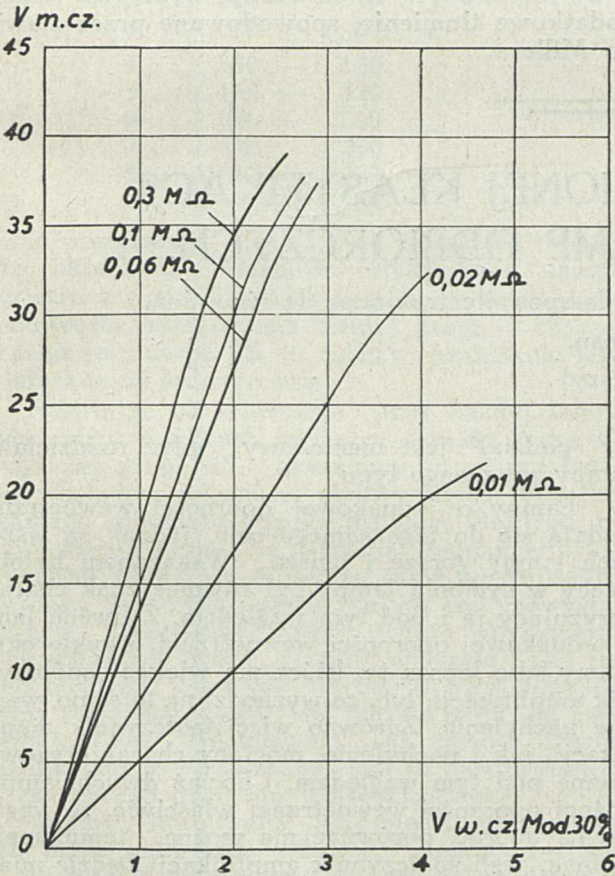
Wzmocnienie małej częstotliwości, jakie daje tetroda, można obliczyć, posługując się charakterystyką dynamiczną prądu anodowego tetrody w funkcji napięcia siatki przy włączonym do obwodu anodowego oporze sprzęgającym. Rys. 5-ty uwidacznia charakterystykę, wykreśloną dla $R_1=0,3$ M Ω . Przy ujemnym napięciu siatki, równym 2 V, nachylenie wynosi 0,4 mA/V, co odpowiada 120-krotnemu wzmocnieniu ($0,0004 \times 300.000 = 120$). Amplituda zmiennego



Rys. 5.

napięcia na siatce jest ograniczona przez dwa zakrzywienia charakterystyki t. j. przez normalne dolne zakrzywienie oraz zakrzywienie w górnej części charakterystyki, które zjawia się wówczas, gdy napięcie anodowe staje się równe napięciu siatki osłonnej lub też od niego mniejsze. Prąd anodowy wynosi wtedy 0,55 mA, a zatem spadek napięcia na oporze R_1 równa się 165 V; napięcie anodowe ma więc tę samą wartość, co i napięcie siatki osłonnej. Przy małym napięciu siatki osłonnej górne zakrzywienie przesuwają się w górę i w prawo, a ponieważ cała charakterystyka jednocześnie wędruje na prawo, więc prąd siatkowy ogranicza w znacznej mierze możliwość uzyskania przestrzeni siatka-katoda. Należy tedy tak dobrać napięcie siatki osłonnej, aby górne zakrzywienie pojawiło się dla tej wartości ujemnego napięcia siatki, przy której zaczyna płynąć prąd siatkowy (1 — 1,5 V). W ten sposób zostały określone podane w tabeli wartości napięcia siatki osłonnej.

