

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XII.

1 Listopada 1934 r.

Zeszyt 21—22

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

WARUNKI PRACY URZĄDZEŃ PROSTOWNICZYCH DLA ZASILANIA OBWODÓW ANODOWYCH RADJOSTACYJ FONICZNYCH.

Les conditions du travail des redresseurs d'alimentation des circuits plaque des postes de radiodiffusion.

Inż. Wacław Kowalski i inż. Czesław Tan.

Sommaire:

Le filtre — organe reliant le redresseur à l'émetteur — doit être approprié au redresseur ainsi qu'à l'émetteur. L'influence du filtre peut se faire sentir dans l'amplificateur de haute fréquence modulée, en changeant ses conditions de travail comme relais de basse fréquence. C'est pour ça qu'il faut en calculant les éléments d'un filtre chaque fois tenir compte de son influence sur le fonctionnement de la partie radio des postes.

Wstęp.

Urządzenie prostownikowe już z natury rzeczy jest zaliczane do pomocniczych urządzeń siłowych i bywa luźno tylko związane logicznie z właściwą aparaturą nadawczą. Dobór prostownika dla danego nadajnika lub odbiornika zależy od wymaganych mocy i napięcia prądu stałego, oraz od stopnia tłumienia tętnień w filtrze. Filtr, jako ogniwo, wiążące prostownik z właściwą aparaturą radjofoniczną, wpływa nie tylko na pracę prostownika i transformatora zasilającego, ale ponadto na charakter pracy samej aparatury. Stąd wynikają jeszcze dodatkowe warunki, które stawiać należy urządzeniu prostownikowemu:

1) Dopasowanie filtru do danego prostownika i 2) dostosowanie obwodów filtru do danej aparatury.

Celem niniejszego artykułu jest zebranie i wyjaśnienie możliwie wszystkich okoliczności, towarzyszących pracy aparatury radjofonicznej przy danym filtrze prostownika. Urządzenia nadawcze i odbiorcze, zależnie od układu mogą być bardzo różnorodne ze względu na charakter pracy, jednak można je rozklasyfikować ogólnie na trzy grupy:

1) Urządzenia, pobierające prąd anodowy, którego wartość średnia, obliczona za okres wielkiej częstotliwości, nie zmienia się w ciągu okresu małej częstotliwości. Do takich urządzeń należą np. niemodulowane generatory wielkiej częstotliwości o wzbudzeniu własnym lub obcem; wszelkie wzmacniacze wielkiej częstotliwości niemodulowanej; wzmacniacze małej częstotliwości w układzie przeciwsobnym, pracujące na prostolinjowych częściach charakterystyk; wzmacniacze wielkiej częstotliwości modulowanej, pracujące na prostolinjowych częściach charakterystyk; układy modulacji na anodę o zasilaniu równoległym (np. modulacja Heising'a przy dławiku o wielkiej samoindukcji).

2) Do drugiej grupy należą urządzenia, w których średni pobór prądu anodowego za okres wielkiej częstotliwości zmienia się w takt małej częstotliwości. Będą to np.: wzmac-

niacze małej częstotliwości, pracujące na zakrzywieniu charakterystyki, względnie jednopołówkowo (np. w układzie przeciwsobnym) w zasilaniu szeregowym lub równoległym; układ modulacji szeregowej.

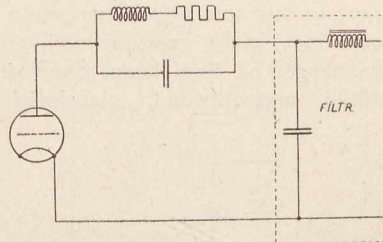
3) Trzecia grupa obejmuje zespoły układów lampowych, zasilanych z jednego prostownika. Prócz wpływu filtru na pracę układu lampowego, będzie tu jeszcze wyraźnie zaznaczony wzajemny wpływ na siebie poszczególnych układów lampowych, przyczem ten wzajemny wpływ układów zależy od filtru.

Badanie wpływu filtru na pracę układu lampowego zależy właśnie od tego układu, a więc warunki, jakim powinien odpowiadać filtr, mogą być dokładnie ustalone każdorazowo przy rozpatrywaniu danego układu. Celem wyjaśnienia metody postępowania dla określenia powyższych warunków, rozpatrzmy kilka przykładów dla poszczególnych grup układów lampowych.

Grupa I.

Prostownik wraz z filtrem pracuje na układ lampowy o poborze prądu anodowego, niezależnym od małej częstotliwości.

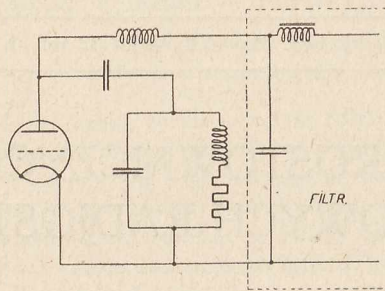
Ze względu na energetyczne wyzyskanie układu, niezależnie od sposobu zasilania: szeregowego (rys. 1), lub równoległego (rys. 2), pomiędzy anodą lampy i filtrem umiesz-



Rys. 1.

cza się odpowiednio duży opór omowy lub indukcyjny, jak to się stosuje zwykle w wypadkach, jeżeli od strony aparatury filtr jest zakończony kondensatorem, blokującym napięcie prądu stałego. W obydwu wypadkach filtry mogą być różne, ale wymagania stawiane filtrom będą jednakowe. W układzie zasilania szeregowego filtr zasilą układ prądem silnie tętniącym, gdyż do stałej składowej dodaje się cała zmienna składowa prądu anodowego. W tym wypadku filtr nie może posiadać dużego oporu ani rzeczywistego, ani po-

zornego. Jeżeli filtr posiada duży opór rzeczywisty w stosunku do obwodu anodowego, którym najczęściej bywa obwód rezonansowy, to w filtrze wydziela się odpowiednio duża część energii prądu zmiennego. Z drugiej strony, o ile oporność filtru posiada dużą składową urojoną, to powsta-



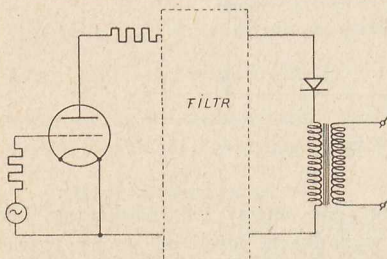
Rys. 2

jące na niej spadki napięcia nie pozwalają wyzyskać układu pod względem energetycznym, przyczem wzrastają straty w anodzie lampy. Oporność filtru powinna być, zatem, możliwie mała w stosunku do oporu anodowego, co osiąga się łatwo dla wielkich częstotliwości przez zastosowanie odpowiedniego kondensatora blokującego. W układzie zasilania równoległego, przy odpowiednim doborze dławika anodowego, przez filtr przepływa drobna tylko część składowej zmiennej prądu anodowego. Można uważać tedy, że filtr ma dostarczać stałego, nietętniącego prądu, przy stałym napięciu. Warunek, aby filtr posiadał małą oporność, odpada prawie całkowicie. A więc oporność filtru może być większa, niż przy zasilaniu szeregowym.

