

PRZEGLĄD **TELEKOMUNIKACYJNY**

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ



Nr 11
1952

TREŚĆ ZESZYTU:

Przyjaźń, pomoc i przykład Związku Radzieckiego gwarancją rozwoju polskiej telekomunikacji	339
Dr inż. JÓZEF LENKOWSKI — Pomiar współczynnika szumów generatorem diodowym	340
Mgr inż. FELIKS WIŚNIEWSKI — Odbiorniki superreakcyjne	348
Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI — Przesuwniki fazowe	357
Recenzje	368
Biuletyn Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji	339
Przegląd Bibliograficzny	—

Komunikat

Ukazał się Katalog prasy radzieckiej na rok 1953. Katalog zawiera 288 tytułów w języku rosyjskim, 20 tytułów w językach Republik ZSRR oraz 11 tytułów w języku polskim i innych. Katalog podzielony jest na 11 działów, a mianowicie: Dzienniki centralne, Dzienniki Republik Związkowych, Czasopisma socjalno-ekonomiczne i społeczno-polityczne. Czasopisma naukowe, Gospodarka narodowa (Technika. Przemysł. Budownictwo. Transport), Gospodarka wiejska i leśna (Gospodarka rybna. Weterynaria), Medycyna (Biologia i Fizjologia), Literatura piękna (Krytyka). Sztuka. Bibliografia. Czasopisma ilustrowane. Sport. Czasopisma pedagogiczne i czasopisma w różnych językach.

Katalog jest dostępny we wszystkich placówkach „RUCHU” i poczty oraz u kolporterów w zakładach pracy i uczelniach. Katalog otrzymać można również w Biurze Wydawnictw Zagranicznych „RUCHU”, Warszawa, Koszykowa 31.

Redaktor Naczelny: mgr inż. Stefan Darecki

Komitet Redakcyjny: inż. J. Górnicki, inż. S. Jasiński, mgr inż. H. Kowalski, mgr inż. J. Szczekowski.

Wydawca: Naczelna Organizacja Techniczna, W-wa, Czackiego 3/5

Nakład 2.000 egz. format A4 obj. 2½ ark., papier druk. sat. V kl. 70 gr.

Adres Redakcji: Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70.

Adres Administracji: Warszawa, Czackiego 3/5, telef. 895-10/15 wew. 51.

WARUNKI PRENUMERATY:

	Normalna	Ulgowa
Rocznie	Zł 72.—	Zł 36.—
Kwartalnie	Zł 18.—	Zł 9.—
Pojedynczy numer	Zł 6.—	Zł 3.—

W RĘKACH KAŻDEGO INŻYNIERA, TECHNIKA,
RACJONALIZATORA POWINNO SIĘ ZNALEŻĆ
WYDAWNICTWO

p. t.

II KONGRES INŻYNIERÓW I TECHNIKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO INFORMUJE O OSIĄGNIĘCIACH I ZADANIACH POLSKIEJ INTELIGENCJI TECHNICZNEJ W ŚWIELE OBRAD I UCHWAŁ II KONGRESU INŻYNIERÓW I TECHNIKÓW POLSKICH ORAZ III WALNEGO ZJAZDU DELEGATÓW NOT.

NA CAŁOŚĆ SKŁADAJĄ SIĘ:

Przemówienie Prezydenta Bolesława Bieruta o roli inteligencji technicznej w budownictwie socjalistycznym.

Przemówienie Prezesa Naczelnej Organizacji Technicznej, min. B. Rumińskiego, referaty viceprzew. PKPG min. E. Szyra i Przewodniczącego CRZZ, W. Kłosiewicza, obrazujące dotychczasowe osiągnięcia i ustalające programowe wytyczne dla polskiej inteligencji technicznej.

Sprawozdanie z przebiegu obrad Kongresu z dokładnym podaniem tekstów przemówień wygłoszonych przez czołowych przedstawicieli nauki, wybitnych przodowników pracy i racjonalizatorów oraz streszczenie całości dyskusji.

Sprawozdanie z przebiegu obrad III Walnego Zjazdu Delegatów NOT, zawierające zagajenie wygłoszone przez Prezesa NOT, min. B. Rumińskiego oraz referat sprawozdawczy Sekretarza Generalnego NOT, streszczenie dyskusji i skład osobowy nowych władz NOT.

(ODWRÓCIĆ)

Wydawnictwo obrazuje dorobek Kongresu i zawiera obfity materiał informacyjny o naukowo-technicznej, organizacyjnej i wydawniczej działalności NOT i Stowarzyszeń Technicznych.

Wygłoszone przemówienia czołowych przedstawicieli Partii i Państwa, referaty wybitnych naukowców racjonalizatorów i aktywistów stowarzyszeniowych posiadają, obok ideowo-politycznego, również doniosłe znaczenie praktyczne dla każdego inżyniera i technika w jego pracy zawodowej i społecznej.

Wydawnictwo pokongresowe ze względu na wagę i znaczenie II Kongresu, powinno znaleźć się we wszystkich bibliotekach, klubach, świetlicach itp.

Wydawnictwo (str. 160, fotogr. 50) nabywać można w cenie 3 zł. bezpośrednio u kolporterów w zakładach pracy, wojewódzkich oddziałach NOT, lub wpłacając zł. 4,00 (łącznie z przesyłką pocztową) na konto Naczelnej Organizacji Technicznej w PKO Nr 69-I-5100 z wyraźnym zaznaczeniem na odwrocie blankietu: „Wydawnictwo Pokongresowe“.

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCCI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Przyjaźń, pomoc i przykład Związku Radzieckiego gwarancją rozwoju polskiej telekomunikacji

Program Frontu Narodowego Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej podkreśla historyczne zwycięstwo narodu polskiego w ciągu ośmiu lat niepodległości. Zwycięstwo naród nasz zawdzięcza w szczególności temu, że „...w dziejach narodu polskiego dokonał się historyczny zwrot: naród polski związał się przyjaźnią, sojuszem i braterstwem z narodami Związku Radzieckiego. Dzięki temu historycznemu zwrotowi Polska wkroczyła zdecydowanie na drogę wielkiego budownictwa i szybkiego postępu we wszystkich dziedzinach życia. Program Frontu Narodowego, wskazując drogę, która zabezpieczy naszemu narodowi wielkość, siłę i dobrobyt, opiera się na stalinowskiej tezie zapewnienia maksymalnego zaspokojenia stale rosnących materialnych i kulturalnych potrzeb całego społeczeństwa drogą nieprzerwanego wzrostu i doskonalenia produkcji socjalistycznej na bazie najwyższej techniki”.

W imię tego podstawowego prawa ekonomicznego socjalizmu odbywa się u nas planowy rozwój gospodarki narodowej. Liczne wypowiedzi polskiej inteligencji technicznej zarówno w okresie popularyzacji Programu Wyborczego Frontu Narodowego jak i na II Kongresie Inżynierów i Techników oraz entuzjastycznie podjęte zobowiązania produkcyjne (cytowane w poprzednich numerach Przeglądu Telekomunikacyjnego) są dowodami wzmożonego udziału naszej inteligencji technicznej w planowym rozwoju naszej gospodarki narodowej dla zapełnienia ludzimi pracami naszego kraju wzrostu dobrobytu i coraz lepszej przyszłości. Obywatel Prezydent Bolesław Bierut stwierdził w swoim przemówieniu na II Kongresie Inżynierów i Techników, że „poraz pierwszy w historii narodu polskiego postęp techniczny zrośł się nierozdzielnie z najwyższymi potrzebami mas pracujących”.

Rezolucja tego Kongresu jest wyrazem dążenia do zaspokojenia stale rosnących materialnych i kulturalnych potrzeb naszego społeczeństwa drogą najszybszego wzrostu i doskonalenia produkcji socjalistycznej na bazie najwyższej techniki. Wynika stąd partyotyczne zadanie dla inżynierów i techników, by zwiększyć swoją aktywność w walce o przedterminowe wykonanie całości Planu 6-letniego i stworzenie warunków w okresie następnego planu 5-letniego dla dalszego rozwoju sił wytwórczych Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej. Wielką pomocą w realizacji tych zadań będzie dla nas przykład i doświadczenia radzieckich inżynierów i techników.

Szczególniej w okresie miesiąca Pogłębienia Przyjaźni Polsko - Radzieckiej popularyzować będziemy wzory naszych radzieckich kolegów, ich metody pracy. Będziemy podnosić naszą wiedzę i kwalifikacje fachowe, szerzej rozwijając współzawodnictwo pracy i usuwając wąskie gardła, ściślej współdziałać z bohaterką klasą robotniczą w usuwaniu istniejących braków i niedomagań, w zwalczaniu biurokratycznych, hamujących metod pracy.

XIX Zjazd WKP(b), gigantyczne plany budowy komunizmu w Związku Radzieckim, wspaniałe perspektywy naszego planu pięcioletniego (1956 — 80) stanowią poważną zachętę dla naszej inteligencji technicznej do coraz aktywniejszego udziału w budowie gospodarki naszej Ojczyzny.

Twórcza praca obywateli Związku Radzieckiego, dyrektywy dotyczące obecnej pięcioletki są dowodami pokojowego charakteru państwa radzieckiego, które w niespełna 5 lat powojennych sprostało ogromnym zadaniom odbudowy i rozbudowy zarówno przemysłu środków łączności jak eksploatacji łączności na terenach okupowanych przez armię hitlerowską. Obecny

plan 5-letni Związku Radzieckiego przewiduje poważny postęp techniczny zarówno w fabrykacji elementów i podzespołów jak w nowych i lepszych jakościowo asortymentach urządzeń i sprzętu telekomunikacyjnego. Dyrektywy pięcioletki 1950 — 1955 przewidują:

1. Zapewnienie dalszego rozwoju łączności telefonicznej i telegraficznej przez podwojenie długości międzymiastowych kabli dalekosiężnych.
2. Znaczne powiększenie produkcji odborników radiowych, 2-krotne powiększenie produkcji odborników telewizyjnych.
3. Powiększenie mocy rozgłośni radiowych.
4. Szersze stosowanie w radiofonii fal ultrakrótkich i łączności przekaźnikowej.
5. Powiększenie mocy o 35% miejskich stacji telefonicznych.
6. Szersze stosowanie precyzyjnych przyrządów pomiarowych oraz przyrządów i urządzeń do automatycznego kierowania procesami technologicznymi.
7. Wprowadzenie telemechanizacji sieci energetycznej.
8. Zwiększenie kadr technicznych o 35%.

W Polsce Ludowej, dzięki pomocy Związku Radzieckiego, dzięki ofiarnym wysiłkom robotników, techników i inżynierów odbudowaliśmy urządzenia telekomunikacyjne, jak centrale miejscowe, międzymiastowe, międzymiastową sieć obwodów, ośrodki radiowe nadawcze, rozwinęliśmy poważnie nasz przemysł teletechniczny.

Nowy plan pięcioletni (1956 — 60) przewiduje znaczne zwiększenie tempa rozwoju naszej telekomunikacji. Nastąpi dalsza rozbudowa połączeń telefonicznych na ważnych magistralach. Przez budowę nowych tras dalekosiężnych napowietrznych i kablowych stolica na-

szego kraju oraz większe miasta uzyskają lepszą łączność telefoniczno - telegraficzną. W znacznym stopniu powiększy się stosowanie telefonii wielokrotnej. Powiększona zostanie moc nadawcza nowych ośrodków radiokomunikacyjnych, rozwinie się bardziej jeszcze radiofonia przewodowa oraz powiększy się znacznie ilość istniejących radiowęzłów. Telewizja dla publiczności znajdzie szerokie zastosowanie. Wzrost potencjału naszego przemysłu, stworzenie nowych baz surowcowych wpłyną z kolei na rozwój techniki ultrakrótkofalowej. Powiększy się znacznie asortyment lamp nadawczo - odbiorczych produkcji krajowej, kondensatorów papierowych i oporów dla fal mactrowych, materiałów magnetycznych o dużej przenikalności i małej stratności. Powstaną nowe zakłady produkcji łączności. Zapotrzebowanie na kadry inżynierów i techników wzrośnie. Rozpowszechnią się coraz bardziej dla świata pracy usługi telekomunikacji. Wszystkie działy życia gospodarczego i społecznego będą coraz bardziej korzystać z telefonów, wzrośnie ilość usług i polepszy się ich jakość. Telefon przestanie być nieosiągalnym marzeniem dla ludzi pracy, rzecz możliwa tylko w ustroju socjalistycznym. Wraz z powstaniem wielkich budowli socjalizmu w Polsce Ludowej, wraz z rozwojem gospodarczym naszego kraju rozwinię się u nas przemysł telekomunikacyjny, instytuty przemysłowe i naukowo - badawcze. Wielkie osiągnięcia gospodarcze i przykład Związku Radzieckiego, XIX Zjazd WKP(b), wspaniałe perspektywy, jakie wskazuje nam Program Frontu Narodowego Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej, pomoc Związku Radzieckiego natchnie naszą inteligencję techniczną, by w pokojowym budownictwie, realizując jedność moralno - polityczną naszego narodu, walczyć o pokój, demokrację i socjalizm.

J. G.

Dr inż. JÓZEF LENKOWSKI
Zakład Radiotechniki
Politechniki Gdańskiej

621.396.822

Pomiar współczynnika szumów generatorem diodowym

STRESZCZENIE

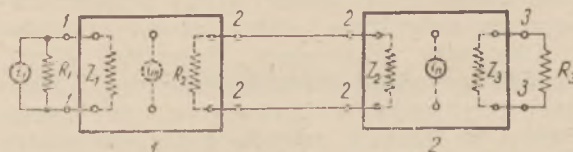
W treści zostaje podana w skrócie koncepcja współczynnika szumów iak też przegląd paru metod jego pomiaru. Opisano dalej układ diodowego generatora szumów, jego rozwiązanie konstrukcyjne i wreszcie uzyskane wyniki pomiarów.

1. Koncepcja współczynnika szumów

Szumy objęte definicją powinny mieć charakter tzw. stacjonarnych przebiegów w czasie. Wyklucza się tu zakłócenia charakteru przemysłowego lub atmosferycznego. Pozostają zaś głównie szumy termiczne oporów i strumowe w lampach elektronowych. Obecność ich stwarza naturalną granicę czułości układów odbiorczych, która jest narzucona przez szumy pochodzące z samego źródła informacji. Kon-

kretnie: warunki, w których jedynym źródłem szumów jest antena, są uważane jako idealne i użyte za poziom odniesienia. Miarą czułości układu wzmacniającego można stąd określić współczynnik rozbieżności od warunków idealnych.

Wyobraźmy sobie, że nasz układ odbiorczy jest przedstawiony na rysunku 1.



Rys. 1. Układ odbiorczy.

R_1 jest opornością źródła informacji (anteny), R_2 opornością wyjściową pierwszego podzespołu, R_3 opornością odbiornika energii; Z_1 — wejściowa oporność pozorną pierwszego czwórnika, Z_2 — wejściowa oporność pozorną drugiego czwórnika, Z_3 — wyjściowa oporność pozorną drugiego czwórnika.

$\overline{i_1^2}$ — średnia kwadratu elementarnej składowej Fourrierowskiej*) prądu szumów w oporze R_1 w temperaturze pokojowej,

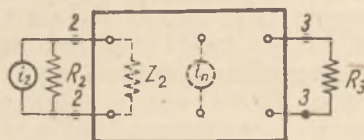
$\overline{i_2^2}$ — jak $\overline{i_1^2}$ — tylko w oporze R_2 ,

$\overline{i_m^2}$ — jak $\overline{i_1^2}$ — tylko że związane ze źródłami wewnętrznymi szumów czwórnika pierwszego,

$\overline{i_n^2}$ — jak $\overline{i_m^2}$ — tylko że w czwórniku drugim,

P_α — całkowita moc szumów na wyjściu.

Wprowadzamy tu jeszcze dodatkowy układ czwórnika drugiego z szumami pochodzącymi tylko z dołączonego do niego oporu R_2 — jak na rys. 2.



Rys. 2. Układ odbiorczy bez stopnia wejściowego.

Moc całkowita w przypadku drugim jest P_b . Możemy teraz napisać na podstawie rys. 1:

$$P_\alpha = P_1 + \sum P_m + \sum P_n$$

gdzie:

$$P_1 = \int_{-\infty}^{\infty} P_1(f) \cdot df = \frac{\overline{i_1^2}}{R_1} \int_{-\infty}^{\infty} |Z_{13}|^2 \cdot df$$

$$P_m = \int_{-\infty}^{\infty} P_m(f) \cdot df = \frac{\overline{i_m^2}}{R_2} \int_{-\infty}^{\infty} |Z_{m3}|^2 \cdot df$$

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} P_n(f) \cdot df = \frac{\overline{i_n^2}}{R_3} \int_{-\infty}^{\infty} |Z_{n3}|^2 \cdot df$$

oraz Z_{13} — oporność pozorną przeniesienia z oczka 1 na 3 (wyjściowe),

Z_{m3} — oporność pozorną przeniesienia z oczka m na 3,

Z_{n3} — oporność pozorną przeniesienia z oczka n na 3.

Prócz tego napiszemy na podstawie rys. 2: $P_b = P_2 + \sum P_n$

gdzie:

$$P_2 = \int_{-\infty}^{\infty} P_2(f) \cdot df = \frac{\overline{i_2^2}}{R_2} \int_{-\infty}^{\infty} |Z_{23}|^2 \cdot df$$

zaś: Z_{23} — oporność pozorną przeniesienia z oczka 2 na 3 (wyjściowe).

*) Wszystkie prądy szumów (rys. 1) są w ujęciu matematycznym teorii prawdopodobieństwa średnią kwadratową dewiacją przypadkowej wielkości, jakimi są prądy chwilowe w rozważanych elementach.

W oparciu o wprowadzone wielkości możemy w następujący sposób zdefiniować poprzednio wymienioną „miarę czułości układu”: jest to całkowita moc szumów na wyjściu układu (za-

silanego generatorem termicznym szumów) podzielona przez moc szumów samego generatora. To znaczy dla układu pierwszego

$$F_1 = \frac{P_1 + \sum P_m}{P_1} \quad (1)$$

Tak określoną czułość układu nazywamy jego współczynnikiem szumów.

