

PRZEGLĄD RADIOTECHNICZNY

OĞŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XV.

1 Lutego 1937 r.

Zeszyt 3—4

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

Teoretyczne podstawy działania multiplikatora elektronowego

Suz les bases théoriques du fonctionnement d'un multiplicateur d'électrons.

Dr. Witold Mojewski

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny

Wstęp.

Lampy elektronowe uzyskują stale wzrastające i coraz to różnorodniejsze zastosowania w technice oraz nauce. Powoduje to konieczność zmieniania i stałego ulepszania ich konstrukcji, aby je przystosować możliwie jak najlepiej do specjalnych zadań, jakie mają spełniać. Ostatnio są robione liczne próby w celu wykorzystania w lampach elektronowych zjawisk wtórnej emisji. Próby te choć w danej chwili nie wyszły jeszcze poza ramy naukowych badań w pracowniach szkół akademickich oraz badawczych instytutów wielkich firm przemysłowych, mają jednak, można to już obecnie stwierdzić, kolosalne znaczenie dla przyszłego rozwoju różnych dziedzin techniki i nawet nauki, dając możliwość rozwiązywania takich zagadnień, które wydawały się niedostępnymi dla techniki. O ile w przyszłości uda się usunąć pewne techniczne trudności konstrukcyjne, to lampy elektronowe tego typu mogą wywołać zupełny przewrót w radiotechnice, rugując dotychczasowe typy lamp w wielu dziedzinach zastosowań praktycznych. W pierwszym rzędzie chodzić tu będzie o niektóre zagadnienia z telewizji, budowy generatorów dla drgań elektrycznych o bardzo wielkich częstotliwościach, z dziedziny wzmacniania słabych prądów fotoelektrycznych i t. p.

Idea wykorzystywania zjawisk wtórnej emisji do wzmacniania słabych strumieni elektronowych powstała zaledwie przed 15-u laty, a pomimo to istnieje już sporo ogłoszonych prac i zgłoszonych patentów z tej dziedziny, przyczem liczba ich stale wzrasta.

W lampach nowego typu występują wiązki elektronów, którym zapomocą pól elektrycznych i magnetycznych udzielamy odpowiednich prędkości w określonym kierunku. W związku z tym zagadnienia ruchu elektronów w zmiennych polach elektrycznych i magnetycznych nabywają specjalnego znaczenia, wywołując duże zainteresowanie ze strony specjalistów, zajmujących się zagadnieniami, wchodzącymi w zakres fizyki technicznej jak również i techniki praktycznej.

Szczególne przypadki tych zagadnień były już uprzednio badane przez Poincaré'go, Lorentza'a, Thomson'a i innych. Dzisiejszy jednak kierunek prac doświadczalnych z tej dziedziny wymaga nowego rozpatrzenia zjawisk, związanych z ruchem elektronów przy uwzględnieniu, istniejących w nowokonstruowanych lampach, specjalnych warunków, zależnych od przeznaczenia lampy.

Ostatnio ogłoszono kilka prac teoretycznych, omawiających te zagadnienia. W październikowym zeszycie 1936 r. Revue Générale de l'Electricité V. V. Yassinski, profesor Instytutu Mołotowa i Akademii Stalina, rozpatruje prawa jakie rządzą ruchem elektronów w zmiennym polu elektromagnetycznym lub quasi stacjonarnym przy lub

bez nałożenia dodatkowego pola elektrycznego. Ustala on warunki jakie powinny być spełnione przez pole elektryczne i magnetyczne, ażeby elektrony, przebiegające przez nie osiągały prędkości dowolnie wielkie oraz podaje on zasadę konstrukcji układu, w którym elektrony nabywają odpowiednie przyspieszenia.

Naogół jest dość trudnym zdać sobie sprawę, w sposób nawet jakościowy, z wyników oddziaływania pól elektrycznego i magnetycznego na tory elektronów. W niektórych przypadkach udaje się uzyskać przejrzysty obraz ruchu elektronów przez wykorzystanie faktu, iż pole elektryczne i grawitacyjne dają się jednoznacznie określić zapomocą potencjału, a co za tym idzie istnieje analogia pomiędzy równaniami ruchu elektronu w polu elektrycznym, a równaniami ruchu punktu materialnego w polu grawitacyjnym. Elektronowi, poruszającemu się w polu elektrycznym można na tej zasadzie przyporządkować punkt materialny, poruszający się na odpowiednio skonstruowanym modelu pagórkowatego terenu, przy czym rzut toru punktu materialnego na płaszczyznę poziomą (prostopadłą do kierunku działania siły grawitacyjnej przedstawia nam w sposób zupełnie jednoznaczny rzeczywisty tor elektronu. Metoda ta w bardzo prostych przypadkach z łatwością daje się stosować i nieraz już korzystano z niej w radiotechnice i optyce geometrycznej elektronów. W przypadkach jednak pól magnetycznych lub zmiennych pól elektrycznych przedstawienie sobie takiego trójwymiarowego modelu połączone jest ze znacznymi trudnościami, gdyż w tym przypadku analogia pomiędzy równaniami ruchu elektronu, a punktu materialnego nie jest zupełną. Występują tu pewne cechy charakterystyczne równań ruchu elektronów, nie mające swego odpowiednika w równaniach ruchu punktu materialnego w polu grawitacyjnym. Trójwymiarowy model pola grawitacyjnego jest wystarczający tylko w tym przypadku, gdy potencjał pola elektrycznego jest funkcją dwóch zmiennych, to znaczy pole posiada pewne własności symetrii. Brüche i Recknagel, współpracownicy Instytutu Badawczego AEG, rozpatrują w swej pracy niedawno ogłoszonej¹⁾, warunki jakie muszą być spełnione, aby ruchowi elektronu w polu dwuwymiarowego potencjału elektrycznego można było przyporządkować ruch punktu materialnego na trójwymiarowym modelu pola grawitacyjnego, przy zachowaniu identyczności przebiegów czasowych. Opisują oni kilka modeli dla niektórych konfiguracji pól elektrycznych. Dla opisanie ruchu elektronów, których tory są krzywymi przestrzennymi modele trójwymiarowe okazują się niewystarczające. W tych przypadkach, chcąc zachować model trójwymiarowy należy rozpatrywać ruch elektronu w ruchomym układzie spórzędnych tak dobranym, ażeby

¹⁾ Z f. techn. Phys. 17. Nr. 4. 1936. 126—134.

tor elektronu w tym układzie spólrzędnych był krzywą płaską. Autorzy rozpatrują kilka przykładów. W następnej pracy²⁾ autorzy rozpatrują zagadnienie nadawania nośnikom elektryczności z góry określonych prędkości przy użyciu pól zmiennych o wielkiej częstotliwości. Wykorzystuje się tu fakt, iż praca zmiennego pola elektrycznego przy opisywaniu przez elektron toru zamkniętego niekoniecznie musi się równać zero. Dzięki temu działanie zmiennego pola elektrycznego na elektron może wywoływać stopniowy wzrost jego energii, przekraczający znacznie wartość, odpowiadającą amplitudzie zmian potencjału pola. Analogiczną metodę stosował Lawrence wraz ze swymi współpracownikami dla uzyskania cząstek naelektryzowanych o dużych prędkościach, którymi rozbijał atomy.