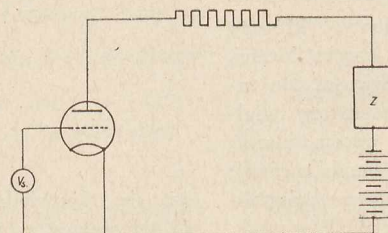
Jak widać, przy zasilaniu dowolnego układu rozpatrywanej grupy, wystarcza zastosować filtr, któryby odpowiadał następującym warunkom: 1) Dostateczne tłumienie tętnień małej częstotliwości prądu prostowanego, 2) napięcie i moc prądu stałego wystarczające dla danego układu, 3) z punktu widzenia układu lampowego dla danego zakresu częstotliwości oporność filtru dostatecznie mała, przyczem ani sam filtr, ani w zestawieniu z obwodami aparatury, nie będzie tworzył obwodów w rezonansie dla danej częstotliwości. Warunki powyższe są powszechnie znane i powtarzanie ich nie jest jedynym celem artykułu. Natomiast powyższe warunki nie wystarczają przy stosowaniu zasilania drugiej grupy urządzeń.

Grupa II.

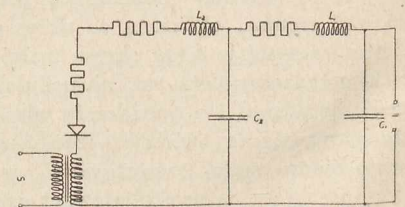
Występujące tu tętnienia w poborze prądu anodowego, zależne od modulującej małej częstotliwości, posiadają amplitudę, zależną naogół od typu lamp, obecności i rodzaju obwodów wielkiej częstotliwości, głębokości modulacji,



Rys. 3.



Rys. 4.



Rys. 5.

względnie wyzyskania lamp wzmacniacza małej częstotliwości i t. p. Ograniczając się do metody obliczania filtru, przyjmujemy, że ze względu na filtr odstępstwo od idealnego przekazywania drgań małej częstotliwości może wynosić α

db dla określonego zakresu drgań, np. (50 — 10.000) ω /sek. Znaczy to, że przy sterowaniu lamp nadawczych stałą amplitudą modulującej lub przekazywanej małej częstotliwości o przebiegu sinusoidalnym, stosunek wzmacnionych na anodzie amplitud dla różnych częstotliwości zakresu był $K < 10^{\frac{\alpha}{20}}$ albo $K > 10^{-\frac{\alpha}{20}}$. W tem założeniu rozpatrzymy kilka wypadków szczególnych.

Wypadek I: Wzmacniacz oporowy małej częstotliwości. Dla rozważań założymy, że tętnienia prądu prostowanego są słabione całkowicie. Można wówczas układ, przedstawiony na rys. 3 przedstawić schematycznie jak na rys. 4. Oznaczając współczynnik amplifikacji lampy przez μ , mamy dla składowej zmiennej prądu anodowego

$$i_a = \frac{\mu V_s}{\rho + R + Z} \dots \dots \dots (1)$$

gdzie V_s — wartość skuteczna zmiennego napięcia na siatce, ρ — opór wewnętrzny lampy, stały przy pracy na części prostolinijowej charakterystyki, R — opór omowy, na który ma pracować lampa i Z — zawada filtru.

Filtr, składający się zazwyczaj z dławików o dużej samoindukcji i małym oporze omowym, oraz kondensatorów o dużej pojemności, stanowi dla pewnej częstotliwości obwód rezonansowy; dla tej częstotliwości oporność filtru może się stać równorzędna oporowi R , a nawet od niego większa. Wynika to ze sposobu łączenia dławików w szereg, a kondensatorów równoległe do źródła zmiennej SEM-nej. Gdyby częstotliwość rezonansowa filtru znajdowała się w zakresie przekazywanych małych częstotliwości, to energia składowej zmiennej prądu anodowego wydzielalaby się nie tylko na oporze R , ale i na oporze omowym dławików. Zatem, konstrukcja filtru powinna przewidywać, że filtr nie może posiadać rezonansu przy częstotliwości, zawartej w zakresie częstotliwości przekazywanych. Filtry aperiodyczne, zbudowane z oporów i kondensatorów, powodują dużą stratę mocy, normalnie więc należy tylko dążyć do osiągnięcia rezonansu obwodów filtru przy częstotliwości albo mniejszej od dolnej granicy, albo większej od górnej granicy zakresu częstotliwości przekazywanych. Uzyskanie tłumienia tętnień małej częstotliwości powyżej górnej granicy przekazywanego zakresu komplikuje konstrukcję i budowę filtru, więc ograniczymy się w rozważaniach do filtrów o rezonansie na małej częstotliwości. Wówczas filtr powinien być dla zakresu częstotliwości przekazywanych stale zawadą o charakterze pojemnościowym, przyczem zawada ta będzie tem mniejsza im wyższa jest przekazywana częstotliwość.

Ze wzoru (1) wynika, że najmniejszą wartość zmiennej składowej prądu anodowego, a zatem i najmniejszą moc

prądu zmiennego, wydzieloną w oporze R , otrzymujemy dla wypadku kiedy zawada filtru jest największa, a więc przy najniższej przekazywanej częstotliwości. Oznaczmy przez f_1 i f_2 granice: dolną i górną zakresu przekazywanych często-

tliwości, oraz przez $V_R = i \cdot R$ — spadek napięcia od prądu zmiennego na oporze R . Wówczas będzie

$$\left| 10 \lg \left[\frac{R \cdot i_a^2(f_2)}{R \cdot i_a^2(f_1)} \right] \right| = \left| 20 \lg \left[\frac{V_a(f_2)}{V_a(f_1)} \right] \right| = \\ = \left| 20 \lg \left[\frac{\rho + R + Z(f_1)}{\rho + R + Z(f_2)} \right] \right| = \alpha \dots (2)$$