Przy tych rozważaniach pomocniczą rolę odgrywają jeszcze dwie dalsze wielkości, których definicje są następujące: osiągalne wzmocnienie W jest stosunkiem oddanej mocy szumów przez generator R_1 do mocy szumów pochodzących z oporności wyjściowej układu R_2 , albo nieco inaczej: jest to stosunek mocy osiągalnej ze źródła do mocy osiągalnej na wyjściu z układu. Tu oczywiście musimy dorzucić znaczenie „mocy osiągalnej“, która jest po prostu mocą uzyskaną w przypadku dopasowania (tzn. $\frac{E^2}{4R}$

względnie $\frac{I^2}{4G}$)*.

Dla pierwszego układu mamy więc:

$$W_1 = \frac{P_1}{P_2} \quad (2)$$

Dalej, temperatura szumów t jest to moc całkowita oddana przez układ (zasilany generatorem termicznym) podzielona przez moc szumów pochodzących z oporności wyjściowej, czyli:

$$t_1 = \frac{P_1 + \sum P_m}{P_2} = F_1 \cdot W_1 \quad (3)$$

Dla kaskadowego połączenia dwu układów, jak na rys. 1, współczynnik szumów całości

$$\begin{aligned} F_{12} &= \frac{P_1 + (\sum P_m + \sum P_n)}{P_1} = \\ &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1} = \frac{t_1 + F_2 - 1}{W_1} \end{aligned} \quad (4)$$

gdzie:

$$F_2 = \frac{P_1 + \sum P_n}{P_2}$$

współczynnik szumów układu drugiego wziętego osobno.

Możemy uniknąć całkowania mocy w całym widmie częstotliwości, wprowadzając odpowiedniki wyżej podanych pojęć dla nieskończonego wąskiego pasma częstotliwości df . Są to

*) Korzystając z wprowadzenia pojęcia mocy osiągalnej jest oczywiste, jeśli weźmiemy pod uwagę fakt, że normalnie odbiornik nie pracuje w warunkach dopasowania do anteny. Stosując moc osiągalną, unikamy konieczności obliczania mocy rzeczywiście występującej w układzie. W przypadku wymienionym powyżej opór wejściowy odbiornika jest nawet dość kłopotliwy do ustalenia.

różniczkowe wyrażenia na współczynnik szumów, temperaturę szumów i osiągalne wzmocnienie.

$$F_1(f) = 1 + \sum \left(\frac{\overline{i_m^2}}{i_1^2} \right) \cdot \left| \frac{Z_{m3}}{Z_{13}} \right|^2$$

$$W_1(f) = \left(\frac{\overline{i_1^2}}{i_2^2} \right) \cdot \left| \frac{Z_{13}}{Z_{23}} \right|^2$$

$$t_1(f) = F_1(f) \cdot W_1(f)$$

$$F_2(f) = 1 + \sum \left(\frac{\overline{i_n^2}}{i_2^2} \right) \cdot \left| \frac{Z_{n3}}{Z_{23}} \right|^2$$

$$F_{12}(f) = F_1(f) + \frac{F_2(f) - 1}{W_1(f)}$$

Związek wyżej podanych różniczkowych wyrażeń z formą całkową jest następujący:

$$F_1 = \int_{-\infty}^{\infty} F_1(f) \cdot B_1(f) \cdot df$$

$$W_1 = \int_{-\infty}^{\infty} W_1(f) \cdot B_1(f) \cdot df$$

$$t_1 = \int_{-\infty}^{\infty} t_1(f) \cdot B_1(f) \cdot df$$

$$F_2 = \int_{-\infty}^{\infty} F_2(f) \cdot B_2(f) \cdot df$$

$$F_{12} = \int_{-\infty}^{\infty} F_{12}(f) \cdot B_1(f) \cdot df$$

gdzie:

$$B_1(f) = \frac{|Z_{13}|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |Z_{13}|^2 \cdot df}$$

odwrotność energetycznej szerokości wstęgi układu pierwszego,

zaś:

$$B_2(f) = \frac{|Z_{23}|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |Z_{23}|^2 \cdot df}$$

odwrotność szerokości wstęgi układu drugiego.

W przedstawionej definicji współczynnika szumów F_1 gra najistotniejszą rolę stałość oporności źródła R_1 w zakresie częstotliwości wstęgi układu. Dla R_1 zmiennego pozostaje jedynie do dyspozycji różniczkowy współczynnik szumów.

2. Pomiar współczynnika szumów generatorem diodowym

Wyobraźmy sobie w układzie rys. 2 załączone źródło szumów na końcówki 2 — 2. Może to być źródło termiczne lub — co jest wygodniejsze — dioda, w której elementarna składowa widma prądu szumów jest wyrażona zależnością:

$$\overline{i^2} = e \cdot I_2$$

e — ładunek elektronu,

I_2 — prąd stały diody w stanie nasycenia.

Oporność wewnętrzna dodatkowego źródła szumów powinna być dokładnie równa R_2 (teoretycznie możemy ją wyobrazić jako wcieloną w R_2 lub równą zeru).

Po zmierzeniu P_b przy wyłączonym dodatkowym generatorze szumów załączamy go i zwiększamy prąd I_2 aż do podwojenia mocy P_b . Moc dodatkową szumów w ten sposób uzyskaną nazwijmy ΔP_2 .

Wówczas

$$\Delta P_2 = P_b = \frac{e \cdot I_2}{R_2} \int_{-\infty}^{\infty} |Z_{23}|^2 \cdot df$$

zaś sama moc:

$$P_1 = \left(\frac{2kT}{R_2 R_3} \right) \int_{-\infty}^{\infty} |Z_{23}|^2 \cdot df$$

o ile weźmiemy pod uwagę to, że składowa widma szumów oporu R_2 jest

$$\overline{i_2^2} = \frac{2kT}{R_2}$$

gdzie: k — stała Boltzmanna,

T — temperatura absolutna.

Współczynnik szumów układu 2 zgodnie z definicją jest

$$F_2 = \frac{P_b}{P_2} = \frac{e}{2kT} I_2 R_2 \quad (5)$$

Przyjmując temperaturę pokojową $T = 290^\circ \text{K}$ otrzymamy

$$\frac{e}{2kT} = 20$$

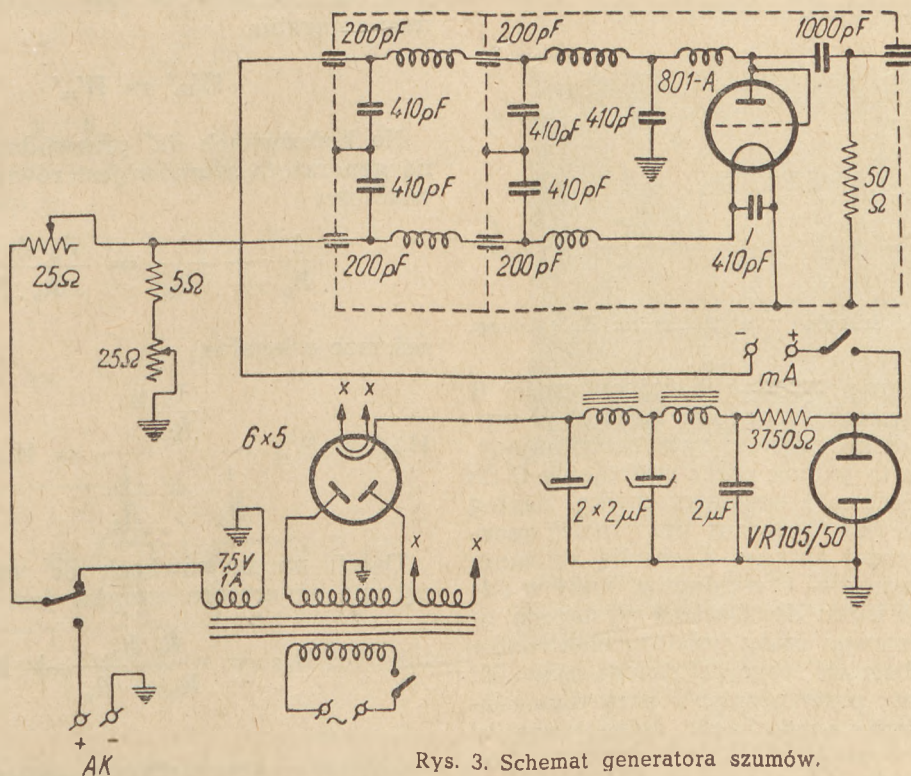
a ostatecznie dostaniemy

$$F_2 = 20 I_2 \cdot R_2 \quad (6)$$

gdzie I_2 mierzone jest w amperach, zaś R_2 w omach.

3. Rozwiązanie konstrukcyjne

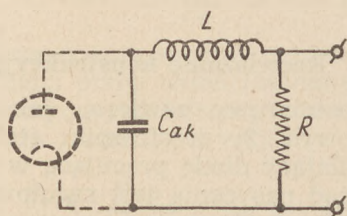
Układ pomiarowy zawiera, jak widać ze schematu rys. 3, prostownik stabilizowany 105 V, zasilający diodę pracującą w stanie nasycenia. Prąd nasycenia jest regulowany płyn-



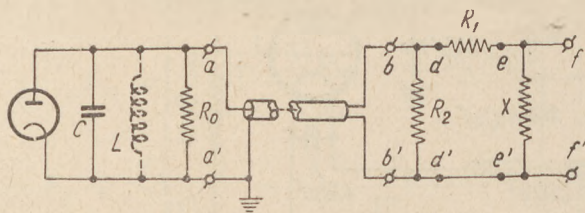
Rys. 3. Schemat generatora szumów.

nie dwoma opornikami zmieniającymi prąd żarzenia, mierzony jest zaś z zewnątrz włączonym miliamperomierzem. Napięcie żarzenia katody można doprowadzić z zewnątrz, z akumulatora dla uniknięcia wpływu wahań napięcia sieci.

Prostownik jest odseparowany od diody ekranem elektrostatycznym, jak też filtrem dla uniknięcia sprzężeń przy badaniu wzmacniaczy o dużym wzmocnieniu. Napięcie doprowadzone z prostownika nie wymaga dużej stabilizacji ze względu na pracę lampy w stanie nasycenia, zaś dwa dławiki uwidocznione na schemacie grają w dużej mierze rolę oporów redukcyjnych dla stabilizatora neonowego VR 105/30. Dobór lampy jest dosyć krytyczny ze względu na dobre nasycenie, co wymaga albo wolframowej, albo torowanej katody. Poza tym pojemność wewnętrzna lampy i indukcyjność przewodów doprowadzenia, jak też odległość katoda — anoda określają górną granicę częstotliwości, do której można stosować generator diodowy. Rysunek 4 przedstawia układ zastępczy diody dla wyższych częstotliwości. Gdy częstotliwość robocza jest poniżej rezonansu $L - C$ tak, że L można zaniedbać, tak długo nie ma trudności z pomiarem.



Rys. 4. Układ zastępczy diody.



Rys. 5. Generator szumów z wyjściem na linię długą.

Jedynie tylko przy zbyt dużej oporności R (równej, jak wiemy, oporności anteny) C wywierać może szkodliwy wpływ bocznikujący. Usunąć można to jednak przez zestrojenie C do rezonansu z dodaną z zewnątrz cewką. Zabieg ten oczywiście jest zbyt techniczny przy małej oporności wewnętrznej anteny. Z chwilą zbliżania się do rezonansu $L - C$ występują błędy w odczycie F rzędu kilku db. Osobno występuje tu błąd od skończonego czasu przelotu elektronów w diodzie. Obecność tego ostatniego zjawiska łatwo stwierdzić przez pomiar F przy dwu różnych napięciach anodowych. Różne wyniki świadczą o występowaniu omawianego już wpływu. Normalny typ lampy odbiorczej po-

siada jednak głównie błąd od rezonansu LC^*), zaś granica stosowania układu jest jakieś 250 — 300 Mc/s.

Układ, posiadający oporność szumów równą oporności anteny nie zawsze jest wygodny, gdyż powinien on dokładnie symulować reaktancję anteny. W niektórych przypadkach pojemność anteny może być mniejsza od C_{ak} . W tym przypadku można się uciec do generatora diodowego z wyjściem na linię długą — rys. 5.

Falowa oporność pozorna koncentrycznego kabla jest R_0 , zaś R_1 , R_2 oraz X tworzą układ dopasowujący tak dobrany, że na końcówkach ff' wyjściowa oporność pozorna jest równa oporności pozorowanej anteny. C — jest to pojemność rozłożona diody i montażu. Dla usunięcia wpływu C można załączyć L i doprowadzić całość do rezonansu na środku wstęgi badanego wzmacniacza. Przy dostatecznie małym R_0 i niezbyt wysokiej częstotliwości może być ten zabieg zbyt techniczny.

Na końcówkach aa' moc osiągalna szumów diody jest

$$W_{aa'} = \frac{I^2}{4 G_0}$$

gdzie $I^2 = 2 e \cdot I \cdot \Delta f$,

zaś I oraz e — średni prąd diody oraz ładunek elektronu.

$$\text{Więc} \quad W_{aa'} = \frac{e \cdot I \cdot R \cdot \Delta f}{2}$$

Na końcówkach bb' jest oczywiście ta sama moc osiągalna

$$W_{bb'} = W_{aa'}$$

Na końcówkach dd' przewodność wewnętrzna generatora szumów jest równa sumie przewodności

$$\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2} = \frac{R_0 + R_2}{R_0 \cdot R_2}$$

zaś moc osiągalna

$$W_{dd'} = W_{aa'} \cdot \frac{\frac{1}{R_0}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2}} = W_{aa'} \cdot \frac{R_2}{R_0 + R_2}$$

Dalej, na końcówkach ee' oporność wewnętrzna generatora szumów jest równa

$$R_{we} = \frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2} + R_1$$

*) Moxon — Recent advances in Radio Receivers — str. 78.

zaś moc osiągalna

$$W_{ee}' = W_{dd}' \cdot \frac{\frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2}}{\frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2} + R_1} =$$

$$= W_{aa}' \cdot \frac{R_2}{R_0 + R_2} \cdot \frac{\frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2}}{R_1 + \frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2}}$$

skąd —

$$W_{ee}' = W_{aa}' \cdot \frac{R_0 R_2^2}{(R_0 + R_2)^2} \cdot \frac{1}{R_1 + \frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2}} =$$

$$= \frac{e I \Delta f}{2} \cdot \frac{R_0^2 R_2^2}{(R_0 + R_2)^2} \cdot \frac{1}{R_1 + \frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2}}$$

Na końcówkach ff' moc osiągalna jest ta sama, czyli:

$$W_{ff}' = W_{ee}'$$

zaś wewnętrzna oporność pozorną

$$Z_{we} = jX + R_{we}$$

gdzie — X dobrane być powinno dla symulacji oporności pozornej anteny.

Jeżeli wybierzemy moc osiągalną szumów W_{ee}' generatora diodowego taką, że jest równa mocy szumów występujących w badanym wzmacniaczu *), to współczynnik szumów

$$F = \frac{W_{ff}'}{k T \cdot \Delta f}$$

czyli:

$$F = 20 \cdot \frac{R_0^2 R_2^2}{(R_0 + R_2)^2} \cdot \frac{1}{R_{we}} \cdot I \quad (7)$$

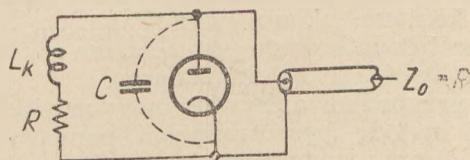
dla $T = 290^\circ \text{ K}$.

Jeżeli R_2 opuścimy w ogóle, to

$$R_{we} = R_1 + R_0$$

zaś

$$F = \frac{20 R_0^2 I}{R_{we}} \quad (8)$$



Rys. 6. Układ diody szumów z oporem kompensacyjnym.

Prąd diody I dla pomiaru danego F w danym przypadku jest większy $\left(\frac{R_{we}}{R_0}\right)^2$ razy od prądu

diody z wyjściem bezpośrednim. Pozwala to może dokładniej mierzyć F , lecz stwarza dodatkowe trudności przy doborze lampy i stabilizowanego prostownika zasilającego. Układ ten jednak ma dużą wyższość nad poprzednim, gdyż uniezależnia parametry „anteny sztucznej“ składającej się z R_1 i X od długości kabla, diody i położenia generatora względem wzmacniacza badanego.

Dla rozszerzenia zakresu częstotliwości stosowalności generatora szumów można skompensować ceweczką szeregową układ, analogicznie do szerokostęgowego wzmacniacza RC *). Jeżeli opór szumów generatora diodowego jest równy falowej oporności pozornej linii długiej dołączonej do odbiornika $R_0 = Z_0$ to indukcyjność kompensacyjna wynosi

$$L_k = a \cdot C \cdot Z_0^2$$

gdzie:

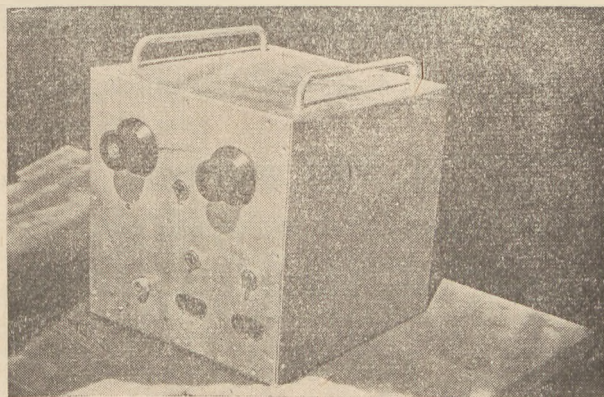
C — pojemność diody,

a — współczynnik kompensacji, zwykle równy 0,5, podobnie jak w kompensowanych wzmacniaczach wizyjnych.

$$\text{Stąd } L_k = 0,5 \cdot C \cdot Z_0^2 \quad (9)$$

przy $Z_0 = 50 \Omega$ i $C_{(ak)} = 11 \text{ pF}$ (dla lampy 801 — A).

$$L_k = 0,01 \mu\text{H}$$



Rys. 7. Widok zewnętrzny generatora szumów.

Wielkość obliczona jest bardzo mała dzięki małej oporności anteny i można ją praktycznie pominąć.

