

PRZEGLĄD RADIOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Rok XVI.

7 Października 1938 r.

Zeszyt 19—20

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

O odbiorze fal krótkich w grotach Ojcowa.

Dr. Dobiesław Doborzyński
asystent fizyki Uniw. Jagiellońskiego

Kilka uwag dotyczących podziemnej radiokomunikacji w związku z treścią obrad I Międzynarodowego Kongresu Fal Krótkich w Fizyce, Biologii i Medycynie w Wiedniu w lipcu 1937.

W związku z moimi poprzednimi doświadczeniami nad odbiorem radiowym fal średnich w wielkich grotach Jury Krakowsko-Wieluńskiej, położonych koło Ojcowa (1), dokonałem tam ostatnio dalszych badań, mianowicie z kolei nad odbiorem fal krótkich. W ten sposób został rozszerzony zakres poprzednich obserwacji i otrzymany nowy przyczynek do zagadnienia odbioru fal radiowych pod ziemią.

A. Uwagi ogólne.

Jako miejsce obserwacji została obrana Grota Wierzchowska Górna, w której dotychczas jeszcze nie pracowałem. Grota ta jest pod względem ilości komór i korytarzy, ich łącznej długości (640 m) i rozległości przestrzeni, w której się one rozciągają, największą w całej Jurze Krakowsko-Wieluńskiej. Znajduje się w skalistym masywie, położonym po lewej stronie doliny Kluczwody (Ujazdu), we wsi Wierzchowie, odległej o 3 kilometry od Ojcowa, a około 17 km od Krakowa. Wysokość otworów wejściowych I i II nad poziomem doliny Kluczwody wynosi 8 m, nad poziomem morza 370 m. Układ hal i korytarzy jest bardzo zawiły (rys. 1).

Dla celów odbioru radiowego szczególnie nadaje się tak zwana Hala Wielka Górna, zwana inaczej „Salą balową”. Jest to dobrze ukształtowana komora, duża i o płaskim dnie. Znajduje się najdalej od wejść (około 100 m) i leży stosunkowo głęboko pod ziemią (około 30 m).

Co do szczegółów stosunków morfologicznych i geologicznych groty (położenie w dolinie, pokrycie itp.) oraz co do elektrycznych własności wapienia jurajskiego, to powyższe sprawy były już opisane w mej poprzedniej pracy (1), a zaznaczyć należy, iż stosunki te są prawie takie same dla całego pasma Jury. Dodać można jedynie, iż Grota Wierzchowska powstała przez rozmycie potężnych pionowych szczelin i spękań, jak to z reguły ma miejsce w przypadku jaskiń wapiennych; grota wspomniana jest tu nawet najbardziej typowym przykładem.

Kierunki szczelin i spękań są zaznaczone na rysunku 1 przy pomocy przerywanych linii; szczeliny te sięgają prawdopodobnie aż do warstwy ziemi humusowej Grota jest na ogół bardzo mokra; na dnie jej znajduje się gruba warstwa naniesionej gliny (por. opis groty w pracy monograficznej mgr. Z. Ciętaka (2)).

B. Urządzenie odbiorcze.

W Hali Wielkiej Górnej zawieszono antenę (z odprowadzeniem w środku) o długości 14 m i o wysokości 3,5 m dokładnie w kierunku północ-południe. Dwulampowy odbiornik pracował w układzie Reinartza w połączeniu z wzmocniaczem małej częstotliwości (lampy trzysiatkowe). Obserwacje odnosiły się do wszystkich trzech zakresów fal. Dokonałem ich w dniach 2 (15h-24h) i 3 (0h-1h

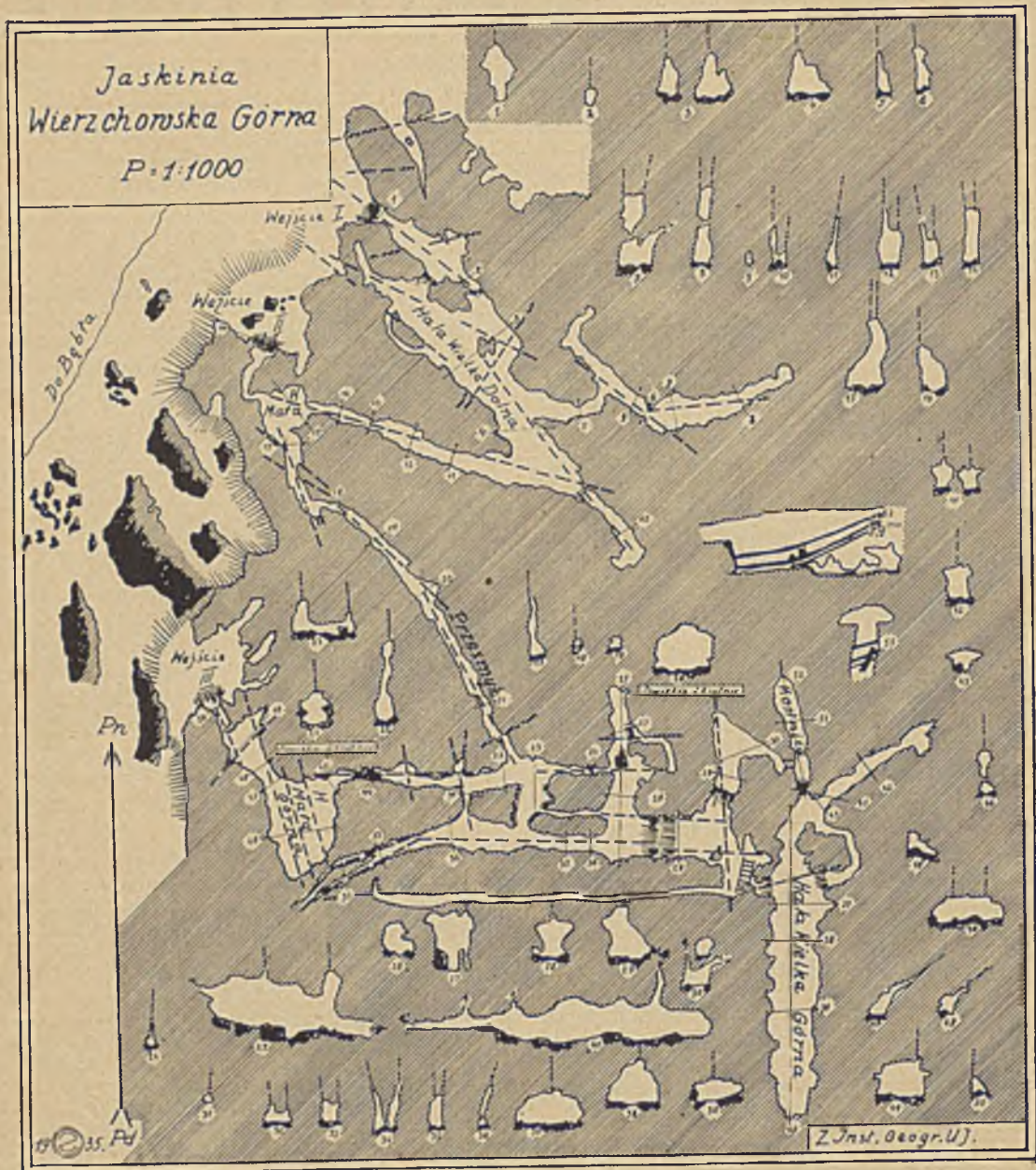
i 10h-14h) października 1937 r.; na zewnątrz panowała wówczas ładna pogoda, trząsków atmosferycznych prawie że nie było.