gdzie $i_a(f_2)$, $V_a(f_2)$, $Z(f_2)$ odpowiednio: zmienna składowa prądu, zmienna składowa napięcia i zawada filtru dla częstotliwości, równej górnej granicy zakresu, oraz $i_a(f_1)$, $V_a(f_1)$, $Z(f_1)$ odpowiednio: zmienna składowa prądu, zmienna składowa napięcia i zawada filtru dla częstotliwości równej dolnej granicy zakresu. Zwykle $Z(f_2) \cong 0$, a więc po uproszczeniu będzie

$$\alpha = 20 \lg \frac{\rho + R + Z(f_1)}{\rho + R} \dots (3)$$

Z ostatniej zależności, zakładając α , możemy dla danych: ρ i R dobrać odpowiednią wartość Z . Wprowadzmy jeszcze oznaczenie $Z = r - jx$, wtedy

$$\alpha = 20 \lg \frac{\sqrt{(R + \rho + r)^2 + x^2}}{R + \rho} \dots (4)$$

Dla najbardziej rozpowszechnionego dwuczłonowego filtru, nadającego się do jedno lub wielofazowego prostowania (rys. 5), możemy z punktu widzenia aparatury nadawczej układ jego uprościć. Bez wielkiego błędu dla wyniku obliczenia pomijamy gałąź, zawierającą kenotron, a więc odrzucamy tą gałąź która zawiera zazwyczaj największy opór omowy, składający się oporu kenotronu, oporu uzwojenia wtórnego transformatora i dławika. Otrzymamy wówczas obwód jak na rys. 6.

Założmy, że chcemy uzyskać rezonans filtru przy częstotliwości $f_0 < f_1$. Wówczas

$$2 \pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \dots (5)$$

skąd

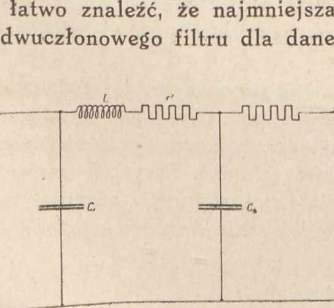
$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{4 \pi^2 f_0^2 L} = m \dots (6)$$

przyczem $m < C_1$ i $m < C_2$. Ponadto założmy $C_1 + C_2 = y$, będzie wtedy

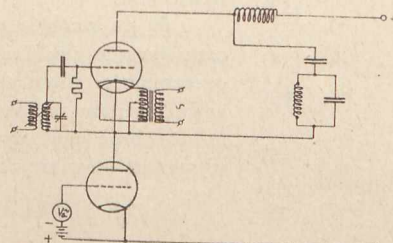
$$y = \frac{C_1^2}{C_1 - m} = f(C_1) \dots (7)$$

$$\frac{dy}{dc_1} = \frac{C_1^2 - 2 C_1 m}{(C_1 - m)^2}$$

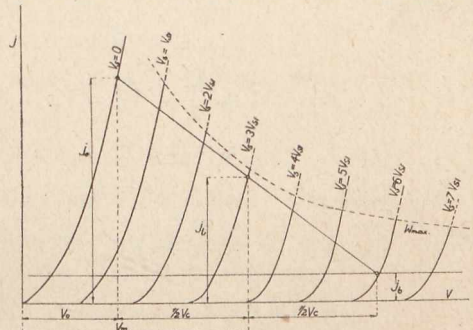
skąd łatwo znaleźć, że najmniejsza pojemność kondensatorów dwuczłonowego filtru dla danej częstotliwości rezonansowej i danej samoindukcji dławika wypada przy równomiernym rozkładzie pojemności na obydwa człony filtru.



Rys. 6.



Rys. 7.



Rys. 8.

Wartość zawady filtru obliczamy ze wzoru

$$Z_{ab} = \frac{1}{\frac{1}{j \omega C} \left[r_1 + j \omega L + \frac{1}{j \omega C} \right]} \dots (8)$$

Zakładamy: $C_1 = C_2 = C$, przyczem C i L związane są zależnością

$$2 \pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C}{2}}} = \omega_0 \dots (5')$$

Zwykle przy $f_0 \cong \frac{1}{2} f_1$ zachodzi zależność:

$$r_1 \cong \omega_1 L - \frac{2}{\omega_1 C} \dots (9)$$

więc tembardziej:

$$r_1 \cong \omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C} \dots (10)$$

a więc największa wartość zawady filtru przy $\omega = \omega_1$:

$$Z_{ab} = -jx = -j \frac{\omega_1^2 LC - 1}{\omega_1 C (\omega_1^2 LC - 2)} \dots (11)$$

Z równań (2), (5) i (8), względnie z równań (4), (5') i (11) określić można wielkości C i L danego filtru dwuczłonowego.

Zwiększenie ilości członów filtru przez dołączanie takich samych członów pociąga za sobą zwiększenie częstotliwości rezonansowej i powiększenie wartości największej zawady filtru (dla stałego zakresu przekazywanych częstotliwości) do pewnych granicznych wartości. Jeżeli uważać, że pojemność łączna kondensatorów filtru ma być stała, oraz łączna samoindukcja dławików, połączonych szeregowo, ma pozostawać stała, to podział filtru na człony o większej ilości pociągnie za sobą zmniejszenie pojemności i samoindukcji jednego człona, a zwiększenie częstotliwości rezonansowej i największej zawady filtru. Z punktu widzenia aparatury najkorzystniej jest zatem ograniczać do minimum ilość członów filtru.

Dobór wartości L (rys. 5) jest uzależniony od rodzaju prostownika, więc rozpatrzenie sposobu jego obliczenia, wykracza poza ramy artykułu.

Obliczony ze względu na aparaturę radiową filtr będzie naogół w wystarczającym stopniu tłumił tętnienia prądu prostowanego. Zdarza się często że wymagania, stawiane filtrowi ze względu na jakość przekazywania fonicznego, wystarczają do stłumienia tętnień przy prostowaniu jednofazowym jednopółkownikowym, więc o okresie zasadniczym $2 \cdot 10^{-2}$ sek. Ponieważ jednak warunki dostosowania filtru do urządzenia prostowniczego, oraz warunki dostosowania filtru do aparatury są odmienne i od siebie mogą nie zależeć, należy w każdym wypadku oddzielnie filtr przeliczać na stłumienie

tętnień i na jakość przekazywania w danym układzie lampowym.

Wypadek II: Układ modulacji szeregowej (rys. 7).