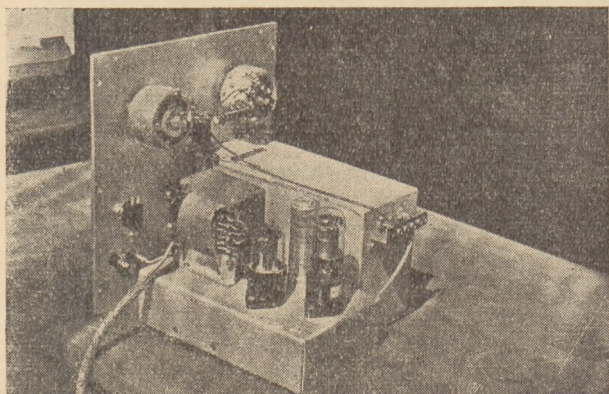
Załączone zdjęcia ilustrują konstrukcję opisanego generatora szumów, a mianowicie: rysunek 7 — widok zewnętrzny, rysunek 8 —

*) Jest to zapewnione przez podwojenie szumów na wyjściu przy pomiarze.

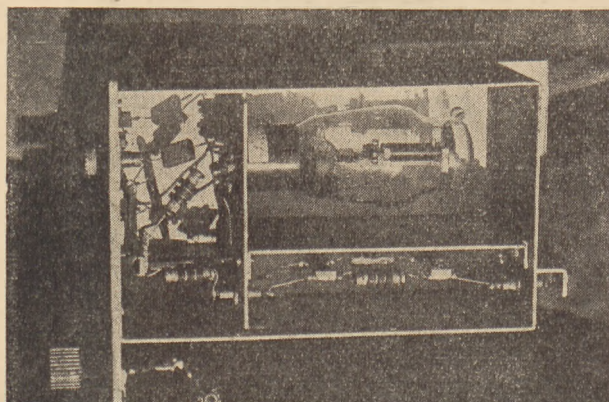
*) H. Johnson, RCA Review, June 1952, str. 251.

widok od strony prostownika, zaś rysunek 9 — widok od strony generatora diodowego, po zdjęciu pokryw ekranujących.

Na rysunku 8 widać podział ekranami układu na trzy człony, z których pierwszy jest zajęty lampą, drugi mieści opór szumów i L , zaś trzeci — filtr na zasilaniu.



Rys. 8. Widok wewnętrzny generatora szumów.



Rys. 9. Widok diody szumów po zdjęciu ekranu.

4. Układ pomiarowy

Dla zestawienia całości układu pomiarowego brak jeszcze miernika mocy. Najlepiej tu wykorzystać diodę detekcyjną badanego wzmacniacza. Wymaga to jednak przeskalowania prądu diody w zależności od doprowadzonej mocy szumów. Bezpośrednie przeskalowanie diodą szumów (przy odpowiednio zniżonym wzmacnieniu układu, aby usunąć własne szumy) nie zawsze jest możliwe. Można by było tu zastosować nieco bardziej złożoną metodę. Dla $I_{\text{diody}} = 0$, ustawia się wzmacnienie odbiornika na pewne wychylenie miernika prądu detektora M_1 . Wychylenie to pochodzi od szumów własnych układu. Następnie ustawiamy I_{diody} na jakieś I_1 , co daje wychylenie M_2 znacznie większe od M_1 , lecz jeszcze bez nasycenia odbiornika. Dalej, przy I_1 w diodzie szumów zmniejszamy wzmacnienie do uzyskania pierwotnego wychylenia M_1 . W końcu zwiększamy

prąd diody do I_2 tak, aby dostać wychylenie M_2 . Jeżeli oznaczmy moce osiągalne szumów z generatora diodowego o oporze R

$$W_1 = \frac{1}{2} e I_1 R \Delta f \quad \text{przy prądzie } I_1,$$

$$W_2 = \frac{1}{2} e I_2 R \Delta f \quad \text{przy prądzie } I_2,$$

oraz

$W = k T \Delta f$ — moc osiągalna szumów własnych,

to otrzymamy

$$\frac{W_1 + W}{W} = \frac{W_2 + W}{W_1 + W}$$

$$\text{skąd} \quad W = \frac{W_1^2}{W_2 - 2 W_1}$$

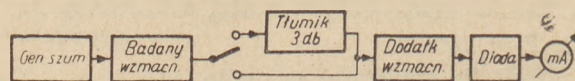
$$\text{czyli} \quad \frac{W}{k T \Delta f} = F =$$

$$= \frac{\left(\frac{W_1}{k T \Delta f} \right)^2}{\left(\frac{W_2}{k T \Delta f} \right) - 2 \left(\frac{W_1}{k T \Delta f} \right)} = \frac{20 I_1^2 R}{I_2 - 2 I_1}$$

Widoczne jest, że przy $I_2 \cong 2 I_1$ mały błąd odczytu prądów powoduje duży uchyb F . Należy więc tego wypadku unikać przez dobór M_2 : M_1 możliwie dużego.

Dla powyższego pomiaru niezbędna jest stałość F przy zmianie wzmacnienia.

W warunkach laboratoryjnych lepiej jednak posłużyć się układem o stałym prądzie w detektorze odbiornika. W tym celu wprowadzamy włączany tłumik 3 db w układ pomiarowy, jak na rysunku 10.

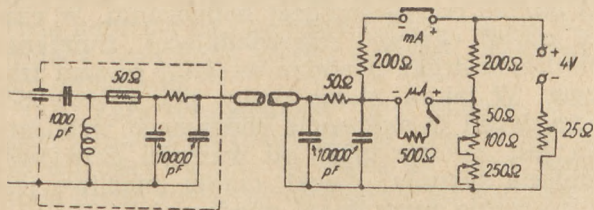


Rys. 10. Układ pomiarowy z tłumikiem.

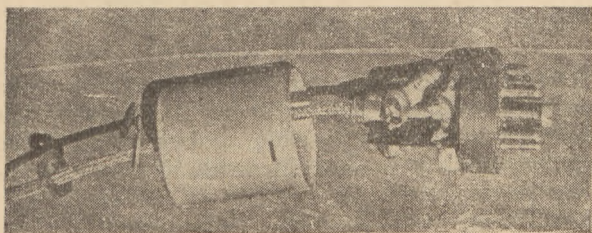
Sam pomiar, oczywisty zresztą z samego schematu, polega na uzyskaniu tego samego wychylenia miliamperomierza z tłumikiem i generatorem szumów włączonymi, co i bez nich. Prostota pomiaru jest jednak równoważona kosztem układu wymagającego tłumika (i nawet dodatkowego wzmacniacza na tę samą częstotliwość, co obiekt badany).

W przypadku opisywanym w artykule wybrano metodę bezpośredniego pomiaru mocy bolometrem z termistorem załączonym na układ, zamiast diody detekcyjnej. Metoda ta daje większą dokładność pomiaru niż metoda dwu wychyleń prądu detektora, zaś jest znacznie mniej kosztowna w realizacji niż układ z tłumikiem. Schemat bolometru jest podany na rysunku 11.

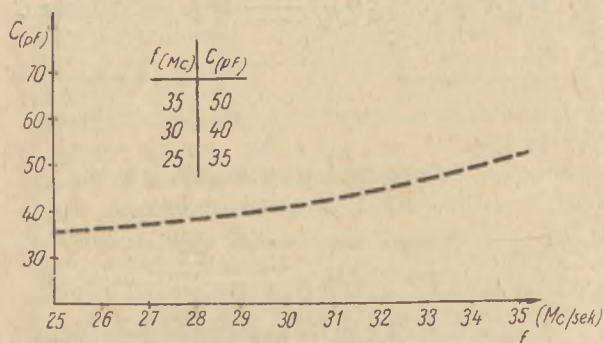
Pomiar odbywa się z wychyleń mikroamperomierza, czyli w tak zwanym układzie bolometru „niezrównoważonego“. Termistor jest umieszczony w głowicy zastępującej diodę detekcyjną odbiornika (6AC7). Wygląd głowicy jest przedstawiony na zdjęciu — rys. 12. Stabilizacja termiczna (nagrzewanie się od lamp



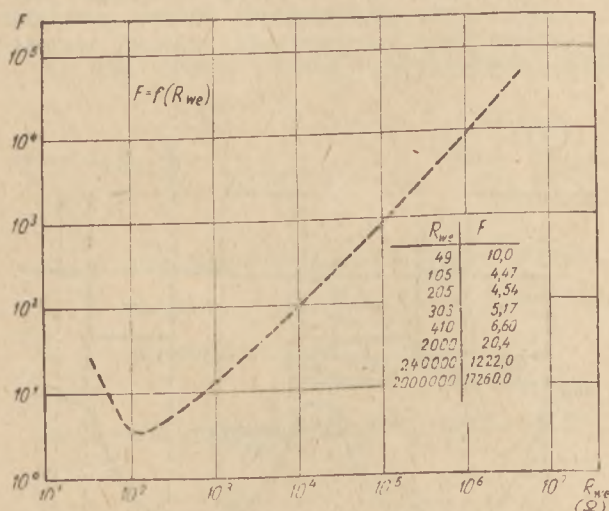
Rys. 11. Mostek bolometryczny.



Rys. 12. Głowica termistorowa.



Rys. 13. Zmienność C generatora szumów.



Rys. 14. Współczynnik szumów zmierzony opisanym generatorem.

odbiornika) jest bardzo pożądana i najwygodniej ją tu wykonać przez izolację głowicy wata szklaną.

5. Wyniki praktyczne pomiarów

Przy pomocy opisanego wyżej urządzenia dokonano szeregu pomiarów współczynnika szumów szerokopasmowego wzmacniacza pośredniej częstotliwości: ($f_0 = 30 \text{ Mc/s}$, $B = 2 \text{ Mc/s}$, $K = 110 \text{ db}$).

Antena sztuczna winna była zastępować oporność pozorną mikrofalowego miksera diodowego (kryształkowego), co średnio wynosiło 300 omów z równolegle załączoną pojemnością 40 pF. Oporność pozorną anteny sztucznej, niestety, była zmienna w granicach wstęgi przepuszczania, jak pokazuje przebieg C na rysunku 13.

Stożek wejściowy badanego wzmacniacza był wykonany normalnie na pentodzie szerokostępowej 6AC7 z uziemioną katodą i sprzężony z anteną przez parę obwodów sprzężonych pojemnościowo.

Dokonano najpierw pomiarów współczynnika szumów dla różnych wartości R_{we} , zaś $C_{we} = 40 \text{ pF} = \text{const.}$

Wyniki tych pomiarów są zestawione na wykresie — rys. 14.

Wynikałoby stąd, że optymalne $F = 4,5$. Ciekawe jest zestawienie tego wyniku z F optymalnym podanego układu z lampą 6AC7, cytowanego przez literaturę*). Znajdujemy tam średnio $F = 2,5$. Wynik ten jest lepszy o 2 db, co ewentualnie pochodzi z lepszego rodzaju cewek zastosowanych w obwodzie wejściowym. Pomiary zostały zdublowane metodą sinusoidalną generatorem sygnałów wzorcowych na częstotliwości środka wstęgi przepuszczania $f = 30$ Mc/s. Otrzymano tam przebieg o kształcie identycznym, ze znacznie większym jednak rozrzutem punktów i średnim przesunięciem wyników w górę.

Należy to chyba przypisać niedokładności odczytu napięcia na wyjściu (tłumik zmienny skokami, co jeden db) oraz niedokładności wy-
skalowania tłumika.

Poza powyższym pomiarem dokonano za pomocą opisanego generatora szumów próby dopasowania tego samego wzmacniacza na F minimum. Obwód wejściowy był w tym wypadku pojedynczym obwodem rezonansowym ze zmiennym odczepem. Wyniki uzyskane dały zgodność z obliczeniem około 15%.

BIBLIOGRAFIA:

1. Valley Wallman, Vacuum Tube Amplifiers.
2. Bojew, Tiejorija Wierojatnostiej.
3. Moxon, Recent Advances in Radio Receivers.
4. H. Johnson, RCA Review 1952, str. 251.

*) Valley Wallman, Vacuum Tube Amplifiers — str. 645.

Mgr inż. FELIKS WIŚNIEWSKI

621.396.621.52

Odbiorniki superreakcyjne

STRESZCZENIE:

Niniejszy artykuł stanowi ogólny przegląd obecnych wiadomości o technice odbioru superreakcyjnego.

Po wstępie historycznym podano ogólną zasadę pracy układów superreakcyjnych i przedstawiono ich zalety i wady. Następnie omówiono pracę odbiorników superreakcyjnych o rodzaju liniowym i logarytmicznym oraz obecne ich zastosowania. Na zakończenie zamieszczono kilka uwag o projektowaniu odbiorników superreakcyjnych.

1. Wstęp

Zasada odbioru superreakcyjnego została podana przez Armstronga w r. 1922. Z powodu dużych zniekształceń i małej selektywności odbiorniki superreakcyjne do roku 1930 nie wywoływały większego zainteresowania. W latach trzydziestych próbowano wyjaśnić podstawowe właściwości superreakcji i podawano opisy nowych układów pracujących na tej zasadzie. W tym też okresie odbiorniki superreakcyjne znajdują szerokie zastosowanie wśród amatorów jako ekonomiczne odbiorniki ultrakrótkofalowe. W latach 1933 — 1936 odbiorniki superreakcyjne były stosowane w urządzeniach przenośnych typu wojskowego.

W okresie wojny zwrócono uwagę na odbiorniki superreakcyjne ze względu na prostotę i mały ciężar aparatury. Szczególny nacisk położono na opracowanie rodzaju liniowego (patrz 4.1), który nadaje się do odbioru impulsów. Wyprodukowano setki tysięcy urządzeń pewnie pracujących i łatwo odtwarzalnych. Najszersze zastosowanie znalazły odbiorniki superreakcyjne w urządzeniach rozpoznawczych (IFF). Stosowano je również w niektórych radiolaterniach.

Po wojnie ukazał się szereg artykułów na temat superreakcji tłumaczących główne jej właściwości. Obecnie odbiorniki superreakcyjne są stosowane w zakresie częstotliwości od kilkudziesięciu Mc/s do tysięcy Mc/s. Stosuje się je do odbioru modulacji amplitudy i modulacji częstotliwości, jak również do odbioru impulsów.

Ilość zastosowań układów superreakcyjnych powiększa się nadal szczególnie tam, gdzie chodzi o duże wzmocnienie, mały ciężar, prostotę i mały koszt aparatury.

2. Zjawisko superreakcji

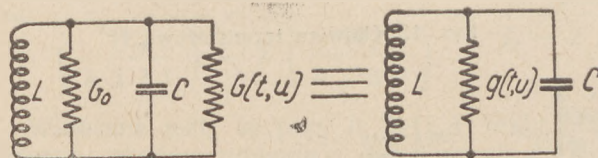
2.1 Zasada ogólna

Pracę odbiornika superreakcyjnego charakteryzuje periodyczne narastanie i zanikanie drgań w obwodzie odbiorczym. Proces ten jest wywołany napięciem zmiennym, zwanym: napięciem wygaszającym lub superreakcji, przyłożonym do jednej z elektrod lampy, która pracuje w układzie superreakcyjnym. Częstotliwość

superreakcji powinna być znacznie niższa od częstotliwości drgań, aby amplituda drgań zdążyła osiągnąć odpowiedni poziom w ciągu części okresu odpowiadającej pobudzeniu. W czasie części okresu odpowiadającej tłumieniu amplituda drgań powinna osiągnąć poziom szumów. W takim stanie pracy początkowy poziom drgań w momencie ponownego wzbudzenia jest zależny tylko od wartości chwilowej napięcia sygnału, dzięki czemu możliwe jest odtworzenie przesyłanej wiadomości.

2.2 Podział okresu superreakcji

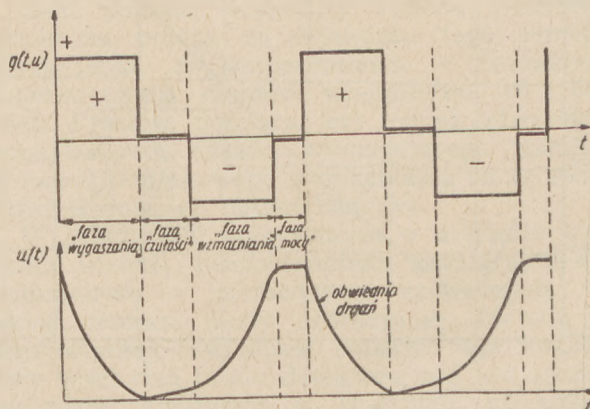
Dla uproszczenia analizy pracy odbiornika superreakcyjnego zastępuje się napięcie wygaszające zmienną opornością, wobec czego układ superreakcyjny można sprowadzić do następującej postaci (rys. 1):



Rys. 1. Obwód zastępczy układu superreakcyjnego, gdzie:

- L — indukcyjność obwodu odbiorczego,
- C — pojemność obwodu odbiorczego,
- G_0 — przewodność obwodu odbiorczego,
- $G(t, u)$ — przewodność uzależniona od napięcia wygaszającego i poziomu drgań,
- $g(t, u) = G_0 + G(t, u)$ — wypadkowa przewodność obwodu.

Każdy okres superreakcji można podzielić na cztery „fazy”: wygaszania, czułości, wzmocniania i mocy (rys. 2):



Rys. 2. Podział okresu superreakcji na cztery „fazy”. (Rysunek nie jest wykonany w skali).

1. W czasie „fazy wygaszania“ wypadkowa przewodność ma wartość dodatnią, a ustalona w poprzednim okresie amplituda drgań maleje od wartości maksymalnej do poziomu szumów.

2. W „fazie czułości“ wypadkowa przewodność obwodu maleje od maksymalnej wartości dodatniej do zera. Jest to okres pracy reakcyjnej, w którym sygnał wejściowy ustala amplitudę napięcia na obwodzie. „Faza“ ta ma decydujący wpływ na kształt krzywej selektywności odbiornika.

3. „Faza wzmacniania“ ma miejsce wtedy, gdy wypadkowa przewodność obwodu przybiera wartości ujemne. W czasie tej „fazy“ amplituda drgań swobodnych narasta od poziomu początkowego określonego przez poprzednią „fazę“.