C. Wyniki obserwacji.

Poprzednio stwierdziłem w dwu innych jaskiniach dobry odbiór fal średnich (250 do 550 m) (1). Również i obecnie można było zaobserwować dobry odbiór tych fal. Jednakże w pewnym, nieznacznym, ale wyraźnym stopniu występowało tłumienie i osłabienie odbieranych fal. Kraków i Katowice można było głośno odbierać; Königswusterhausen, Warszawę, Budapeszt, Wiedeń, Pragę i Wrocław nawet podczas dnia słyhać było stosunkowo dobrze. Wyraźnie słaby (w nocy) był natomiast odbiór fal wysyłanych przez stacje położone na wschód, jak Lwów oraz rosyjskie rozgłośnie. Fakt ten jest w zgodzie z sytuacją terenową, gdyż masyw skalny, w którym położona jest grota i przez który przenikają odbierane fale, rozciąga się właśnie najbardziej w kierunku wschodnim. Wyniki obserwacji w zakresie fal krótkich zebrane są w następującej tablicy.

Tablica I.

Pasmo	Stacja nadawcza	Wynik obserwacji		Uwagi
		2. X. 37	3. X. 37	
49 m	Moskwa 50 m	20 h r 3/4		
	Zeesen DJC 49.83 m	19 h r 4/3		
	Beograd 49.18 m	19 h r 3/2		
31 m	Madryt 31.70 m	23 h r 2		Odbiera- no rów- nieżliczne nadawa- nia ma- szynowe, telegra- ficzne i ama- torskie
	Daventry GJB 31.55 m	19 h r 4/5; 23 h r 3		
	Zeesen DJN 31.45 m } Zeesen DJA 31.38 m }	16 h r 3/4	10 h 30— 12 h r 2/3	
	Millis U. S. A. 31.35 m } (Boston Westinghouse W1XK) i liczne nie- dokładnie zidentyfiko- wane stacje (hiszpań- skie oraz amerykańskie)	24 h r 1/2		
29 m	Bruksela (Ruyselede) 29.04 m	19 h 30 r 4		
	Daventry GSD 25.53 m } Rzym 25.40 m	19 h 30 r 1/2 18 h r 5; 20 h r 6	11 h r 3/4 12 h r 4	
25 m	Paryż (Radio-Colonial) 25.23 m	16 h r 3/4 18 h 30 r 3		
	Moskwa 25.00 m	18 h 30 r 1/2	12 h r 1/2	
	Motala ($\lambda = ?$)		12 h r 1, 2	
19 m	Nie było już odbioru ra- diotelefonicznego, a je- dynie (na falach około 19 m, 20 m i 21 m) moż- na było usłyszeć słabe znaki radiotelegraficz- ne (r 3/2).			
16,8 m		r 0	r 0	



Rys. 1.
Plan Groty Wierchowskiej Górnej (z pracy Z. Ciętaka (2))¹⁾.

Siłę odbioru oceniałem subiektywnie, posługując się dziesiątną skalą r. *)

Odbiór fal krótkich okazał się zatem zupełnie możliwy, jednakże wyraźniej niż w przypadku fal średnich występowało teraz osłabienie odbieranych fal. Fakt ten został potwierdzony przy pomocy kontrolnych porównawczych prób odbioru w terenie ponad grota. Dla pasma 19 m dało się bez wątpliwości zaobserwować największe tłumienie. Stacje radiofoniczne z tego pasma, które odbierałem zupełnie dobrze w dzień ponad grota, nie były słyszalne (przy pomocy użytego przeze mnie aparatu) wewnątrz niej.

1) Tło czarne oznacza spadłe głązy i kamienie, krótkie kreski — spadek terenu.

*) r6 — odbiór dostatecznie silny, w słuchawce głośno; r5 — odbiór stosunkowo słaby, przyjemna siła głosu w słuchawce; r4 — odbiór słaby, ale jeszcze dostatecznie głośny; r3 — odbiór bardzo słaby, ale treść audycji w pełni można jeszcze zrozumieć; r2 — odbiór bardzo słaby, audycja częściowo niezrozumiała; r1 — odbiór na granicy słyszalności, audycja niezrozumiała; r0 — zupełny brak odbioru.

Wyniki moich obserwacji pokrywają się w zasadzie z rezultatami, jakie otrzymał znany badacz w dziedzinie radiospeleologii i radiokomunikacji pod ziemią, inż. Volker Fritsch z Brna w swych badaniach w suchej i małej wapiennej grocie Smoczej w Poracu w Słowacji *). Są one potwierdzeniem i rozszerzeniem uzyskanego przez tego badacza materiału doświadczalnego (por. również wyniki dokonanych przez Fritscha prób odbioru, a także i nadawania fal krótkich w grotach rzeki Punkwy w dolinie Macocha i w kopalni Kotterbach) (7).

Bardzo mało znane są dotychczas stosunki dotyczące absorpcji w ziemi fal o długościach poniżej 19 — 10 m, czyli dłuższych fal ultrakrótkich. Na zasadzie wyników badań Fritscha wolno przypuszczać, iż istnieje zakres częstotliwości, w którym absorpcja osiąga maksimum i zatem przy dalszym zwiększeniu częstotliwości maleje. Dla

*) Według treści referatu Fritscha na I Kongresie Fal Krótkich w Wiedniu (p. niżej) odbiór w głębi groty był silniejszy niż tuż koło wejścia (wpływ szczelin).

fal ultrakrótkich zaobserwowano ostatnio bardzo małe współczynniki absorpcji (5). Zapewne jest ten fakt w związku z okolicznością, iż krzywa zależności absorpcji od częstotliwości („zasadnicza krzywa radiogeologiczna”) może wykazywać nawet nie jeden, a kilka punktów ekstremalnych i punktów przegięć w zakresie bardzo krótkich fal, co jednak dotychczas nie zostało bliżej zbadane. W każdym bądź razie w zakresie fal ultrakrótkich należy się spodziewać istnienia szerokich możliwości dla radiokomunikacji podziemnej (5).

D. Dyskusja wyników.

Hertzowskie pola wielkiej częstotliwości mogą przedostawać się w trojaki sposób do anteny odbiorczej zawieszanej w grotcie. Pierwsza możliwość dotyczy przejścia wzdłuż wypełnionych powietrzem przestrzeni, a więc chodników, jam, komór, hał, korytarzy itp. Drugi sposób wiąże się z właściwym przenikaniem poprzez skalisty materiał górotworu, w którym znajduje się grota, a trzeci wreszcie odnosi się do posuwania się fal wzdłuż szczelin. Szczeliny, jak już wspominałem, rozchodzą się od sklepień wgłąb skały i sięgają prawie do powierzchni gruntu. Otóż co do pierwszej możliwości, to hipoteza bezpośredniego przedostawania się fal do wnętrza groty jest nie do przyjęcia. Można bowiem łatwo wyliczyć, że pole fali zanikać powinno (na skutek licznych odbić) bardzo szybko i osłabienie byłoby bardzo wybitne, co w rzeczywistości nie za-

chodzi. Również wyniki specjalnych badań innych autorów stoją w sprzeczności z taką hipotezą (6), (7). Natomiast pewna część energii falowej przenika bezwątpienia nawskroś poprzez skałę; jako dowód służy fakt, iż grubość przenikanej warstwy skalistej, brana pod uwagę w kierunku odbieranej stacji, ma wpływ na siłę odbioru.