Ponieważ chodzi tylko o wykazanie metody obliczania filtru, przeto nie rozpatrujemy pełnej teorii pracy lamp w tym układzie. W tym też celu pomijamy zmienność oporu, stawianego przez lampę oscylatora lampie modulacyjnej przy

modulowaniu wysokimi tonami. Tak samo pomijamy wpływ pojemności uzwojenia transformatora żarzenia. Zakładając, że z punktu widzenia małej częstotliwości lampa oscylatora wraz z obwodami stanowi opór omowy, możemy cały układ sprowadzić do zwykłego układu oporowego. Dla obliczenia filtru musimy znać wielkość oporu omowego, zastępującego wzmacniacz modulowany. Ta wielkość zależy od wymaganej mocy wielkiej częstotliwości, rozkładu napięć anodowych na obydwie lampy nadawcze, wielkości napięcia anodowego, głębokości modulacji i t. p.

Założmy, że obrany został typ lampy modulacyjnej, której charakterystyki statyczne podane są na rys. 8.

Wprowadźmy oznaczenia:

i_0, V_0 — prąd i napięcie, związane ze sobą zależnością charakterystyki lampy modulacyjnej dla $V_s = 0$, wyrażone w amperach i woltach.

A — stała lampy modulacyjnej.

V_w — średnie napięcie w woltach między anodą i katodą wzmacniacza modulowanego, obliczona za okres małej częstotliwości.

i_b — najmniejszy dopuszczalny prąd anodowy modulatora w Amp. (zależny od dolnego zakrzywienia charakterystyk i dopuszczalnych skażeń przy modulacji).

V_c — podwójna amplituda zmiennej składowej napięcia między anodą i katodą modulatora, występująca przy najgłębszej dopuszczalnej modulacji sinusoidalną krzywą małej częstotliwości, wyrażona w woltach.

i_l — średni prąd anodowy układu w amperach.

V_m — średnie napięcie między anodą i katodą modulatora.

V_{st} — napięcie stałe prostownika w woltach.

$R = \frac{V_w}{i_b}$ — opór, który stawia zmiennemu prądowi anodowemu modulatora wzmacniacz modulowany w Ω .

$W_w = V_w \cdot i_l$ — moc, doprowadzona do wzmacniacza modulowanego, w watach, zależna od pobieranej mocy wielkiej częstotliwości.

n — największa głębokość modulacji.

Jeżeli mamy założone: typ lampy modulacyjnej, głębokość modulacji, oraz potrzebną moc prądu szybkozmiennego, to mamy wielkości A, i_b, n, W_w , zaś musimy znaleźć: $V_c, V_m, R, i_l, i_0, V_0$ i V_{st} . Możemy to zrobić na podstawie poniższych zależności:

$$i_0 = A V_0^{\frac{3}{2}} \dots \dots \dots (12)$$

$$V_0 + \frac{V_c}{2} + V_w = V_{st} \dots \dots \dots (13)$$

$$i_0 = (1 + n) \cdot i_l \dots \dots \dots (14)$$

$$(1 - n) i_l = i_b \dots \dots \dots (15)$$

$$\frac{V_c}{2} = n V_w \dots \dots \dots (16)$$

$$W_w = i_l \cdot V_w \dots \dots \dots (17)$$

$$R = \frac{V_w}{i_l} \dots \dots \dots (18)$$

Rozwiązanie tego układu 7 równań z 7 niewiadomymi jest bardzo łatwe w następującej kolejności równań: (15), (14), (12), (17), (16), (18) i (13).

Teraz już układ cały można zasąpścić układem oporowym i obliczać filtr w sposób, podany dla wypadku I-go. Naogół wszystkie rodzaje układów, jak np. układ wzmacniacza wielkiej częstotliwości modulowanej, pracujący na zakrzywieniu charakterystyki, może być sprowadzony do układu oporowego, względnie znacznie uproszczony. Transfiguracja układów lampowych nie wchodzi w zakres artykułu i podane przykłady służyć jedynie dla ilustracji metody logicznej rozumowania dla uchwycenia warunków pracy aparatury radiowej na filtr.

Grupa III.

Do tej grupy należy większość pracujących układów. Przy obliczeniu filtru należy w tym wypadku brać pod uwagę układ lampowy, którego praca w największym stopniu zależy od zawady filtru. Ponadto dochodzi tu warunek ograniczenia wzajemnego wpływu na siebie poszczególnych układów. Zaznaczyć należy, że usuwanie wzajemnego wpływu na siebie poszczególnych układów jest prostsze i tańsze najczęściej przez dobór konstrukcji i schematów układów, niż przez stosowanie filtru o znikomym oporze. Każdy wypadek w praktyce powinien być traktowany indywidualnie.

Zestawiając rozważania, można wyciągnąć następujące wnioski:

1) Filtr, jako ogniwo, wiążące prostownik z aparaturą nadawczą, musi być dostosowany zarówno do źródła, jak i do odbioru, to znaczy, do prostownika i do układu lampowego radjofonicznego.

2) W każdym wypadku należy określić lub założyć tolerancję błędów przekazywania głosu przez urządzenie radjofoniczne (tolerancja charakterystyki) i dla danej tolerancji ze względu na filtr obliczyć jego elementy.

3) Podana klasyfikacja orientacyjna układów radjofonicznych nie jest wystarczająca. Każdorazowo należy wyznaczyć warunki pracy układu lampowego oddzielnie. Dotyczy to np. układu dławikowego modulacji Heissinga, gdzie mamy do czynienia z opornościami zespolonymi w anodach lamp.

4) Wprowadzenie zmian w warunkach pracy wykonanych układów lampowych, jest ograniczone własnościami filtru.

5) Ze względu na jakość przekazywania, pożądane jest zmniejszanie ilości członów filtru, gdy tymczasem warunek oszczędności filtru ze względu na tłumienie tętnień wymaga rozbicia filtru na dużą ilość członów. Przy obliczaniu filtru należy brać pod uwagę obydwa warunki, stosując się do wymagań, stawianych indywidualnie danemu urządzeniu.

PORÓWNANIE MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ Z MODULACJĄ DWUWSTĘGOWĄ SYMETRYCZNĄ *)

La comparaison de la modulation à une bande latérale avec la modulation symétrique à deux bandes

Inż. Adam Smoliński.

S o m m a i r e :

Dans cet article l'auteur donne une comparaison entre la modulation à une bande latérale avec la modulation symétrique, ayant les amplitudes des bandes latérales égales, dans les conditions les plus inconvenientes pour la modulation à une bande latérale, c'est à dire dans le cas ou nous avons deux fréquences modulantes. La comparaison est faite pour la détection linéaire et carrée et nous représente les bons côtés de la détection linéaire aussi pour la modulation à une bande latérale. Si nous prenons le coefficient de la distortion $k = 5\%$, en ce cas là on peut admettre $m = 20\%$ de la profondeur de la modulation à une bande latérale (la radiodiffusion) et si nous prenons $k = 15\%$, $m = 60\%$ (la téléphonie commerciale).