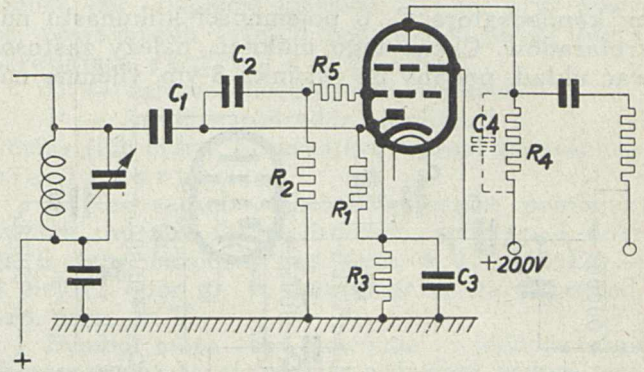
Wielkość napięcia m. cz., którą można uzyskać w obwodzie anodowym tetrody, zależy od zakrzywienia rozważanej charakterystyki i można ją określić metodą graficzną. Zapomocą bezpośrednich pomiarów uzyskuje się jednak pewniejsze wyniki. Przyjmując, że dopuszczalna wartość współczynnika zniekształcenia wynosi 5%, znajdujemy podane w tabeli wyniki pomiarów, przeprowadzonych przy oporze siatkowym lampy końcowej równym 2 MΩ. Krzywe, uwidocznione na rysunku 6-ym, ilustrują sprawność binody jako całości. Przedstawiają one napięcie skuteczne małej częstotliwości, mierzone na oporze siatkowym lampy końcowej (2 MΩ), w funkcji skutecznego napięcia wielkiej częstotliwości przy 30%-owej modulacji, występującego na wejściu diody. Poszczególne krzywe dotyczą różnych wartości oporu sprzęgającego i są wynikiem pomiarów. Można jednak wykreślić te krzywe, posługując się charakterystyką diody (rys. 2) oraz rodziną charakterystyk, z których jedną widzimy na rysunku 5-ym. Zakrzywienie w górnej części charakterystyki nie pochodzi z diody, lecz jest następstwem przesterowania tetrody. Maksymalne napięcie skuteczne m. cz. jest jednak we wszystkich wypadkach wystarczające.



Rys. 6.

Napięcia m. cz., figurujące na osi rzędnych wykresu z rysunku 6-ego, zachowują proporcjonalność do głębokości modulacji sygnału dopóki, dopóki ich wielkość nie osiąga wartości maksymalnych podanych w tabeli. W tych granicach krzywe z rys. 6-ego znajdują zastosowanie rów-

niez dla innych głębokości modulacji. Tak np. przy $V_a=200$ V. i $R_1=0,3$ MΩ maksymalne napięcie wyjściowe m. cz. 30 V, otrzymuje się dla napięcia wejściowego w. cz. 1,7 V przy 30% modulacji. Jeśli głębokość modulacji wynosi 60%,



Rys. 7.

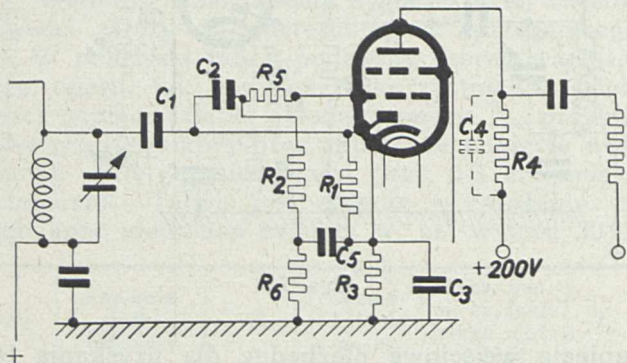
napięcie wejściowe niezbędne dla uzyskania tego samego napięcia wyjściowego m. cz. równa się 0,85 V. Przy większych sygnałach proporcjonalność zanika z powodu przesterowania tetrody.

Układ, podany na rys. 4-ym, może być zastosowany jedynie wówczas, gdy prąd stały nie przepływa przez cewki obwodu strojonego, połączonego z binodą, t. j. gdy obwód, poprzedzający binodę, jest z nią sprzężony indukcyjnie. W przeciwnym razie należy zastosować układ, uwidoczony na rys. 7-ym.