4. Podczas „fazy mocy“ drgania utrzymują się na maksymalnym poziomie, jaki osiągnęły w „fazie wzmacniania“.

Przebieg w czasie wypadkowej przewodności obwodu decyduje o właściwościach odbiornika superreakcyjnego. Największą selektywność i największą czułość, jak również najlepszy stosunek sygnału do szumu można uzyskać wtedy, gdy wypadkowa przewodność obwodu $g(t, u)$ ma następujący przebieg. W „fazie tłumienia“, która powinna być tak krótka, jak na to zezwala warunek stłumienia drgań do poziomu szumów, wypadkowa przewodność obwodu superreakcyjnego powinna mieć dużą wartość dodatnią. W czasie „fazy czułości“ przewodność $g(t, u)$ powinna mieć wartość równą zeru, a faza ta powinna trwać możliwie długo, gdyż jest to nieustalony stan pracy, w czasie którego napięcie na obwodzie ciągle wzrasta do wartości określonej dobrocią obwodu i amplitudą przychodzącego sygnału. Ze wzrostem czasu trwania „fazy czułości“ poprawia się stosunek sygnału do szumu, ponieważ selektywność obwodu jest wtedy bardzo duża.

„Faza wzmacniania“ i „faza mocy“ powinny być możliwie krótkie. Dla osiągnięcia tego

przewodność obwodu w czasie trwania tych „faz“ powinna mieć dużą wartość ujemną.

Teoretycznie minimalna szerokość wstęgi odbiornika superreakcyjnego (— 3 db) wynosi dla rodzaju liniowego 0,89 częstotliwości superreakcji.

2.3. Matematyczne przedstawienie procesu superreakcji

Zakładając pracę w rodzaju liniowym, dla którego wypadkowa przewodność obwodu jest tylko funkcją czasu otrzymuje się dla obwodu zastępczego układu superreakcyjnego następujące równanie:

$$C \frac{du}{dt} + g(t) u + \frac{1}{L} \int u dt = i(t)$$

gdzie $i(t)$ — prąd wpływający do obwodu
 $u(t)$ — napięcie na obwodzie.

Różniczkując i dzieląc stronami przez C

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + P \frac{du}{dt} + (\omega_0^2 + P') u = \frac{i'(t)}{C}$$

gdzie

$$i'(t) = \frac{di}{dt} \quad P = \frac{g(t)}{C} \quad P' = \frac{dP}{dt} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Równanie to posłużyło za punkt wyjściowy rozważań nad superreakcją autorom szeregu prac, które ukazały się po wojnie.

Dla porównania zostaną podane końcowe wyniki rozwiązań uzyskanych przez poszczególnych autorów.

Macfarlane i Whitehead podają rozwiązanie dla rodzaju liniowego.

a) dla pracy kontrolowanej nachyleniem (patrz 4.1.1):

$$u = u_0 g_0 \sqrt{\frac{\pi}{C |g'(t)|}} \frac{\omega}{\omega_0} \exp \left[\frac{C (\omega - \omega_0)^2}{- |g'(t)|} \right] \exp \left[- \frac{1}{2C} \int_{t_1}^t g(x) dx \right] \sin \left[\omega_0 t + (\omega - \omega_0) t_1 \right]$$

g_0 — przewodność początkowa dodatnia

t_1 — moment, w którym $g = 0$ przechodząc od wartości dodatnich do ujemnych.

ω — pulsacja sygnału.

b) — dla kontroli skokowej (patrz 4.1.2):

$$u = \frac{u_0 g_0}{C} \frac{\omega}{\omega_0} \left\{ \frac{\left(\frac{g_1}{2C} \right)^2 + \omega_0^2}{\left[\left(\frac{g_1}{2C} \right)^2 + \omega^2 - \omega_0^2 \right]^2 + \left(\frac{g_1}{C} \omega \right)^2} \right\}^{1/2} \exp \left[- \frac{1}{2C} \int_0^t g(x) dx \right] \sin (\omega_0 t + \Phi)$$

Glucksman rozpatruje tylko rodzaj liniowy z pobudzaniem sinusoidalnym i otrzymuje rozwiązanie o postaci:

$$u = j\omega \frac{i}{C} \exp j\omega t \exp \left(-\frac{b}{p} \cos pt \right) \times \sum_{-\infty}^{+\infty} \operatorname{In} \left(\frac{b}{p} \right) \frac{\exp jnp t}{[a + j(\omega - \omega_0 + np)] [a + j(\omega + \omega_0 + np)]}$$

$$\text{gdzie} \quad a - b \sin pt = \frac{g}{2C}$$

In — funkcja Bessela.

Rozwiązanie Bradleya stosuje się do wszystkich typów odbiorników superreakcyjnych i ma postać:

$$u(t) = \frac{i}{2C} \int_{-\infty}^{+\infty} F(t, \tau) \exp j(\omega - \omega_0) \tau d\tau \quad \text{gdzie} \quad F(t, \tau) = \begin{cases} 0 & \text{dla } \tau > t \\ \exp -0,5 \int_{\tau}^t P(t) dt & \text{dla } \tau < t \end{cases}$$

Riebmman otrzymał rozwiązanie podobne do poprzedniego:

$$u(t) = u(t_0) \exp j\omega_0 (t - t_0) \exp 0,5 \int_t^{t_0} P dt + \frac{\exp j\omega_0 t}{2jC} \int_{t_0}^t i(t) \left[\exp 0,5 \int_t^{\tau} P dt \exp j(\omega - \omega_0) \tau d\tau \right]$$

Rozwiązanie równania daje przebieg chwilowego napięcia na obwodzie superreakcyjnym i pozwala określić selektywność i wzmocnienie odbiornika superreakcyjnego w zależności od przebiegu funkcji $g(t)$.

- b) Mała selektywność szczególnie na mniejszych częstotliwościach.
- c) Promieniowanie odbiornika.
- d) Trudności projektowania odbiornika.

3. Właściwości ogólne odbiorników superreakcyjnych

3.1 Z a l e t y

Odbiornik superreakcyjny posiada cechy, które dają mu pierwszeństwo przy pewnych, specjalnych zastosowaniach. Główną jego właściwością jest bardzo duże wzmocnienie uzyskiwane w jednej lampie.

Z właściwości tej wynikają następne: prostota, mały ciężar i mały koszt aparatury.

Poza tym układ superreakcyjny pozwala na łatwe kombinowanie odbioru i nadawania w jednej lampie.

3.2 W a d y

Wady odbiorników superreakcyjnych są dość poważne, a mianowicie:

a) Mniejszy stosunek sygnału do szumu na wyjściu w porównaniu z odbiornikiem superheterodynowym przy tym samym stosunku sygnału do szumu na wejściu odbiornika.

W rodzaju logarytmicznym występuje duży poziom szumu na wyjściu przy małych sygnałach wejściowych i gwałtowny wzrost zniekształceń przy większych głębokościach modulacji.

3.3 Szumy w odbiornikach superreakcyjnych

Gutkin przeprowadził szczegółową analizę szumów występujących w odbiorniku superreakcyjnym oraz rozpatrzył działanie na odbiór superreakcyjny różnych zakłóceń. Z analizy tej wynika, że w porównaniu z odbiornikiem superheterodynowym, który posiada takie same jak odbiornik superreakcyjny wstęgi przenoszenia wielkiej i małej częstotliwości, jednakowe napięcie zakłóceń fluktuacyjnych na wejściu powoduje w odbiorniku superreakcyjnym 1,5 — 2 razy większe napięcie tych zakłóceń na wyjściu. Wyniki te są zgodne z wartościami osiąganymi praktycznie podanymi przez Whiteheada dla odbiorników liniowych (— 6 db).

W przypadku zakłóceń impulsowych ogólne działanie impulsów pojedynczych na odbiornik superreakcyjny jest znacznie mniejsze niż na zwykły odbiornik, głównie dzięki stosunkowo krótkiej „fazie czułości” odbiornika superreakcyjnego. Przeszkody od impulsów periodycznych są również mniejsze w odbiorniku superreakcyjnym niż w odbiorniku superheterodynowym. Małą wrażliwość na zakłócenia impulsowe posiada układ superreakcyjny pracujący w rodzaju logarytmicznym, co wynika z kształtu charakterystyki detekcji.

Kształt tej charakterystyki tłumaczy również zjawisko uciszania szumów. Wnioski powyższe odnoszą się tylko do modulacji amplitudy.

3.4 Promieniowanie

Układ superreakcyjny dołączony bezpośrednio do anteny w czasie „fazy wzmacniania” i „fazy mocy” promieniuje na zewnątrz energię. Stosując na wejściu wzmacniacz w. cz. można usunąć promieniowanie, o ile układ superreakcyjny jest dobrze ekranowany.

Dla uniknięcia kłopotliwego ekranowania stosuje się przemianę częstotliwości, lecz i w tym przypadku można zaobserwować pewne promieniowanie, które można zmniejszyć usuwając wszelkie sprzężenia między układem superreakcyjnym a obwodem wejściowym. Dalszym sposobem przeciwdziałania promieniowaniu jest zmniejszenie maksymalnej amplitudy drgań lub sprzężenia z anteną. Traci się wtedy jednak na czułości odbiornika.

Widmo promieniowane przez układ superreakcyjny zawiera częstotliwość nośną f i częstotliwości qf_2 rozstawione o wielokrotną częstotliwość superreakcji. Każda z tych częstotliwości posiada podwójne wstęgi boczne, powstające na skutek modulacji fali nośnej.

Gdy drgania są wyzwalane przez napięcia szumów, widmo promieniowane przez odbiornik superreakcyjny posiada rozkład ciągły.

4. Rodzaje pracy odbiorników superreakcyjnych

4.1. Rodzaj liniowy

4.1.1 Kontrola nachyleniem

Jeżeli w układzie superreakcyjnym drgania nie osiągają stanu ustalonego, lecz każdorazowo ich amplituda maksymalna jest proporcjonalna do wartości napięcia początkowego, to ten rodzaj pracy jest określony jako liniowy.

Gdy „faza czułości” trwa dużą liczbę okresów drgań, tzn. wypadkowa przewodność obwodu nie zmienia się zbyt szybko, to ten rodzaj pracy jest określony jako kontrolowany nachyleniem.

W rozwiązaniu Macfarlane'a — Whiteheada

$$S(f) = \frac{(g_0/4\pi C) (g_1/4\pi C)}{\sqrt{\left[\left(f - f_0\right)^2 + \left(g_0/4\pi C\right)^2\right] \left[\left(f - f_0\right)^2 + \left(g_1/4\pi C\right)^2\right]}}$$

Przy spadku wzmacnienia o — 3 db szerokość wstęgi układu superreakcyjnego jest określona wzorem

$$b_s = \frac{g_1}{2\pi C}$$

(patrz 2.3) dla kontroli nachyleniem wzmacnienie reakcyjne wyraża się wzorem:

$$N_0 = 4,35 \ln \left[\frac{\pi g_0^2}{C |g'(t_1)|} \right] \text{ [db]}$$

wyraz
$$\frac{\omega}{\omega_0} \exp \left[- \frac{C (\omega - \omega_0)^2}{|g'(t_1)|} \right]$$

przedstawia charakterystykę selektywności układu superreakcyjnego.

Szerokość wstęgi przy spadku wzmacnienia o 8,7 db wynosi

$$b_s = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{|g'(t_1)|}{C}}$$

Wyraz
$$\exp \left[- \frac{1}{2C} \int_{t_1}^t g(x) dx \right]$$

określa obwiednię drgań.

Wzmacnienie układu superreakcyjnego określone jako stosunek maksymalnej amplitudy drgań do początkowej amplitudy wynosi w decybelach:

$$N_s = - \frac{4,35}{C} \int_{t_1}^{t_2} g(x) dx = 4,35 \frac{a}{C}$$

gdzie a — powierzchnia ograniczona ujemną częścią krzywej przewodności i osią czasu na jeden okres wygaszania.

Całkowite wzmacnienie odbiornika równa się $N = N_0 + N_s$

Tłumienie w decybelach określa wzór:

$$N_d = 4,35 \frac{a^+}{C}$$

gdzie a^+ — powierzchnia ograniczona dodatnią częścią krzywej przewodności i osią czasu za jeden okres wygaszania.

Ostatni czynnik

$$\sin [\omega_0 t + (\omega - \omega_0) t_1]$$

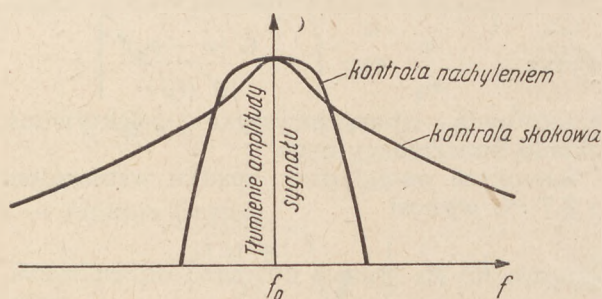
stwierdza, że układ superreakcyjny drga na częstotliwości własnej, a nie na częstotliwości sygnału wejściowego.

4.1.2 Kontrola skokowa

Dla tego rodzaju pracy zmiana przewodności obwodu w czasie ma kształt impulsów prostokątnych o wartościach granicznych g_0 i g_1 .

Równanie krzywej selektywności dla kontroli skokowej ma następującą postać:

Kształt krzywych selektywności o tych samych szerokościach wstęp przy spadku wzmocnienia o 8,7 db jest różny dla obu rodzajów kontroli (rys. 3).



Rys. 3. Kształty krzywych selektywności dla kontroli nachyleniem i kontroli skokowej.

Wzory określające wzmocnienie i tłumienie odbiornika są takie same dla obu przypadków.

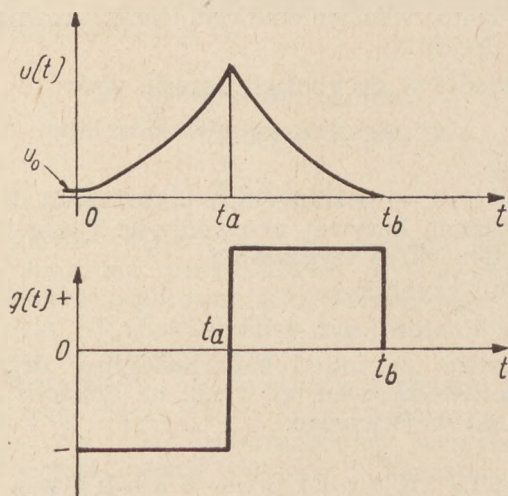
4.1.3 D e t e k c j a

Przy założeniu napięcia superreakcji o kształcie prostokątnym drgania w obwodzie narastają wg wzoru:

$$u = u_0 \exp \frac{R_T}{2L} t$$

i zanikają wg wzoru:

$$u = u_{\max} \exp - \frac{R}{2L} t$$



Rys. 4. Narastanie i zanikanie drgań w rodzaju liniowym.

Powierzchnia zawarta między obwiednią drgań a osią czasu za jeden okres wygaszania wynosi:

$$A = \int_0^{t_a} u_0 \exp \frac{R_T}{2L} t dt + u_0 \exp \frac{R_T}{2L} t_a \int_{t_a}^{t_b} \exp - \frac{R}{2L} (t - t_a) dt =$$

$$= u_0 \left[\left(\frac{2L}{R} + \frac{2L}{R_T} \right) \exp \frac{R_T}{2L} t_a - \left(\frac{2L}{R_T} + \frac{2L}{R} \exp \frac{R + R_T}{2L} t_a - \frac{R}{2L} t_b \right) \right]$$

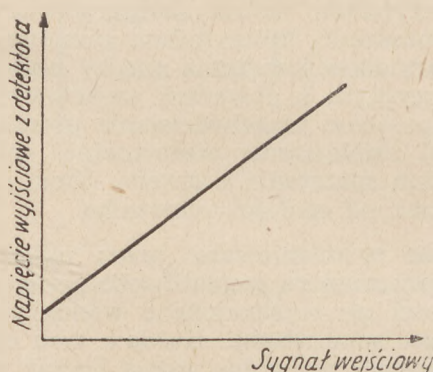
Wartości w nawiasach są stałe i wyrażenie powyższe można przedstawić jako

$$A = u_0 (k_1 - k_2).$$

Dla częstotliwości superreakcji f_q średnie napięcie wyjściowe za detektorem liniowym będzie:

$$U = u_0 f_q (k_1 - k_2).$$

Napięcie wyjściowe jest więc liniowo zależne od napięcia wejściowego (rys. 5):



Rys. 5. Charakterystyka napięcia wyjściowego odbiornika pracującego w rodzaju liniowym.

4.2 Rodzaj logarytmiczny

4.2.1 Wygaszanie zewnętrzne.

Zakłada się stałe okresy ujemnej i dodatniej przewodności obwodu, odpowiednio długie, aby drgania wywołane minimalnym napięciem początkowym zdążyły osiągnąć stan ustalony. W przypadku dwóch różnych wielkości napięć początkowych oscylacje osiągną stan nasycenia w dwóch różnych czasach. Obwiednia drgań narastających jest w obu przypadkach taka sama i jest określona równaniem

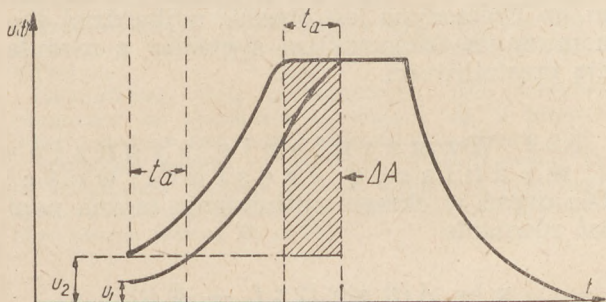
$$u = u_0 \exp \frac{R_T}{2L} t$$

Drgania zanikają zawsze w tej samej części okresu wygaszania i zawsze według tej samej krzywej. Powierzchnie zawarte między obwiedniami drgań a osią czasu dla dwóch różnych sygnałów u_1 i u_2 będą się różnić o iloczyn różnicy czasu narastania przez maksymalną

amplitudę drgań. Różnicę czasu narastania określa się za pomocą wzoru:

$$u_2 = u_1 \exp \frac{R_T}{2L} t_a \quad \text{stąd} \quad t_a = \frac{2L}{R_T} \ln \frac{u_2}{u_1}$$

a przyrost powierzchni $\Delta A = u_{\max} \frac{2L}{R_T} \ln \frac{u_2}{u_1}$



Rys. 6. Narastanie i zanikanie drgań dla rodzaju logarytmicznego.