Metoda nadawania elektronom odpowiednich prędkości przy zastosowaniu pól zmiennych jest użyta w multiplikatorze Farnsworth'a, w którym początkowa mała ilość elektronów, wydzielonych na drodze fotoelektrycznej zostaje stopniowo uwielokrotniona dzięki emisji elektronów wtórnych z elektrod lampy, bombardowanych przez elektrony.

Objaśnienie działania takiego multiplikatora, podane przez Farnsworth'a, nie jest kompletnym, nie daje bowiem obrazu całokształtu, zachodzących tam zjawisk. Farnsworth w swym objaśnieniu uwzględnia tylko te elektrony, które wybiegają z katody w chwili, gdy potencjał równa się zero. Czas przebiegu elektronu pomiędzy obu katodami wynosi wielokrotność pół okresu zmian potencjałów na płytkach. Wobec tego jednak, iż fotoemisja elektronów z katody odbywa się w sposób ciągły, zachodzi pytanie jaką rolę spełniają elektrony, wybiegające z katody, gdy jej potencjał jest różny od zera. Tem zagadnieniem zajmują się w swej pracy Henneberg, Orthuber i Steudel³⁾, współpracownicy Badawczego Instytutu AEG. Rozpatrują oni, zjawiska, zachodzące w uproszczonym modelu multiplikatora typu Farnsworth'a, zaniebując pole elektryczne, wywołane przez dodatni potencjał anody, oraz prędkości wyjściowe elektronów. Z ich rozważań wynika, że gdy amplituda E oraz pulsacja ω zmiennego potencjału na katodach są tak dobrane, iż elektrony, wybiegające z katody w chwili, gdy jej potencjał równa się zero, dobiegają do drugiej katody w czasie, wynoszącym wielokrotność $\frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega}$, to elektrony, wybiegające z katody w chwilach następnych, o ile ich faza θ względem pola nie przekracza 65° , dobiegają do przeciwległej płytki w takim czasie, że ich faza względem potencjału katody bombardowanej jest mniejsza od fazy startującego elektronu. Wybite więc przez nie elektrony wtórne będą posiadały fazę mniejszą, niż elektrony pierwotne. W ten sposób po pewnym czasie ruch elektronów zostaje jakby zsynchronizowany ze zmianami napięcia i wtedy biorą one udział w mechanizmie uwielokrotniania liczby elektronów w lampie. Przy rozstrojeniu multiplikatora (powiększając częstotliwość lub zmniejszając amplitudę zmiennego potencjału) obszar faz elektronów, które zostają zsynchronizowane z napięciem maleje aż do zera. Przy rozstrojeniu multiplikatora przez zmniejszenie częstotliwości lub podwyższenie amplitudy zmiennego potencjału na płytkach nie uzyskuje się zsynchronizowania ruchu elektronów ze zmiennym napięciem.

Okabe⁴⁾ rozpatruje również mechanizm działania multiplikatora Farnsworth'a, przy czym rozpatruje on ruch

elektronów w modelu nieco bardziej złożonym, uwzględniając w swych rozważaniach potencjał anody. Wychodząc z równania dla elektronu, uzyskuje on wzór, dający zależność pomiędzy $\frac{2t_0}{T}$, a fazą elektronu (θ) względem napięcia na katodach. Wzoru tego nie poddaje on jednak bliższej analizie i nie wyciąga zeń wszystkich możliwych wniosków, przechodząc dalej do rozpatrzenia ruchu elektronów w multiplikatorach, w których kształt elektrod jest analogiczny do kształtu elektrod w magnetronach z dzieloną anodą.

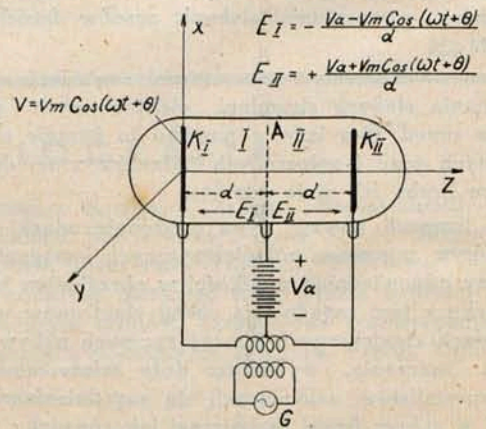
Z wielu względów wydaje mi się pożądanym poddać dalszym badaniom teoretycznym warunki ruchu elektronów w multiplikatorze typu Farnsworth'a. W poniższych rozważaniach rozpatruję możliwie szczegółowo ruch elektronów w multiplikatorze, biorąc jego uproszczony model, podany przez Okabe, i staram się wyciągnąć z otrzymanych wzorów wszystkie możliwe wnioski.

Rozważania tego rodzaju mają poza swą stroną czysto teoretyczną również i duże znaczenie praktyczne, dając pewne wskazówki, które mogą być wykorzystane przy projektowaniu tych lamp oraz mogą nasunąć pewne koncepcje nowe, zmierzające do ulepszenia ich konstrukcji.

Zwróćmy jeszcze uwagę, iż bardzo podobny układ elektrod jak w multiplikatorze, używa się do badań wtórnej emisji.

I. Szkic teorii działania multiplikatora typu Farnsworth'a

Zjawiska, zachodzące w multiplikatorze typu Farnsworth'a, są naogół niezmiernie skomplikowane. Chcąc więc przynajmniej w głównych zarysach zorientować się w ich ogólnym przebiegu, przyjmujemy szereg uproszczeń, biorąc za podstawę naszych rozważań wyidealizowany model multiplikatora w postaci, podanej przez Okabę. Schemat taki wskazano na rys. 1 : K_1 i K_2 są to katody lampy w po-



Rys. 1.

staci płytek, pokrytych odpowiednio przygotowanymi warstwami o dużym współczynniku wtórnej emisji. Za pomocą generatora G , odpowiednio włączony do obwodu wytwarza się na katodach zmienny potencjał elektryczny, określony przez wzór:

$$V = V_m \cdot \cos(\omega t + \theta) \dots \dots \dots (1)$$

Katoda K_1 — jest światłoczułą, przy naświetleniu emituje ona fotoelektrony. Anodę A przedstawiamy sobie w postaci siatki. Do jej obwodu włączono baterię, wytwarzającą na niej duży potencjał dodatni (V_α). W ten sposób w lampie należy odróżnić dwa obszary: I i II, utwo-

²⁾ Z f. techn. Phys. 17. Nr. 6. 1936. 184—187.