Jednak najwięcej uwagi poświęcić należy przenikaniu wzdłuż szczelin. Są one wypełnione odłamekami rdzennej skały, gruzem, gliną itp. i są prawie zupełnie zatkane, tak, iż na pierwszy rzut oka zdają się tworzyć jednolitą masę ze skałą rdzenną. Jednak zawsze stopień ich wilgotności jest wyraźnie większy, aniżeli skały właściwej i ewentualnego przejścia fal wzdłuż szczelin nie możnaby utożsamiać z przenikaniem wprost przez skałę.

Jest zatem rzeczą prawdopodobną, iż druga część energii falowej przenika do wnętrza groty. Ślizgając się wzdłuż powierzchni granicznych materiału wypełniającego szczeliny i skały rdzennej. Mielibyśmy zatem do czynienia z rozchodzeniem się pól hertzowskich w przestrzeni wypełnionej przewodnikami geologicznymi, przy czym i szczeliny prowadzą wnikające pola. Chciałbym jeszcze dodać, iż w grotcie Wierzchowskiej Górnej nie ma żadnych przewodów, a najbliższe przewody telefoniczne znajdują się w odległości 1 km.

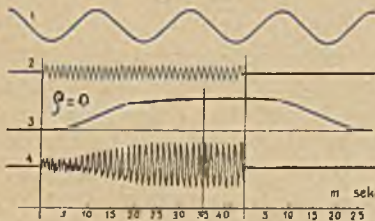
* * *

(C. d. n.)

Modulacja i modulatory w niemieckich radiostacjach nadawczych*)

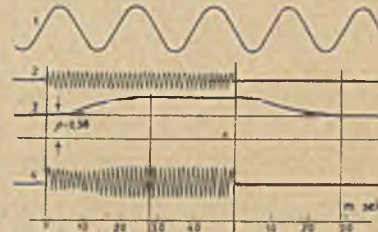
Inż. Adam Smoliński

Znaczny wpływ na łagodzenie przebiegów ustalających się ma spoczynkowa fala nośna. Im większe ρ , tym łagodniejsze są przebiegi, krótsze stałe czasu.



Rys. 23

Na następnym rysunku (24) podane są przebiegi dla $\rho = 0,58$. Tutaj nie otrzymujemy wcale zniekształceń — lecz tylko wahania amplitudy.



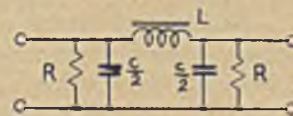
Rys. 24.

Jako przykład posłużą dwa szeregi oscylogramów podanych na rys. 23 i 24. Dane zastosowanego filtru są następujące: $f_0 = 35$ okr./sek; $L = 200$ H; $C = 0,3$ uF; $R = 21000$ cm. (Rys. 25). Poszczególne cyfry oznaczają:

- 1) 50 okr./sek — jako częstotliwość wyznaczająca skalę,
- 2) nagle włączoną i wyłączoną częstotliwość modulacyjną 800 okr./sek,
- 3) napięcie przesuwające punkt pracy,
- 4) napięcie wyjściowe z odbiornika o liniowej detekcji.

Oba przebiegi różnią się tym, że na rys. 23 $\rho = 0$, a na rys. 24 $\rho = 0,58$. W pierwszym wypadku czas narastania wyniósł 35 m sek. Widać wyraźnie zniekształcenia powstałe wskutek przesterowania trwające 20 m sek. Jednak tych zniekształceń nie słychać.

Prawidłowe odtworzenie dynamiki w odbiorniku o liniowej detekcji wymaga liniowej charakterystyki przystawki. Ta liniowa charakterystyka winna być od góry ograniczona ze względu na to, że przy pełnym wysterowaniu fala nośna przy modulacji o re-



Rys. 25.

gulowanej fali nośnej winna być równa stałej fali nośnej. Osiąga się to zwykle w sposób następujący: napięcie zdetektowane i wyfiltrowane wzmacnia się we wzmacniaczu prądu stałego, w obwodzie anodowym, którego znajduje się opór, z którego bierzemy napięcie zatykające wzmacniacze wielkiej częstotliwości w czasie nie modulowania nadajnika. W miarę wysterowania

*) Dokończenie artykułu do str. 106 Nr. 17—18 „P. R.” r. b.

wywania nadajnika napięcie zatykające maleje, gdyż prąd anodowy wzmacniacza prądu stałego maleje. Jeśli tak dobierzemy punkt pracy wzmacniacza prądu stałego, że przy pełnymysterowaniu nadajnika nastąpi zatkanie lampy wzmacniacza prądu stałego, wówczas nawet przy przesterowaniu minus wzmacniacza wielkiej częstotliwości będzie stały, więc stałą będzie fala nośna.

Pod względem zniekształceń nieliniowych nadajniki z regulowaną falą nośną nie powinny być gorsze od normalnych. Większa zawartość harmonicznych mogłaby powstać w razie obrania za nisko punktu pracy spoczynkowej fali nośnej (za małe ρ). Jednak już przy $\rho > 0,3$ ta obawa nie zachodzi. Drugą przyczyną nie liniowych zniekształceń może być za duża stała czasu przebiegów wyrównawczych, lecz te trudności potrafimy już przezwyciężyć.

Oprócz tego w nadajniku może zmieniać się dynamika transmisji o ile wybierzemy za małe ρ , gdyż wówczas pracujemy na dolnym zakrzywieniu charakterystyki modulacji. Trzeba jeszcze dodać, że w nadajniku występuje zwykle niewielka zmiana dynamiki, gdyż wskutek tego, że filtr obcina wyższe harmoniczne krzywej dynamiki, fala nośna nie odpowiada zupełnie krzywej dynamiki. Te zmiany jednak nie mają praktycznego znaczenia.

Na koniec należy zwrócić uwagę na przebiegi wyrównawcze w filtrach anodowych. Wskutek zmiany poboru prądu z prostownika wysokiego napięcia przy regulowaniu fali nośnej w filtrach występują przepięcia, które dają szkodliwą modulację anodową. Żeby uniknąć tego, należy w filtrach stosować możliwie mały stosunek $\frac{L}{C}$, następnie tłumić filtry oporami i rozdzielać je w ten sposób, żeby każdy stopień miał swój filtr.

Stosunek $\frac{L}{C}$, przy którym przebieg wyrównawczy zaczyna być aperiodyczny, określa się z nierówności:

$$\frac{V_{ao}}{I_{ao}} < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

gdzie V_{ao} jest napięciem a I_{ao} prądem zasilającym dany stopień.

12) Zastosowanie modulacji z regulowaną falą nośną.

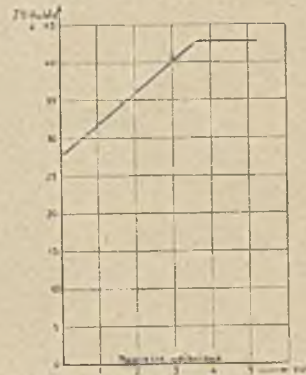
Praktyczne zastosowanie znalazła modulacja z regulowaną falą nośną dotychczas tylko w 120 kW radiostacji radiofonicznej w Lipsku, wybudowanej w 1931 roku przez firmę Lorenz^{*)}. Radiostację tę przerabiano w 1934 roku a przystawkę regulującą falą nośną dobudowano w 1936 r.

