

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XIV.

1 Września 1936 r.

Zeszyt 17—18

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

Metody polepszenia obrazu telewizyjnego

Ignacy Małecki
Berlin. Institut für Schwingungsforschung

W przeciągu ostatnich 4 lat telewizja uczyniła ogromny krok naprzód. Zamiast migającego obrazka o wymiarach 3 na 4 cm, w którym z trudem można było rozróżnić rysy twarzy, dzisiejszy odbiornik daje całkiem wyraźne obrazy, które przestają być ciekawostką techniczną, przykuwając uwagę widza swoją treścią.

O dobroci przesyłanego obrazu decydują 3 czynniki: 1) liczba linii na które zostaje rozłożony nadawany obraz, 2) liczba całkowitych obrazów przesyłanych w ciągu sekundy, 3) jasność obrazu. Czynnikiem pierwszym decyduje o „subtelności” (definition) obrazu, o wiernym oddaniu szczegółów oryginału. Liczba obrazów na sek. musi być dostateczną, w przeciwnym razie obraz miga, podobnie jak się to działo w pierwszych filmach. Rola jasności obrazu nie wymaga komentarzy.

Każde powiększenie któregoś z tych czynników napotyka na poważne trudności techniczne i pociąga za sobą skomplikowanie aparatury nadawczej, a co gorsza — odbiorczej. To też już w początkach telewizji zadawano sobie pytanie, jaki powinien być idealny obraz telewizyjny, nie ma bowiem sensu powiększać wyrazistość obrazu po za granicę odczuwaną przez oko. Z drugiej strony ustalenie takiej granicy jest niesłychanie ważne, gdy ją bowiem osiągniemy, pierwszy etap rozwoju telewizji będzie można uważać za zakończony, pozostanie obniżenie kosztu odbiornika i walka ze zniekształceniami, a więc analogiczne zagadnienia jak w dziedzinie radjofonji.

Wielokrotnie powtarzane badania wykazały, że normalne oko rozróżnia jeszcze dwa punkty, lub dwie równoległe kreski, jeśli kąt między nimi wynosi 0,5 do 2 minut.¹⁾ Mniejszych odległości kątowych oko nie jest już w stanie rozróżnić, bowiem otrzymany na siatkówce obraz staje się mniejszy, niż elementy z których jest ona zbudowana. Np. przedmiot zajmujący w polu widzenia kąt 2 min. daje na siatkówce normalnego oka obraz wysokości około 11 μ .²⁾

Jasnym jest, że obraz telewizyjny musi być zbudowany z tak cienkich linii, by nie można ich było rozróżnić. Zakładając minimalny kąt widzenia ω , możemy znaleźć dla danej liczby linii obrazu telewizyjnego — L, charakterystyczną wielkość φ . Jest to stosunek najmniejszej odległości widza od obrazu, przy której linjowa struktura obrazu nie daje się zauważyć; do wysokości obrazu.

$$\varphi = \frac{1}{\omega L} \dots \dots \dots (1)$$

Badania E. W. Engstroma³⁾ wykazały, że dla obrazów telewizyjnych kąt w wynosi około 1 min. Zatem wzór (1) ma postać

$$\varphi = 3440 \frac{1}{L} \dots \dots \dots (2)$$

Do badań tych użyto specjalnie przygotowanego filmu, dającego zupełnie ten sam efekt jak obraz telewizyjny o określonej liczbie linii. Na podstawie wz. (2) ułożono poniższą tabelkę:

L	30	60	180	240	347	385	430	574	860
φ	115	57,4	19,2	14,3	10,0	8,9	8,0	6,0	4,0.

Okazuje się, że patrząc na dowolny obraz, rysunek czy film, staramy się wybrać φ około 6. Dla $\varphi < 4$ nie możemy objąć całości obrazu, zaś dla $\varphi > 10$ obraz stanowi tylko nieznaczną część pola widzenia i jest ubogi w szczegóły — dostrzegamy zaledwie ogólne kontury. Przygotowując fotografie o różnej liczbie linii tego samego przedmiotu, otrzymano⁴⁾ szereg danych raczej jakościowych: Dla rozróżnienia rysów twarzy na obrazie „portretowym” potrzebne jest 60 linii, dla scen kameralnych, pojedynczych budynków i t. p. 120 — 200 linii dla scen zbiorowych, zawodów sportowych i in. conajmniej 250 linii. Na rys. 1 mamy parę przykładów zdjęć o różnej definicji.

Co się tyczy liczby obrazów na sekundę, to zupełnie zadawalniające wyniki otrzymuje się przy 25 obr/sek. Normalne kino używa zazwyczaj 32 obr/sek.

Z tabelki widzimy, że ideałem byłoby nadawanie obrazu o około 550 linjach ($\varphi = 6$). Należy zaznaczyć, że obraz kina domowego (taśma 16 mm) odpowiada mniej więcej 400 linjom, zaś normalny film — 800 linjom. Od ideału tego nie jesteśmy dziś zbyt odlegli. Każda nowo budująca się stacja nadawcza stanowi krok naprzód. Jeszcze w roku ub. uważano za normę 180 linii, dziś nowo budujące się stacje operują 240 linjami. W podpisanej w końcu ub. r. umowie między Brit. Broadcasting Comp. i Marconi E. M. J. przewiduje się wyposażenie telewizyjnej stacji nadawczej w Alexandra Palace w Londynie w aparaturę pozwalającą nadawać 26 obr/sek przy 385 linjach analizy, jest to t. zw. Standard 2. Nawet przy pomocy tarczy Nipkowa wirującej w próżni otrzymano 320 linii przy dobrej jasności (doświadczalny aparat Fernsehen A. G. Berlin — Zellendorf).

Zwiększaniu liczby linii analizy stoją na przeszkodzie dwa czynniki: 1) konieczność przesyłania bardzo szerokiej wstęgi częstotliwości, 2) małe ilości energii, które muszą sterować nadajnik.

Oznaczmy przez n — liczbę obrazów na sek, L — liczbę linii, K — stosunek szerokości do wysokości obrazu⁵⁾. Obraz składa się z L²K elementów, a ponieważ mamy n obr/sek, więc na sekundę musimy przesłać L²Kn impulsów o różnym natężeniu proporcjonalnym do jasności poszczególnych punktów obrazu. Dla najniekorzystniejszego przypadku, mamy naprzemian punkty czarne i białe, impulsy

¹⁾ Baker. Philosoph. Magaz. V. 46 (1932) s. 640.

²⁾ Handbuch der Experimentalphysik. T. XX.

³⁾ Proc. of Institut Radio Eng. T. 211631 — 1651.

⁴⁾ W. H. Wenstrom. Proc. of Inst. Radio Eng. T. 21 1317 — 1327.