Sygnal wielkiej częstotliwości przedostaje się do diody przez kondensator C_1 , o pojemności np. 200 cm; równoległe do diody jest załączony opór R_1 , wielkości 8 MΩ. Występujące na tym oporze napięcie wyprostowane sygnału zostaje przekazane na siatkę tetrody za pośrednictwem normalnego kondensatora sprzęgającego C_2 o pojemności około 5.000 cm. Ponieważ w przeciwnieństwie do układu, podanego na rys. 4-ym, na oporze R_1 oprócz napięcia małej częstotliwości występuje jeszcze napięcie wielkiej częstotliwości, więc jest rzeczą konieczną załączyć przed siatką lampy wzmacniającej filtr wielkiej częstotliwości. W rozważanym przypadku filtr ten składa się z oporu R_5 o wartości np. 1 MΩ; pojemność filtra tworzy siatka oraz przewody łączeniowe. W niektórych wypadkach tego rodzaju filtrowanie może się okazać niewystarczające, a wówczas zachodzi potrzeba zabocznikowania oporu R_4 kondensatorem C_4 . W każdym bądź razie niebezpieczeństwo detekcji w samej tetrodzie jest wykluczone.

Ujemne napięcie siatki tetrody uzyskuje się przez spadek na oporze R_3 ; zostaje ono przekazane siatce przez opory R_2 i R_5 . Wielkość kondensatora C_3 wpływa na reprodukcję bardzo małych częstotliwości. Zmienny prąd anodowy powraca do katody tetrody przez R_3 i C_3 . Prąd ten wytwarza na końcówkach oporności pozornej, złożonej z R_3 i C_3 , napięcie, które znów oddziałuje na siatkę. Dla wyższych częstotliwości oporność kondensatora C_3 , a więc i wartość występującego na nim napięcia, jest mała. Dla niższych częstotliwości natomiast oporność ta wzrasta, co sprawia,

ze częstotliwości te są słabiej wzmacniane. Im większą wartość posiada C_3 , tem lepsza jest reprodukcja niskich tonów. W większości wypadków wystarczy zastosować kondensator o pojemności 1 — 2 μF . Uzyskanie dostatecznie dużego wzmocnienia dla bardzo niskich tonów wymagałoby kondensatora C_3 o pojemności kilkunastu mikrofarów. Chcąc tego uniknąć, należy zastosować układ, podany na rysunku 8-ym. Ujemne na-



Rys. 8.

pięcie siatki otrzymuje się nadal w ten sam sposób, co poprzednio, jednakże poddaje się je dodatkowemu wypłaszczeniu przy pomocy filtra, złożonego z oporu R_6 i kondensatora C_5

($R_6 = 0,1 \text{ M}\Omega$, $C_5 = 0,5 - 1 \mu\text{F}$). Kondensator C_3 ma w danym przypadku za zadanie tylko połączyć katodę z chassis z punktu widzenia prądów wielkiej częstotliwości; wystarczy więc bardzo mała wartość tego kondensatora: 0,01 do 0,1 μF .

Reasumując podane wyżej rozważania, należy stwierdzić:

1) Binoda pozwala uzyskać linową detekcję dla sygnałów wielkiej częstotliwości powyżej 0,5 V.

2) Binoda może bez żadnych trudności prostować również bardzo silne sygnały.

3) Prądy wielkiej, względnie średniej częstotliwości mogą być z łatwością niedopuszczone do członu małej częstotliwości odbiornika.

4) Lampa wzmacniająca (tetroda) pracuje w najkorzystniejszym punkcie swej charakterystyki zupełnie niezależnie od detekcji w przeciwieństwie do tego, co się dzieje w normalnej trój-elektrodowej lampie detektorowej.

5) Tłumienie, jaka lampa detektorowa wprowadza do poprzedzającego ją obwodu strojonego, zależy w danym przypadku tylko od diody (opór wewnętrzny rzędu 200.000 Ω), podczas gdy w zwykłej lampie detektorowej występuje jeszcze dodatkowe tłumienie, spowodowane przez zjawisko Millera.