³⁾ Report of Radio Research of Japan 6. Nr. 1 (May) 1936. 1—11.

⁴⁾ Z. f. techn. Phys. 17. Nr. 4. 1936. 115—120.

rzone przez elektrody K_1 i A oraz A i K_2 , w których panują pola elektryczne o natężeniach zmiennych w czasie (E_I i E_{II}), lecz posiadających stałe kierunki, przeciwne w każdym z obszarów (wobec czego $V_a > V_m$ lub $\beta = \frac{V_m}{V_a} \leq 1$)

Zakładamy dalej, co jest tylko pewnym przybliżeniem, że pola te są jednorodne, a więc ich linie sił są skierowane prostopadłe do płytek i równoległe między sobą. Natężenia pól elektrycznych w obu obszarach można wtedy wyrazić zapomocą następujących wzorów:

(dla obszaru I)

$$E_I = -\frac{V_a - V_m \cos(\omega t + \theta)}{d} = -V_a \cdot \frac{1 - \beta \cos(\omega t + \theta)}{d} \quad (2)$$

(dla obszaru II)

$$E_{II} = \frac{V_a + V_m \cos(\omega t + \theta)}{d} = V_a \cdot \frac{1 + \beta \cos(\omega t + \theta)}{d} \quad (3)$$

Elektrony emitowane przez katodę K_1 lub K_2 będą więc początkowo przyspieszane (w obszarze I ewent. II), następnie zaś, po przejściu przez siatkę A , hamowane w swym ruchu.

Zasada działania takiego multiplikatora polega na tym, że elektrony wydzielane z katody K_1 na drodze fotoelektrycznej, nabywają prędkości w polu przyspieszającym i, przelatując przez oczka siatki, biegną poprzez pole hamujące ku płytce K_2 . Jeżeli ich energia kinetyczna jest dostatecznie duża, dobiegają do płytki K_2 , wybijając z niej elektrony wtórne, które zostają teraz skierowane ku płytce K_1 i uderzając o nią wywołują powstanie nowej emisji elektronów wtórnych itd. W ten sposób liczba elektronów stale wzrasta, aż do chwili powstania wewnątrz lampy odpowiedniego ładunku przestrzennego, uniemożliwiającego dalsze odprowadzanie z katod wybijanych elektronów wtórnych.

W celu zdania sobie sprawy z zachodzących przebiegów, rozpatrzmy najpierw ruch elektronów w lampie w przypadku, gdy ładunek przestrzenny wewnątrz jest tak mały, iż możemy go pominąć. Równanie ruchu elektronu w polu elektrycznym i magnetycznym w postaci wektorowej, jest następujące:

$$\frac{d\hat{v}}{dt} = -\gamma \hat{E} - \gamma (\hat{v} \wedge \hat{H}) \quad (4)$$

Zakładając, iż lampa znajduje się w jednorodnym polu magnetycznym, którego natężenie jest skierowane prostopadłe do płytek oraz, iż prędkości początkowe elektronów v_0 nie posiadają składowych wzdłuż osi X i Y ($v_{0x} = v_{0y} = 0, v_{0z} = v_0$), możemy przyjąć, iż ruch elektronów w lampie jest prostoliniowy i odbywa się wzdłuż linii sił pola elektrycznego*). Wtedy $(\hat{v} \wedge \hat{H}) = 0$ i równanie 4 przyjmuje postać:

$$\frac{d\hat{v}}{dt} = -\gamma \hat{E}(t) \quad (5)$$

Wartości E w tym równaniu dane są przez wzory 2 i 3, zależnie od obszaru lampy, który rozpatrujemy. Po

*) W tym przypadku pole magnetyczne nie wpływa na ruch elektronów, zjawiska zachodzą w ten sposób jak gdyby pole magn. nie istniało. Zazwyczaj multiplikator Farnsworth'a (z anodą cylindryczną) umieszcza się w polu magnetycznym, którego rolą jest uniemożliwienie wychwytywania elektronów przez anodę.

scalkowaniu równania 5 i uwzględnieniu warunków początkowych (t_1 oznacza czas przebiegu elektronu od K_1 do A):

$$(v_I)_{t=0} = v_0$$

$$(v_{II})_{t=t_1} = (v_I)_{t=t_1} \quad \dots \quad (6)$$

otrzymujemy: dla obszaru I ($0 \leq z \leq d$)

$$v_I = \frac{\gamma V_a}{d\omega} \left[\omega t - \beta \sin(\omega t + \theta) + \beta \sin \theta + \frac{d\omega}{\gamma V_a} \cdot v_0 \right] \quad (7a)$$

dla obszaru II ($d \leq z \leq 2d$)

$$v_{II} = \frac{\gamma V_a}{d\omega} \cdot [-\omega t - \beta \sin(\omega t + \theta) + 2\omega t_1 + \beta \sin \theta + \frac{d\omega}{\gamma V_a} \cdot v_0] \quad (7b)$$

Powtórne scalkowanie równań 7a i 7b przy uwzględnieniu warunków początkowych:

$$(z_I)_{t=0} = 0$$

$$(z_{II})_{t=t_1} = (z_I)_{t=t_1} \quad \dots \quad (8)$$

daje nam w ostatecznym wyniku: dla obszaru I ($0 \leq z \leq d$)

$$z_I = \frac{\gamma V_a}{d\omega^2} \left[\frac{1}{2} \omega^2 t^2 + \beta \cos(\omega t + \theta) + \left(\beta \sin \theta + \frac{d\omega}{\gamma V_a} \cdot v_0 \right) \omega t - \beta \cos \theta \right] \quad (9a)$$

dla obszaru II ($d \leq z \leq 2d$)

$$z_{II} = \frac{\gamma V_a}{d\omega^2} \left[-\frac{1}{2} \omega^2 t^2 + \beta \cos(\omega t + \theta) + \left(\beta \sin \theta + \frac{d\omega}{\gamma V_a} \cdot v_0 \right) \omega t + 2\omega t_1 \omega t - \omega^2 t_1^2 - \beta \cos \theta \right] \quad (9b)$$