⁵⁾ E. W. White. Proc. Instit. Radio Eng. T. 21 51—55.

te mają częstotliwość $f = \frac{L^2 K n}{2}$ przyczem nie uwzględniamy wyższych harmonicznnych, powstałych z niesinusoidalnego kształtu impulsów.



60 linij



120 linij



240 linij

Rys. 1.
Obraz telewizyjny o różnej liczbie linii

Czas nadawania nie jest całkowicie wyzyskany, bowiem między obrazami i na końcu każdego wiersza trzeba przesłać impulsy synchronizujące, zatem powyższe wyrażenie na f trzeba pomnożyć przez współczynnik „s” wynoszący zazwyczaj 1,05 do 1,15

$$f = \frac{L^2 n K}{2} s \dots \dots \dots (3)$$

Dla przykładu: stacja berlińska w Witzleben i nowo-budująca się stacja w Brocken mają dane:

$$K = \frac{6}{5}, L = 180, n = 25, s = 1,1$$

stąd

$$f = \frac{6}{5 \cdot 2} (180)^2 \cdot 25 \cdot 1,1 = 535 \text{ Kc/s}$$

$$\text{Marconi Standard 2: } L = 385, K = \frac{4}{3} n = 25, s = 1,08$$

$$f = \frac{4}{3 \cdot 2} (385)^2 \cdot 25 \cdot 1,08 = 2,670 \text{ Kc/s}$$

Jednocześnie muszą być przenoszone częstotliwości najniższe, przynajmniej równe częstotliwości obrazu (25 c.). Jeśli zaś chcemy by obraz telewizyjny oddawał zmiany oświetlenia oryginału, potrzebne jest przenoszenie częstotliwości o okresie paru sekund, a nawet minut. Dziś nie znamy metody, któraby pozwalała na zmniejszenie wstęgi częstotliwości. Nadawanie jednej wstęgi bocznej zmniejsza wprawdzie miejsce zajęte przez stację w eterze, ale w niczem nie ułatwia budowy wzmacniaczy. Niżej omówiona modulacja szybkości zmniejsza nadawane pasmo bardzo nieznacznie. Teoretyczne możliwości zapelnienia luk w pasmie częstotliwości⁶⁾ nie znalazły praktycznego rozwiązania.

Następna, bodaj jeszcze poważniejsza, lecz dziś już w znacznej mierze pokonana trudność, to niesłuchanie małe ilości energii dawane przez fotokomórkę. Rozpatrzmy warunki w jakich pracuje aparat z tarczą Nipkowa⁷⁾. Jeśli całkowity strumień świetlny obrazu wynosi Φ , to na jeden element przypada średnio strumień $\frac{\Phi}{L^2 K}$ jeśli czułość fotokomórki wynosi ϵ , płynący w niej pod działaniem tego strumienia świetlnego prąd będzie $I_f = \frac{\Phi \epsilon}{L^2 K}$. Czas w jakim następuje nadanie jednego elementu $T = \frac{1}{2f}$, zatem ilość elektryczności przepływająca przez fotokomórkę, a proporcjonalna do jasności elementu będzie

$$Q = I_f T = \frac{\Phi \epsilon}{L^2 K^2 n} = \frac{2 \Phi \epsilon n}{f^2} \dots \dots (4)$$

Jasno oświetlona scena, przy użyciu optyki $F 1:1,5$ daje strumień świetlny Φ około 0,1 lumena. Czułość fotokomórki próżniowej wynosi mniejwięcej $\epsilon = 10 \mu \text{ A/lum}$

Podstawiając te wartości do równania (4) otrzymamy dla stacji berlińskiej

$$I_f = 15,9 \mu \text{ A}, Q = 9,5 \cdot 10^{-17} \text{ coul.}$$

Dla Standard 2

$$I_f = 3,9 \mu \text{ A}, Q = 0,73 \cdot 10^{-17} \text{ coul}$$

że zaś ładunek elektronu wynosi $e = 1,59 \cdot 10^{-19} \text{ coul}$ więc w ostatnim przypadku impuls polegałby na przeniesieniu 46 elektronów, co leży już znacznie poniżej statystycznych zjawisk międzyatomowych. Dla zwiększenia wielkości Q , trzeba albo dłużej naświetlać fotokomórkę albo uczynić ją czulszą, albo wreszcie silniej ją naświetlać. Każdy z tych sposobów prowadzi do innych rozwiązań. Rozpatrzmy tu teoretyczne podstawy wyłącznie tych metod, które zdały próbę badań laboratoryjnych i są stosowane w pracujących nadajnikach telewizyjnych.

Modulacja prędkości (velocity modulation, Liniensteuerung). W przeciwieństwie do innych metod, gdzie w odbiorniku mamy plamkę świetlną poruszającą się ze stałą prędkością, lecz zmieniającą swą jasność (modulacja jasności), tutaj plamka ma stałą jasność, ale w ciemnych miejscach obrazu porusza się bardzo szybko, a w jasnych wolno, co oczywiście dla widza daje ten sam efekt co modulacja jasności.

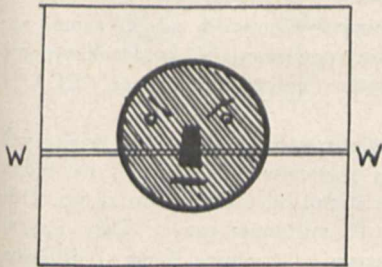
⁶⁾ P. Mertz i F. Gray Bell Syst. Techn. Journal. T. 13 464-515.

L. E. Q. Walter. Television. 1935. 473-475, 672-675.

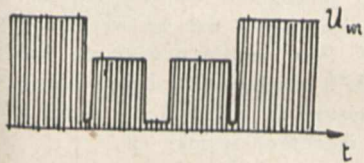
⁷⁾ K. V. Zworykin. Journ. of Inst. Elec. Eng. T. 73 433-451.

K. V. Zworykin. Journ. of Franklin Institut. T. 217 1-37.

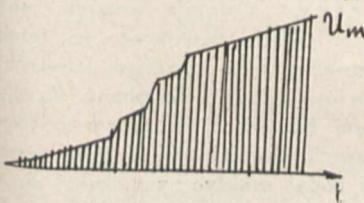
Zasada zastosowania zmiennej prędkości opisywania obrazu była już znana od dawna, oparte na niej urządzenie do przenoszenia obrazów proponował w Europie B. Rosing (1911), w Ameryce już w roku 1909 Sellers opatentował analogiczny aparat, patent ten⁶⁾ wygasł w roku 1926, co daje w Ameryce szczególnie korzystne warunki dla zastosowania tej metody. Zastosowanie modulacji częstotliwości do celów telewizyjnych datuje się od r. 1930⁹⁾. Próby doświadczalne przeprowadzono w marcu 1931 r. w laboratoriach Lorena w Berlinie¹⁰⁾.