PROJEKT UJEDNOSTAJNIONEJ KLASYFIKACJI ELEKTRONOWYCH LAMP ODBIORCZYCH.

Le projet de classification uniforme des lampes électroniques de réception.

Inż. J. Kahan.

(Ciąg dalszy)

Jasnym jest, że grupy powinny być logarytmicznie równe pomiędzy sobą.

Proponuje się następujące grupy:

			OPORNOSC WEWNĘTRZNA
0	..	powyżej 1 005 500	Ω
1	..	593 000 — 1 005 500	"
2	..	333 000 — 593 000	"
3	..	187 500 — 333 000	"
4	..	100 550 — 187 500	"
5	..	59 300 — 100 550	"
6	..	33 300 — 59 300	"
7	..	18 750 — 33 300	"
8	..	10 055 — 18 750	"
9	..	poniżej 10 055	"

Przy podziale tym kierowano się następującą zasadą: wszystkie zbliżone do siebie typy lamp winny się znaleźć w jednej grupie. Nie chcąc więc naruszyć tej zasady, a jednocześnie dbając o to, ażeby rozpiętość każdej grupy była jednakowa, nie udało się wyrazić granicznych dla każdej grupy wartości oporności przez cyfry bardziej zaokrąglone, co ze względów mnemoniczych byłoby bardziej pożądane. Jednak, bardziej szczegółowe zbadanie sprawy dowiodło, że przyjmując pod uwagę istniejące już typy lamp, jakkolwiek „zaokrąglo-

ny” podział jest niemożliwy, gdyż rozdzielałby lampy zbliżonego typu.

Lampy o jednakowej oporności wewnętrznej nadają się do tego samego celu, jednak są wśród nich lampy gorsze i lepsze. Wskazaniem byłoby, ażeby w symbolu lampy był również znak charakteryzujący ją i pod tym względem. Z dwóch lamp o jednakowej oporności wewnętrznej, zwykle określamy jako lepszą tę, która ma większy współczynnik amplifikacji, lub, co wychodzi na to samo, większe nachylenie. Zarówno więc współczynnik amplifikacji, jak i nachylenie, mogłoby charakteryzować lampę pod tym względem. Chociaż dwóch lamp o różnej oporności wewnętrznej właściwie, ze względu na dobroć, porównać nie można, temniemniej jednak, jeśli współczynnik amplifikacji będzie miarą dla wszystkich lamp, to klasyfikacyjnie lampy o małej oporności będą pod tym względem pokrzywdzone; odwrotnie stanie się gdy dobroć będzie wyrażana przez nachylenie lampy. Bo rzeczywiście, $k = 35$ dla lampy małooporowej (grupa 9) jest większym osiągnięciem, niż taki sam współczynnik amplifikacji dla lampy o oporze grupy 7. Dlatego ani współczynnik amplifikacji k , ani nachylenie S nie mogą być miarą dobroci, lecz tylko ich iloczyn,

t. j. właśnie „dobroć“ Barkhausena. Przeglądając wykazy lamp z ostatnich lat, możemy łatwo zauważyć, że lampy z jednej serii, t. zn. mniej więcej w jednym czasie wypuszczone, niezależnie od ich oporności wewnętrznej, mają iloczyn kS tego samego rzędu. kS wzrasta jednocześnie z postępem przemysłu lampowego.