1. Wstęp.

Porównanie modulacji jednowstęgowej i dwuwstęgowej symetrycznej należy przeprowadzić w tych warunkach, dla których mamy największe zniekształcenia. Dlatego ułożymy równania dla dowolnej ilości tonów przesyłanych i obliczymy zniekształcenia przy detekcji kwadratowej. Wówczas okaże się, że najgorsze warunki są dla dwóch tonów i dla tego wypadku obliczymy zniekształcenia dla detekcji linjowej.

2. Ogólne równanie modulacji dwuwstęgowej symetrycznej ²⁾.

Przy modulacji symetrycznej równanie dla n tonów będzie miało postać następującą:

$$i_2 = \bar{I} \left(1 + \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \cos \omega_k t \right) \sin \Omega t \dots (1)$$

Jest to równanie wektorów modulacji; równanie zaś wstęg bocznych będzie następujące:

$$i_2 = \bar{I} \sin \Omega t + \frac{1}{2} \bar{I} \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \sin (\Omega - \omega_k) t + \frac{1}{2} \bar{I} \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \sin (\Omega + \omega_k) t (2)$$

m_k' nazwiemy cząstkowym współczynnikiem głębokości modulacji dwuwstęgowej. Ich suma geometryczna daje całkowity współczynnik głębokości modulacji m_0

$$m_0 = \text{suma geometryczna } m_k' \dots (3)$$

Z pewnym przybliżeniem możemy założyć, że

$$m_0 = \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \dots (3a)$$

Będzie to wypadek najgorszy, gdy stosunkowo małe amplitudy prądów akustycznych dają dużą głębokość modu-

lacji. Wypadek ten zajdzie wtedy, gdy będziemy mieli pewne przesunięcia fazy między prądami akustycznymi, czyli, gdy równanie (1) będzie miało postać

$$i_2 = \bar{I} \left[1 + \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \cos (\omega_k t + \varphi_k) \right] \sin \Omega t \dots (1a)$$

Jednak dla uproszczenia zagadnienia zakładamy istnienie równania (3) dla związków podanych przez równania (1) oraz (2). Będzie to wypadek nierealny, jednak zbliżony do rzeczywistego i zarazem gorszy od niego z punktu widzenia sprawności modulacji.

3. Ogólne równanie modulacji jednowstęgowej ¹⁾, ³⁾.

Modulację jednowstęgową otrzymujemy wtedy, gdy z równania (2) ubędzie drugi lub trzeci wyraz:

$$i_1 = \bar{I} \sin \Omega t + \frac{1}{2} \bar{I} \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \sin (\Omega - \omega_k) t.$$

Ale m_k' jest cząstkowym współczynnikiem głębokości modulacji dwuwstęgowej symetrycznej; jeśli obetniemy jedną wstęgę, to $\frac{1}{2} m_k'$ określa teraz głębokość modulacji jednowstęgowej, czyli

$$\frac{1}{2} m_k' = m_k.$$

Ostatecznie więc otrzymujemy:

$$i_1 = \bar{I} \sin \Omega t + \bar{I} \sum_{k=1}^{k=n} m_k \sin (\Omega - \omega_k) t \dots (4)$$

Równanie (4) jest równaniem wstęgi bocznej; z niego otrzymamy równanie wektorów modulacji w następujących postaci:

$$i_1 = \bar{I} \left\{ 1 + \sum_{k=1}^{k=n} m_k^2 + 2 \sum_{k=1}^{k=n} m_k \cos \omega_k t + \sum_{\substack{k=1, l=1 \\ k \neq l}}^{k=n, l=n} m_k m_l \cos (\omega_k - \omega_l) t \right\}^{\frac{1}{2}} \sin (\Omega t + \varphi) \dots (5)$$

Dla 2 tonów równanie to będzie miało postać:

$$i_1 = \bar{I} \left\{ 1 + m_1^2 + m_2^2 + 2 m_1 \cos \omega_1 t + 2 m_2 \cos \omega_2 t + 2 m_1 m_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t \right\}^{\frac{1}{2}} \sin (\Omega t + \varphi) \dots (5a)$$

Amplitudę prądu wielkiej częstotliwości

$$\bar{I}_r = \bar{I} \left\{ 1 + m_1^2 + m_2^2 + 2 m_1 \cos \omega_1 t + 2 m_2 \cos \omega_2 t + 2 m_1 m_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t \right\}^{\frac{1}{2}} \dots (6)$$

można rozwinać na szereg w następujący sposób:

$$\bar{I}_r = \bar{I} \sqrt{1 + m_1^2 + m_2^2} \cdot \sqrt{1 + z}.$$

gdzie

$$z = \frac{2}{1 + m_1^2 + m_2^2} [m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_1 m_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t]$$

$$\sqrt{1 + z} = 1 + \frac{1}{2} \cdot z - \frac{1}{8} \cdot z^2 + \frac{1}{16} \cdot z^3 - \frac{5}{128} \cdot z^4 + \frac{7}{256} \cdot z^5 - \dots$$

Szereg ten będzie zbieżny dla $z < 1$.

*) Modulacją dwuwstęgową symetryczną nazywa autor modulację dwuwstęgową o równych amplitudach wstęg. Artykuł niniejszy stanowi streszczenie referatu wygłoszonego dnia 31.I.1934 na zebraniu odczytowym Sekcji radjotechnicznej SEP.