Oznaczając przez t_2 czas przebiegu elektronu od K_1 do K_2 , możemy napisać następujące zależności:

$$(z_I)_{t=t_1} = d = \frac{\gamma V_a}{d\omega^2} \left[\frac{1}{2} \omega^2 t_1^2 + \beta \cos(\omega t_1 + \theta) + \left(\beta \sin \theta + \frac{d\omega}{\gamma V_a} v_0 \right) \omega t_1 - \beta \cos \theta \right] \quad (10a)$$

$$(z_{II})_{t=t_1} = 2d = \frac{\gamma V_a}{d\omega^2} \left[-\frac{1}{2} \omega^2 t_2^2 + \beta \cos(\omega t_2 + \theta) + \left(\beta \sin \theta + \frac{d\omega}{\gamma V_a} v_0 \right) \omega t_2 + 2\omega t_1 \omega t_2 - \omega^2 t_1^2 - \beta \cos \theta \right] \quad (10b)$$

Z obu tych równań wreszcie uzyskujemy wzór:

$$\left[\omega t_1 - \frac{1}{2} \omega t_2 \right]^2 + \left[\beta \sin \theta + \frac{d\omega}{\gamma V_a} v_0 \right] \left[\omega t_1 - \frac{1}{2} \omega t_2 \right] + \beta \left[\cos(\omega t_1 + \theta) - \frac{1}{2} \cos(\omega t_2 + \theta) - \frac{1}{2} \cos \theta \right] = 0 \quad (11)$$

Dla danej prędkości wyjściowej v_0 układ równań 10a i 10b określa nam pewną funkcję przestępną:

$$f(k, \theta, \beta, \omega t_2) = 0 \quad (12a)$$

gdzie

$$k = \frac{d^2 \omega^2}{\gamma V_a} \quad (12b)$$

Wartości k i β określają nam warunki pracy multiplikatora i mogą być dowolnie zmieniane.

Międzynarodowe prace badawcze nad zakłóceniami w odbiorze radiofonicznym *)

Inż. M. Winawer

Comité International Spécial des Perturbations Radiophoniques de la Commission Electrotechnique Internationale

Wstęp.

Międzynarodowa Komisja Specjalna Zakłóceń Radiofonicznych została powołana do życia w 1934 roku przez Komitet Nr. 12 Radiofoniczny Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej (C. E. I.), która zajmuje się opracowaniem przepisów i norm z zakresu elektrotechniki i radio-techniki.

Zadaniem Komisji Specjalnej jest przeprowadzenie badań nad zakłóceniami, pochodzącymi od maszyn i przyrządów elektrotechnicznych. Badania powyższe mają posłużyć Komisji Radjotechnicznej za materiał do opracowania przepisów i norm, dotyczących zakłóceń radiofonicznych. Dotychczasowy bowiem stan wiedzy w tej dziedzinie nie pozwala na sporządzenie takich norm i przepisów. W skład Komisji wchodzi przede wszystkim radjotechnicy, delegaci poszczególnych Komitetów Narodowych wszystkich państw, należących do Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej (C. E. I.). Po za tym do Komisji tej wysłała swych delegatów cały szereg zainteresowanych tą sprawą związków międzynarodowych, a więc:

- 1) Union Internationale de Radiodiffusion (U. I. R.),
- 2) Union Internationale des Producteurs et Distributeurs d'Énergie Electrique,
- 3) Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques à Haute Tension,
- 4) Conférence Mondiale de l'Énergie,
- 5) Union Internationale des Chemins de Fer (U. I. C.).

Prace Komisji oparte są na doświadczeniach, dokonywanych bądź bezpośrednio na posiedzeniu, bądź też przez poszczególne Komitety Narodowe na podstawie ankiet, opracowanych na posiedzeniach.

Doświadczeń na posiedzeniach dokonywa zasadniczo Komisja 5 Ekspertów. Oprócz tego jednak każdy Komitet Narodowy ma prawo brać w nich udział przez swego delegata.

Posiedzeń dotychczas odbyło się 5 (1 w Paryżu, 2 w Berlinie, i 2 w Londynie).

Najbliższe następne posiedzenie ma się odbyć w marcu 1937 roku w Brukseli.

1. Metody pomiaru i przyrządy pomiarowe.

W 1934 roku, kiedy podkomisja C. I. S. P. R. rozpoczęła swe prace, istniały 3 zasadnicze metody pomiaru wielkości zakłóceń, a mianowicie: a) angielska, b) francuska i c) niemiecka.

Metoda angielska polega na pomiarze składowej pionowej pola zakłóceń w częstotliwości w miejscu, gdzie się znajduje antena odbiorcza. Po za tym mierzy się tę samą składową w odległości około 2 metrów od maszyny lub aparatu wytwarzającego zakłócenie w różnych kierunkach.

Metoda francuska polega na kolejnym pomiarze w głośniku prądów m. częstotliwości, spowodowanych przez sygnał i przez zakłócenie. Pomiar dokonywa się zapomocą

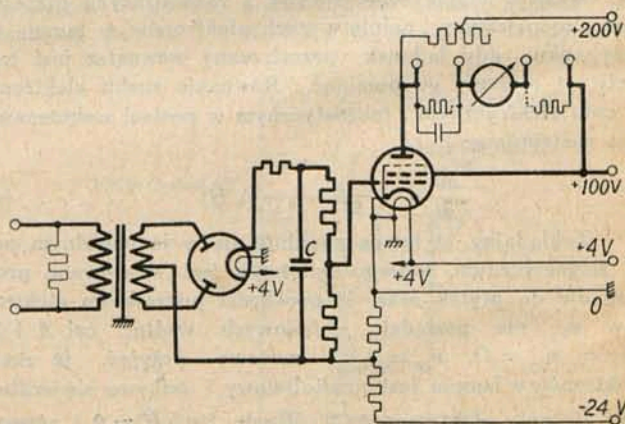
aparatu w postaci odbiornika posiadającego detekcję i wzmocnienie liniowe.

Metoda niemiecka polega na pomiarze napięcia w częstotliwości na zaciskach urządzenia zakłócającego, następnie obiera się sprzężenie pomiędzy źródłem zakłócenia a wejściem odbiornika na podstawie danych statystycznych, co pozwala na obliczenie S. E. M. zakłócającej, występującej na wejściu odbiornika. W metodzie niemieckiej konieczną jest znajomość wysokości skutecznej anteny odbiorczej.

Odpowiednio do zasad pomiaru były wykonane aparaty pomiarowe.

Laboratoryjny aparat angielski jest to b. skomplikowany odbiornik typu heterodynowego o podwójnej detekcji, w którym napięcie anodowe pierwszego detektora jest modulowane przez oscylator heterodynowy. Pierwszy detektor działa jak woltomierz lampowy o charakterystyce kwadratowej. Do obwodu pierwszego detektora włączona jest antena pionowa o wysokości około 2 metrów.

Aparat francuski jest to wycechowany odbiornik heterodynowy, do którego zacisków wejściowych jest załączony dipol, o wiadomej wysokości skutecznej. Do zacisków wyjściowych można załączyć bądź aparat pomiarowy o prostowniku tlenkowo-miedzianym z filtrem uwzględniającym czułość ucha w zależności od częstotliwości, bądź też głośnik kontrolny.