4.2.2 Wygaszanie własne (RC)

Realizuje się przez umieszczenie w obwodzie siatki układu detekcyjnego RC o dużej stałej czasu. Narastająca amplituda drgań powoduje prąd siatki, który ładuje kondensator i przesuwają punkt pracy lampy. Kiedy amplituda drgań dojdzie do stanu ustalonego, napięcie na układzie detekcyjnym w dalszym ciągu wzrasta, gdyż prąd siatki nadal ładuje kondensator, a duża stała czasu układu nie pozwala na wystarczająco szybkie rozładowanie kondensatora. Punkt pracy lampy w dalszym ciągu przesuwa się w kierunku bardziej ujemnych napięć siatkowych, przez co przestaje być spełniony warunek amplitudy, a drgania w obwodzie zanikają. Kondensator detekcyjny powoli się rozładowuje i drgania w obwodzie powstaną w momencie ponownego spełnienia warunku amplitudy.

Jeżeli sygnał zewnętrzny, określający początkową amplitudę drgań będzie zmieniał swą amplitudę, to drgania narastając zawsze według tej samej krzywej, będą osiągały maksymalny poziom w różnych czasach i częstotliwość przerywania drgań będzie się zmieniać z amplitudą napięcia początkowego, przy zachowaniu stałej obwiedni drgań.

Niech napięcie o wielkości u_1 powoduje częstotliwość superreakcji f_1 , a napięcie o wielkości u_2 częstotliwość f_2 wtedy

$$f_1 = \frac{1}{T_1} \quad f_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{T_1 - t_a}$$

$$f_2 - f_1 = \frac{1}{T_1 - t_a} - \frac{1}{T_1} = \frac{t_a}{T_1 (T_1 - t_a)}$$

Gdy t_a jest małe w stosunku do T_1 , drugi wyraz w nawiasie można zaniedbać i różnica częstotliwości jest wprost proporcjonalna do:

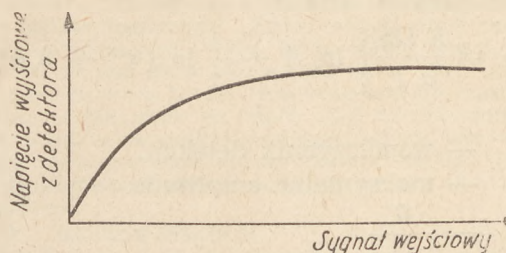
$$t_a = \frac{2L}{R_T} \ln \frac{u_2}{u_1}$$

4.2.3 Detekcja

Zakładając liniową detekcję napięcie na wyjściu detektora

$$U \sim f_q \Delta A = f_q u_{\max} \frac{2L}{R_T} \ln \frac{u_2}{u_1}$$

Ze wzoru wynika, że amplituda napięcia wyjściowego m. cz. jest proporcjonalna do logarytmu napięcia wejściowego w. cz. i dlatego ten rodzaj pracy nosi nazwę logarytmicznego (rys. 7):



Rys. 7. Charakterystyka napięcia wyjściowego odbiornika pracującego w rodzaju logarytmicznym.

Jeżeli drgania nie narastają wykładniczo przez cały czas, to fakt ten nie podważa słuszności wyprowadzonych wzorów, ponieważ w początkowej fazie drgania narastają wykładniczo i dla tych części okresu superreakcji powyższe wzory są ściśle.

Potem drgania mogą narastać według dowolnej krzywej. Jednak za każdym razem krzywa jest ta sama i utrzymuje się różnica czasu t_a . Jest to słuszne dla wszystkich napięć początkowych, które nie zmieniają punktu pracy.

5. Zastosowania odbiorników superreakcyjnych

5.1 Odbiór modulacji amplitudy (A. M.)

Układ superreakcyjny pracujący w rodzaju logarytmicznym z wygaszaniem własnym RC czy też sinusoidalnym jest najprostszy układem odbiorczym o czułości rzędu kilku mikrowoltów. Posiada on jednak poważne wady: promieniuje, zmiana parametrów anteny przestrasza odbiornik, logarytmiczna charakterystyka detekcji pozwala na odbiór sygnałów, których głębokość modulacji nie przekracza 60%, posiada małą selektywność. Logarytmiczna charakterystyka detekcji jest jednocześnie zaletą tych odbiorników, ponieważ stanowi wewnętrzną automatyczną regulację wzmacnienia.

Odbiornik superreakcyjny pracujący w rodzaju liniowym pozwala na niezniesztalony odbiór sygnałów o dużej głębokości modulacji, jest jednak bardziej skomplikowany, gdyż musi posiadać złożony układ zewnętrznej automatycznej regulacji wzmacnienia.

Możliwy jest układ odbiorczy z przemianą częstotliwości, pozwalający odbierać niższe częstotliwości

$$\text{np. } f_{s.r.} = 60 \text{ Mc/s.} \quad f_{o.l.} = 50 \text{ Mc/s.}$$

Sygnał odbierany 10 Mc/s.

5.2 Odbiór modulacji częstotliwości (FM)

5.2.1 Detekcja sygnałów z modulacją częstotliwości. Wykorzystując duże wzmocnienie układu superreakcyjnego i dobierając punkt pracy na zboczach krzywej selektywności, otrzymuje się prosty odbiornik sygnałów z modulacją częstotliwości. Matematyczną analizę tego sposobu odbioru przeprowadził Olderogge i podał wzór na średni prąd po detekcji:

$$i_d = \frac{K I m}{\alpha T} \left[\ln A + \frac{1}{2} \ln (\alpha^2 + \Delta \omega^2) \right]$$

gdzie:

K — współczynnik detekcji,

$I m$ — maksymalna amplituda oscylacji,

$\alpha = \frac{R}{2L}$

T — okres wygaszania,

A — amplituda sygnału,

$\Delta \omega = \Delta \omega_0 + \delta \omega$ — chwilowe rozstrojenie,

$\Delta \omega_0$ — stałe rozstrojenie,

$\delta \omega$ — dewiacja częstotliwości.

Przy małych α charakter krzywej

$$\ln A \text{ i } \ln \sqrt{\alpha^2 + \Delta \omega^2}$$

jest ten sam i FM nie daje żadnych zalet w stosunku do AM, gdy chodzi o zakłócenia i zniekształcenia.

Należy pamiętać, że odbiornik taki odbiera jednocześnie sygnały AM. Wadę tę można usunąć stosując przeciwsobny układ superreakcyjny. Zakładając identyczność obu pojedynczych układów superreakcyjnych uzyskuje się

$$i_{d1} - i_{d2} = \frac{K I m}{2 \alpha T} \ln \frac{\alpha^2 + (\Delta \omega_0 + \delta \omega)^2}{\alpha^2 + (-\Delta \omega_0 + \delta \omega)^2}$$

W ten sposób można uniknąć wpływu szkodliwej modulacji amplitudy oraz znacznie zmniejszyć zniekształcenia nieliniowe. Zakładając, że

$$\begin{aligned} \delta \omega \angle \Delta \omega_0 \text{ i pomijając } (\delta \omega)^2 \quad i_{d1} - i_{d2} &= \frac{K I m}{2 \alpha T} \ln \frac{\alpha^2 + \Delta \omega_0^2 + 2 \Delta \omega_0 \delta \omega}{\alpha^2 + \Delta \omega_0^2 - 2 \Delta \omega_0 \delta \omega} = \\ &= \frac{K I m}{2 \alpha T} \ln \frac{1 + \frac{2 \Delta \omega_0 \delta \omega}{\alpha^2 + \Delta \omega_0^2}}{1 - \frac{2 \Delta \omega_0 \delta \omega}{\alpha^2 + \Delta \omega_0^2}} \approx \frac{2 K I m \Delta \omega_0}{\alpha T (\alpha^2 + \Delta \omega_0^2)} \delta \omega \end{aligned}$$

W omawianym układzie należy starannie ekranować obydwa układy superreakcyjne dla uniknięcia wzajemnego oddziaływania. Można stosować przemianę częstotliwości i układy superreakcyjne, pracujące na dwóch różnych częstotliwościach. Wymagana jest jednak duża stabilność częstotliwości, przez co powstają poważne trudności konstrukcyjne.

Układ superreakcyjny został wykorzystany

jako demodulator sygnałów z modulacją częstotliwości o dużym wzmocnieniu w urządzeniu nazwanym fremodyną. Jedną połową duotriody pracuje jako generator lokalny w zakresie 110 — 130 Mc/s. Druga jest jednocześnie mieszaczem, wzmacniaczem pośredniej częstotliwości (22 Mc/s) i detektorem. Ta część pracuje w układzie superreakcyjnym z wygaszaniem RC. Dodatkowo dochodzi wzmacniacz m. cz. Fremodyna jest obecnie najbardziej ekonomicznym odbiornikiem sygnałów z modulacją częstotliwości.

5.2.2 Wzmacnianie sygnałów z modulacją częstotliwości. Dla drgań w okresie od tłumiania można napisać równanie

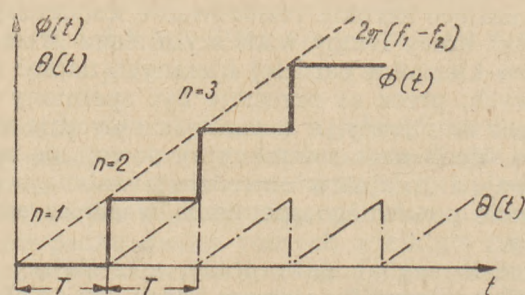
$$u = A(t) \sin [2\pi f_1 t + \Phi(t)]$$

f_1 — częstotliwość oscylatora,

$A(t)$ — funkcja określająca obwiednię drgań,

$\Phi(t)$ — kąt fazowy.

W przypadku drgań przerywanych $\Phi(t)$ jest nieperiodyczną funkcją czasu określoną przez szumy, wobec czego częstotliwości wyjściowe oscylatora tworzą widmo ciągłe. Gdy drgania są ciągłe, widmo częstotliwości wyjściowych jest prążkowe $f_1, f_1 \pm F, f_1 \pm 2F$ itd., gdzie F jest



Rys. 8. Przebieg funkcji $\Phi(t)$ i $\Theta(t)$

częstotliwością wygaszania. Ta sama sytuacja istnieje, gdy drgania są przerywane, lecz jest przyłożony sygnał o częstotliwości f_1 . Gdy częstotliwość przychodząca f_2 nie równa się f_1 , napięcie na obwodzie drga z częstotliwością f_1 , lecz początkowa faza każdego impulsu drgań jest kontrolowana częstotliwością f_2 .

Zakłada się, że w momencie $t = 0$ fazy fali kontrolującej i własnej są te same. $\Phi(t)$ musi

wzrósć o $2\pi(f_2 - f_1)T$ dla każdego okresu wygaszania. W n -tym okresie będzie

$$u = A(t) \sin [2\pi f_1 t + 2\pi(f_2 - f_1)(n-1)T]$$

Jest to funkcja schodkowa. Dodając i odejmując $2\pi f_2 t$ otrzymuje się:

$$u = A(t) \sin \left\{ 2\pi f_2 t + 2\pi(f_1 - f_2)[t - (n-1)T] \right\}$$

Nowa funkcja

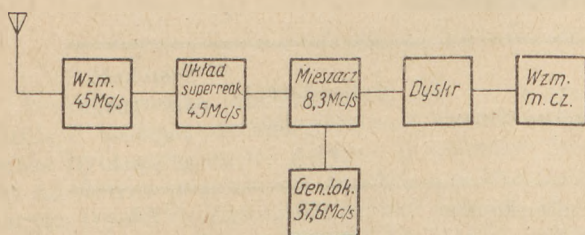
$$\Theta(t) = 2\pi(f_1 - f_2)[t - (n-1)T]$$

jest periodyczna i ma okres T (rys. 8):

Ponieważ w ostatnim wzorze na u częstotliwością nośną jest f_2 , widmo składa się z częstotliwości f_2 , $f_2 \pm F$, $f_2 \pm 2F$ itd. Mimo, że chwilowa częstotliwość w czasie każdego okresu generacji jest f_1 , nie ma jej w widmie z powodu periodycznej synchronizacji fazy drgań z fazą sygnału przychodzącego. Gdy częstotliwość przychodząca ulega zmianie, przesuwa się wtedy zgodnie z nią całe widmo, wobec czego układ superreakcyjny może być zastosowany jako wzmacniacz sygnałów z modulacją częstotliwości. Dla otrzymania nieznieskształconego odbioru częstotliwość wygaszania musi być wyższa od maksymalnej dewiacji, aby tylko jedna ze wstęg bocznych mogła wejść w zakres dyskryminatora. Innym sposobem detekcji byłoby zastosowanie dyskryminatora wielokrotnego, który reagowałby na wszystkie wstęgi boczne.

Poniżej zostaną omówione dwa odbiorniki, w których wykorzystuje się opisaną właściwość układów superreakcyjnych.

W układzie przedstawionym na rys. 9 sygnał



Rys. 9. Układ blokowy odbiornika sygnałów z modulacją częstotliwości.

o częstotliwości 45 Mc/s przechodzi przez wzmacniacz w. cz. układ superreakcyjny z własnym wygaszaniem ($f_q = 100$ kc/s).

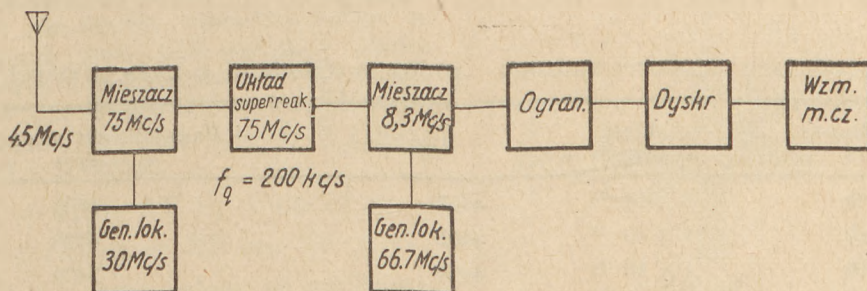
Widmo częstotliwości układu superreakcyjnego jest przeniesione w zakres 8,3 Mc/s. Jedną z częstotliwości jest wybrana i kontroluje dyskryminator. Odbiornik jest całkowicie wolny od zakłóceń zapłonowych (3 ograniczniki — układ superreakcyjny, mieszacz i dyskryminator). Sygnał uciszający szumy wynosi $2 \mu V$. Selektowność jest wystarczająca do oddzielenia stacji na częstotliwościach 45,1 Mc/s, 45,9 Mc/s i 46,7 Mc/s.

W układzie przedstawionym na rys. 10 sygnał 45 Mc/s jest zmieszany z częstotliwością 30 Mc/s.

Napięcie o częstotliwości 75 Mc/s jest doprowadzone do układu superreakcyjnego, którego wyjście jest przeniesione w zakres 8,3 Mc/s i przechodzi przez ogranicznik na dyskryminator.

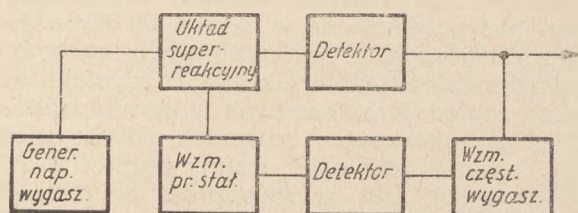
5.3 Odbiór modulacji impulsowej (I. M.)

Do odbioru impulsów stosuje się odbiorniki superreakcyjne pracujące w rodzaju liniowym, o możliwie dużej częstotliwości wygaszania. Warunki pracy są tak dobrane, że szumy powodują impulsy oscylacji o niewielkiej amplitudzie. Szerokość impulsu wyjściowego jest zależna od stosunku szerokości impulsu sygnału do okresu wygaszania i od stosunku fazy przychodzącego impulsu do fazy wygaszania. Opóźnienie czoła odtworzonego impulsu waha się w granicach od czasu narastania oscylacji do czasu narastania oscylacji plus jeden okres wygaszania. Zależnie od stosunku szerokości przychodzącego impulsu do okresu wygaszania i stosunku faz impuls może być skrócony lub rozszerzony, a w pewnych przypadkach w ogóle nie przyjęty. Zniekształcenia szerokości impulsu są tym mniejsze, im większy jest stosunek szerokości impulsu do okresu wygaszania. Zagadnienie to zostało szczegółowo opracowane przez Bjelkina. Do uzyskania jak najlepszych warunków odbioru potrzebna jest możliwie duża częstotliwość wygaszania, a co za tym idzie, możliwie szybkie narastanie i gąśnięcie drgań. Warunki pracy stają się wtedy dość krytyczne i konieczne jest stosowanie układów automatycznej regulacji wzmocnienia.



Rys. 10. Układ blokowy odbiornika sygnałów z modulacją częstotliwości.

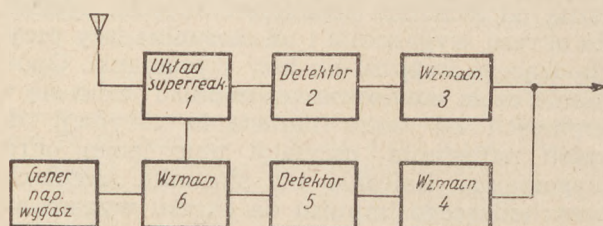
Poniżej zostanie omówiona zasada działania stosowanych w tym celu układów automatycznej regulacji wzmocnienia.



Rys. 11. Schemat blokowy układu superreakcyjnego stabilizowanego stałym napięciem siatkowym.

W układzie przedstawionym na rys. 11 napięcie szumu wzmocnione w układzie superreakcyjnym jest wyprostowane i doprowadzone do wzmacniacza selektywnego, dostrojonego do częstotliwości wygaszania. Za wzmacniaczem jest detektor i wzmacniacz prądu stałego, kontrolujący stałe napięcie na siatce układu superreakcyjnego w ten sposób, że zwiększenie napięcia wyjściowego szumu powoduje zwiększenie ujemnego napięcia na siatce lampy, pracującej w układzie superreakcyjnym.

W układzie przedstawionym na rys. 12 wzmacniacz 3 jest wzmacniaczem szerokostęgowym. Wzmacniacz 4 jest dostrojony do częstotliwości wygaszającej. Wyjście z dete-



Rys. 12. Schemat blokowy układu superreakcyjnego stabilizowanego napięciem wygaszającym.

która 5 kontroluje stałe napięcie na siatce wzmacniacza napięcia wygaszającego. Układy powyższe mogą być zastosowane tylko przy odbiorze impulsów.