Nadajnik w Lipsku posiada 7 stopni wielkiej częstotliwości, przy czym modulacja siatkowa napięciowa znajduje się w 5 stopniu, a regulacja fali nośnej w 4 stopniu. Regulacja fali nośnej odbywa się zapomocą przystawki, której schemat wskazuje rys. 21. Na wejście przystawki dołączony jest liniowy wzmacniacz małej częstotliwości a wyjście dostarcza ujemnego napięcia siatce 4-go stopnia wielkiej częstotliwości. Działanie tej przystawki było opisane poprzednio, na tym miejscu podane zostaną tylko dodatkowe szczegóły. Zasilanie tej przystawki odbywa się całkowicie w sieci. Filtr posiada częstotliwość graniczną 100 okr./sek. Napięcie dostarczane przez przystawkę posiada charakterystykę częstotliwości równą w zakresie 50 ÷ 8 000 okr./sek. Czas narastania tego napięcia wynosi 16 m sek; przebieg jest zupełnie aperiodyczny.

*) Odnosi się tylko do radiofonii niemieckiej.

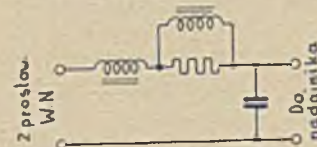
Konstrukcja przystawki umożliwia zmianę ρ , jak również włączenie i wyłączenie regulacji fali nośnej podczas pracy.

Spoczynkową falą nośną ustalono na $\rho = 0,6$. Przy zwiększającym sięysterowaniu rośnie ona liniowo i przy pełnymysterowaniu ustala się jak to wskazuje rys. 26, wskazujący prąd w kablu zasilającym antenę w zależności od napięcia sterującego przy wyłączonej modulacji.



Rys. 26.

Przy pierwszych próbach było wiele trudności z przebiegami nie ustalonymi w filtrach anodowych. Żeby uniknąć przedłużania stanów nie ustalonych i zrobić przebiegi aperiodycznymi, każdy stopień otrzymał swój filtr. Filtry zostały specjalnie stłumione oporem według schematu podanego na rys. 27. W rezultacie czas narastania nie został przedłużony ponad 16 m sek.



Rys. 27.

Szereg przeprowadzonych prób wykazał, że szумы, charakterystyka częstotliwości oraz zawartość harmonicznych nie zmieniła się mimo przeprowadzenia całego szeregu zmian w nadajniku. Przed oddaniem do eksploatacji wykonano próby akustyczne, porównując na głośnik wyjście ze wzmacniacza liniowego z zdetektowaną wielką częstotliwością z nadajnika przy pomocy liniowego detektora. Podczas tych prób nie można było wykryć różnicy między porównywanymi transmisjami.

Pewne obawy budziło, czy regulowanie fali nośnej nie wywoła przykrych spadków napięć w sieci zasilającej podczas pracy, gdyż zmiany obciążenia dochodziły do 200 kW. Okazało się jednak, że przy $\rho = 0,6$ spadek napięcia sieci wynosi ok. 1% przy takiej zmianie obciążenia. Naturalnie średni spadek napięcia podczas pracy radiostacji jest znacznie mniejszy.

Jakie zyski ekonomiczne daje regulowana fala nośna w praktyce? Rok pracy wykazał, że średnia oszczędność wynosi przy $\rho = 0,6$ 40 000 RM rocznie, czyli ok. 23%.

13) Dalsze drogi rozwoju modulacji z regulowaną falą nośną¹⁶⁾.

Jak już wspomniano, oszczędność w zużyciu energii zasilającej nadajnika z modulacją z regulowaną falą nośną polega na zmniejszeniu mocy wypromieniowanej fali nośnej a dopiero wskutek tego zmniejszenie mocy zasilania. Przy regulowaniu fali nośnej przeciętna sprawność jest bardzo niska ze względu na małeysterowanie napięciowe.

Następnym etapem „oszczędnościowym“ oprócz regulowania fali nośnej będzie regulowanie napięcia anodowego w takt krzywej dynamiki transmisji. Zmniejszając napięcie anodowe aż do wystarczającego do uzyskania żadanego prądu anodowego bez zniekształceń, polepszymy znacznie tym sposobem sprawność. Przeciętna sprawność ($\sigma = 0,2$) wynosi ok. 56% dla $\rho = 0,6$ i nie wiele się zmienia w zależności od ρ .

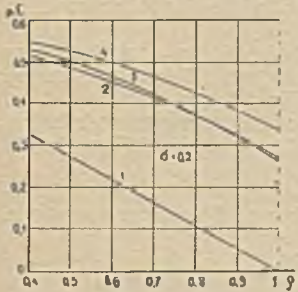
Regulowanie napięcia anodowego może się odbywać przy stałej fali nośnej, trzeba jednak wówczas doregulowywać wzbudzenie wielkiej częstotliwości.

Regulację napięcia anodowego wykonuje się zapomocą prostowników z siatkami sterowanymi, na które przykładają się napięcie z przystawki o podobnym schemacie jak wyżej opisano. Naturalnie tutaj koszty przystawki wypadają większe, lecz wynoszą zaledwie połowę sumy zaoszczędzonej w ciągu roku w założeniu $\rho = 0,6$.

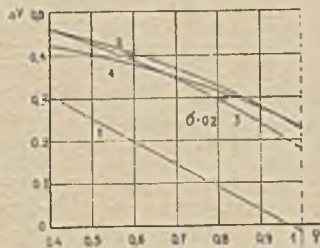
Regulację fali nośnej można zastosować w każdym systemie modulacji amplitudy. Przeprowadzony rachunek gospodarki dla systemu Chireix wykazuje, że oszczędności są tego samego rzędu, jak przy modulacji na małej mocy z regulowaną falą nośną i regulowanym napięciem anodowym.

Nakoniec zbadano regulację fali nośnej przy modulacji na dużej mocy fali nośnej z modulatorem klasy B. Tutaj urządzenie regulujące jest dość kosztowne, a rezultaty tego samego rzędu jak w obu powyższych systemach.

Dobre porównanie zależności oszczędności od spoczynkowej fali nośnej ρ poszczególnych systemów wskazują wykresy na rys. 28 i 29. Wykresy te różnią się tym, że na rys. 28 nie uwzględniono wpływu kosztu przystawki.



Rys. 28.



Rys. 29.

Krzywa 1 podaje zależność powyższą dla modulacji na małej mocy z regulowaną falą nośną; krzywa 2 dla modulacji na małej mocy z regulowaną falą nośną i z regulowanym napięciem anodowym. Krzywa 3 dla modulacji Chireix z regulowaną falą nośną i na koniec krzywa 4 dla modulacji na dużej mocy z regulowanym napięciem anodowym. Z krzywych tych widzimy, że drugi, trzeci i czwarty system są mniej więcej równoważne i zarazem znacznie lepsze od systemu pierwszego. Nie uwzględniając kosztu przystawki należy pierwszeństwo przyznać modulacji na dużej mocy, po uwzględnieniu natomiast tej wielkości, raczej modulacja na małej mocy z regulowaną falą nośną i napięciem anodowym jest najekonomiczniejsza.