W rezultacie otrzymamy szereg następujący:

$$I_r = \bar{I} \left[1 + a_0 + a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos 2 \omega_1 t + \dots \right. \\ \left. + b_1 \cos \omega_2 t + b_2 \cos 2 \omega_2 t + \dots \right. \\ \left. + c_1 \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \dots \right. \\ \left. + d_1 \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \dots \right. \\ \left. + \dots \right] \quad (7)$$

Otrzymujemy więc obok wyrazu stałego szereg częstości, które można obliczyć ze wzoru

$$\omega = m \omega_1 \pm n \omega_2 \dots \dots \dots (8)$$

gdzie

$$m, n = 0, 1, 2 \dots$$

Widzimy więc, że przy modulacji jednowstęgowej detekcja linjowa da takie same jakościowe wyniki, jakie otrzymujemy przy nieliniowych zniekształceniach⁴⁾.

$$P_{2m} = P_0 \left(1 + \frac{m_0^2}{2} \right) \dots \dots \dots (9)$$

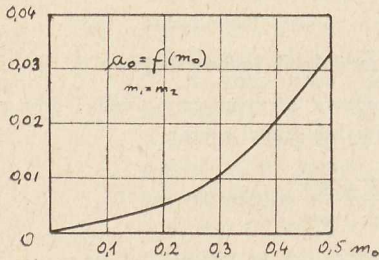
a dla jednowstęgowej

$$P_{1m} = P_0 (1 + m_0^2) \dots \dots \dots (10)$$

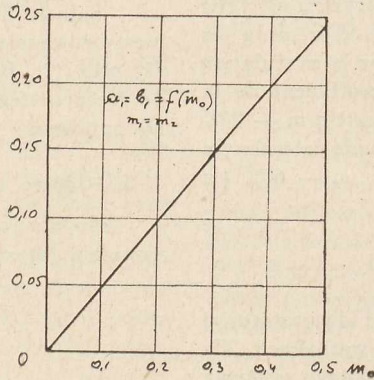
Stąd wynika, że dla jednakowych głębokości modulacji, modulacja jednowstęgowa niesie we wstędze więcej mocy, niż dwuwstęgowa w obu wstęgach. Procentowo to wyraża się

$$100 \frac{\Delta P_{1m}}{P_{2m}} = \frac{m_0^2}{2 + m_0^2} \cdot 100\% \dots \dots \dots (11)$$

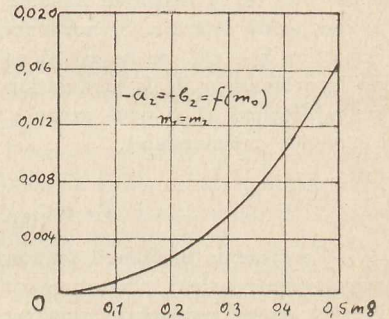
Rys. (6) oraz (7) podają powyższe energetyczne zależności. Wykażemy teraz, że ten przyrost mocy dla jednego tonu jest największy i że z nim tylko należy się liczyć. Miarodajną więc będzie krzywa podana na rys. (7).



Rys. 1.



Rys. 2.



Rys. 3.

Dla uproszczenia zakładamy, że $m_1 = m_2 \cong \frac{1}{2} m_0$. Będzie to znów najgorszy wypadek, gdyż przy detekcji linjowej otrzymamy największe zniekształcenie dodatkowym tonem o częstotliwości $\frac{1}{2\pi} (\omega_1 - \omega_2)$. Albowiem ton ten posiada amplitudę proporcjonalną do $m_1 m_2$. Suma $m_1 + m_2 \cong m_0$ i jest stała. Iloczyn osiąga więc maksimum, gdy $m_1 = m_2$. Stąd więc widzimy, że największe zniekształcenia otrzymamy, gdy oba tony mają jednakową amplitudę; wówczas bowiem ton różnicowy, który daje największe zniekształcenia, ma swą największą wartość.

Spółczynniki w równaniu (7) obliczono więc dla $m_1 = m_2$; uwzględniono wartości tylko tych tonów, które są większe od 1% w stosunku do podstawowego. Podane są one na rys. od 1 do 5 i w tabeli 1.

Tabela I.

m_0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
a_0	0,0024	0,0050	0,011	0,020	0,033
$a_1 = b_1$	0,050	0,100	0,150	0,198	0,246
$-a_2 = -b_2$	0,0006	0,0026	0,0057	0,0105	0,0163
c_1	0,00125	0,0050	0,0115	0,0206	0,0322
$-d_1$	0,00125	0,0050	0,0110	0,0192	0,0289

4. Porównanie mocy³⁾.

Prąd zmienny niemodulowany, płynąc przez oporność rzeczywistą R daje średnią moc

$$P_0 = \frac{1}{2} R \bar{I}_0^2$$

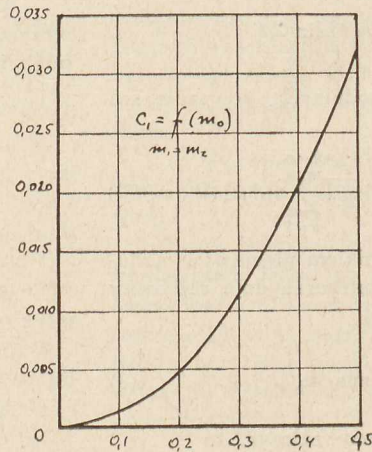
Średnia moc prądu modulowanego jednym tonem za okres modulacji będzie dla modulacji dwuwstęgowej symetrycznej

Dla n tonów o jednakowej amplitudzie otrzymamy przybliżone zależności (ze względu na przybliżony charakter równania

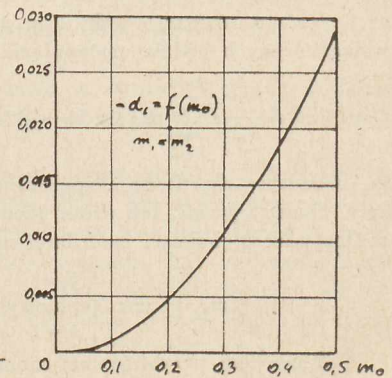
$$m_0 = \sum_{k=1}^{k=n} m_k \dots \dots \dots (3a)$$

dla modulacji dwuwstęgowej symetrycznej

$$P_{2m} = P_0 \left(1 + \frac{n m_k^2}{2} \right) \dots \dots \dots (12)$$



Rys. 4.



Rys. 5.

a dla jednowstęgowej

$$P_{1m} = P_0 (1 + n m_k^2) \dots \dots \dots (13)$$

gdzie

$$n m_k = m_0.$$

Stosunek mocy

$$\frac{P_{1m}}{P_{2m}} = \frac{1 + \left(\frac{m_0^2}{n} \right)}{1 + \left(\frac{m_0^2}{2n} \right)} \dots \dots \dots (15)$$

przeliczono dla $m_0 = 0,5$, $m_0 = 1$ i podano w tabeli II.

Tabela II.