Przebieg czasowy napięcia przy analizowaniu linii W—W rysunku



dla modulacji jasności



dla modulacji prędkości

Rys. 2.

Korzyść z zastosowania modulacji prędkości jest podwójna: zmniejszenie amplitud wyższych harmonicznych i powiększenie jasności obrazu.

Przy modulacji jasności, napięcie modulujące E jest proporcjonalne do jasności elementu obrazu, który w danej chwili jest analizowany $E = kJ$. Przy modulacji prędkości $v = k(A - J)$, gdzie v szybkość przesuwania się plamki świetlnej po ekranie. Ponieważ w odbiorniku stosujemy rurę Brauna, $v = \frac{dE}{dt}$, więc

$$E = \int_0^t k(A - J) dt \dots \dots \dots (6)$$

t jest czasem liczonym od początku linii.

Zastąpiliśmy zatem liniową funkcję jasności, funkcją całkową, a jak wiadomo ta ostatnia posiada znacznie mniej uwydatnione wyższe harmoniczne. Widać to zresztą na rys. 2. Przy modulacji jasności mamy nagłe skoki napięcia, gdy przy modulacji prędkości krzywa zmienia jedynie swoje nachylenie.

Druga korzyść to zwiększenie jasności obrazu. Niech czas wyświetlenia obrazu obu metodami będzie ten sam i wynosi T . Przy modulacji prędkości jasność plamki jest stała J_0 , zatem całkowite naświetlenie obrazu wyniesie

$$B_v = J_0 T s \dots \dots \dots (7)$$

gdzie „ s ” — powierzchnia plamki świetlnej. Przy modulacji jasności, jasność plamki świetlnej zmienia się z czasem więc:

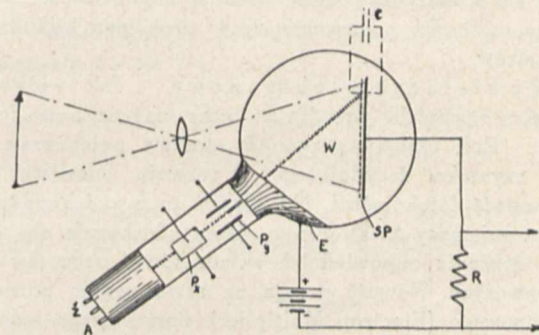
$$B_i = s \int_0^T J dt = J_{sr} T s \dots \dots \dots (8)$$

J_{sr} jest średnią jasnością plamki. W pierwszym przypadku J_0 możemy wybrać bliskie jasności maximalnej, natomiast w drugim $J_{sr} > J_{max}$ i to tem więcej im obraz jest kontrastowszy. Zatem zawsze $J_{sr} < J_0$.

Jednakże praktyczna realizacja tej metody napotkała na znaczne trudności¹¹⁾. Dla otrzymania dostatecznych kontrastów stosunek prędkości plamki świetlnej w jasnych i ciemnych częściach obrazu musiałby wynosić przynajmniej 1 : 30, gdy praktycznie dawało się osiągnąć zaledwie 1 : 5. Dzięki dużej prędkości plamki w ciemnych partjach obrazu, obraz był bardzo dobry w częściach jasnych, lecz całkowicie zamazany w ciemnych.

Wady te usunął sposób opublikowany w początkach 1934 r. przez inżynierów amerykańskich L. H. Bedford i O. S. Puckle¹²⁾. Polega on na równoczesnym zastosowaniu obu modulacji: plamka porusza się na ekranie rury Brauna ze zmienną prędkością, jednocześnie zmieniając swą jasność. Narazie sposób ten stosuje się wyłącznie do wyświetlania filmów. Schematowo jest on dość złożony, dzięki skomplikowanej synchronizacji.

Ikonoskop. Na zupełnie innej zasadzie zbudowany jest ikonoskop Zworykina¹³⁾. Pierwsze próby przeprowadzono z tym aparatem w laboratoriach Rad. Corp. of America (RCA) w Camden już w r. 1928, w rok później aparat został opatentowany¹⁴⁾. Obecnie ikonoskop stosuje wiele stacji amerykańskich, w Europie stacja Philipsa w Eindhoven.



Rys. 3. Ikonoskop Zworykina.

Ikonoskop (rys. 3) jest rurą Brauna, w której zamiast zwykłego ekranu znajduje się „płyta nadawcza” SP (signal plate). Jest to blacha srebrna, pokryta warstwą izolacyjną, na której osadzone są drobne, wzajemnie od siebie izolowane ziarenka substancji o własnościach fotoelektrycznych. W ten sposób mamy cały szereg drobnitkich fotokomórek, wspólna ich anoda stanowi wewnętrzną metalową powłoka rury E. Obraz sceny nadawanej otrzymuje się na płycie nadawczej, jak na matówce aparatu fotograficznego. Wiązka elektronów W porusza się po powierzchni płyty nadawczej dzięki zmiennym potencjałom na płytkach odchyłających P_x i P_y . W ciągu $\frac{1}{55}$ sek. analizuje ona cały obraz. Pod wpływem padającego światła substancja światłoczuła emi-

¹¹⁾ M. v. Ardenne. Fernsehen 1932 (210—221).
¹²⁾ Jour. of Instit. Elec. Eng. T. 75 63—92, również M. v. Ardenne Fernsehen u. Tonfilm. 1934 15—19.
¹³⁾ K. V. Zworykin, loc. cit. R. D. Kell, A. V. Bedford, M. A. Trainer. Proc. of Instit. Radio Eng. 1934 1246—1269.
¹⁴⁾ Pat. U. S. A. 1.691.334.

⁶⁾ Pat. U. S. A. 939.339.
⁹⁾ R. Thun. Fernsehen. 1930 267—273.
¹⁰⁾ Ważniejsze patenty niemieckie R. Thun. 355. 319, 377. 175. M. v. Ardenne 383.880.

tuje elektrony, ponieważ zaś fotokomórka ma pewną pojemność C (rys. 3), więc różnica potencjałów między srebrną blachą i ziarnkiem światłoczułej substancji różnie proporcjonalnie do czasu i siły światła. W pewnej chwili na rozważaną fotokomórkę pada wiązka elektronów, co powoduje rozładowanie się kondensatora C wytworzonego przez płytkę srebrną, warstwę izolacyjną i ziarnko substancji światłoczułej. Ponieważ wiązka elektronowa powraca do tego samego elementu w regularnych odstępach czasu, więc spadek napięcia na oporze R jest proporcjonalny do jasności.