Sygnał ciągły powoduje zmianę wzmocnienia, demodulację i zniekształcenia. Istnieją specjalne układy automatycznej regulacji wzmocnienia przeznaczone do pracy z falą ciągłą.

Układy omówionych typów okazują się nieskuteczne przy zmianie napięć zasilających, wobec czego trzeba stosować dodatkową stabilizację tych napięć (Bjeikin).

Najszerwsze zastosowanie znalazły odbiorniki superreakcyjne w urządzeniach rozpoznawczych (I. F. F.) Zadaniem tych urządzeń jest odbiór impulsu wysłanego przez stację radarową i wysłanie na tej samej częstotliwości z możliwie małym opóźnieniem impulsu o większej mocy i innym kształcie. Przeprowadza się to w ten sposób, że odebrany impuls zostaje wyprostowany i zmienia punkt pracy lampy pracującej w układzie superreakcyjnym tak, że wysyła ona impuls o znacznie większej mocy niż normalnie.

W dalszych rozwiązaniach do nadawania stosuje się inną lampę, lecz ten sam obwód.

Niemcy używali odbiornika superreakcyjnego z automatyczną regulacją wzmocnienia w radarze lotniczym do odbioru impulsów $3 \mu \text{sek.}$ na częstotliwości 500 Mc/s. Możliwe jest zastosowanie superreakcji do odbioru impulsów, przychodzących w określonym czasie. Nadajnik wysyła impuls, a odbiornik jest uczulony na krótki okres czasu po wysłaniu impulsu i odbiór jest możliwy tylko wtedy, gdy impuls odbije się od przedmiotu znajdującego się w określonym przedziale odległości.

W okresie wojny były stosowane superreakcyjne odbiorniki impulsowe o następujących właściwościach:

Przybliżona częstotliwość. Mc c	Czułość w watach	Typ lampy	Rodzaj obwodu	Częstotliwość wygaszająca Kc/s	Szerokość odbieranego impulsu w $\mu \text{sek.}$
175	5×10^{-11}	7193 trioda	Stale skupione	300	9,0
200	5×10^{-11}	9002 trioda	Linia	jednocykłowy	5,0
700	2×10^{-11}	6F4 trioda	Wnękowy	625	1,5
700	2×10^{-11}	446B trioda	Wnękowy	1000	1,5
950	8×10^{-10}	6F4	Wnękowy	900	1,2

W laboratoriach przeprowadzono próby z układami o następujących danych:

Częstotliwość Mc/s	Czułość w watach	Typ lampy	Częstotliwość wygaszająca Kc/s
650	8×10^{-13}	446B	1800
1000	1×10^{-12}	446B	4500
3000	1×10^{-10}	446B	3400
3000	5×10^{-10}	707A klitron	1000
10000	5×10^{-10}	723A/B klitron	1000

W literaturze jest również wzmianka o urządzeniach superreakcyjnych pracujących na magnetronach.

6. Uwagi o projektowaniu odbiorników superreakcyjnych

Do zaprojektowania odbiornika superreakcyjnego pracującego w rodzaju liniowym z wygaszaniem sinusoidalnym można stosować metodę uproszczoną. Polega ona na tym, że do wzorów na selektywność i wzmocnienie układu superreakcyjnego wstawia się wartości przewodności, wyrażone w funkcji napięć na elektrodach idealnej lampy o charakterystykach przebiegających według prawa $3/2$ potęg. Metoda ta jest dość szybka i wystarczająco dokładna w większości przypadków praktycznych, a uzyskane wyniki są w przybliżeniu zgodne z pomiarami.

W ogólnym jednak przypadku do zaprojektowania odbiornika superreakcyjnego o określonych właściwościach oprócz wartości parametrów obwodu i lampy konieczna jest znajomość przebiegu wypadkowej przewodności obwodu superreakcyjnego w funkcji czasu. Znając przebieg wypadkowej przewodności obwodu superreakcyjnego za jeden okres wygaszania, można przy pomocy uprzednio podanych wzorów określić podstawowe właściwości układu, jak selektywność i wzmocnienie dla dowolnego typu odbiornika superreakcyjnego.

LITERATURA:

1. Van Vorkis, Microwave Receivers, Rozdz. 20, M. I. T.
2. Whitehead, Superregenerative Receivers, Cambridge, 1950.

3. Ataka, On Superregeneration of an Ultra-Short-Wave Receiver, PIRE, August, 1935.
4. Lewis a. Milner, A Portable Duplex Radio-Telephone, Wireless Engineer, September, 1936.
5. Scroggie, The Superregenerative Receivers, Wireless Engineer, September, 1936.
6. Frink, The Basic Principles of Superregenerative Reception, PIRE, January, 1938.
7. Meyerson, Superregenerative Detectors in Uhf. Communications, March, 1943.
8. Kalmus, Superregeneration Its Possibilities and Limitations, PIRE, October, 1944.
9. Russel, Super Regeneration, Wireless World, December, 1944.
10. Easton, Superregenerative detector selectivity, Electronics, March, 1946.
11. Biełkin, Isledowanie supierriegienieratiwnogo prijoma impulsnych signalow, Radiotekhnika nr. 3, 1947.
12. The Fremodyne FM Detector, Radio News February, 1948.
13. Olderoggie, K woprosu o primienienii supierriegienieratora w nielineijnom rieżimie pri prijomie czastotnomodulirovanyh signalow, Radiotekhnika nr. 6, 1948.
14. Biełkin, Ob awtomatyczeskoi stabilizacii usilenia supierriegienieratora dla prijoma impulsnych signalow, Radiotekhnika nr. 3, 1948.
15. Stockman, Superregenerative circuit application, Electronics, Feb. 1948.
16. Macfarlane Whitehead, The theory of the superregenerative receiver operated in the linear mode, J. Inst. Elect. Eng. Pt III May, 1948.
17. Gutkin, Diejstwiye pomiech na supierriegienierator, Radiotekhnika nr. 9, 1946, nr. 4, 1947, nr. 1, 1949.
18. Fremodyne FM Receivers, Electronics, January, 1948.
19. Bradley, Superregenerative detection theory, Electronics, September, 1948.
20. Hazeltine, Superregenerator design, Electronics, September 1948.
21. Glucksman, Superregeneration — an analysis of the linear mode, PIRE, May 1949.
22. Riebbman, Superregenerative amplifier theory, PIRE, January 1949.
23. Strafford, The super regenerative detector, Y. Inst. of Elect. Eng., January 1946.

Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI

621.3.018.1

Przesuwniki fazowe

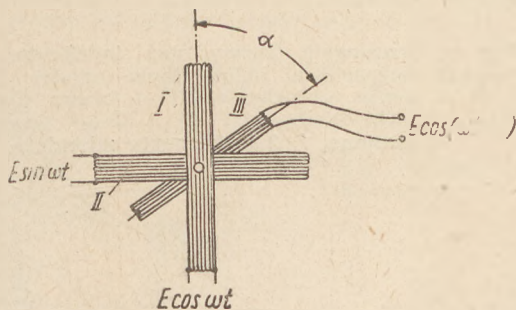
(ciąg dalszy do str. 322 Nr 10 P. T. 1952)

Jeżeli napięcia wejściowe na rys. 11 są przesunięte w fazie dokładnie o 90° , to układ ten może być uproszczony i wtedy otrzymamy znany od dawna przesuwnik fazowy z polem wirującym (rys. 12). Zamiast czterech cewek jak na rys. 10 i 11 możemy użyć tylko trzech cewek. dwóch nieruchomych skrzyżowanych I i II oraz trzeciej obracanej w polu wirującym, wytwarzanym przez dwie nieruchome cewki: w takim układzie sprzężenie między cewkami I i II będzie zerowe, zaś cewka ruchoma będzie w każdym momencie stała pod kątem α względem jednej cewki i pod kątem $\alpha + 90^\circ$ względem drugiej. W ten sposób w cewce III będziemy mieli sumę napięć indukowanych z obydwóch cewek I i II, czyli:

$$e_3 = e_2 + e_1 = KE \sin \alpha \sin \omega t \pm KE \cos \alpha \cos \omega t = KE \cos (\omega t \pm \alpha)$$

Znak plusa lub minusa zależy od przełączenia biegunów jednej cewki nieruchomej względem drugiej. Jeżeli na osi, na której umocowa-

na jest cewka ruchoma, umieścimy wskazówkę poruszającą się np. wzdłuż okrągłej skali goniometrycznej, to, dobierając bieguny i ustawiając odpowiednio skalę, będziemy mogli zawsze tak zmontować przesuwnik, żeby przesunięciu kątowemu wskazówki (np. kątowi α) odpowiadało napięcie wyjściowe $KE \cos (\omega t + \alpha)$ lub jeżeli chcemy $KE \cos (\omega t - \alpha)$ lub też $KE \sin (\omega t + \alpha)$ itd.



Rys. 12. Prosty przesuwnik fazowy typu indukcyjnego. I, II — cewki nieruchome, III — cewka ruchoma.

W ten sposób otrzymamy prosty przesuwnik fazowy, który odpowiada podanym powyżej wymaganiom, o ile oczywiście KE , tj. amplitudy indukowane z obydwóch cewek nieruchomych I i II są dokładnie równe i przesunięcie fazowe między prądami w jednej i drugiej cewce (I i II) dokładnie równe 90° .

Przesuwniki tego rodzaju są dobrze znane, jednakże budowa ich całkowicie prosta nie jest.

Pewne trudności wypływają np. z tego, że cewki I i II muszą należeć do jakichś obwodów zasilających, które muszą być dostrojone do pewnej częstotliwości, dla której dany przesuwnik fazowy musi być dostosowany. Z tego wynika, że cewki I i II muszą należeć do obwodów rezonansowych, a wtedy nawet lekkie rozstrojenie obwodów będzie powodować przesunięcie fazowe między prądami zasilającymi cewki I i II. Inaczej mówiąc, zamiast dokładnej różnicy fazowej 90° będziemy mieli $90^\circ \pm \varphi_0$.

Dalsza trudność wynika z tego, że trzecia cewka III (ruchoma) musi też należeć do jakiegoś obwodu użytkowego i musi pobierać pewną energię. Z tego względu wyżej podane równanie $e_3 = KE \cos(\omega t \pm \alpha)$ będzie tylko wtedy słuszne i to z dużym przybliżeniem, jeżeli obciążenie obwodów I i II przez obwód III będzie bardzo małe. Dokładny wzór na przesunięcie fazowe i amplitudę w cewce III możemy oczywiście otrzymać tylko wtedy, gdy weźmiemy pod uwagę sprzężenie indukcyjne między cewką I i cewką III (np. $Mo \cos \alpha$), a także między cewką II i cewką III (np. $Mo \sin \alpha$).

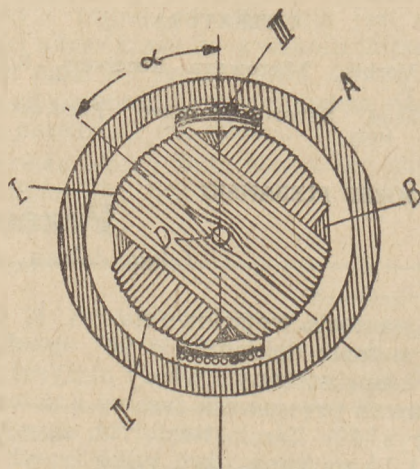
Wtedy otrzymamy (lub ściślej mówiąc musimy założyć) trzy równania różniczkowe i po ich rozwiązaniu otrzymamy ścisły wzór dla amplitudy i fazy w obwodzie trzecim. Ażeby obciążenie przez obwód III było bardzo małe, trzeba albo zrobić sprzężenie Mo między cewkami stałymi i ruchomą cewką znikomo małe, jeżeli wszystkie obwody są strojone, lub też użyć III obwodu jako obwodu niestrojonego, aperiodycznego. Alternatywnie można zrobić obwody I i II aperiodyczne, zasilane np. przez lampy katodowe i obwód III rezonansowy. W tym ostatnim przypadku sprzężenie Mo może być nawet silne, jednakże wtedy powstaje inna trudność, a mianowicie, jeżeli w siatkach tych lamp znajdują się obwody rezonansowe, to ich rozstrojenie będzie powodować błędy na wyjściu.

Niektórzy producenci wykonują wyżej podane (rys. 12) przesuwniki fazowe z elektrostatycznym ekranem osłaniającym cewkę III od pozostałych cewek.

Inni producenci wykonują przesuwniki tego samego typu (rys. 12) jednakże na rdzeniu ferrokartowym lub podobnym (rys. 13).

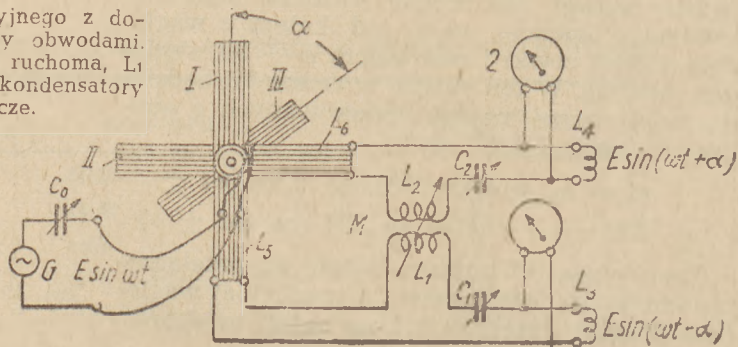
Na wspomnianym rysunku, na nieruchomym rdzeniu B umieszczone są (nawinięte) cewki nieruchome I i II. Cewka ruchoma III może się obracać w szczelinie, powstałej między cylindrem B z cewkami I i II i zamykającym obwód magnetyczny rdzeniem-rurą A też z ferrokartu lub innego podobnego materiału. Rura A może być z obydwóch stron zamknięta przez płytki ferrokartowe. W ten sposób może być zbudowany bardzo mały co do wymiarów przesuwnik fazowy. Wykonanie takiego przesuwnika musi być jednak bardzo precyzyjne, np. zarówno cylinder B jak i rura A muszą być dokładnie obtoczone i nawet szlifowane (lub w inny sposób dokładnie wykonane), żeby szczelina magnetyczna wewnątrz przesuwnika była dokładnie równa we wszystkich kierunkach.

Duże trudności powstają przy konstrukcji doprowadzenia prądu np. do cewek nieruchomych. Przy konstrukcji z rys. 13 jedyną drogą dla przewodów jest oś D, która może być wykonana np. w kształcie rurki. Szczotki oraz pierścienie dla poboru prądu z cewki ruchomej muszą znajdować się wewnątrz rdzenia-rurki A, zamkniętej bocznymi płytkami (nie pokazano).



Rys. 13. Przesuwnik fazowy typu indukcyjnego z rdzeniem ferrokartowym. I, II — cewki nieruchome na rdzeniu B (z ferrokartu), III — cewka ruchoma, A — rura ferrokartowa.

Rys. 14. Przesuwnik fazowy typu indukcyjnego z dobranym sprzężeniem indukcyjnym między obwodami. I, II — cewki nieruchome, III — cewka ruchoma, L_1 i L_2 — cewki sprzęgające, C_1 i C_2 — kondensatory strojone, 1, 2 instrumenty miernicze.



nymi na rys. 13), co też sprawia duże trudności konstrukcyjne.

Jeżeli zrobić cewki nieruchome I i II na rys. 13 na zewnątrz, zaś cewkę ruchomą III umieścić wewnątrz, tj. na rdzeniu B, w tym przypadku ruchomym i obracającym razem z cewką III i osią D, to powstają inne trudności konstrukcyjne, może nawet większe niż poprzednio. O ile autorowi wiadomo, produkcji przesuwników ferrokartowych ostatnio zaniedbano, ponieważ przy przesuwnikach fazowych wymiary nie grają tak dużej roli, jak np. wymiary cewek w odbiornikach, zaś trudności konstrukcyjne wpływają na zmniejszenie dokładności i zwiększenie kosztów.

Pomiatając trudności, poprzednio opisane przy konstrukcji przesuwników według rys. 10, 11, 12 i 13, przesuwniki te w praktycznym dobrym wykonaniu mogą dać dokładność $\pm 1^\circ$.

Chcąc częściowo usunąć wyżej wspomniane trudności, autor zaproponował w 1936 r. (p. Literatura, odn. 4) przesuwniki podobnych układów, jednak z pewnymi zmianami, które pozwalała na pewne uproszczenie konstrukcyjne.

Jeżeli mianowicie weźmiemy, według rys. 14, dwie skrzyżowane cewki I i II i będziemy je zasilac przez trzecią cewkę (ruchomą) III i jeżeli sprzęgniemy indukcyjni obydwa wtórne obwody I i II, tj. obwody cewek nieruchomych i to w ten sposób, żeby oporność urojona sprzężenia, tj. $M\omega = R$ przy równych opornościach, indukcyjnościach i pojemnościach obydwóch obwodów, tj. przy sprzężeniu krytycznym, to wtedy odnośne prądy indukowane w obwodach I i II będą:

w obwodzie I

$$i_1 = \frac{ER}{Z^2} \cos \alpha \sin \omega t - \frac{EM\omega}{Z^2} \sin \alpha \cos \omega t = KE \sin(\omega t - \alpha)$$

i w obwodzie II

$$i_2 = \frac{ER}{Z^2} \sin \alpha \sin \omega t - \frac{EM\omega}{Z^2} \cos \alpha \cos \omega t = KE \sin(\omega t + \alpha)$$

gdzie K — pewien współczynnik, E — amplituda napięcia.

Przy rezonansie $Z^2 = R^2 + M^2 \omega^2$.

Z powyższego widzimy, że faza w obwodzie I będzie się przesuwać w zależności od kąta α , zaś w cewce II w odwrotnym kierunku, tj. w zależności od kąta $+\alpha$.

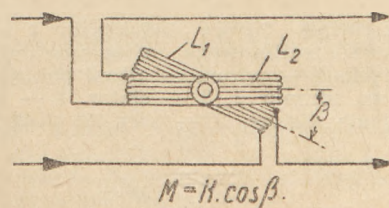
Fazy te możemy użytkować w dowolny sposób np. pobierając je jako napięcia na kondensatorach C_1 lub C_2 lub na dodatkowych cewkach L_3 i L_4 . Fazą odniesienia może być np. faza napięcia generatora G (rys. 14).