Dla przykładu podajemy:

Philips	A 425	$R_i = 21\ 000\ \Omega$	(grupa 7)	$kS = 30$
"	A 415	" = 7 500 "	" 9 "	" = 30
Tungsram	R 406	" = 21 000 "	" 7 "	" = 30
"	LD 410	" = 9 300 "	" 6 "	" = 30.6
Philips	B 438	" = 19 000 "	" 7 "	" = 76
"	B 424	" = 8 000 "	" 9 "	" = 72
"	E 424	" = 7 000 "	" 9 "	" = 84
Tungsr.	AR 4100	" = 17 000 "	" 8 "	" = 66
Philips	F 460	" = 8 500 "	" 9 "	" = 420
Tungsr.	AR 495	" = 17 000 "	" 8 "	" = 425

Uskuteczniając, na tych samych co poprzednio zasadach, podział na grupy pod względem dobroci (t. j. iloczynu kS), następująca klasyfikacja okazuje się zarówno prosta jak i wygodna:

0 ..	poniżej	10	mW/V^2	DOBROĆ
1 ..	10 —	20	"	
2 ..	20 —	40	"	
3 ..	40 —	80	"	
4 ..	80 —	160	"	
5 ..	160 —	320	"	
6 ..	320 —	640	"	
7 ..	640 —	1 280	"	
8 ..	1 280 —	2 560	"	
9 ..	powyżej	2 560	"	

Z powyższego wynika, że zapomocą dwóch cyfr określamy własności elektryczne lampy. Pierwsza z nich charakteryzuje opór wewnętrzny (możliwość zastosowania lampy), druga — charakteryzuje jej dobroć kS , to znaczy różniczkuje lampy służące do jednego celu.

Stawiając na schemacie przy każdej lampie dwie cyfry, z których pierwsza określa grupę R_i , druga zaś grupę kS , określamy ją w zupełności pod względem własności elektrycznych. Pozatem, z samego schematu wynika już ilość elektrod, rodzaj żarzenia i napięcie żarzenia. Jednak w braku schematu okazać się może, że takie zdefiniowanie własności zapomocą dwóch znaków jest niewystarczające. Częstość, ażeby dobrze uprzytomnić sobie własności lampy, musimy wiedzieć, jaka jest ilość elektrod: oporność $100\ 000\ \Omega$ jest duża dla lampy trójelektrodowej, zaś bardzo mała dla cztero-elektrodowej ekranowanej. Tak samo i dobroć: 200 dla lampy ekranowanej jest to bardzo niewiele, zaś bardzo dużo dla trójelektrodowej.

Lampa ekranowana i trójelektrodowa nawet jeśli mają jednakowe własności elektryczne, służą przeważnie do zupełnie różnych celów. Dlatego, w pełniejszym symbolu, przed dwoma wyżej już omawianymi znakami, będziemy stawiali znak, oznaczający ilość elektrod: znakiem tym będzie również cyfra, wyrażająca wprost ilość elektrod. Tak np. symbol

426 oznacza lampę 4-elekt., oporność gr. 2, dobroć grupy 6;

373 oznacza lampę 3-elekt., oporność gr. 7, dobroć grupy 3.

Oczywiście pierwszą cyfrę można zawsze pominąć w tych wypadkach, kiedy zgóry wiadomo, o jakich lampach jest mowa.

W jeszcze pełniejszym symbolu powinny być umieszczone znaki określające zarówno rodzaj żarzenia, jak i napięcie żarzenia. A więc przy powyżej omawianych cyfrach będzie figurowała litera, określająca rodzaj żarzenia:

D — żarzenie bezpośrednie (direct),

I — żarzenie pośrednie (indirect *).

i cyfra (lub cyfry) oznaczająca wprost wartość napięcia żarzenia.

W ten sposób otrzymamy jeszcze pełniejszy symbol, np. 426 D4 — 4 elektr., opór gr. 2, dobr. gr. 6, żarz. bezpośr., nap. żarz. 4 V; 393 I20 — 3 elektr., opór gr. 9, dobroć gr. 3, żarz. pośred., nap. żarz. 20 V.