Zachowując te same oznaczenia co poprzednio mamy

(4) $Q = I_f T$ ale gdy dla tarczy Nipkowa $T = \frac{1}{2f}$, tutaj T oznacza czas między dwoma kolejnymi wyładowaniami, że zaś wyładowanie następuje tylko raz w ciągu opisywania całego obrazu $T = \frac{1}{n}$

$$Q = \frac{\Phi_{\varepsilon}}{L^2 K n} = \frac{2 \Phi_{\varepsilon}}{t} \dots \dots \dots (9)$$

teoretycznie ładunek jest $L^2 K$ razy większy niż poprzednio, co dla powyższych przykładów wynosi: stacja Witzleben — 3, 89.10⁴ razy, Standard 2 — 19, 8.10⁴ razy. W rzeczywistości dzięki szkodliwym pojemnościom i małej czułości elementarnych fotokomórek, zysk jest znacznie mniejszy, niemniej jednak wyjściowa amplituda napięcia płyty nadawczej ikonoskopu jest kilka tysięcy razy większa niż komórki światłoczułej działającej w systemie z tarczą Nipkowa.

Ikonoskop pozwala na przesyłanie scen na wolnym powietrzu. Kamera fotograficzna z ikonoskopem nie jest wiele większa od normalnej kamery kinowej, a coraz udoskonalające się wielożyłowe kable wielkiej częstotliwości pozwalają na swobodne poruszenie się w promieniu kilkudziesięciu metrów.

Powielacze elektronowe. Jak widzieliśmy ikonoskop pozwala przedłużyć czas naświetlania fotokomórki. Rok ubiegły przyniósł ogromne polepszenie drugiego czynnika decydującego o rozwoju telewizji, jakim jest czułość fotokomórki. Nie chodzi tu o zwiększenie czułości samej masy światłoczułej, która udoskonala się powoli przez dobrane odpowiednich składników i procesów przygotowawczych. Nowość polega na zastosowaniu powielacza elektronowego (Electron Multiplier) stanowiącego jedną całość z komórką światłoczułą. Perspektywy rozwoju tego nowego przyrządu są ogromne i możliwym jest, że w przyszłości zastąpi on lampę z żarzącą katodą. Już dzisiaj budowane powielacze dają wzmocnienie rzędu kilku milionów, przy mocy wyjściowej do 100 W.

Powielacz elektronowy polega na zasadzie wielokrotnej emisji wtórnej. Jeśli elektron wyrzucony z fotokatody uderzy o elektrodę o silnych skłonnościach do emisji wtórnej (ostatnio stosuje się najczęściej wiązki berylu, lub mieszaninę cezu z cyrkonem) wyzwoli się z niej K elektronów, z których każdy uderzając o następną elektrodę da

znów K elektronów wtórnych. Jeśli powtórzy się to m krotnie, zamiast jednego otrzymamy

$$N = K^m \dots \dots \dots (10)$$

co jest równoznaczne z odpowiednim wzmocnieniem fotoprądu. Cała trudność polega tylko na tem by liczba K , analogiczna do wzmocnienia na jeden stopień amplifikatora, była wielkością stałą, oraz by zawsze ten sam, możliwie duży procent elektronów wyzwolonych z jednej elektrody trafiał do następnej. Dopiero wówczas będziemy mieli proporcjonalność między wielkością wzmacnianą i efektem końcowym. Wszystkie, budowane obecnie prawie wyłącznie w Ameryce, powielacze elektronowe pracują na tej samej zasadzie, różniąc się jedynie rozwiązaniami konstrukcyjnymi. Do najważniejszych typów należy powielacz RCA¹⁵⁾ i Farnswortha¹⁶⁾.

Pierwszy z nich wykonywany jest już w większych ilościach. Stosunek emisji pierwotnej do wtórnej na jeden stopień $K = 7 \div 10$ liczba stopni od 7 do 12. Co ze wz. (10) daje wzmocnienie około 10 milionów razy. Cały aparat mieści się w rurce kwarcowej o średnicy 3 cm. i długości około 15 cm. W czasie demonstracji w lutym b. r. w Berlinie, światło 20 W. żarówki bez reflektora, umieszczonej w odległości 1,5 m. od powielacza wystarczało, by bez żadnych dodatkowych wzmacniaczy dać na wyjściu z powielacza moc ok. 15 W. Przy użyciu powielacza elektronowego Ph. T. Farnsworth¹⁷⁾ zbudował bardzo poręczną kamerę do transmisji telewizyjnych, dającą takie same, a nawet niekiedy lepsze niż ikonoskop wyniki.

Systemy optyczne. Ostatnia wreszcie możliwość to zwiększenie ilości światła padającego na fotokomórkę. Po tej drodze poszli przedewszystkiem konstruktorzy angielscy z laboratorjów Bairda i Scophony. Zastąpili oni tarczę Nipkowa mniej lub więcej złożonym systemem lusterek i soczewek wirujących, skupiających światło dawane przez obraz. Najbardziej bodaj praktycznym okazał się system G. W. Walton'a (Scophony System¹⁸⁾) czego dowodem jest zainstalowanie w londyńskim Alexandria Palace nadajnika tej konstrukcji pracującego 230 liniami analizy. Pewne dane rozwoju ma również system Mihaly¹⁹⁾, inż. pracującego w lab. International Televis. Corp. Ponieważ spotykane tu zagadnienia wchodzą w zakres optyki, nie wnosząc nic nowego do teoretycznych podstaw telewizji, opisem ich nie będziemy się zajmować, bliższe szczegóły znajdzie czytelnik w pracach książkowych²⁰⁾. Niestety publikowana jest zaledwie drobna część materiału jakim rozporządza laboratorja wielkich koncernów pracujących nad zagadnieniami telewizji.

¹⁵⁾ Pat. U. S. A. 1.773.980.

¹⁶⁾ Pat. U. S. A. 1.941.344, 1.969.399, 1.970.036.

¹⁷⁾ Ph. T. Farnsworth. Jour. of. Franklin Institut. T. 218. 411 — 444.

¹⁸⁾ Television. 1934. 993 — 96, 149 — 152, 199 — 202.

¹⁹⁾ Television. 1935. 289 — 291.

²⁰⁾ F. Schröter. Handbuch der Fernsehtechnik. Berlin 1932. H. Reyner. Television theory, practice. London 1934.

Sprzężenie zwrotne regulowane pojemnościowo

J. Szpitbaum Warszawa

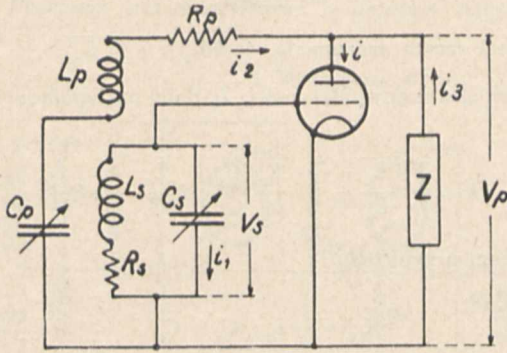
Postaramy się znaleźć warunki samowzbudzenia lampy trójelektrodowej o sprzężeniu indukcyjnym regulowanym zmienną pojemnością

Lampy detektorowe obecnych odbiorników z reakcją powszechnie są zaopatrzone w ten typ sprzężenia zwrotnego. Znajdziemy następne warunki, które zapewniają dobry praktycznie przebieg reakcji.