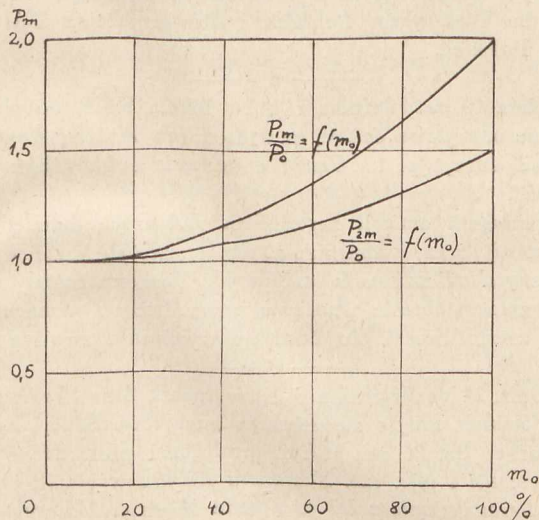
$n \backslash m_0$	0,5	1,0
1	1,11	1,33
2	1,06	1,20
3	1,04	1,14
4	1,03	1,11
5	1,025	1,09
10	1,012	1,05
∞	1,000	1,000

$$\frac{P_{1m}}{P_{2m}} = f(n)$$

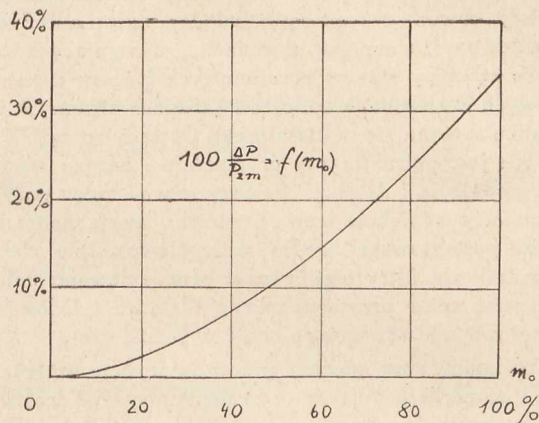
$$\frac{P_{1m}}{P_{2m}} = \frac{1 + m_1^2 + m_2^2 + \dots}{1 + \frac{1}{2} m_1^2 + \frac{1}{2} m_2^2 + \dots}$$

gdy $m_1 \rightarrow m_0$, a m_2 oraz następne tony dążą do zera,

$$\text{to } \frac{P_{1m}}{P_{2m}} \rightarrow \frac{1 + m_0^2}{1 + \frac{1}{2} m_0^2}$$



Rys. 6.



Rys. 7.

Widzimy więc, że przyrost mocy dla modulacji jedno-wstęgowej maleje w miarę zwiększania ilości tonów.

Rozważania powyższe tyczyły się przypadku równych

czyli do wartości stosunku mocy dla modulacji jednym tonem. Stąd więc widzimy, że miarodajnym dla obliczeń jest wzór. 11.

(C. d. n.).

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

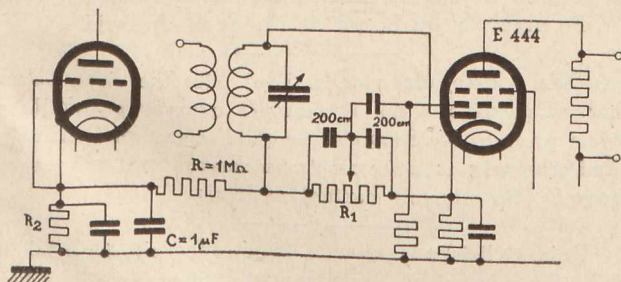
Automatyczna regulacja siły zapomocą binody.

W artykule p. t. „Binoda”, zamieszczonym w zeszytce 13 — 14 „Przeglądu Radjotechnicznego” z dn. 15 lipca 1933 r. podane zostały układy, w jakich pracuje lampa E 444. Zasadniczy schemat był uwidoczniony na rys. 4. Schemat ten może być wyszyskany dla automatycznej regulacji siły odbioru po wprowadzeniu pewnych zmian i uzupełnień jasno wynikających z rys. 1.

Całkowite napięcie wyprostowane, występujące na potencjometrze R_1 , zostaje przekazane za pośrednictwem filtra złożonego z oporu R (1 M Ω) i kondensatora C (0,1 μ F) na siatkę sterującą tej lampy, której wzmacnienie ma być automatycznie regulowane.

Ujemne napięcie siatki sterującej binody (uzyskane za pomocą oporu R_3) wynosi 2 V. Napięcie to jest doprowadzone poprzez opory R_1 i R na siatkę kierującą lampy, której wzmacnienie ma być automatycznie regulowane, jako *dotatnie* napięcie tej siatki względem ziemi. To *dotatnie* napięcie winno być oczywiście skompensowane przez równe mu ujemne napięcie siatki lampy regulowanej względem ziemi. Zatem *ujemne* napięcie siatki lampy regulowanej winno wynosić 4 V, t. j. o 2V więcej, niż normalnie. W tym celu należy odpowiednio zwiększyć wartość oporu R_2 .

Inż. A. Launberg.



Rys. 1.

Przedewszystkiem należy stwierdzić, że siatka sterująca tetrody binody, jest połączona za pośrednictwem kondensatora nie z końcem oporu R_1 , jak na wspomnianym uprzednio rysunku 4-tym, lecz ze ślizgaczem potencjonetra R_1 (0,5 M Ω), który pozwala ustalić żadaną siłę odbioru.

BIBLIOGRAFJA

Zasady Radjotechniki — mjr. inż. Kazimierz Krulisz. Część I. Podstawy teoretyczne. 453 str. 242 rys. Warszawa, 1934.

Pod powyższym tytułem, nakładem Sekcji Radjotechnicznej Stow. Elektr. Polskich, przy pomocy subsydjum Ministerstwa Poczty i Telegrafów oraz Instytutu Radjotechnicznego, została wydana przez wiele lat przygotowywana praca znanego polskiego radjotechnika mjr. inż. K. Krulisza.

Zasady Radjotechniki składają się z 3 części, a mianowicie: cz. I — podstawy teoretyczne (ukazała się obecnie), cz. II — części konstrukcyjne, cz. III — urządzenia radjotechniczne.

Ukazanie się I części dzieła inż. K. Krulisza wzbogaca znacznie naszą polską literaturę radjową i chociaż mieliśmy pewną liczbę dzieł z zakresu radjotechniki z „lampami katodowymi” prof. J. Groszkowskiego na czele, jednakże nie posiadaliśmy dzieła, któreby obejmowało całość radjotechniki na podobieństwo np. znanej książki Morectroff'ta (w języku angielskim).

Lukę tę wypełnia obecnie dzieło inż. K. Krulisza. Żałować tylko należy, że dotąd ukazała się tylko cz. I i że nie wyszły od razu wszystkie 3 części, które w rzeczywistości dopiero razem obejmą całość.