Na koniec należy dodać, że żaden z opisanych powyżej systemów nie został sprawdzony na większą skalę.

14) Porównanie ekonomii najważniejszych systemów modulacji.

W poniższej tabeli zestawiono dla 100 kW radiostacji część kosztów eksploatacyjnych: mianowicie koszty prądu i odnawiania lamp trzech obecnie stosowanych sposobów modulacji. Zwrócimy naprzód uwagę, że koszt odnawiania lamp jest mniejszy dla modulacji na dużej mocy niż dla

modulacji na małej mocy. Uzyskana roczna oszczędność w tej pozycji 18 500 RM jest obliczona bez uwzględnienia obniżenia stałego napięcia anodowego przy modulacji anodowej. W rzeczywistości dla fal średnich i długich będzie mniejsza jeszcze i z innego powodu: mianowicie lampy modulacyjne są nieco droższe niż lampy wielkiej częstotliwości. Nie dotyczy to fal krótkich, gdzie zachodzi odwrotny stosunek cen i ponadto konieczność dodatkowego obniżania napięcia anodowego lamp wielkiej częstotliwości. Z tych rozważań możnaby wysnuć wniosek, że na falach średnich i długich amortyzacja kosztów nakładowych pochłonie prawdopodobnie oszczędność na odnawianiu lamp, natomiast na falach krótkich modulacja na dużej mocy winna dawać poważniejsze oszczędności tej pozycji kosztów eksploatacyjnych.

	Modulacja		Modulacja z regulowaną falą nośną (na małej mocy)	
	na małej mocy	na dużej mocy	$\rho = 0,6$	$\rho = 0,3$
1. Moc fali nośnej	100 kW	100 kW	100 kW	100 kW
2. Sprawność średnia $\rho = 0,2$	0,32	0,62	0,24	0,17
3. Moc zasilania ostatniego stopnia	310 kW	162 kW	210 kW	136 kW
4. Nominalna moc lamp ostatniego stopnia	520 kW	375 kW	520 kW	520 kW
5. Roczny koszt energii	165000 RM	103000 RM	127000 RM	105000 RM
6. Roczny koszt lamp	66000 RM	47500 RM	66000 RM	66000 RM

Na tym tle rozważając drugą pozycję — koszty zasilania — dochodzimy do wniosku, patrząc na przytoczoną tabelę, że największe zyski daje również modulacja na dużej mocy. Równać się z nią może tylko modulacja na małej mocy z regulowaną falą nośną o małej spoczynkowej fali nośnej ($\rho = 0,3$) lecz ta nie może znaleźć zastosowania w radiofonii ze względu na zniekształcenia w odbiornikach.

Stąd wniosek, że z obecnie wypróbowanych eksploatacyjnie systemów największe oszczędności eksploatacyjne przynosi modulacja na dużej mocy z modulatorem klasy B — szczególnie na falach krótkich.

15) Automatyczne uruchamianie fali nośnej głosem.

Automatyczne uruchamianie fali nośnej prądami mikrofonowymi spotyka się w niemieckiej technice dosyć rzadko. Stosuje się je w specjalnych nadajnikach morskich, dalej w nadajnikach przenośnych wojskowych oraz w nadajnikach lotniczych. Trzeba przyznać, że ten system stosowany jest z dużym umiarem i gdzie można go uniknąć, tam go zastępują ręcznym uruchamianiem lub w ogóle stosują stale wypromieniowaną falą nośną i odpowiednio selektywny odbiornik (radiostacje morskie).

Jak już wspomniano automatyczne uruchamianie fali nośnej stosuje się w radiostacjach morskich z dalekością i wysokowartościową telefonią. Zysk zastosowania automatycznego uruchamiania fali nośnej jest następujący:

Pole nadajnika indukuje w metalowych częściach statku prądy, które dają ze swej strony przy zmianie oporu ich obwodu przeszkody, utrudniające pracę odbiornika. Próbowano przeszkody usunąć przez łączenie metaliczne

ze sobą dużych mas metalowych statku — jednak nie można tego proceduru doprowadzić do końca ze względu na bardzo dużą ich ilość. Ponadto nie można trwale zapewnić dobrych połączeń takiej masie części. Z tego to powodu zastosowanie automatycznie uruchamianej fali nośnej ułatwia trafik telefoniczny.

Jako przykład takiego rozwiązania może służyć największy statek niemiecki „Bremen“, na którym znajduje się specjalny nadajnik radiotelefoniczny 500 W fali nośnej w antenie z automatycznym uruchamianiem fali nośnej²⁴⁾. Schemat jego podany był już na rys. 10 w związku z opisem modulacji anodowej.

Uruchamianie fali nośnej odbywa się za pomocą układu lampowego (Kippschaltung), który podczas przerw w mówieniu dostarcza siątkom stopnia III i IV dużego minusa.

Fala nośna włącza się w 4 msek po zjawieniu się napięcia akustycznego i po 100 ÷ 200 msek wyłącza się znowu. Czas wyłączania jest regulowany w kilku skokach.

16) Co technika niemiecka uważa za „dobrą modulację“²⁵⁾.

Kilka lat temu administracja litewska postawiła pytanie C.C.I.R.'owi, co należy uważać za dobrą modulację. Pytanie to przeszło na zjeździe C.C.I.R. w Lizbonie bez większego echa, dopiero w lutym 1937 r. Reichspostzentralamt ogłosił półoficjalnie w artykule H. Brückmann'a „Was ist unter guter Modulation zu verstehen“ (TFT 1937, nr. 2, str. 25).

W artykule tym rozważono naprzód *charakterystykę częstotliwości*.

a) Radiofonia.

Przy stałym napięciu sterującym nadajnik głębokość modulacji w zakresie 50 ÷ 8 000 okr/sek nie powinna się różnić od 800 okr/sek więcej jak $\pm 10\%$ — a w zakresie 300 ÷ 10 000 okr/sek $\pm 20\%$. Poza tym zakresem leżące częstotliwości należy możliwie stłumić.

b) Radiotelefonia.

w zakresie 400 ÷ 1 600 okr/sek — $\pm 5\%$	} częstotliwość odniesienia 800 okr/sek.
w zakresie 300 ÷ 2 400 okr/sek — $\pm 10\%$	
w zakresie 200 ÷ 3 000 okr/sek — $\pm 20\%$	

14) Zawartość harmonicznym malej częstotliwości.

Według C.C.I.R. avis 49 współczynnik harmonicznym winien być dla radiofonii $k < 4\%$ przy $m = 0,7$ dla normalnych i $m = 0,5$ dla pracujących na wspólnej fali nadajników.

Dla radiotelefonii $k < 10\%$ przy $m = 0,8$.

Szumy psfometryczne.

W radiofonii $\delta \leq 0,05\%$ fali nośnej dla normalnych i $\delta \leq 0,025\%$ dla pracujących na wspólnej fali nadajników. W radiotelefonii $\delta \leq 0,5\%$.

LITERATURA

(w kolejności odnośników w tekście).