Biorąc pod uwagę istnienie członu amplifikatorowego małej częstotliwości schemat zasadniczy układu lampy detekcyjnej, traktowanej jako oscylator, przedstawi się jak na rys. 1.

Oznaczamy przez L_s, C_s, R_s indukcyjność, pojemność i oporność obwodu siatkowego (strojeniowego), przez L_p, C_p, R_p indukcyjność, pojemność i oporność obwodu sprzęgającego.

Z jest opornością urojoną, której wielkości charakterystyczne zależą od następnego członu odbiornika. Oznaczmy wreszcie przez ρ oporność wewnętrzną lampy, przez k jej współczynnik wzmacnienia.



Rys. 1.

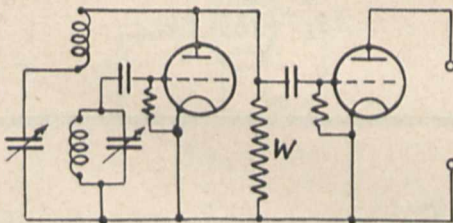
Zakładając, że przebiegi będą sinusoidalne, o pulsacji ω , co jest słuszne przy pracy na granicy powstawania drgań, równania równowagi elektrycznej obwodów przedstawia się następująco:

$$\begin{aligned} i &= i_2 + i_3; \\ \rho i &= k v_s - v_p; \\ v_s &= -\frac{j}{\omega C_s} i_1 = \\ &= R_s i_1 + j \omega L_s i_1 + j \omega M i_2; \\ v_p &= Z i_3 = \\ &= R_p i_2 + j \omega L_p i_2 + j \omega M i_1 \quad \frac{j}{\omega C_p} i_2; \end{aligned}$$

Z 6-u tych równań wyciągamy poniższą zależność między współczynnikami, która zachodzi na granicy wzbudzenia się lampy.

$$\begin{aligned} \left(1 - \frac{\rho}{Z}\right) &\left(\omega^3 R_s C_s L_p C_p + \omega^3 R_p C_p L_s C_s + \omega R_p C_p - \right. \\ &\left. - \omega R_s C_s\right) + \omega^3 \rho L_s C_s C_p + \omega \rho C_p + j \left[\left(1 - \frac{\rho}{Z}\right) \right. \\ &\left. \left(\omega^4 M^2 C_p C_s - \omega^4 L_s C_s L_p C_p + \omega^2 R_p C_p R_s C_s + \omega^2 L_s C_s - \right. \right. \\ &\left. \left. \omega^2 L_p C_p + 1\right) + \omega^2 k M C_p + \omega^2 \rho R_s C_s C_p\right] = 0; \dots (1) \end{aligned}$$

Zakładamy, że członem następnym jest wzmacniacz oporowy (rys. 2). Działanie jego na lampę detektorową da

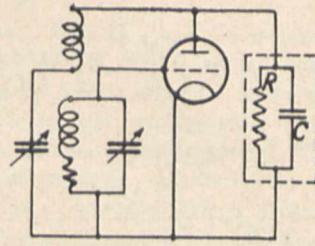


Rys. 2.

się przedstawić opornością urojoną Z w obwodzie anody, która będzie się składała z oporności i pojemności połączonych równoległe (rys. 3).

Wyraz $1 - \frac{\rho}{Z}$ będzie wtedy:

$$1 - \frac{\rho}{Z} = \left(1 - \frac{\rho}{R}\right) + j \omega \rho C; \dots (2)$$



Rys. 3.

Wprowadzamy wartość tę do równania 1-ego, którą przedstawiamy w postaci:

$$X + j Y = 0; \dots (3)$$

Warunek $X = 0$ wyrazi się wtedy zależnością (4).

$$\begin{aligned} \omega^4 \rho C \left(M^2 C_p C_s - L_s C_s L_p C_p\right) + \omega^2 \left[\rho C \left(R_p C_p R_s C_s + \right. \right. \\ \left. \left. L_s C_s - L_p C_p\right) + \rho C_p L_s C_s + \left(1 - \frac{\rho}{R}\right) \left(R_p C_p L_s C_s + \right. \right. \\ \left. \left. R_s C_s L_p C_p\right)\right] + \rho \left(C_p + C_s\right) + \left(1 - \frac{\rho}{R}\right) \left(R_p C_p - R_s C_s\right) = 0; (4) \end{aligned}$$

Oporność R będzie prawie równa oporności W z rys. 2, i kilkakrotnie większa od oporności wewnętrznej ρ , pojemność zaś C prawie równa pojemności siatki katoda lampy wzmacniacza, a więc bardzo mała.

Wyrazimy to przez:

$$1 \gg \frac{\rho}{R}; \dots (5)$$

$$C \approx 0; \dots (6)$$

Wprowadzając powyższe uproszczenia przekształcamy równanie 4-e na 7-e.

$$\begin{aligned} \omega^4 \left[\rho C_p L_s C_s + \left(R_p C_p L_s C_s + R_s C_s L_p C_p\right)\right] + \left[\rho C_p + \right. \\ \left. + \left(R_p C_p - R_s C_s\right)\right] = 0; \dots (7) \end{aligned}$$

Stąd znajdujemy pulsację ω na granicy powstawania drgań, przyczem pomijamy R_p i R_s względem ρ .

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}; \dots (8)$$

Wrunek $Y = 0$ da nam związek między wielkościami zespołu na granicy podtrzymywania drgań.

$$\begin{aligned} \omega^4 \left[\left(1 - \frac{\rho}{R}\right) \left(M^2 C_p C_s - L_s C_s L_p C_p\right) + \rho C \left(R_p C_p L_s C_s + \right. \right. \\ \left. \left. + R_s C_s L_p C_p\right)\right] + \omega^2 \left[\left(1 - \frac{\rho}{R}\right) \left(R_p C_p R_s C_s + L_s C_s - \right. \right. \\ \left. \left. - L_p C_p\right) + \rho C \left(R_s C_s + R_p C_p\right) + k M C_p + \rho R_s C_s C_p\right] + \\ \left. + \left(1 - \frac{\rho}{R}\right) = 0; \dots (9) \end{aligned}$$

Równanie to upraszcza się, jeżeli uwzględnimy zależności (5), (6), i (8).