Rys. 1.

Aparat niemiecki jest przyrządem b. prostym (rys. 1). Stanowi go odbiornik, złożony z prostownika (detektor) wraz z wzmacniaczem. Sygnał na wejściu jest doprowadzony do prostownika przez transformator. Detekcja jest liniowa. W obwodzie anodowym znajduje się przyrząd pomiarowy, wskazujący wielkość zakłócenia.

W celu sprawdzenia, która metoda i przyrząd jest najlepszy, dokonano szeregu pomiarów podanych poniżej. Przede wszystkim zbadano, jakie będą zachodziły różnice w odczytach przy pomiarze tych samych napięć skutecznych.

Pomiary zostały dokonane dla różnych częstotliwości w zakresie od 100 do 4000 c/s przy różnych wielkościach napięcia. Napięcie mierzone było na zaciskach wyjściowych wzmacniacza zasilanego przez heterodynę. Przyrządy były

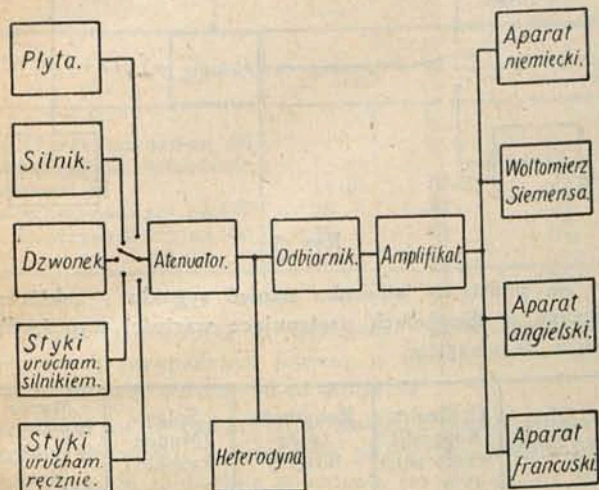
*) Odczyt wygłoszony w Stow. Elektr. Polskich w dn. 7 października r. ub.

Opracowane na podstawie dotychczasowych prac Międzynarodowej Komisji Specjalnej Zakłóceń Radiofonicznych

połączone równolegle na b. mały opór wyjściowy wzmacniacza.

Wskazania przyrządów angielskiego i niemieckiego pokrywały się ze sobą, natomiast znacznie różniły się od nich wskazania przyrządu francuskiego na skutek obecności filtru korygującego czułość ucha.

W celu sprawdzenia, jakie mogą istnieć różnice przy pomiarze różnych rodzajów zakłóceń dokonano następujących pomiarów.



Rys. 2.

Badania dokonano na fali nośnej 800 kc/s według rys. 2. Zastosowano następujące źródła zakłóceń:

- 1) szum igły na płycie,
- 2) szum komutatora małego, szeregowego silnika,
- 3) szum pochodzący z kontaktu dzwonka,
- 4) trzaski od styków, zamykających się 5 razy na sekundę, spowodowanych przez mały motor elektryczny syreny,
- 5) trzaski od styków o okresach 1 na 5 sekund, poruszanych ręcznie,
- 6) szum od wzmacniacza.

Powyższe zakłócenia zostały kolejno (przez przełącznik) doprowadzone za pośrednictwem atenuatora do heterodyny (nastrojonej na 800 kc/s) i następnie przez odbiornik i wzmacniacz do przyrządów pomiarowych, połączonych równolegle (niemiecki przyrząd, woltomierz Siemens, angielski i francuski przyrząd). Dla każdego z zakłóceń z osobna badano wskazania przyrządów dla różnych natężeń wielkości zakłóceń.

Jako wskazania porównawcze brano wychylenia wskazówki przyrządu niemieckiego, ponieważ posiadał b. małą stałą czasu (0,5 m).

Okazało się, że wychylenia przyrządów pomiarowych angielskiego, francuskiego i woltomierza Siemens były różne dla różnych zakłóceń, a przy tych samych wychyleniach przyrządu niemieckiego (największe stosunkowo dla szumu igły, a najmniejsze dla styków uruchamianych co 5 sekund).

W celu zdania sobie sprawy, jaki wpływ ma rodzaj zakłócenia na odbiór dokonano następujących prób.

Zachowując na głośniku stałą wartość napięcia, mierzono za pomocą przyrządu niemieckiego, doprowadzono kolejno do głośnika po przez atenuator i wzmacniacz, zakłócenia z dzwonka i motoru. Na 12 obserwatorów 10 orzekło, że dźwięk dzwonka mniej dawał się odczuwać. Pomiar powtórzono dla poziomu głosu cichszego i orzeczenie wypadło to samo. Wówczas załączono inne aparaty (Siemens, angielski i francuski) i decyzja wypadła wręcz odwrotna. Przyczyna tego leżała w różnej stałej czasu przyrządów.

Wobec tego dokonano jeszcze nowych pomiarów, a mianowicie porównano jeszcze cztery rodzaje źródeł zakłóceń: dzwonek, motor, styki i płyty. Zakłócenia zostały doprowadzone do takiej wielkości, aby nie stanowiły uciążliwej przeszkody w odbiorze i odczytywano wskazania napięć skutecznych różnych przyrządów pomiarowych przy zachowaniu dwóch poziomów pomiaru: a) dla 60 fonów i b) dla 40 fonów.

Następnie porównano stosunki dopuszczalnych napięć dla dzwonka (motoru i styków) płyty i okazało się, że według przyrządu niemieckiego (dla stałej czasu 0,5 m oraz 1,1 m) motor więcej przeszkadzał od dzwonka, a płyta od styków i to zarówno dla 60 jak i 40 fonów, wszystkie zaś pozostałe przyrządy wskazywały przeciwnie.

Na podstawie wyżej podanych wyników postanowiono przyjąć zasadniczo przyrząd pomiaru zakłóceń taki, którego wskazania odtwarzają wiernie, bez względu na rodzaj zakłócenia (ciągłe, przerywane) wrażenia akustyczne nieprzyjemne dla ucha, a wydawane przez głośnik.