- 1) Pungs. Der Eisenmodulator bei Telephonie-Röhrensender E.N.T. 1925 r. Nr. 4 str. 95.
- Feige. Die Wirkungsweise des Eisenmodulators. E.N.T. 1925. Nr. 4, str. 96.
- Pungs. Steuerung von Hochfrequenzströmen durch Eisendrosseln mit überlargerter Magnetisierung. E.T.Z. 1923. Nr. 4, str. 78.
- 1) Brückmann. Die Modulationsverfahren der Funktechnik. T.F.T. 1935. Nr. 2. str. 31.
- 3) Vilbig. Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Str. 435.
- 4) Barton. Recent developpments of the class B audio and radio frequency amplifiers. P.I.R.E. 1936. str. 985. Nr. 7.
- 5) Mögel. Der Deutsche Kurzwellensender. Telefunken Zeitung. 1934. Nr. 66. str. 32.
- Meyer. Der Deutsche Kurzwellen - Weltrundfunksender. Telefunken Zeitung. 1930. Nr. 59. str. 25.
- Meyer. Die Grossrundfunksender Berlin und Hamburg. Telefunken Zeitung. 1934. Nr. 67. str. 39.
- Meyer. Telefunken Grossrundfunksender in Argentinien. Telefunken Zeitung. 1935 r. Nr. 70. str. 51.
- 6) Telefunken in Königswusterhausen.
- 7) Semm. Der Ausbau des deutschen Rundfunksendernetzes. I część T.F.T. 1932. str. 225, II część T.F.T. 1933. str. 167, III część T.F.T. 1924. str. 79.
- 8) Lorenz führend in Grossender - Bau. C. Lorenz — Druckschrift. Nr. 559.
- 9) Hofer. Frequenzdurchlässigkeit und nichtlineare Verzerrungen fremdgesteuerter Telephoniesender. Telefunken Zeitung. 1931. Nr. 58. str. 17.
- 10) Kühle, Prinz. Die Telefunken - Senderöhren - Grossverstärkerröhren und Gleichrichterröhren. Telefunken Zeitung. 1934. Nr. 66. str. 26.
- 11) Steudel. Leistungsverhältnisse bei Grossendern E.T.Z. 1932. str. 905.
- 12) Hofer. Frequenzdurchlässigkeit und nichtlineare Verzerrungen fremdgesteuerter: Telephoniesender. Telefunken Zeitung. 1931. Nr. 58. str. 17.
- 13) Hofer. Theorie der Anodenspannungsmodulation. I część 1934 r. Nr. 68. str. 34, II część 1935 r. Nr. 70. str. 22.
- 14) Brückmann. Die Modulationsverfahren und Betriebskosten von Rundfunk und Funksprechsendern. T.F.T. 1935. Nr. 4. str. 83.
- E.T.Z. 1936 r. Nr. 32. str. 906.
- 16) Schulze-Herrigen. Wirtschaftlichkeit von Rundfunksendern mit veränderlichen Trägerwert. Lorenz Berichte. 1937. Nr. 1/2. str. 5.
- 17) T.F.T. 1936. str. 260.
- 18) Z. f. T. Ph. 1934 r. str. 629.
- 19) Werhlin. Grundlagen der Modulation mit veränderlichen Trägerwert. Lorenz Berichte. 1935. Nr. 5. str. 3.
- 20) Vilbig. Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. str. 449.
- 21) Lampe. Lorenz Berichte. 1936. Nr. 1.
- 22) Küpfmülle. Einführung in die theoretische Elektrotechnik.
- 23) Brückmann, Seidelbach. Trägersteuerung am Grossrundfunksender Leipzig. T.F.T. Nr. 4. str. 82.
- 24) Jäger. Funksprechverkehr im beweglichen Dienst. E.F.D. 1933 r. Nr. 32.
- 25) Brückmann. Was ist unter „guter Modulation zu verstehen?“. T.F.T. 1937. Nr. 2, str. 25.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

Bezzumna pentoda - selektoda.

Szum, występujący w odbiorniku, wynika głównie z dwóch następujących przyczyn.

1) Pod wpływem temperatury występują w każdym przewodniku nieregularne ruchy swobodnych elektronów, zwane ruchami termicznymi.

2) Nierównomierny przepływ prądu elektronowego między katodą a innymi elektrodami w lampie radiowej czyli nieciągłość emisji elektronów (zjawisko śrutowe).

Wahania termiczne zachodzące w oporze R , wywołują na jego końcówkach napięcie zmienne, którego średni kwadrat wyraża się wzorem:

$$v^2 = 4 k T R \Delta f \dots \dots \dots (1)$$

k — stała Boltzmanna ($k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ erg/stopień)
 T — temperatura bezwzględna (normalnie $T = 290^\circ K$)
 Δf — zakres częstotliwości.

Należy podkreślić, że nie tylko zwykły opór omowy posiada napięcie szumu, występuje ono także w każdym dowolnym przewodzie np. w obwodzie strojonym. W tym ostatnim przypadku w grę wchodzi opór obwodu w rezonansie, tj. $\frac{L}{rC}$ (L —indukcyjność cewki, C —pojemność kondensatora obrotowego i r — oporność omowa obwodu strojonego).

Wahania prądu anodowego, wytwarzające szum lampowy, określa wzór następujący:

$$i^2 = F^2 2 e I_a \Delta f \dots \dots \dots (2)$$

i^2 — średni kwadrat wahań prądu anodowego
 F^2 — współczynnik szumu
 e — ładunek elektronu
 I_a — prąd anodowy
 Δf — zakres częstotliwości.

Zjawia się teraz pytanie, w jakiej mierze wahania prądu anodowego wpływają ujemnie na odbiór pożądanego sygnału. W tym celu należy ująć szum lampowy w innej postaci, niż we wzorze (2). Można uważać, że nieregularne wahania prądu anodowego wynikają z istnienia między siatką a katodą fikcyjnego napięcia zmiennego, zwanego *równoważnym napięciem szumu lampy*. Napięcie to oblicza się z łatwością, dzieląc wahania prądu anodowego przez nachylenie

$$v^2 = \frac{i^2}{S^2} = \frac{F^2 2 e I_a \Delta f}{S^2} \dots \dots \dots (3)$$

Celem porównywania szumu lampowego z termicznym wyraża się szum lampowy za pomocą równoważnego oporu, który, włączony do obwodu siatkowego, dawałby ten sam szum, co lampa. Innymi słowy, chodzi o obliczenie oporu, na którego końcówkach występowałyby termiczne wahania napięcia równe napięciu szumu lampy.

Ze zrównania wzorów (1) i (3) i po podstawieniu odpowiednich wartości liczbowych wynika:

$$R_r = 20\,000 F^2 \frac{I_a}{S^2} \dots \dots \dots (4)$$

R_r jest wyrażone w omach, I_a — w mA, a S — w mA/V.

Opór R_r zwany *równoważnym oporem szumu lampy*, jest wygodnym sprawdzianem dobroci lampy z punktu widzenia szumu. Gdy opór ten jest znany, wiadomo natychmiast, jakie źródło szumu jest ważniejsze dla danego układu: lampa czy obwód zewnętrzny.

Niemal zawsze uwzględnia się tylko szum, który występuje przy pierwszej lampie w odbiorniku, ponieważ wzmacnienie za następnymi lampami jest znacznie mniejsze. Jednakowoż warto czasem zbadać, jaki udział w ogólnym szumie ma dalszy obwód lub dalsza lampa. Rozważmy obwód za pierwszą lampą, mający opór R_r . Celem porównania ze źródłem szumu, znajdującym się przed pierwszą lampą, należy zastąpić R_r przez inny opór w obwodzie siatkowym tej lampy, dający taki sam szum. Jeśli napięcie szumu na R_r wynosi V_1 i jeśli wzmacnienie od siatki do R_r równa się a , napięciu V_2 odpowiada na siatce pierwszej lampy napięcie $\frac{V_1}{a}$.