Będzie ono jak następuje:

$$M^2 \frac{C_p C_s}{(L_s C_s)^2} + \frac{k M C_p}{L_s C_s} + \rho R_s \frac{C_p C_s}{L_s C_s} - 2 \left(\frac{L_p C_p}{L_s C_s} - 1\right) = 0; (10)$$

Z równania (10) możemy znaleźć wartość pojemności kondensatora reakcyjnego C_p na granicy wzbudzenia.

$$C_p = \frac{-2}{M^2 \frac{C_s}{(L_s C_s)^2} + \frac{k M}{L_s C_s} - \frac{1}{L_s} \left(\frac{2 L_p}{C_s} - \rho R_s \right)}; \quad (11a)$$

Lub wprowadzając $\sigma^2 = \frac{M^2}{L_p L_s}$;

$$C_p = \frac{-2 C_s}{k \sigma \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} + (\sigma^2 - 2) \frac{L_p}{L_s} + \rho \frac{R_s}{L_s} C_s}; \quad (11b)$$

Napiszemy równanie 11a oznaczając dla uproszczenia:

$$A = \frac{C_s}{(L_s C_s)^2}; \quad B = \frac{k}{L_s C_s}; \quad C = -\frac{1}{L_s} \left(\frac{2 L_p}{L_s} - \rho R_s \right); \quad (12)$$

Wtedy:

$$C_p = \frac{-2}{A M^2 + B M + C}; \quad (13)$$

C_p musi być wartością dodatnią, mianownik więc wartością ujemną. Indukcyjność wzajemna musi spełnić pewne warunki, aby to było możliwe. Ponieważ A jest dodatnie, mianownik będzie posiadał wartość ujemną jedynie dla M zawierającego się między pewnymi rzeczywistymi wartościami M_1 i M_2 . Warunek rzeczywistości pierwiastków:

$$k^2 + 4 \frac{C_s}{L_s} \left(\frac{2 L_p}{L_s} - \rho R_s \right) \geq 0; \quad (14)$$

Zauważmy w dalszym ciągu, że obie wartości M_1 i M_2 muszą być jednego znaku, inaczej możliwość wzbudzenia się lampy zachodziłaby również dla $M = 0$, co jest niemożliwe. Wynika stąd, że C musi być dodatnie. Przedstawi się to nierównością (15).

$$\frac{2 L_p}{C_s} - \rho R_s < 0; \quad (15)$$

Ponieważ $-\frac{B}{2A}$ jest ujemne, M_1 i M_2 będą ujemne. Wzbudzenie się lampy będzie więc możliwe między dwiema ujemnymi wartościami M_1 i M_2 z danymi poniżej:

$$M_{1,2} = -\frac{L_s}{2} \left[k \mp \sqrt{k^2 + 4 \frac{C_s}{L_s} \left(\frac{2 L_p}{L_s} - \rho R_s \right)} \right]; \quad (16)$$

$|M|$ może w rzeczywistości zawierać się między 0 a $\sqrt{L_s L_p}$. Żeby wzbudzenie się lampy miało miejsce dla jakiegokolwiek wartości $|M|$, powinno być:

$$\left. \begin{aligned} |M_1| &\geq 0; \\ |M_2| &\geq \sqrt{L_s L_p}; \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Zbliżamy się do warunku (17), używając lamp o dużym współczynniku wzmocnienia. Możemy wtedy pominąć

drugi człon pod pierwiastkiem wyrażenia (16) względem k^2 i będziemy mieli:

$$\left. \begin{aligned} |M_1| &\approx 0; \\ |M_2| &\approx k L_s; \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Jest rzeczą zrozumiałą, że $k L_s > \sqrt{L_s L_p}$

Warunek graniczny $|M_2| = \sqrt{L_s L_p}$ daje następującą wartość dla k .

$$k = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} + \sqrt{\frac{L_s}{L_p} \frac{C_s}{C_p} \left(2 \frac{L_p}{C_s} - \rho R_s \right)}; \quad (19)$$

W grubym przybliżeniu:

$$L_p = \frac{1}{4} L_s; \quad C_p = C_s; \quad (20)$$

Wtedy:

$$k \approx \frac{1}{2} + 2 \left(2 \frac{L_p}{C_s} - \rho R_s \right); \quad (21)$$

Praktycznie biorąc manipulacje, jakie zachodzą przy posługiwaniu się kondensatorem reakcyjnym, są następujące. Szukamy dla pewnego położenia kondensatora strojenowego C_s , takiej wartości kondensatora reakcyjnego C_p , która doprowadzi urządzenie tuż przed punkt powstawania drgań.

Jest rzeczą ważną w praktyce, żeby lampa nie wzbudzała się raptownie, to znaczy, żeby przejście od stanu nieoscylującego do oscylującego odbywało się dla dostatecznie dużej zmiany pojemności C_p .

Zobaczymy, jakimi sposobami można to osiągnąć. Wprowadzimy do równania 11 następujące oznaczenia:

$$D = \rho \frac{R_s}{L_s}; \quad (22)$$

$$E = -k \sigma \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} - (\sigma^2 - 2) \frac{L_p}{L_s}; \quad (23)$$

Równanie to przybierze następującą formę:

$$C_p = \frac{2 C_s}{E - D C_s}; \quad (24)$$

Znajdziemy pochodną $\frac{d C_p}{d C_s}$,

$$\frac{d C_p}{d C_s} = \frac{2 E}{(E - D C_s)^2}; \quad (25)$$

(C d. n.)

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

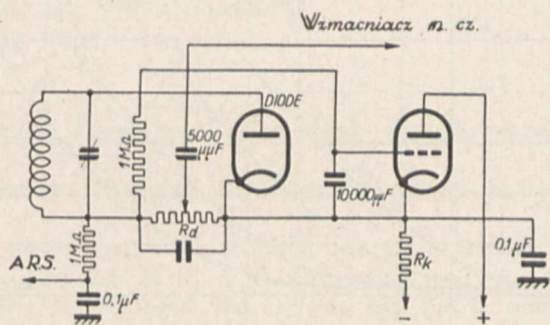
Obliczanie wzmocnionej automatycznej regulacji siły odbioru

W niektórych układach odbiorczych pożądane jest duże napięcie regulacyjne przy małym napięciu na detektorze. Można wówczas wzmocnić to ostatnie napięcie przed doprowadzeniem go na siatki sterujące lamp wielkiej lub pośredniej częstotliwości.