Symbol może być dowolnie i jednoznacznie skrącany tak, że nie będzie wzbudzał żadnej wątpliwości, np.:

426 D
426
26 D4
26 D
26

Podział na grupy pod względem oporności wewnętrznej jest przeprowadzony według malejących oporności, a to dlatego, że częstokroć ulepszenie pewnego typu lampy może polegać nie tylko na powiększeniu jej dobroci kS , lecz i na niewielkim zmniejszeniu jej oporności wewnętrznej. To zmniejszenie oporności wewnętrznej może jednak pociągnąć za sobą przejście lampy do innej grupy R_i , — a ponieważ zachodzi wypadek ulepszenia lampy — ta nowa grupa winna być charakteryzowana cyfrą większą niż poprzednia.

Lampy końcowe.

Zupełnie inne kryterjum powinno być przyjęte przy wyborze własności elektrycznych, które powinny figurować w symbolu lampy końcowej. Oporność wewnątrz zostaje w dalszym ciągu własnością o pewnym znaczeniu, jednak już nie zasadniczym; dlatego też nie uwzględnimy dla niej miejsca w symbolu.

W lampach końcowych pierwszą rzeczą, którą musimy znać, jest moc, i z tego punktu widzenia podzielimy lampy końcowe na grupy. Przedewszystkiem jednak musimy dokładnie zdefiniować pojęcie mocy lampy końcowej. Pobierana przez lampę moc prądu stałego nie jest bynajmniej miarodajna. Właściwie nas interesuje wydzielona w obwodzie anodowym lampy moc prądu zmiennego. Coprawda moc wydzielona zależy od pobieranej mocy prądu stałego; ich stosunek nazywamy sprawnością lampy. Jednak uwzględnienie w symbolu mocy pobieranej wypadłoby na niekorzyść lampy nowszej konstrukcji, ponieważ wraz z postępem techniki sprawność lamp końcowych wzrasta. Z tego względu będziemy się opierali wyłącznie na wydzielonej mocy prądu zmiennego i w tym celu zdefiniujemy pojęcie największej niezniekształconej mocy P_{max} .

*) Litera takie są proponowane ze względu na ich międzynarodowy charakter.

Jeśli na siatkę lampy końcowej przyłożymy pewne napięcie zmienne, to w oporze anodowym zostanie wydzielona odpowiednia moc prądu zmiennego. Ze względu na niezupełną prostoliniowość charakterystyki lampy, moc wydzielona ulegnie pewnemu zniekształceniu amplitudy. Oznacza to, że jeśli napięcie przyłożone było czysto sinusoidalne, moc wyjściowa będzie zawierała harmoniczne. Im większe jest napięcie przyłożone, tem większy jest wpływ zakrzywień charakterystyki i tem większe zniekształcenia amplitudy (t. j. zawartość harmonicznych). Dopóki zawartość harmonicznych nie przekracza 5%, moc wyjściową będziemy nazywali niezniekształconą. Dla każdej wartości obciążenia obwodu anodowego istnieje określona największa

wartość niezniekształconej mocy. Bezindukcyjny opór obciążenia, przy którym osiąga się największą możliwą wartość niezniekształconej mocy, nazywamy najkorzystniejszym oporem obciążenia, a odpowiednią największą wartość mocy — w skróceniu — największą niezniekształconą mocą P_{max} .

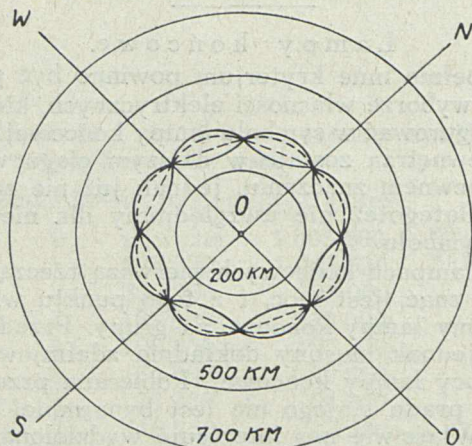
Największa niezniekształcona moc jest pojęciem, które w praktyce ma mniejsze znaczenie, niżby się to wydawało, ponieważ obciążenie lampy końcowej rzadko bywa bezindukcyjne. Tem niemniej jednak, klasyfikacja lamp końcowych pod względem największej niezniekształconej mocy jest prawdopodobnie najracjonalniejsza, gdyż daje najlepsze pojęcie o możliwości tego lub innego zastosowania lampy. (C. d. n.)