Aparat ma służyć do pomiarów zarówno składowych symetrycznych, jak i niesymetrycznych napięć na zaciskach maszyny lub aparatu elektrycznego, którego moc nie przekracza 10 kW. Powinien on być przystosowany do pracy w zakresie fali od 150 do 240 kc/s i 550 do 1500 kc/s i powinien prawidłowo pracować przy modulacji w zakresie od 100 do 4500 c/s. Obwód wyjściowy aparatu powinien być zaopatrzone w jeden z dwu przyrządów pomiarowych.

a) woltomierz m. częstotliwości, którego charakterystyki są wyszczególnione poniżej i który mierzy napięcie m. częstotliwości, wytworzone przez dedekcję napięć zakłócających w. częstotliwości. Dedektor powinien mieć charakterystykę prostolinijną,

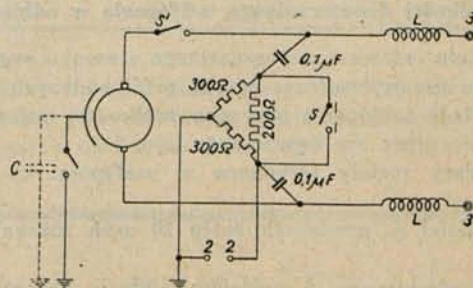
b) woltomierz w. częstotliwości, którego charakterystyki są wyszczególnione poniżej, służący do pomiaru napięć na wyjściu wzmacniacza w. częstotliwości.

Woltomierz powinien wskazywać wielkości maksymalne (amplitudy) i powinien mieć następujące główne dane:

stała czasu ładowania	— 1 milisekunda
stała czasu wyładowania	— 160 milisekund
stała czasu igły	— 160 milisekund.

Wskazania aparatu powinny być czytelne od 50 μ V. Dokładność skalowania powinna wynosić 3 db. Przyłączenie aparatu do maszyny powinno się odbywać zgodnie z rys. 3.

Opory powinny być czysto omowe.



Rys. 3.

- L — dławiki powinny mieć co najmniej 1.000 om dla 150 — 1500 kc/s
- C — pojemność między maszyną a ziemią
- S — wyłącznik zamykany w chwili badania napięć zakłóceń asymetrycznych
- S₁ — wyłącznik dla sprawdzenia wpływów zewnętrznych.

Aparat pomiarowy należy włączyć między zaciski 11 do pomiaru napięć symetrycznych, zaciski 22 służą do pomiaru napięcia asymetrycznego.

Kiedy kadłub nie jest uziemiony, maszynę stawia się na stołku izolowanym o wysokości 40 cm, stojącym na

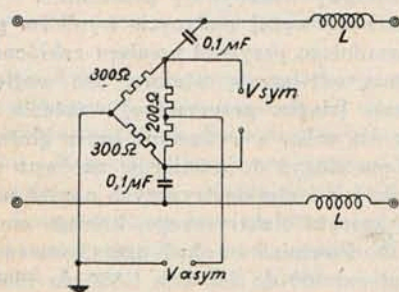
przeciwadze, połączonej z ziemią i o powierzchni co najmniej 2×2 metr.

Połączenie z ziemią powinno być możliwie najkrótsze.

Miejsce pomiaru powinno się znajdować możliwie zdaleka od obcych pól zakłócających i od mas metalowych, pożądane jest wykonanie pomiaru w klatce Faraday'a i sprawdzenie obecności obcych pól zakłócających.

Przed pomiarem, po uskutecznieniu wszystkich połączeń, należy otworzyć wyłącznik S_1 i sprawdzić, czy aparat daje wychylenia. Jeżeli wychylenia są znaczne, należy włączyć pomiędzy punkty 33 i sieć filtr odpowiedniej wielkości.

Na przyszłość jednak zaleca się stosować schemat według rys. 4.



Rys. 4.

Opisany powyżej przyrząd jest b. zbliżony do przyrządu niemieckiego.

Przyczyną, że przyrząd niemiecki dał najlepsze wyniki przy pomiarze zakłóceń było to, że uwzględnił on zasadnicze właściwości ucha ludzkiego ujęte w trzech prawach akustyki Streudela, podanych poniżej:

1) W celu otrzymania wrażenia dźwiękowego ucho ludzkie wymaga pewnego okresu czasu, który wynosi około 0,5 ms.

2) O ile nastąpi nagle przerwanie dźwięku, wrażenie dźwiękowe jeszcze jakiś czas brzmi w uchu. Stała czasu tego poddźwięku wynosi około 200 ms.

3) Wrażenie natężenia dźwięku wzrasta w miarę tego, jak często dźwięk się powtarza. Dla 50-ciu uderzeń akustycznych na sekundę i więcej wrażenie dźwiękowe w uchu zwiększa się o 10 fonów, t. j. jest około 3 razy większe niż w przypadku jednego uderzenia akustycznego i około 5 fonów, t. j. 1,8 razy dla 5-ciu uderzeń akustycznych na sekundę.

2. Wielkości dopuszczalnego zakłócenia w odbiorniku.

W celu ustalenia dopuszczalnego stosunku sygnału do zakłócenia przeprowadzono szereg prób podanych poniżej.

Wartość zakłócenia mierzono wielkością maksymalnego napięcia przez nie wywołanego (rys. 5).

Pomiary zostały wykonane w następujących warunkach:

1. udział w pomiarach brało 10 osób różnych narodowości,

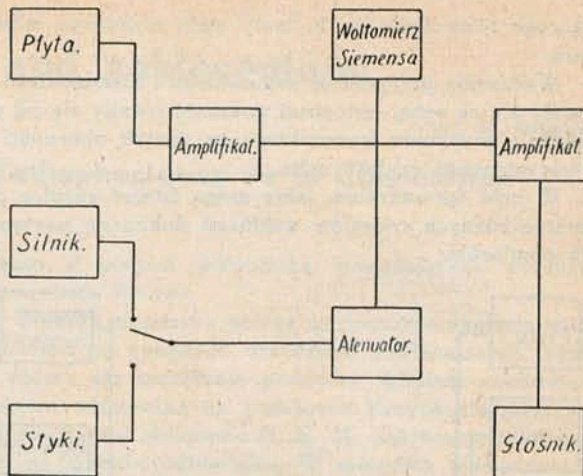
2. porównywano 5 rodzajów audycji nagranych na płytach (orkiestra symfoniczna, śpiew, słowo mówione, muzyka wojskowa),

3. zastosowane były 2 rodzaje zakłóceń (od motoru elektrycznego i od kontaktów o 4 przerwach na sekundę),

4. eksperymetatorzy za pomocą atenuatora regulowali wielkość zakłócenia do wielkości, która nie przeszkadzała audycji, zachowując przy tym stałe natężenie odbioru.

Następnie mierzono napięcie zakłócające za pomocą woltomierza Siemens'a (rys. 5).

5. fala nośna odbiornika była ograniczona dla m. częstotliwości do 4500 c/s, zaś wzmacniacza gramofonowego do 2000 c/s, aby uniknąć szumu igły.



Rys 5.