Część I dzieła inż. K. Krulisza zawiera następujące rozdziały: obwody rezonansowe (między innymi autor opisuje szczegółowo rezonans w obwodach zawierających żelazo, ciekawe są opisy stanów przejściowych i opisy drgań rezonansowych w obwodach np. o obu gałęziach złożonych i t. p., co rzadko spotyka się w literaturze). Obwody sprzężone (rozdział ten jest potraktowany oryginalnie i bardzo wyczerpująco), modulacja i detekcja (między innymi autor podaje teorię budowy dźwięków mowy i muzyki, teoria detekcji jest również potraktowana bardzo szczegółowo), fale elektr. w przewodnikach, filtry elektryczne, promieniowanie fal (między innymi autor przytacza wzory Watsona i Eckersley'a i szczególnie referuje sprawę odbić w jonosferze).

W końcu swej pięknej pracy autor daje szeregi Fourier'a i zasadnicze pojęcia z rachunku symbolicznego. Te ostatnie rozdziały, chociaż w zasadzie nie należą do zasad radjotechniki, lecz raczej do zasad matematyki, jednakże dodanie ich ogromnie ułatwia czytanie i studjowanie dzieła K. Krulisza, czyniąc zbędnym rozkładanie obok odpowiedniej książki matematycznej, jeśli się pewne rzeczy z szeregów Fourier'a lub z rachunku symbolicznego zapomniało.

Podkreślić również należy źródłową bibliografię, którą autor przytacza w końcu każdego rozdziału.

Oprócz tego autor wprowadził praktyczne przykłady obliczeniowe, co ogromnie ułatwia przyswojenie materiału osobom mniej obeznanym z radjotechniką, a także i osobom obeznanym, jeśli pragną ściślej przestudjować pewien temat.

Sposób ujęcia przedmiotu oraz jego podanie jest bardzo przejrzyste, gdyż autor starał się jaknajbardziej usystematyzować i uprzyścić posiadany materiał, nie przeładowując go zbyt matematyką. Pomimo to, w dziele Krulisza można znaleźć wzory na większość zagadnień obecnej radjotechniki (oprócz teorii lamp, którą autor zapewne poda w jednej z następnych części), dając bardzo wiele wskazówek praktycznych. Podkreślić jeszcze należy wysoki poziom stylu i języka pomimo prostego i zwięzłego wystawiania się. Szata zewnętrzna książki i rysunki bardzo staranne i nie ustępują najlepszym wydawnictwom zagranicznym.

Książka inż. K. Krulisza powinna znaleźć się w posiadaniu każdego inżyniera radjotechnika i wogóle wszystkich radjotechników, jako dzieło bezwzględnie bardzo wartościowe i pożyteczne.

Panu Ministrowi inż. E. Kalińskiemu należy się szczerze podziękowanie wszystkich radjotechników, że pracę inż. K. Krulisza poparł i ułatwił jej wydanie.

Inż. J. Plebański.

KOMUNIKATY ZARZĄDU SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ SEP.

Zarząd Sekcji Radjotechnicznej S.E.P. nawiązał ze Stowarzyszeniem Teletechników Polskich ściślejszy kontakt, mający na celu organizowanie wspólnych odczytów na tematy interesujące oba Stowarzyszenia.

Pozatem w celu dania możności brania wzajemnego udziału we wszystkich odczytach obu Stowarzyszeń, dane o tych odczytach będą komunikowane członkom Stowarzyszenia Elektryków Polskich i Stowarzyszenia Teletechników Polskich zwykłą, dotychczasową drogą. Wstęp na wszystkie odczyty obu Stowarzyszeń jest wolny dla członków Stowarzyszenia Elektryków Polskich i Stowarzyszenia Teletechników Polskich.

— o —

Dnia 10 października r. b., w lokalu S.E.P. odbyło się zebranie odczytowe Sekcji, na którym inż. *Wacław Kowalski* wygłosił odczyt p. t. „*Uwagi o budowie odbiorników lampowych*”.

Prelegent omówił zagadnienia dotyczące detekcji ketronowej oraz wzmacniania małej częstotliwości w nowoczesnych odbiornikach lampowych. Pozatem zostały omówione zniekształcenia wnoszone przez diody i wzmacniacze małej częstotliwości. Po odczycie wywiązała się dyskusja.

— o —

Dnia 24 października r. b., w lokalu Stow. Teletechników Polskich odbyło się zebranie odczytowe Sekcji Radjotechnicznej S.E.P., na którym prelegenci prof. dr. *Janusz Groszkowski* i mjr. inż. *Kazimierz Krulisz* wygłosili referat p. t. „*Sprawozdanie z III-go Zjazdu Międzynarodowego Komitetu Doradczego dla spraw radjokomunikacji (C.C.I.R.) w Lizbonie*”.

Prelegenci zapoznali licznie zebranych słuchaczy z dyskusowanymi na Zjeździe zagadnieniami, które były ujęte w formie pytań w liczbie 30. W pytaniach tych poruszane były kwestje, dotyczące nadajników, odbiorników, zakłóceń w odbiorze oraz podziału i rozchodzeniu się fal elektromagnetycznych. Jako szczegół charakterystyczny należy podkreślić, że prawie wszystkie uchwały Zjazdu, gdzie chodziło o pewne zalecenie dla administracji różnych państw, były nadzwyczaj ostrożne. Zwrot „o ile to będzie możliwe” spotyka się prawie w każdej uchwale.

Pozatem prelegenci podkreślili niebywałą wprost gościnność gospodarzy i stworzenie nadzwyczaj miłych warunków pobytu. Wspomniano także, że jedna z uchwał Zjazdu, dotycząca rozchodzenia się fal elektromagnetycznych, została uchwalona niejednomyślnie (pierwszy raz w historii zjazdów radjowych), przeciwko czemu powstały zastrzeżenia, że praw fizycznych nie uchwała się większością głosów.

Po odczycie wywiązała się ożywiona dyskusja.

— o —

Dnia 7 listopada o godz. 20-ej odbędzie się w lokalu S.E.P. (Czackiego 3 m. 3) zebranie odczytowe Sekcji, na którym prof. *D. M. Sokolcow* wygłosi referat p. t. „*Elektro i Radjotechnika w naukowo-technicznych muzeach zagranicznych*”. Po odczycie nastąpi dyskusja.

— o —

Dnia 21 listopada, o godz. 20-ej, odbędzie się w lokalu S.E.P. (Czackiego 3 m. 3) zebranie odczytowe Sekcji, na którym inż. *B. Starnecki* wygłosi odczyt p. t. „*Samopiszący gonjometr obrotowy oraz jego zastosowania*”. Po odczycie nastąpi dyskusja.