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

Teoria „błędów nocnych“ radjo-pelengatorów¹⁾ z antenami systemu Adcock'a.

(J. F. Coales. *The Journal of the Institution E. E. Sept. 1932. p.p. 497—506*).

System stałych²⁾ anten Adcock'a daje rezultaty pelengowania obarczone błędami, w pewnych warunkach sięgającymi 90°; natomiast system ruchomych anten daje zawsze rezultaty ściśle. Wnioski powyższe wynikają z dokładnej analizy matematycznej „błędów nocnych“, przeprowadzonej przy założeniach, że: 1) układ anten jest idealnie symetryczny, t. zn. S.E.M.-ne wzbudzone w poziomych przewodach są zrównoważone, 2) ziemia jest idealnym przewodnikiem, t. zn. zachodzi pełne odbicie, 3) anteny znajdują się w polu fali bezpośredniej i odbitej, padającej pod pewnym kątem do powierzchni ziemi.



Rys. 1.

Z dyskusji wynika, że błąd pelengowania dla systemu anten stałych zależy od stosunku S.E.M.-nych, wzbudzonych przez falę bezpośrednią i odbitą, przesunięcia faz między

niemi, odległości (D) pomiędzy antenami i kierunku nachodzenia fal. Przytem błąd jest określany, jako różnica pomiędzy kątem otrzymanym przy obecności obu fal, a kątem otrzymanym przy fali bezpośredniej. Maxima błędów otrzymuje się dla przesunięcia faz $\frac{2\pi d}{\lambda} = \pi$, (gdzie d — różnica dróg przebytych przez falę bezpośrednią i odbitą) i dla S.E.M.-nych równych (w przybliżeniu, gdyż do wzoru wchodzi współczynnik bliski jedności). Prawdopodobieństwo otrzymania dużych błędów zwiększa się dla fal, przy których stosunek $\frac{D}{\lambda} > 0,1$. Dla kierunków nadchodzenia fal — 22°5; 67°5; ... i t. d. błąd osiąga maximum, dla 0°, 45°, ... i t. d. równa się zeru.

W otoczeniu radjo-pelengatora, można wyznaczyć strefy, w których umieszczenie nadajnika, da błędy przy pelengowaniu, przekraczające pewną wartość kąta. Naprzykład, zakładając wysokość warstwy Heaviside'a równą 100 km, niezmienną polaryzację fali odbitej, rozstawienie anten $\frac{D}{\lambda} = 0,1$, otrzymuje się (rys. 1) ograniczenie strefy błędów $> 0,5^\circ$ — oznaczonej linią ciągłą i strefy błędów $> 1^\circ$ — linią przerywaną; osie anten pelengatora, umieszczonego w punkcie 0, są oznaczone literami NS i OW. Ten sam wykres dla $\frac{D}{\lambda} = 0,3$, przedstawia ograniczenie stref 5° i 8° błędów. Wewnątrz obszarów błędy mogą osiągać wartości 45° i więcej.

Jednocześnie z dużymi błędami zachodzi wybitny fading, gdyż wtedy fazy różnią się około 180°, więc amplituda wypadkowej S.E.M.-nej znacznie maleje.

W wypadku ogólnym nie otrzymuje się zupełnego zaniku przy pelengowaniu (nieostre minima).

Dla systemu anten ruchomych³⁾, błędy nie zachodzą w żadnym przypadku, a także uzyskuje się zupełne znikanie przy pelengowaniu (ostre minima).

W. Struszyński.

¹⁾ radjogonjometrów.

²⁾ odpowiednik Bellini-Tosi przy ramach.

³⁾ W praktyce nie dają się zrealizować dla długich fal.