Na podstawie stosunku napięć sygnału / zakłócenia obliczano w decybelach następujące wartości wypośredkowane z 10 odczytów:

Orkiestra (Peer Gynt)		Orkiestra (Rapsodia węgierska)		Recytacja (głos ludzki)		Śpiew (Manon Lescaut)		Marsz Wojskowy (Fryderyk Rex)	
Motor	Kontakt	Motor	Kontakt	Motor	Kontakt	Motor	Kontakt	Motor	Kontakt
45	42	41,5	43,5	40,5	39,5	35	38,5	33,5	36

Na podstawie tych pomiarów ustalono:

bez względu na rodzaj zakłócenia dopuszczalny stosunek sygnału do zakłócenia jest równy 40 db (stosunek napięć 100:1), przy czym stosunek ten ma być mierzony za pomocą opisanego powyżej przyrządu przy modulacji sygnału do głębokości 80%.

3. Sprężenie.

Sprężenie pomiędzy odbiornikiem a urządzeniem zakłócającym daje pojęcie o wielkości napięcia wytwarzającego zakłócenia a występującego u źródła zakłóceń (lub też odwrotnie).

Jednym z zasadniczych czynników wpływających na wielkość sprężenia jest wysokość skuteczna anteny. Na podstawie pomiarów dokonanych w Anglii (214 przypadków), Belgii (12), Niemczech (280) i Szwajcarii (12) wypośredkowano następujące wielkości:

Częstotliwość	160—200 kc/s			700—900 kc/s			1100—1200 kc/s		
w 75 przypadkach na 100 wysokość skuteczna anteny (w metrach) była większa od									
a) anteny wewnętrzne	0,2	0,4	0,35						
b) antena zewnętrzna	0,65	1,0	0,9						
c) antena wewnętrzna i zewnętrzna . . .	0,5	0,8	0,7						
w 50 przypadkach na 100									
a) anteny wewnętrzne	0,4	0,8	0,7						
c) antena zewnętrzna	1,3	2,0	1,7						
c) antena wewnętrzna i zewnętrzna . . .	0,9	1,8	1,4						
w 25 przypadkach na 100									
a) anteny wewnętrzne	0,75	1,6	1,3						
b) anteny zewnętrzne	2,3	3,9	2,4						

Całkowity współczynnik sprzężenia jest wyrażony przez stosunek w decybelach pomiędzy napięciem zakłócającym na zaciskach sieci koło maszyny lub aparatu przeskadzającego a napięciem zakłócającym na zaciskach wejściowych aparatu odbiorczego.

Podane poniżej wyniki badań współczynnika sprzężenia w różnych krajach (300 przypadków) odnoszą się do napięć między siecią a ziemią (przypadek najbardziej niekorzystny).

Częstotliwość	160—200 kc/s	700—900 kc/s	1100—1200 kc/s
w 75 przypadkach na 100 współczynnik sprzężenia większy od			
w 50 przypadkach na 100	14 db	19 db	23 db
w 25 przypadkach na 100	26	32	35
	38	40	43

Pomiary dokonane w Niemczech i Szwajcarii w kilku specjalnych przypadkach (anteny o ekranowanym odprowadzeniu) dały wartość od 60 do 80 db.

Próby przeprowadzone w Belgii, Włoszech, Holandii, Anglii i Szwajcarii potwierdziły poprzednio już dokonane obserwacje, że zakłócenia w antenie zmniejszają się, kiedy korpus maszyny nie jest uziemiony, co ma miejsce dla większości aparatów domowych. W Anglii zauważono, że uziemienie korpusu maszyny nie wpływa na wielkość zakłócenia, o ile dana maszyna jest zaopatrzona w urządzenie przeciwzakłócające. Na podstawie doświadczeń belgijskich powzięto wnioski, że zwiększenie zakłóceń przy uziemianiu korpusów maszyn należy przypisać zwiększeniu współczynnika sprzężenia

4. Wpływ rodzaju anten na wielkość dopuszczalnego napięcia zakłócającego.

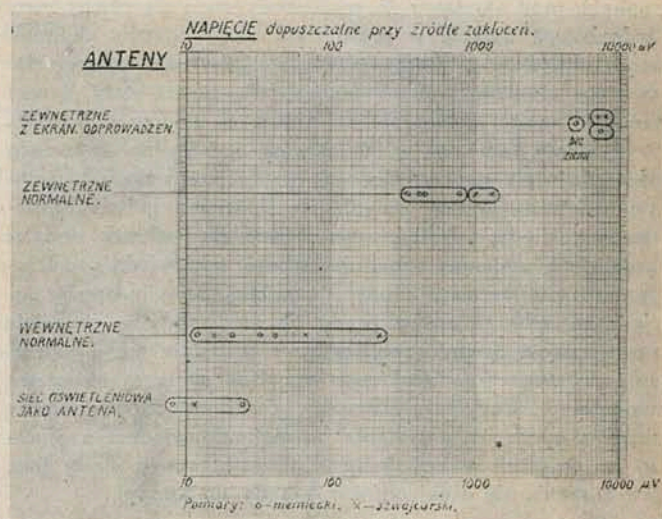
Wielkość dopuszczalnego napięcia zakłócającego na zaciskach maszyn zależy od:

- dopuszczalnego stosunku napięcia sygnału zakłócenia,
- natężenia pola chronionego,
- od sprzężenia pomiędzy źródłem zakłóceń a odbiornikiem,
- od długości fali.

Przy pomiarach przyjęto:

- wielkość pola chronionego 1 m V/m,
- wielkość dopuszczalnego stosunku napięcia sygnału zakłócenia 40 db,
- wielkość sprzężenia według danych wyżej wymienionych.

Przy tych założeniach otrzymano wykres zależności pomiędzy rodzajem anten a napięciem pomiędzy zaciskiem urządzenia powodującego zakłócenia a ziemią (rys. 6).



Rys. 6.

5. Wielkość dopuszczalnych napięć zakłócających na zaciskach maszyn i aparatów elektrycznych.

Po długich rozważaniach i próbach przyjęto, że wielkość dopuszczalnego napięcia zakłócającego będzie się mierzyć na zaciskach maszyn, względnie aparatów elektrycznych, które zakłócenie to wytwarzają.

Wielkość liczbowa ustalono tylko dla maszyn względnie aparatów o mocy mniejszej od 500 watów z kadłubem nieziemionym zarówno dla napięć symetrycznych, jak i niesymetrycznych według poniższej tabeli.

	150—500 kc/s	500—1500 kc/s
Do stosowania natychmiast po przyjęciu przez C.E.I. . .	1000 μV	500 μV
W 2 lata po przyjęciu przez C.E.I.	500 μV	200 μV

Jednak delegaci niemieccy i francuscy zastrzegli się, że wielkości powyższe mogą przyjąć jedynie dla aparatów elektrycznych do użytku domowego.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

Indukcyjna metoda wzmacniania wielkiej częstotliwości

W artykułach p. t. „Amplification of small alternating tension by an inductive action of the electrons in a radio valve” (Physica 1, 1045—1054, 1934) i „Einige Eigenschaften von Empfängerröhren bei kurzen Wellen” (Philips Technische Rundschau, Czerwiec 1936) została wyłożona nowa metoda wzmacniania w. cz., nadająca się specjalnie do fal

krótkich. Twórcami tej metody są C. I. Bakker i G. de Vries z laboratoriów Philipsa w Eindhoven.