W myśl równania (1), V_1 jest proporcjonalne do R_r , a zatem

$$\left(\frac{V_1}{a}\right)^2 \text{ jest proporcjonalne do } \frac{R_r}{a^2} \dots \dots \dots (5)$$

Zastępcze napięcie na pierwszej siatce jest więc pozornie spowodowane zastępczym oporem $\frac{R_r}{a^2}$. Z punktu widzenia szumu zarówno opory obwodów jak i równoważne opory szumu lampy winny być przesunięte ku początkowi układu, przy czym należy je podzielić przez kwadrat wzmacnienia.

Powracając do wzoru (4), obliczmy tytułem przykładu równoważny opór szumu dla lampy EF 5 w układzie triody (siatka osłonowa połączona z anodą). Przy $V_{a+s} = 100 V$, $V_{s1} = -2,5 V$, $I_{a+s} = 10 mA$ i $S = 2,2 mA/V$, współczynnik szumu równa się 0,05.

$$R_r = \frac{20\,000 \times 0,05 \times 10}{2,2^2} = 2\,000 \Omega.$$

W lampach z *siatką osłonową* zagadnienie szumu komplikuje się, gdyż prąd katodowy dzieli się na dwa prądy: anodowy i siatki osłonowej. O dobroci lampy decyduje współczynnik szumu prądu anodowego F_a^2 , ponieważ tylko wahania prądu anodowego nakładają się na pożądaną zmianę prądu anodowego spowodowane przez napięcie zmienne na siatce sterującej. Pomiar wykazuje, że współczynnik szumu prądu anodowego lampy EF 5 w układzie pentody (w tych samych warunkach elektrycznych, jak wyżej) wynosi $F_a^2 = 0,28!$

Z zestawienia wartości tego współczynnika dla triody i pentody wynika, że *wahania prądu anodowego są znacznie większe, niż wahania prądu całkowitego*. Fakt ten należy przypisać tzw. *wahaniom podziałowym*. Prąd całkowity waha się mniej, każdy zaś z prądów składowych — więcej. Miarodajny dla szumu pentody współczynnik szumu prądu anodowego F_a^2 wyraża się wzorem:

$$F_a^2 = F_k^2 + F_p^2 \dots \dots \dots (6)$$

F_k^2 — współczynnik szumu prądu całkowitego (katodowego)

F_p^2 — współczynnik szumu podziałowego.

Ten ostatni współczynnik równa się stosunkowi prądu siatki osłonowej do prądu katodowego.

$$F_p^2 = \frac{I_{s2}}{I_a + I_{s2}} \dots \dots \dots (7)$$

W przypadku pentody EF 5 współczynnik F_k^2 równa się, jak wiemy, 0,05.

Ponieważ

$$I_a = 7,5 mA \text{ a } I_{s2} = 2,5 mA, \text{ więc } F_p^2 = \frac{2,5}{7,5 + 2,5} = 0,25.$$

Stąd w myśl wzoru (6) $F_a^2 = 0,05 + 0,25 = 0,30$, co zgadza się dość dokładnie z otrzymaną z pomiarów wartością 0,28.

Równoważny opór szumu pentody EF 5 wynosi zatem:

$$R_r = \frac{20\,000 \times 0,28 \times 7,5}{1,7^2} = 15\,000 \Omega.$$

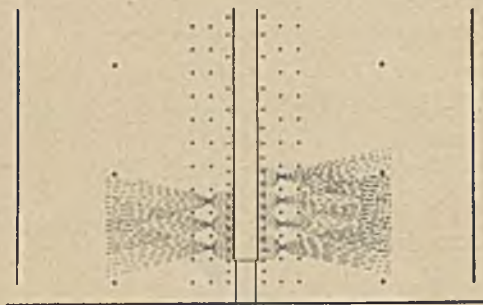
Wzór (4) dotyczy triod, gdy natomiast w grę wchodzi pentoda, zachodzi konieczność skorygowania go celem uwzględnienia szumu podziałowego. Należy zatem zastąpić F^2 przez F_a^2 , wskutek czego wzór przybiera postać następującą:

$$R_r = 20\,000 \left(F_k^2 + \frac{I_{s2}}{I_a + I_{s2}} \right) \frac{I_a}{S^2} \dots \dots \dots (8)$$

Wzór (8) poucza, że zmniejszenie szumu pentody wymaga w pierwszym rzędzie redukcji prądu anodowego i zwiększenia nachylenia. Ale I_a i S stanowią wielkości, któ-

re dla danego typu lampy są narzucone przez wymiary katody i wymagania stawiane przebiegowi charakterystyki prądu anodowego w zależności od ujemnego napięcia siatki sterującej. Jedyną zatem praktyczną możliwością osłabienia szumu polega na zmniejszeniu współczynnika zawartego w nawiasie wzoru. Z porównania współczynników F_k^2 i F_p^2 wypływa wniosek, że główną przyczyną szumu pentod są wahania podziałowe, a więc jedynym środkiem zaradczym jest zmniejszenie prądu siatki osłonowej. Na tej zasadzie oparta jest konstrukcja nowej bezszumnej pentody-selektody Philipsa typu EF 8. W lampie tej umieszczono dodatkową siatkę między siatką sterującą a osłoną. Siatka ta, którą nazwiemy przeciwszumową, posiada potencjał zerowy, jest nawinięta drutem o tym samym skoku, co siatka osłonowa i została ustawiona tak, że zwoje jej znajdują się dokładnie naprzeciw zwojów siatki osłonowej.

Siatka przeciwszumowa (siatka 2) skupia elektrony w wiązki, które przechodzą dokładnie między zwojami siatki osłonowej (siatki 3). Siatka 3 posiada wprawdzie dodatni potencjał, który wyciąga elektrony poprzez ujemną siatkę 1, ale skupianie za pomocą siatki 2 sprawia, że do siatki osłonowej wpada mniejsza ilość elektronów, niż w nieobecności siatki przeciwszumowej. Innymi słowy, druga siatka tworzy wraz z trzecią urządzenie elektronowo-optyczne, dzięki któremu elektrony przechodzą głównie między zwojami trzeciej siatki i dlatego prąd siatki osłonowej jest bardzo mały. Dzięki zastosowaniu zasady skupiania elektronów w wiązki udało się prąd siatki osłonowej zmniejszyć z 2 mA do 0,2 mA, a więc 10-krotnie!



Rys. 1.

Rysunek 1-szy uwidacznia przebieg torów elektronów w lampie EF 8. Zadaniem siatki trzeciej jest przyciągać elektrony z katody poprzez dwie siatki o niskim potencjale. Jest to możliwe tylko przy znacznym przechwyceniu siatki trzeciej względem drugiej, co jest równoznaczne z dużym skokiem zwojów siatek 2 i 3. Ponadto z tego samego względu trzeba było podwyższyć napięcie siatki osłonowej ze 100 V (zwykła wartość) do 250 V. Skok uzwojenia tych siatek musi być tak duży, aby anoda także mia-

ła wystarczający przechwyt względem pierwszej siatki poprzez siatki drugą, trzecią i czwartą.