W odniesieniu do rys. 14 tak samo jak wspomniano już poprzednio ważną rzeczą jest, żeby obwody I i II nie obciążały obwodu pobudzającego III. Ponieważ, jak wynika z wyżej podanej teorii, obydwa wtórne obwody muszą być raczej strojone, wobec tego trzeci obwód (pobudzający) z cewką III powinien być raczej aperiodyczny i pobudzany np. przez lampę katodową izolującą.

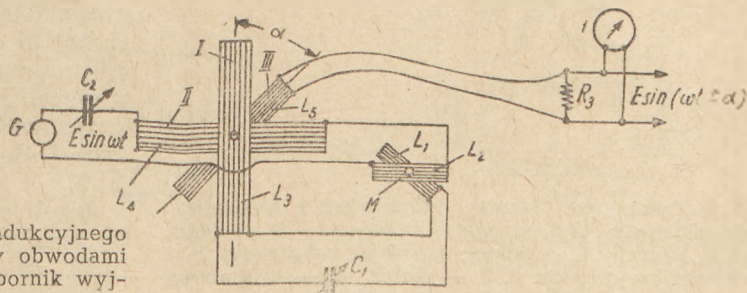
W wyżej podanym schemacie z rys. 14 według wyżej podanych wzorów bardzo ważną rzeczą jest krytyczne sprzężenie indukcyjne, inaczej mówiąc indukcja wzajemna M . Sprzężenie to musi być dobrane bardzo starannie i dokładnie, w przeciwnym przypadku cały układ będzie działał niedokładnie.

W tym celu najlepiej zrobić dobierane sprzężenie jak to pokazano na rys. 15 za pomocą dwóch cewek L_1 i L_2 pokrecających względem siebie. Jeżeli obliczymy obwody L_1 , C , L_3 i L_2 , C , L_4 z rys. 14 w ten sposób, żeby krytyczne sprzężenie było przy jakimś kącie β , rzędu 10° , tj. bliżej 0° , to w takim punkcie wzajemna indukcyjność $M = M_0 \cdot \cos \beta$ zmienia się w zależności od kąta β bardzo mało, np. przy $10^\circ \cos 10^\circ = 0,985$, zaś przy $7^\circ \cos 7^\circ = 0,993$ i przy $13^\circ \cos 13^\circ = 0,97$, czyli przy zmianie kąta o $\pm 3^\circ$ $M \cos \beta$ zmieni się o $\pm 1\%$ (około). W ten sposób krytyczne sprzężenie będzie można ustawić bardzo dokładnie.

Wskaźnikiem tego, że sprzężenie jest ustawione prawidłowo będzie to, że przy pokrecaaniu ruchomej cewki III dokoła, tj. o 360° i wię-



Rys. 15. Metoda regulowania wzajemnego sprzężenia między obwodami w odniesieniu do rys. 14.



Rys. 16. Odmiana przesuwnika fazowego indukcyjnego z rys. 15 z wzajemnym sprzężeniem między obwodami G C_2 II L_2 i C_1 L_1 . 1 — miernik, R_3 — opornik wyjściowy.

cej, woltomierze załączone na cewkach L_3 i L_4 (wystarczy jeden z nich) nie będą zmieniały swych wskazań, tj. amplitudy będą równe przy wszystkich przesunięciach fazowych. Jako woltomierz (lub woltomierze) najlepiej wziąć woltomierze lampowe, a jeszcze lepiej przed woltomierzem użyć układu nieliniowy np. powielacz częstotliwości. Wtedy ewentualna nierówność amplitud przy kręceniu cewki III może być jeszcze lepiej zauważona i przesuwnik może być dokładniej zestrojony, ponieważ przy układzie nieliniowym, np. przy powielaczu częstotliwości stosunek nierównych amplitud zwiększa się proporcjonalnie do „ n ” — tej potęgi, gdzie n — iloraz powielania.

Alternatywnie możemy użyć układ z rys. 16, który pod pewnymi względami jest jeszcze lepszy od układu z rys. 14. Między innymi jedną z zalet tego układu jest to, że obwód wejściowy, tj. C_2, L_1, L_3 może być strojony, zaś obwód wyjściowy (L_5, R_3) może być aperiodyczny, jednakże bardzo wydajny, gdyż sprzężenie między cewką III i cewkami I, II może być silne.

Zestrojenie takiego przesuwnika, tj. dobór właściwej indukcyjności wzajemnej M i zestrojenie obwodów do rezonansu za pomocą kondensatorów C_1 i C_2 jest cokolwiek łatwiejsze niż przy schemacie z rys. 14. Opór R_3 winien być możliwie największy, tak żeby obwód L_3, R_3 nie obciążał obwodów pierwotnych (I i II).

Sprawdzianem tego, że przesuwnik wykonany został prawidłowo będzie to, że przy pokręcaniu cewki III woltomierz 1 na wyjściu nie będzie zmieniał swych wskazań (tak samo jak poprzednio).

Opisane dotąd przesuwniki, tj. z rys. 10, 11, 12, 13, 14, 15 i 16 jak z powyższego wynika mogą być prawidłowo zbudowane i zestrojone na pewną wybraną częstotliwość, przy czym dokładność pomiaru lub wskazania przesuwu fazowego będzie rzędu $\pm 1^\circ$.

Jeżeli teraz chodzi o to, żeby wspomniane przesuwniki fazowe pracowały także na innych częstotliwościach, to można to zrobić, jednak tylko w pewnym ograniczonym zakresie częstotliwości.

Tak np. przy przesuwniku z rys. 10 i 11, przyjmując, że cewki I i II są zestrainowane za pomocą kondensatorów, zaś cewki ruchome są załączone na opornik, tj. w sposób aperiodyczny i stosując kondensatory rynkowe o pojemności zmiennej do maks. 500 pF, to zakres pomiarowy będzie praktycznie 1:3, tj. będzie można przesuwac fazy częstotliwości od f do $3f$, gdzie $3f$ — największa częstotliwość.

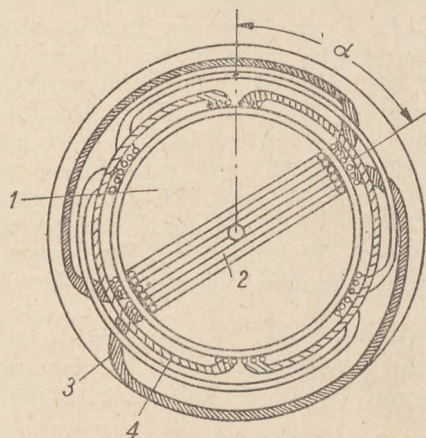
Jeżeli przesuwnik taki ma być stale używany na coraz to inne fale, to na skali kondensatorowej obojdwóch kondensatorów należy wycechować (lub zrobić to na osobnym kawałku papieru) częstotliwości robocze, przy których kondensatory winny stać na odpowiednich podziałkach. Wtedy przejście z jednej częstotliwości na drugą ograniczone będzie tylko do przestawienia kondensatorów na inne podziałki skali. To samo dotyczy przesuwników z rys. 12 i 13.

W odniesieniu do rys. 14 i 16 oprócz przestawienia kondensatorów jak poprzednio należy jeszcze zmieniać wzajemną indukcyjność M . Odnosny wariometr winien być wobec tego również z góry przeskalowany. Tutaj jednak wpływa pewna trudność, gdyż przy trzykrotnej zmianie częstotliwości, indukcyjność wzajemna $M = M_0 \cos \beta$ musi być z grubsza również zmieniana trzykrotnie, tj.

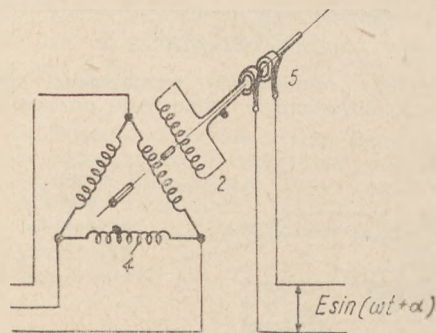
$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{\cos \beta_1}{\cos \beta_2}$$

inaczej mówiąc, jeżeli $\cos \beta_1 = 0,985$, tj. $\beta_1 = 10^\circ$, to $\cos \beta_2$ powinno się równać $0,985 : 3 = 0,328$, tj. $\beta_2 = 70^\circ 50'$, przy takim zaś kącie zmiana jego o $\pm 3^\circ$ daje zmianę wzajemnej indukcji o ok. $\mp 10\%$, czyli ustawienie sprzężenia na wartość krytyczną jest znacznie trudniejsze. Z tego wynika, że zakres stosowania przesuwników z rys. 14 i 16 należy ograniczyć raczej do stosunku częstotliwości 1:2, a nie 1:3.

Jeżeli chcemy mieć szersze zakresy, to należy przełączać cewki, tj. zmieniać ich indukcyjność, co jest konstrukcyjnie niełatwe do rozwiązania; wobec tego lepiej stosować szereg



Rys. 17. Przesuwnik fazowy indukcyjny z zastosowaniem schematu trójfazowego, stosowany w technice prądów silnych. 1 — wirnik — rdzeń pokręcany, 2 — uzwojenie na rdzeniu 1, 3 — stator, 4 — trójfazowe uzwojenie statora, 5 — szczotki prądowe.



Rys. 18. Przesuwnik fazowy indukcyjny z zastosowaniem schematu trójfazowego, stosowany w technice prądów silnych. 1 — wirnik — rdzeń pokręcany, 2 — uzwojenie na rdzeniu 1, 3 — stator, 4 — trójfazowe uzwojenie statora, 5 — szczotki prądowe.

różnych przesuwników każdy na inny zakres częstotliwości w stosunku 1:2 dla każdego pojedynczego przesuwnika.

Z powyższego widzimy, że przesuwniki typu indukcyjnego są właściwie bardzo ograniczone co do zakresu częstotliwości; np. jako przesuwniki dla częstotliwości akustycznych na zakres 30 c/s do 15 000 c/s nie nadają się zupełnie. Natomiast nadają się dobrze na jedną określoną wielką częstotliwość lub na bardzo mały zakres częstotliwości, np. 1:2. W tym przypadku mogą one dać, przy prawidłowym i precyzyjnym wykonaniu, dokładność większą niż $\pm 1^\circ$; można nawet powiedzieć, że w porównaniu z innymi typami opisanymi poniżej są najlepsze, zwłaszcza według rys. 16, tj. jeżeli mają być używane dla ściśle jednej częstotliwości, np. w pośredniej częstotliwości w superheterodynie.

Omawiając przesuwniki fazowe typu indukcyjnego (rys. 10, 11, 12, 13, 14 i 16) należy wspomnieć też znany układ stosowany w technice prądów silnych, a polegający na stosowaniu pola wirującego, wytwarzanego przez prądy trójfazowe. Układ taki widzimy na rys. 17 i 18. Z wyglądu podobny jest on do silnika trójfazowego. Na statorze 3 mamy trzy uzwojenia połączone w trójkąt lub gwiazdę. Na tworniku 1 mamy jedno uzwojenie 2 i zależnie od pokreć twornika o kąt α otrzymujemy przesunięcie fazowe α w stosunku do pewnej fazy odniesienia. Zamiast uzwojenia jednofazowego możemy na tworniku stosować uzwojenie trójfazowe. Wtedy będziemy mogli przesunąć jednocześnie wszystkie trzy fazy.

Przy prądach akustycznej lub wielkiej częstotliwości układ ten mniej nada się niż inne, głównie ze względu na komplikacje związane z generacją prądów trójfazowych.

2.3. Przesuwniki pojemnościowe

Według mniej więcej tych samych zasad, na których zostały zbudowane przesuwniki fazowe indukcyjne, opisane powyżej, mogą być również budowane przesuwniki pojemnościowe.

Na rys. 19 widzimy układ tego typu. Układ ten układa się z czterech płytek pojemnościowych z zaokrąglonymi bokami, z których dwie np. I i II zasilane są amplitudą i fazą $E \sin \omega t$, dwie pozostałe płytki, tj. III i IV zasilane są amplitudą i fazą $E \cos \omega t$. Płytki III i IV są umieszczone prostopadłe do pierwszych dwóch płytek, tak jak to pokazano na rysunku 19 (Literatura odn. 2).

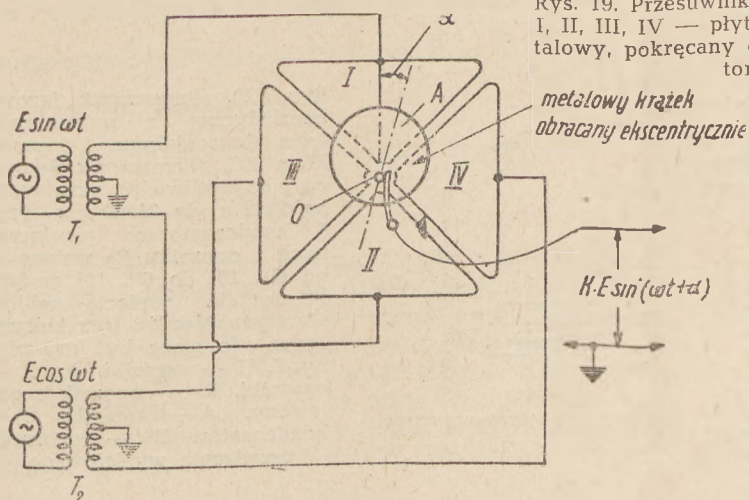
W środku między płytkami umieszczony jest na osi obracalny ekscentrycznie krążek metalowy A, izolowany od ziemi i płytek I, II, III, IV.

Zależnie od położenia krążka A, względem płytek nieruchomych (tj. od kąta α) otrzymujemy między krążkiem A i ziemią napięcia stałe co do amplitudy, ale zmieniające się co do fazy, inaczej mówiąc napięcia $KE \sin(\omega t + \alpha)$. Zamiast tego rodzaju konstrukcji może być zastosowana inna konstrukcja np. z cylindrycznymi płytkami I do IV, jednakże prawidłowość działania tego rodzaju przesuwników zależy od prawidłowości rozkładu pola elektrycznego między płytkami nieruchomymi i płytką ruchomą. Jeżeli rozkład pola nie jest sinusoidalny, otrzymamy rezultat nie będzie dokładny i pokrećanie ruchomej płytki o kąt α niekoniecznie przesunie fazę na wyjściu o ten sam kąt α .

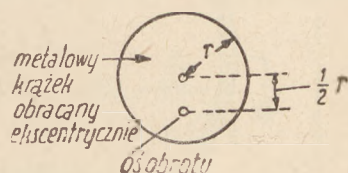
2.4. Aperiodyczne przesuwniki fazowe

Na rys. 20 pokazany jest aperiodyczny przesuwnik fazowy z mostkiem $RoCR$. Przy nieskomplikowanym przełączaniu (lub zmianie) jednego opornika (Ro) pozwala ona na przesuwanie faz w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Wobec tego, chociaż sama nazwa „przesuwnik aperiodyczny” jest sprzeczna z samą zasadą wszystkich w ogóle przesuwników, które mogą prawidłowo pracować tylko na jednej fali, to jednak w odniesieniu do rys. 20 ze względu na szeroki zakres częstotliwości można zaryzykować nazwę „aperiodyczny”.

Zasada tego przesuwnika polega na stosowaniu potencjometru sinusoidalnego (p. Literatura odn. 3) z dwiema szczotkami, przesunię-



Rys. 19. Przesuwnik fazowy typu pojemnościowego. I, II, III, IV — płytki pojemnościowe. A — krążek metalowy, pokrećany dokoła osi O. T_1 , T_2 — transformatory wejściowe w. cz.



Rys. 19a. Detale krążka metalowego w odniesieniu do rys. 19.

tymi względem siebie o 30° . Z jedną szczotką szeregowo połączony jest opornik R_0 oraz kondensator C , natomiast z drugą szczotką połączona są w szereg dwa oporniki.

Jeżeli przyjmujemy, że oporność samego potencjometru jest bardzo mała w stosunku do oporności R_0 i R_1 , natenczas z dużym przybliżeniem spadek napięcia na kondensatorze C będzie:

$$e_3 = \frac{j i_1}{\omega C}$$

względnie w postaci wartości chwilowych

$$e_3 = \frac{E \cdot \sin(\alpha - 30^\circ) \cdot \sin\left(\omega t - \arctg \frac{1}{R_0 \omega C}\right)}{\omega C \sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}$$

z drugiej strony spadek napięcia na oporniku

$$R \text{ będzie: } e_1 = i_2 R = \frac{R E \sin \alpha \cdot \sin \omega t}{2 R} = \frac{E}{2} \sin \alpha \sin \omega t$$

Wobec tego różnica napięć między punktami E i D będzie w rachunku symbolicznym:

$$e_2 = e_3 - e_1 = \frac{j i_1}{\omega C} - i_2 R$$

zaś w postaci wartości chwilowych:

$$e_2 = \frac{E}{\omega C \sqrt{R_0^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \cdot \sin(\alpha - 30^\circ) \sin\left(\omega t - \arctg \frac{1}{R_0 \omega C}\right) - \frac{E}{2} \sin \alpha \sin \omega t$$

Jeżeli tak dobierzemy ωC w stosunku do R_0 , żeby:

$$\omega C \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = 2, \text{ tj. } R_0 = \frac{\sqrt{3}}{\omega C}, \text{ to}$$

$$\arctg \frac{1}{R_0 \omega C} = \arctg \frac{1}{\sqrt{3}} = 30^\circ$$

i wtedy otrzymamy:

$$e_2 = e_3 - e_1 = \frac{E}{2} \left[\sin(\alpha - 30^\circ) \cdot \sin(\omega t - 30^\circ) - \sin \alpha \cdot \sin \omega t \right] = \frac{E}{2} \sin \left[\omega t + \alpha - 30^\circ \right]$$

Przesunięcie fazy o stały kąt 30° można oczywiście skompensować przez odpowiednie ustawienie skali przesuwника.