Metoda ta oparta jest na zasadzie indukcji elektrostatycznej. Celem zrozumienia istoty metody indukcyjnej rozważamy przebiegi elektronowe, zachodzące w zwykłej diodzie. Gdy anoda diody ma dodatni potencjał, elektrony emitowane przez katodę biegają wprost do anody i tworzą zwykły prąd anodowy. Przypuśćmy jednak, że

elektrony są emitowane z bardzo dużą szybkością i anoda jest ujemna względem katody. Odpychające działanie ujemnej anody na elektrony opóźnia ich ruch, redukuje szybkość do zera i zmusza je do odrotu ku katodzie. W tych warunkach prąd anodowy, tj. prąd diody staje się równy zeru. Jednakowoż istnieje w przestrzeni diody ujemny ładunek, który wywołuje w drodze indukcji odpowiedni ładunek dodatni na anodzie (ładunek ten nakłada się na stały ujemny ładunek anody spowodowany przez jej ujemny potencjał). Przypuśćmy teraz, że w jakikolwiek sposób (np. zapomocą napięcia wielkiej częstotliwości przyłożonego do jakiejś innej elektrody lampy) zmienia się ilościowo ładunek przestrzenny diody. Indukowany w anodzie ładunek dodatni będzie się zmienił synchronicznie i odpowiednio do ładunku przestrzennego diody. Ta zmiana ładunku anody pociąga za sobą przepływ prądu do i z anody w obwodzie zewnętrznym. Średni prąd anodowy pozostaje jak i poprzednio równy zeru, ale teraz nakłada się nań składowa zmienna o danej częstotliwości i jeśli obwód zewnętrzny zawiera oporność, powstanie na niej odpowiednie napięcie w. cz. wskutek wahań ładunku przestrzennego diody (bez przenoszenia się elektronów z katody do anody).

W praktyce można zrealizować wzmocnienie „indukcyjne” za pomocą lampy ekranowej, która pracuje przy normalnym ujemnym napięciu siatki sterującej i dodatnim napięciu ekranu (100–200 V). Anoda natomiast otrzymuje taki ujemny potencjał, aby prąd anodowy równał się zeru.

Część elektronów, wybiegających z katody, przenika przez siatkę osłonową, zostaje odepchnięta przez anodę i wraca do tej siatki. Między siatką osłonową a anodą znajduje się więc gęsta warstwa elektronów, która indukuje na anodzie ładunek dodatni Q . Jeśli na siatce sterującej występuje napięcie zmienne o częstotliwości f (pulsacja ω), ładunek przestrzenny, a więc i ładunek anody Q zmienia się w takt tej częstotliwości, wskutek czego w obwodzie anodowym płynie prąd zmienny $ia = dQ/dt$. Prąd ten ma również częstotliwość f , jego amplituda jest proporcjonalna do f i przy omowym oporze anodowym jest on przesunięty o 90° względem napięcia na siatce sterującej. Wzmocnienie wyraża oczywiście w danym układzie stosunek napięcia na oporze anodowym do napięcia sterującego. Przez odpowiedni dobór oporu anodowego można uzyskać dla zakresu fal krótkich większe wzmocnienie, niż w zwykłym układzie z dodatnią anodą. Wzmocnienie nie zwiększa się jednak wciąż z częstotliwością, gdyż wskutek opóźnienia elektronów między siatką osłonową a anodą występuje tłumienie, które rośnie proporcjonalnie do kwadratu częstotliwości.

Nachylenie (S) przy wzmacnianiu „indukcyjnym” wyraża się wzorem:

$$S = 2/3 cwt$$

s = nachylenie statyczne

t = czas przepływu elektronów od siatki osłonowej do anody i z powrotem.

Tabela I zawiera obliczone i zmierzone wartości wzmocnienia, jakie daje lampa ekranowa, w której anoda znajduje się w odległości 1,5 cm od siatki osłonowej.

Tabela I.

Długość fali (m)	6	15	25	50
Oporność anodowa (Ω) . . .	7.000	15.000	40.000	125.000
Wzmocnienie obliczone . . .	9	13	21	43
Wzmocnienie zmierzone . .	8	10	20	42

Tabela II wskazuje zależność istniejącą między wielkością wzmocnienia odległością między siatką osłonową a anodą przy danej oporności anodowej i częstotliwości (w założeniu, że potencjał anodowy jest tak dobrany, że elektrony zawracają w bezpośrednim pobliżu anody).

Tabela II. Długość fali 25 m.

Odległość między siatką osłonową a anodą (mm)	3,2	6	9	12	15
Oporność anodowa Ω .	40.000	40.000	40.000	40.000	40.000
Wzmacnienie obliczone	6	11	18	20	21
Wzmacnienie zmierzone	7	11	16	21	20

Na podstawie nowej metody został skonstruowany odbiornik zawierający trzy stopnie „indukcyjnego” wzmocnienia w. cz. Aparat ten pozwolił uzyskać dobre wyniki na zakresie 15–50 m. Nowa metoda wzmocnienia umożliwiła bezpośrednie sprzężenie między anodą a siatką sterującą następnej lampy, a to dzięki ujemnemu potencjałowi anody.

Inż. A. Launberg.

KOMUNIKATY ZARZĄDU SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ S. E. P.

Zwyczajne doroczne Walne Zebranie Sekcji Radiotechnicznej S. E. P. odbędzie się dnia 10 marca r. b. o godz. 20-ej w lokalu własnym przy ul. Królewskiej 15.

Porządek dzienny:

1. Zagajenie,
2. Wybór przewodniczącego,
3. Sprawozdanie Zarządu,
4. Sprawozdanie Komisji Rewizyjnej,
5. Udzielenie absolutorjum Zarządowi za rok ubiegły,
6. Rozpatrzenie i uchwalenie preliminarza budżetowego na rok 1937,
7. Wybór do Zarządu Sekcji Radjot. dwóch członków na miejsce ustępujących,
8. Wybory Komisji Rewizyjnej,
9. Wolne wnioski (zgłoszone Zarządowi w myśl regulaminu przynajmniej na tydzień przed Walnym Zebraniem).

PRZEDPŁATA:

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

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

Administracja otwarta codz. od godz. 9 do 15 w soboty od 9 do 13

Konto czekowe w P. K. O. Nr. 363

Ceny ogłoszeń
podaje administracja
na zapytanie.

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

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska”, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87-98 w dzierżawie Spółki Wydawniczej Czasopism Sp. z o. o.