Spółczynnik szumu podziałowego lampy EF 8 równa się

$$F_p^2 = \frac{0,2}{8 + 0,2} = 0,024$$

podczas gdy dla lampy EF 5 współczynnik ten wynosił 0,25, a więc 10 razy więcej.

Równoważny opór szumu pentody-selektody EF 8 równa się wszystkiemu 3 200 Ω.

Zastanówmy się najpierw nad korzyściami, jakie daje zastosowanie bezszumnej lampy EF 8 w roli wzmacniacza w. cz. na zakresie krótkofalowym. Obwody strojone mają na tym zakresie znacznie mniejsze oporności np. 10.000 Ω dla fali 15 m, niż na pozostałych dwóch zakresach (100.000 Ω).

Dla tej fali przy lampie w. cz. EF 5 ($R_r = 15\,000\ \Omega$) całkowity opór szumu (tj. suma oporu obwodu strojonego i równoważnego oporu szumu lampy) wynosi $10\,000 + 15\,000 = 25\,000\ \Omega$, przy lampie EF 8 zaś — $10\,000 + 3\,200 = 13\,200\ \Omega$. Zestawienie całkowitych oporów szumu w dwóch rozważanych przypadkach pozwala obliczyć zmniejszenie mocy szumu w głośniku wskutek zastosowania lampy EF 8. Moc ta jest proporcjonalna do kwadratu napięcia szumu, czyli (w myśl wzoru 1) do oporu. Stąd wynika polepszenie

$$\frac{25\,000}{13\,200} = 1,9 \text{ — krotne.}$$

W miarę zbliżania się ku początkowi zakresu krótkofalowego maleje, jak wiadomo, oporność obwodu strojonego, która np. dla fali 5 m przybiera wartość 3 000 Ω. Przy lampie EF 5 całkowity opór szumu wynosi teraz $3\,000 + 15\,000 = 18\,000\ \Omega$, a przy EF 8 — $3\,000 + 3\,200 = 6\,200\ \Omega$. Stosunek mocy szumu równa się teraz

$$\frac{18\,000}{6\,200} = 2,9.$$

Im krótsza jest fala, tym lepsze wyniki uzyskuje się przez zastąpienie lampy EF 5 typem EF 8.

Na falach średnich i długich oporności obwodów są znacznie większe (100 000 Ω) i dlatego zarówno przy lampie EF 8 jak i EF 5 szum obwodów góruje wybitnie nad szumem lamp. Na tych zakresach nie można więc należyście wykorzystać zalet pentody-selektody EF 8. Wyjątek stanowią te wypadki, gdy ze specjalnych względów oporności obwodów również na tych zakresach są małe.

Bezszumna pentoda-selektoda EF-8 znajduje zastosowanie wyłącznie w pierwszym stopniu wielkiej częstotliwości odbiornika.

Inż. A. Launberg.

PRZEDPŁATA:
kwartalnie zł. 9.—
rocznie zł. 36.—
zagranicą + 50%
za zmianę adresu
(znaczkami pocztowymi) gr. 50

Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa Królewska 15, II piętro
telefon № 690-23 i 648-65.

Administracja otwarta codz. od godz. 8 do 15 w soboty od 8 do 13
Redaktor przyjmuje we środy od godziny 19 - ej do 20 - ej
Konto czekowe w P. K. O, Nr. 363

Cennik ogłoszeń
przesyła administracja
na żądanie.
Telefon działu ogłoszeń 648-65

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

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska“, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87.98 w dzierzawie Sp. Wydawniczej Czasopism Sp. z o. o.

Dobre światło zwiększa wydajność pracy!

Każdy lepiej i wydajniej pracuje przy dobrym i nieoślepiającym świetle. Poza ogólnym oświetleniem lokalu winny być umieszczone nad miejscem pracy w reflektorkach Osramówki **D** na 65 Dlm.

Osramówki **D** dają tanie światło.

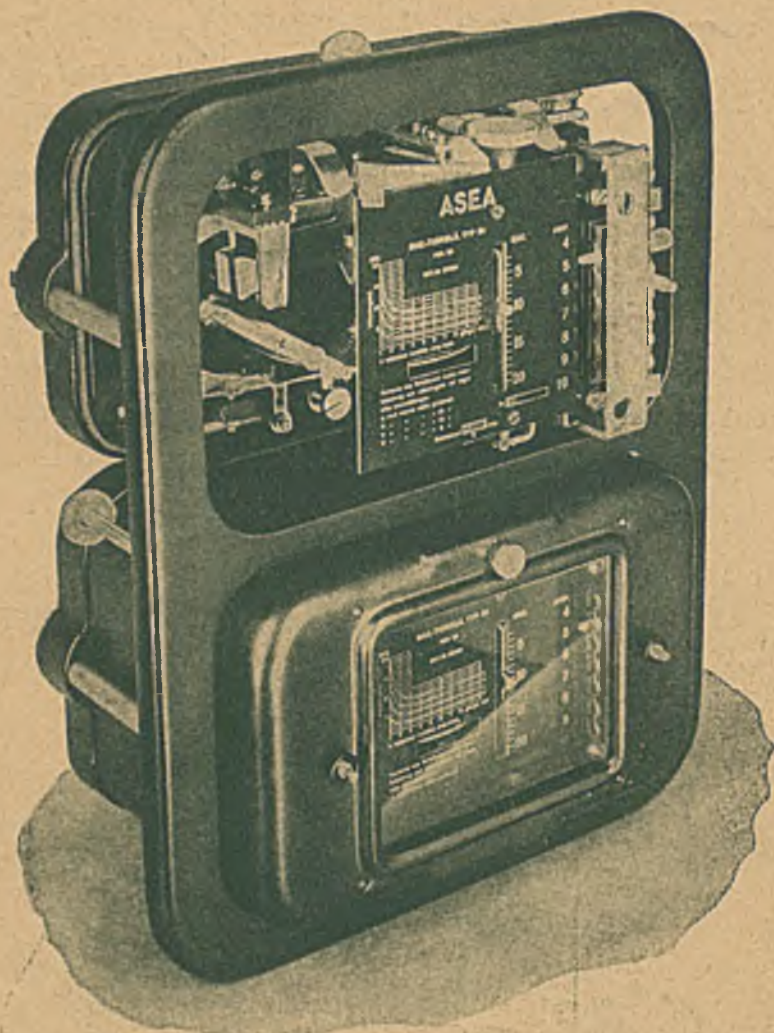


Dla ochrony oczu stosujcie wewnątrz matowane

¹ OSRAMÓWKI-D

*znakowane w dekalumenach i gwarantujące
małe zużycie prądu*

ASEA



PRZEKAŹNIKI

Asea wyrabia przekaźniki dla różnych celów, do stosowania we wszystkich gałęziach prądów silnych elektrotechniki. Przekaźniki te odznaczają się dokładnością wykonania jak i precyzyjnością działania i z tych względów cieszą się wszechświatową sławą. Zastosowanie przekaźników stale wzrasta do wszelkiego rodzaju kontroli i automatyzacji ruchu

POLSKIE TOWARZYSTWO ELEKTRYCZNE ASEA

Sp. Akc.

Warszawa, Marszałkowska 137

Tel: Centrala 570-40