W schemacie z rysunku 1-go w miarę wzrostu sygna-

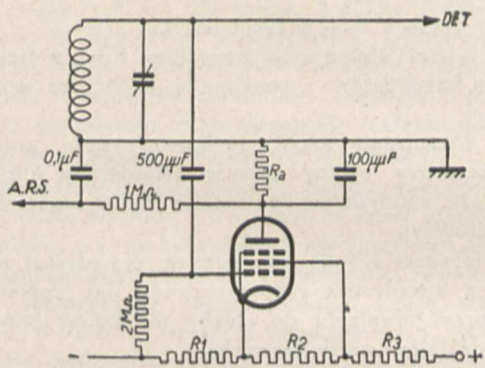
łu siatka triody regulacyjnej staje się bardziej ujemna. Skutkiem tego prąd anodowy, jak również spadek napięcia na oporze katodowym maleje. Potencjał katody zmniejsza się a za pomocą tego potencjału można regulować wzmocnienie selektod. Łącząc opór Rk z punktem odbiornika o dostatecznie ujemnym potencjale względem podstawy, można uzyskać napięcie $-2 V$. dla katody w nieobecności sygnału W rozważonym układzie wykorzystuje się dla regulacji wzmocnienia lamp wielkiej i pośredniej częstotli-

wości nietylko zmieniający się potencjał katody, lecz również ujemne napięcie na zaciskach oporu upływowego diody (R_d). Dioda ta służy równocześnie do detekcji i sygnał zdetektorowany zostaje doprowadzony do lampy głośnikowej za pośrednictwem odpowiedniej lampy wzmacniającej m. cz. Powyższy układ nazwiemy w dalszym ciągu systemem A.



Rys. 1.

W schemacie z rysunku 2-go figuruje lampa regulacyjna, działająca jako detektor anodowy. Ostatni obwód strojony łączy się z normalnym detektorem. Jednocześnie sygnał z tego obwodu przedostaje się na siatkę lampy regulacyjnej za pośrednictwem kondensatora. Dzięki oporowi R_1 lampa ta otrzymuje ujemne napięcie siatki wystarczające do zredukowania do zera stałego prądu anodowego. Gdy przychodzący na siatkę sygnał rośnie, zwiększa się prąd anodowy, a więc wytwarza się spadek napięcia na oporze R_a . Anoda, połączona z podstawą, staje się ujemna względem niego, ponieważ katoda ma wysoki potencjał ujemny. To ujemne napięcie anody może być teraz przyłożone na siatki sterujące lamp wielkiej lub średniej częstotliwości. Oczywiście odbiornik musi posiadać punkt o dużym potencjale ujemnym. W przeciwnym razie trzeba by było połączyć katodę lampy regulacyjnej z podstawą, a katody lamp w. cz. — z systemem potencjometrycznym, dającym napięcie równe napięciu anodowemu lampy regulacyjnej, zwiększonemu o 2 V. Układ według rysunku 2-ego nazwiemy systemem B.



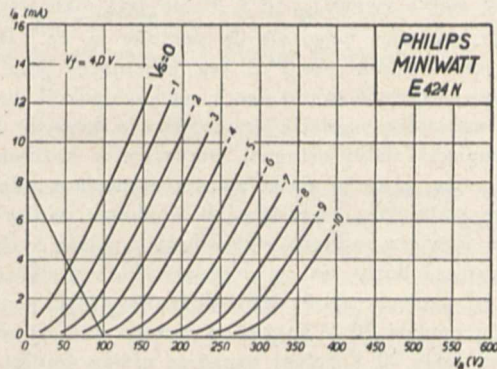
Rys. 2.

W układach z automatyczną regulacją siły występują często wysokie napięcia między katodą a włóknem. Wobec tego trzeba zwrócić uwagę na to, aby dopuszczalne pod tym względem napięcia nie zostały przekroczone. Dla selektod Philipsa maksymalne napięcie wynosi 80 V. Dla pozostałych lamp — 50 V. Gdy napięcie między katodą a włóknem staje się zbyt wysokie, prądy mogą popłynąć przez izolację, powodując przydźwięk i trzaski, a lampa zaczyna działać nieprawidłowo, a nawet może ulec uszkodzeniu. Trzeba zatem przy projektowaniu uwzględnić maksymalną dopuszczalną wartość dla oporu katodowego (naogół 20.000 Ω).

System A.

Przypuśćmy, że ma być samoczynnie regulowane wzmocnienie selektody E 447, a lampą końcową jest pentoda E 463. Najpierw należy określić wzmocnienie lampy regulacyjnej. Wielkość tego wzmocnienia wynika z wymagań, jakie się stawia automatycznej regulacji siły. Można żądać np. aby przy maksymalnym sygnale 0,5 V. w antenie napięcie m. cz. na siatce sterującej lampy głośnikowej wynosiło 40 V, co równa się dwudziestokrotnej wartości napięcia normalnego. Celem uniknięcia przesterowania lampy końcowej, trzeba się uciec do dodatkowej ręcznej regulacji w stopniu m. cz. odbiornika.

Przypuśćmy, że czułość odbiornika wynosi 25 mikrowoltów, t. j. mocy wyjściowej 0,05 W odpowiada napięcie sygnału w antenie 25 μV. Sygnał 0,5 V jest 20.000 razy większy, a ponieważ napięcie na siatce lampy głośnikowej nie powinno wzrosnąć więcej niż 20 razy, więc w tym przypadku należy zredukować wzmocnienie w stosunku 1 : 1000. Z charakterystyki $S = f(V_s)$ lampy E 447 wynika, że ujemne napięcie siatki równa się wówczas ok. 42 V. Z tabeli, zamieszczonej w poprzednim artykule, ogłoszonym w zeszytcie 15 — 16 Przeglądu Radjotechnicznego z r. 1935-go wynika, że napięcie m. cz. 40 V na siatce lampy głośnikowej wymaga napięcia regulacyjnego 3,6 V na oporze upływowym diody. Lampa regulacyjna będzie więc musiała dostarczyć napięcia dodatkowego. $42 - 3,6 = 38,4$ V, czyli wzmocnienie jej powinno wynieść $38,4 : 3,6 \approx 11$ razy. Opór katodowy R_k oraz napięcie anodowe oblicza się zapomocą krzywej $I_a = f(V_a)$ lampy regulacyjnej, którą w rozważanym przypadku niech będzie lampa E 424 N (rys. 3). Na-



Rys. 3.

pięcie anodowe (V_a) tej lampy równa się różnicy między napięciem źródła zasilającego (V_b) a spadkiem napięcia na oporze katodowym.

$$V_a = V_b - R_k I_a$$

Równanie to wyraża prosta, przecinająca oś odciętych w punkcie, odpowiadającym napięciu V_b .

Krzywe $I_a = f(V_a)$ są publikowane dla całkowitych wartości V_s ; można obliczać zmianę napięcia anodowego, mnożąc przez 11 zmianę napięcia siatkowego. Przypuśćmy, że napięcie zasilające wynosi 100 V; napięcie anodowe będzie się praktycznie równało 100 V dla napięcia siatki — 4 V. Przy $V_s = 0$ V, napięcie anodowe zmniejszy się o 44 V i będzie równe 56 V. Linja obciążenia przetnie więc krzywą $V_s = 0$ V w punkcie odpowiadającym 56 V. W ten sposób wykreślamy prostą, która przecina oś rzędnych w punkcie 8 mA. Odpowiada tej prostej opór katodowy 12.000 Ω.

Istnieją dwa sposoby, pozwalające przystosować napięcie lampy regulacyjnej do lampy regulowanej.

1) Katodę selektody łączy się z podstawą poprzez mały opór, pozwalający uzyskać ujemne napięcie siatki około — 2 V, a opór R_k — z punktu układu, mającym względem

podstawy potencjał—38,4 V. Anoda lampy regulacyjnej powinna w tych warunkach otrzymać napięcie + 61,6 V.

2) Katodę lampy regulacyjnej łączy się z podstawą, a jej anodę — z napięciem + 100 V. Katoda selektody otrzymuje potencjometrycznie stałe napięcie $38,4 + 2 = 40,4$ V, czyli siatka tej lampy ma ujemne napięcie — 40,4 V.

Istnieją również inne rozwiązania, mieszczące się w granicach określonych przez rozważone wyżej dwa przy- padki, ale podane tu rozwiązania są najprostsze.

Jako lampę regulacyjną można stosować triodę lub pentodę, jeżeli konieczne jest większe wzmocnienie.

Charakterystykę wzmocnionej automatycznej regulacji systemu A uzyskuje się zapomocą tabeli, przyczem można się wzorować na tabeli, omówionej już w artykule, poświęconym obliczeniu prostej automatycznej regulacji siły odbioru i zamieszczonym w zeszytach 15/16 i 17/18 Przeglądu Radjotechnicznego z roku 1935-go. Oczywiście tabelę tę należy uzupełnić rubryką, zawierającą rzeczywiste napięcia regulacyjne, równe jedenastokrotnej wartości napięcia V_s .

System B.

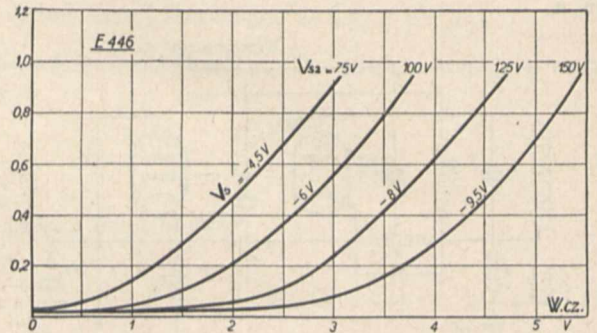
Obliczenie systemu B jest bardziej skomplikowane. Wymaga ono znajomości stosunku spadku napięcia sygnału na siatce lampy regulacyjnej. Lampa ta pracuje jako detektor anodowy. W dalszym ciągu zobaczymy, że trioda nawet o dużym współczynniku amplifikacji, jak np. E 499 nie nadaje się do tego zastosowania ze względu na zbyt mały zakres napięć siatkowych. Zakres ten dla triody równa się,

jak wiadomo, $\frac{V_a}{k}$. Przy napięciu anodowym 80 V zakres potencjałów siatki wynosi $\frac{80}{99} \approx 1$ V, co jest stanowczo zbyt

mało. Trzeba więc uciec się do pentody w. cz. Rysunek 4-ty przedstawia dla lampy E 446, pracującej jako detektor anodowy, krzywe prądu anodowego w funkcji doprowadzonego na siatkę napięcia w. cz. Każda krzywa dotyczy innego napięcia siatki osłonowej, przyczem w każdym przypadku ujemne napięcie siatki sterującej posiada odpowiednią najkorzystniejszą wartość. Jak wiadomo, napięcie anodowe nie wywiera żadnego wpływu na przebieg tych krzywych. Prąd anodowy jest w dość szerokich granicach niezależny od napięcia anodowego. Jednakowoż przy napięciu anodowym poniżej 20 V krzywe powyższe stają się nieważne, wobec czego 20 V należy uznać za niższą granicę napięcia. Jeśli więc, podobnie jak w poprzednim przypadku, potrzebne jest maksymalne ujemne napięcie 42 V dla regulacji selektody E 447, katoda lampy regulacyjnej powinna mieć ujemny potencjał conajmniej — $42 - 20 = -62$ V względem podstawy. Ale takie napięcie jest niedopuszczalne dla lampy E 446, gdyż najwyższe napięcie między katodą a włóknem dla tego typu wynosi 50 V. Należy więc podnieść napięcie katody selektody jako lampy dopuszczającej pod tym względem wyższe napięcie i połączyć opór R_1 z podstawą. Inne rozwiązanie polegałoby na zastosowaniu selektody F 447 jako lampy regulacyjnej, przyczem katoda jej otrzymałaby — 62 V mniej więcej.

Zresztą nowsze lampy nie wymagają już tak dużych napięć regulacyjnych, zwłaszcza, gdy reguluje się wzmocnienie dwóch lamp.

Ujemne napięcie siatki lampy regulacyjnej należy tak dobrać, aby nawet przy najsilniejszym sygnale nie popłynął prąd siatkowy. Jeśli powrócimy do poprzedniego przykładu i do tabeli , napięcie w. cz. e_2 wynosi 2,1 V (wartość skuteczna) dla napięcia 40 V na siatce lampy końco-



Rys. 4.

wej. Ponieważ prąd siatkowy zaczyna płynąć w lampie regulacyjnej przy — 1,3 V, więc ujemne napięcie siatki powinno wynosić conajmniej $2,1 \sqrt{2} + 1,3 = 4,3$ V. Po ustaleniu tą drogą ujemnego napięcia siatki, dobiera się najkorzystniejsze napięcie siatki osłonowej tak, aby uzyskać najkorzystniejszą charakterystykę (rys 5) np. charakterystykę wykreśloną dla $V_{s1} = 4,5$ V i $V_{s2} = 75$ V.

Inż. A. Launberg

STOWARZYSZENIA I ORGANIZACJE

Kursy Radjotechniczne w Warszawie

Program nauk Państwowych Kursów Radjotechnicznych, egzystujących od r. 1923 przy Wyższej Szkole Budowy Maszyn i Elektrotechniki w Warszawie, obejmuje oprócz wykładów teoretycznych, szereg przedmiotów praktycznych i pracowni, zwłaszcza z zakresu ogólnej elektrotechniki i radjofonji.

Na Kursach tych prowadzone są:

1) 2-letni wieczorowy, zawodowy Kurs radjomechaników dla kandydatów z conajmniej ukończoną szkołą powszechną.

2) Niezależnie od Kursu zawodowego prowadzony jest wieczorowy ogólny dziewięciomiesięczny kurs radjotechniki dla kandydatów bez różnicy płci z cenzusem 6 klas szkoły średniej.

Absolwenci Kursów, po odbyciu przepisanej praktyki, otrzymują świadectwa radiooperatorów lub radjomechaników i przy powołaniu do służby wojskowej przydzielani są do oddziałów wojsk łączności.

Wszelkich informacji udziela Sekretariat Kursów lub Szkoły Budowy Maszyn i Elektrotechniki — Mokotowska 6 w Warszawie.

Termin wnoszenia podań upływa z dniem 10 września r. b.

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.

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.