W ten sposób możemy otrzymać najprostszy przesuwnik fazowy. Warunkiem prawidłowego działania jest zachowanie równania

$$R_0 = \frac{\sqrt{3}}{\omega C},$$

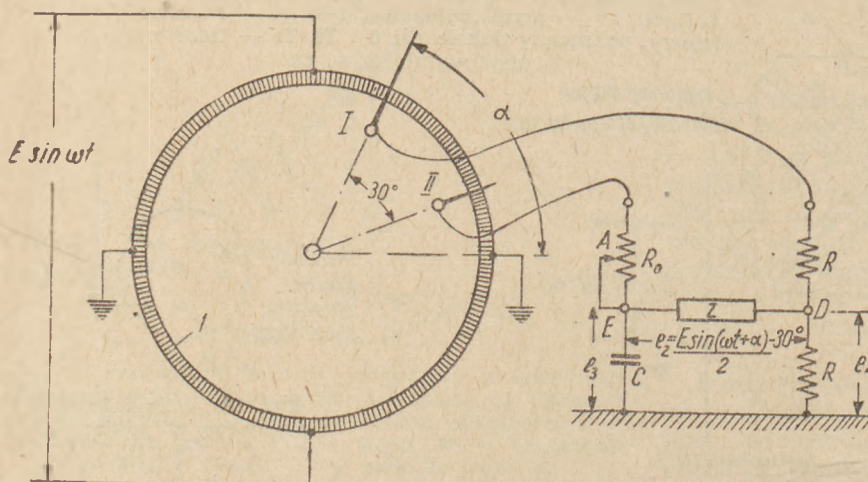
i wobec tego przy danym R_0 i C układ będzie działał prawidłowo dla częstotliwości

$$f = \frac{\sqrt{3}}{2 \pi \cdot R_0 C}$$

Chcąc stosować przesuwnik na różnych częstotliwościach możemy zmieniać np. R_0 . Chcąc pokryć duży zakres częstotliwości jednym urządzeniem z rys. 20, najlepiej stosować np. 4 kondensatory stałe o różnych pojemnościach z przełącznikiem oraz zmienny opornik R_0 np. od 60000 do 600000 omów.

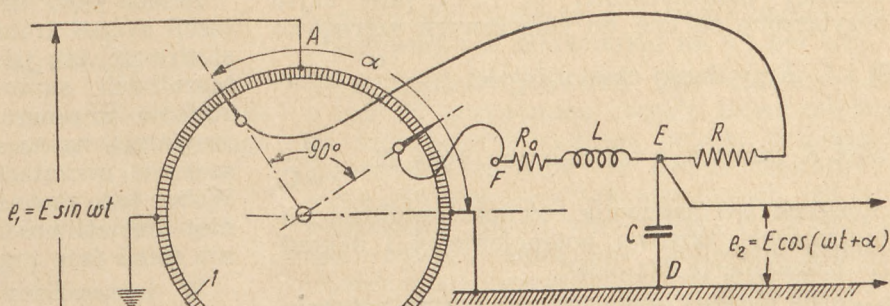
Przykładowo ta sprawa przedstawia się w sposób następujący: przypuśćmy, że mamy 4 kondensatory przełączane na pojemności $C = 28800 \text{ pF}$, 2880 pF , 288 pF i $28,8 \text{ pF}$ oraz zmienny opornik (zwykły potencjometr, jednakże ze stosunkowo precyzyjną skalą) R_0 od $6 \cdot 10^4$ do $6 \cdot 10^5$ omów, lub jeszcze lepiej z trochę rozszerzonym zakresem od $5,5 \cdot 10^4$ do $6,5 \cdot 10^5$. Natenczas będziemy mogli pokryć z łatwością następujący zakres stosowanych częstotliwości według przytoczonej tabelki.

W ten sposób mając zmienny opornik z precyzyjną skalą oraz 4 kondensatory stałe możemy pokryć zakres od 21 c/s do 210000 c/s, tj. 1:10000. Naturalnie, zmienny opornik R_0 (potencjometr) winien być starannie przecechowany i najlepiej, żeby na jego skali były naznaczone wspomniane wyżej cztery zakresy częstotliwości I, II, III i IV, tak, żeby na każdej żądanej częstotliwości można było ustawić opornik R_0 z jak największą dokładnością (np.



Rys. 20. Przesuwnik fazowy aperiodyczny z potencjometrem sinusoidalnym i mostkiem RC. (Przesuwnik fazowy na częstotliwości akustyczne na 21 c/s do 21000 c/s. Przy 3 kondensatorach przełączanych i oporniku R_0 zmiennym od $6 \cdot 10^4$ do $6 \cdot 10^5$ omów). Przesunięcie napięcia pobiera się z punktów E i D , z których żaden nie może być uziemiony. I, II — szczotki. R_1 R_2 — oporniki. R_0 — opornik regulowany. A — szczotka. C — kondensator. Z — oporność urządzenia wyjściowego.

C pF	Ro omów	$f = \frac{3}{2\pi RC}$ c/s	
28800	$6 \cdot 10^5$	21	I
	$6 \cdot 10^4$	210	
2880	$6 \cdot 10^5$	210	II
	$6 \cdot 10^4$	2100	
288	$6 \cdot 10^5$	2100	III
	$6 \cdot 10^4$	21000	
28,8	$6 \cdot 10^5$	21000	IV
	$6 \cdot 10^4$	210000	



Rys. 21. Przesuwnik fazowy z potencjometrem sinusoidalnym i układem teowym RLC, który daje przesunięte w fazie napięcie między punktem E i ziemią D.

$\pm 1^\circ$). Jeżeli potencjometr Ro jest tak zbudowany, żeby mógł być pokręcany np. od 0° do 330° , to na pierwszym zakresie 1° będzie odpowiadał mniej więcej $\frac{200}{330} = 0,6$ c/s czyli będziemy mogli bardzo precyzyjnie całe urządzenie ustawić na żadaną częstotliwość.

Z powyższego wynika, że na drugim zakresie 1° skali będzie odpowiadać 6 c/s, na trzecim zakresie 60 c/s i na czwartym 600 c/s.

Z powyższego widzimy, że układ z rys. 20 nadaje się idealnie do budowy przesuwników akustycznych od 30 c/s do 15000 c/s.

Na większych częstotliwościach np. ponad 300 000 c/s, tj. $\lambda = 1000$ mtr powstają już trudności, gdyż trzeba wtedy brać mniejsze pojemności lub też mniejsze oporności lub zmniejszać i jedno i drugie, a wówczas obciążenie potencjometru sinusoidalnego wzrasta i powstają niedokładności w pomiarach.

Wtrącając między obwody lampy katodowej, można ten zakres znacznie przedłużyć w stronę większych częstotliwości.

W schemacie np. z rys. 20, jak widzimy, na wyjściu obydwa punkty E i D nie mogą być uziemione.

Jeżeli niezbędne jest uziemienie któregośkolwiek bieguna na wyjściu, to możemy użyć układu z rys. 21.

Możemy łatwo obliczyć, że spadek napięcia na kondensatorze C, czyli napięcie między punktami E i D na rys. 21 (przy $L\omega = \frac{1}{C\omega} =$

$= R \gg R_o$), będzie równy:

$$e_2 = E [\sin \alpha \cdot \sin \omega t - \cos \alpha \cos \omega t] = -E \cos [\omega t + \alpha]$$

Wadą tego układu jest to, że przy przejściu z jednej częstotliwości na drugą, należy zmieniać jednocześnie dwie wielkości, a mianowicie L i R (jeżeli C pozostawiamy bez zmian) lub też C i R, jeżeli nie zmieniamy L. Drugą wadą b. poważną jest to, że praktycznie potencjometry sinusoidalne muszą mieć w tym urządzeniu oporności bardzo małe, np. rzędu 10

omów. Wtedy $R = L\omega = \frac{1}{C\omega}$ mogą być wzięte równe np. 5000 omów, zaś Ro rzędu 200 omów.

Układ ten podany jest tylko przykładowo i nie ma większego znaczenia ze względu na jego wady.

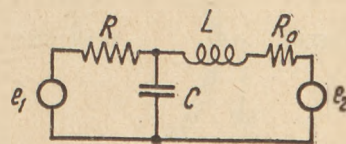
Znacznie lepszym układem jest urządzenie z jednym potencjometrem sinusoidalnym i dwoma sprzężonymi obwodami, podane w Nr 11 Przeglądu Telekomunikacyjnego, 1951 na rys. 18. Ze względu jednak na użyte tam dwa strojne sprzężone obwody, układ ten również posiada pewne wady.

Na rys. 23 przedstawiony jest układ z dwoma potencjometrami, zasilanymi napięciami, przesuniętymi w fazie o 90° . Biorąc pod uwagę wyjaśnienia i obliczenia podane poprzednio, zbędne jest dalsze wyjaśnienie tego rodzaju konstrukcji.

Układ ten jest cokolwiek więcej skomplikowany (i przez to droższy), gdyż posiada dwa potencjometry zamiast jednego. Przesunięte względem siebie szczytki o kąt przestrzenny 90° winny być sprzęgnięte mechanicznie, czyli winny być obracane jedną osią.

Zaletą tego układu jest to, że na wyjściu mamy napięcie równe wejściowemu. Jeżeli w urządzeniu np. z rys. 23 chcemy na wyjściu mieć jeden biegun uziemiony, to napięcie cokolwiek spada zależnie od stosunku oporności $R_1 : R_2$. Opory te, ogólnie biorąc, mogą być bardzo duże i przez to mogą nie obciążać potencjometrów sinusoidalnych; powinny one być załączone według rys. 24.

Sprawa przesunięcia fazowego napięć pobudzających o 90° może być w najprostszy sposób rozwiązana według rys. 25. Jak widzimy, mamy dwa transformatory wejściowe (małej lub



Rys. 22. Uproszczony schemat w celu wyjaśnienia działania przesuwnika z rys. 21. Oporność źródła e_1 i również e_2 bardzo mała w stosunku do R.

wielkiej częstotliwości) T_1 i T_2 , przy czym przyłączone są one do załączonych szeregowo R i C . Przy danej częstotliwości $f = \frac{\omega}{2\pi}$ opor-

ność R winna być tak dobrana, żeby $R = \frac{1}{\omega C}$.

Stosunek ten zapewnia równość amplitud pobudzających obydwu potencjometry i dokładne przesunięcie faz o 90° .

Jeżeli chcemy, żeby wskazówka na potencjometrze wskazywała dokładnie kąt α , to winna być ona umieszczona względem szczotek w sposób wskazany na rys. 25.

W odniesieniu do układu np. z rys. 20 widzimy, że co do szerokiego zakresu częstotliwości układ z rys. 25 ma te same zalety, co poprzedni układ, np. z rys. 20, jednakże jest cokolwiek więcej skomplikowany (2 potencjometry, 2 transformatory).

Jeżeli w układzie z rys. 20 jeden z biegunów napięcia wejściowego jest uziemiony, to oczywiście nie można łączyć obydwóch biegunów wprost z potencjometrem, jednakże w takim przypadku możemy użyć jednego transformatora na wejściu i jednego potencjometru. Chcąc zaś w układzie z rys. 20 mieć uziemiony jeden biegun napięcia wyjściowego, możemy użyć na wyjściu również transformatora i możemy uziemić jeden z biegunów wtórnego uzwojenia. Z tego wynika, że układ z rys. 20 jest właściwie najprostszy.

Jeżeli chodzi o budowę przesuwników na krótkie fale, np. dla częstotliwości ponad 300 000 c/s ($\lambda = 1000$), to można wtedy użyć układu lampowego, pokazanego na rys. 26.

Zasada tego urządzenia polega na tym, że jeżeli sygnał transponujemy na pośrednią częstotliwość, tak jak się to normalnie robi w odbiornikach superheterodynowych i następnie zmienia z powrotem za pomocą tego samego oscylatora na częstotliwość początkową, to zasadnicza początkowa faza nie ulega zmianie. Wobec tego można tę fazę przesuwac w pośredniej częstotliwości i wtedy na wyjściu będziemy mieli fazę przesuniętą o ten sam kąt.

W uproszczony sposób możemy tego dowiedzieć, jak następuje (rys. 26):

Oznaczmy przez:

$E \sin \omega_1 t$ — wartość chwilową z amplitudą i fazą napięcia wejściowego (10)

$H \sin (\omega_2 t + \varphi_2)$ — wartość chwilową z amplitudą i fazą oscylatora (4)

Natenczas w pośredniej częstotliwości otrzymamy, przyjmując $W_2 > W_1$

$$e_2 = E \sin \omega_1 t \cdot H \sin (\omega_2 t + \varphi_2) = \\ = EH [\cos (\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2]$$

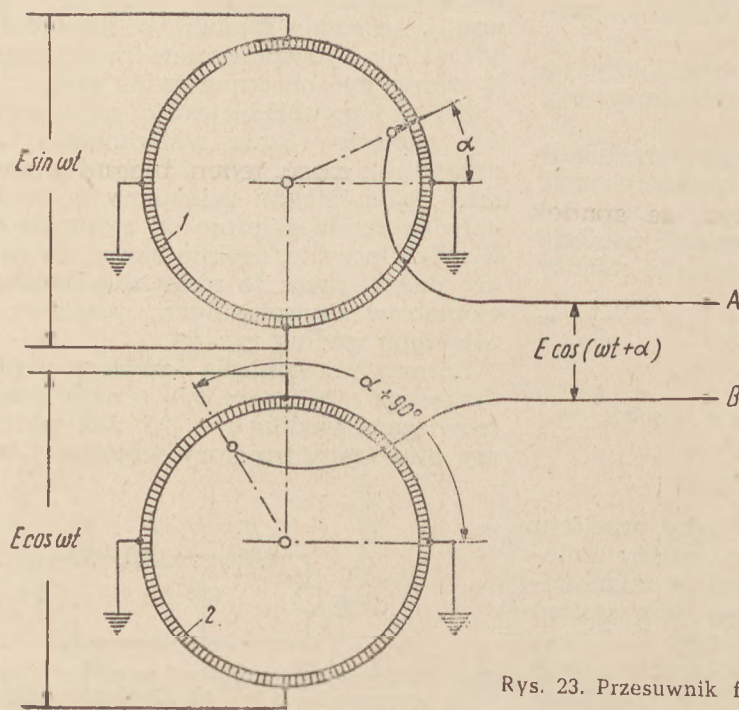
W równaniu tym bierzemy pod uwagę tylko członny częstotliwości pośredniej, tj.

$$f_p = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2\pi}$$

ponieważ inne członny (np. dla $f = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2\pi}$ itd.)

odpadają, gdyż są silnie tłumione przez filtry pośredniej częstotliwości.

Jeżeli teraz w pośredniej częstotliwości mamy przesuwnik fazowy (3), to za tym przesuw-



Rys. 23. Przesuwnik fazowy z dwoma potencjometrami sinusoidalnymi 1 i 2.

nikiem otrzymamy, ustawiając fazę w przesuwniku na $+\alpha$, napięcie:

$$e'_2 = EH \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 + \alpha]$$

Jeżeli teraz zmienimy pośrednią częstotliwość na wejściową za pomocą tego samego oscylatora 4, to otrzymamy:

$$e_3 = EH \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 + \alpha] \cdot H \sin (\omega_2 t + \varphi_2),$$

i dalej:

$$e_3 = EH^2 \sin [-\omega_1 t - \alpha] = -EH^2 \sin (\omega_1 t + \alpha)$$

W ten sposób otrzymujemy przesunięcia fazy napięcia wejściowego o żądany kąt:

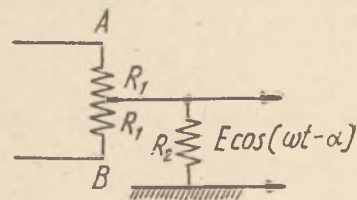
Urządzenie to ma dużo zalet:

Po pierwsze, ponieważ częstotliwość pośrednia jest zawsze ściśle ta sama, przeto przesuwnik 3 może być bardzo starannie wykonany i zestrojony, gdyż pracuje zawsze na tej samej częstotliwości.

Po drugie, ponieważ zawsze możemy z dokładnością ± 5 c/s dostroić sygnał do pośredniej częstotliwości, np. sprawdzając ten sygnał za pomocą stałej heterodyny 8, stabilizowanej kwarcem i pracującej na częstotliwości pośredniej, i doprowadzając sygnał za pomocą oscylatora 4 do „zera” dudnień, które słyszemy w słuchawkach 9, przeto całe zestawienie pośredniej częstotliwości może być wykonane bardzo dokładnie i np. tak, żeby dodatko-

wy przesuw fazowy wprowadzany przez wzmacniacz pośredniej częstotliwości (przy przesuwniku 3 ustawionym na 0°) był zero.

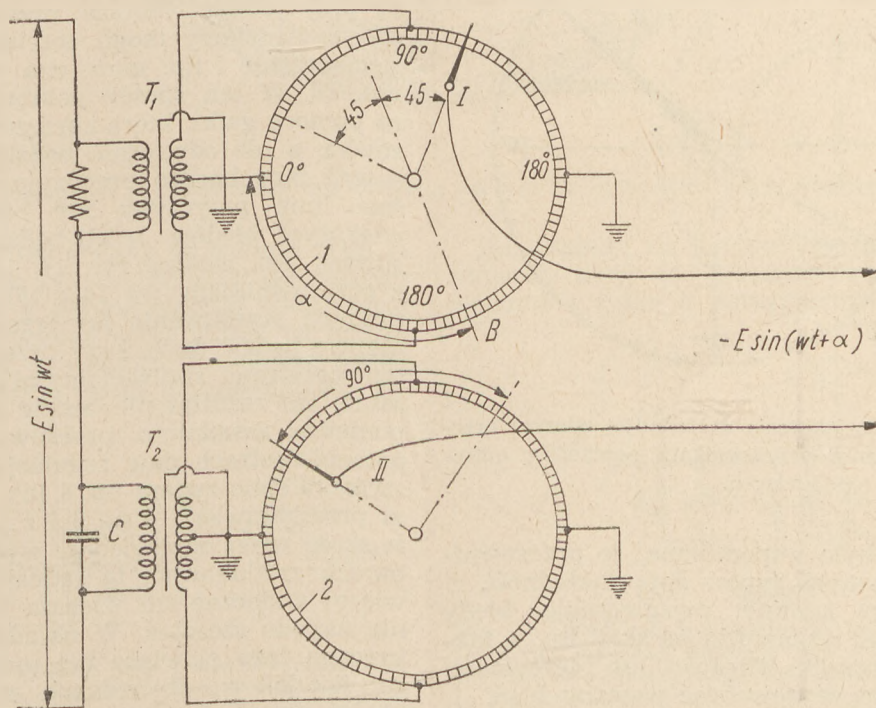
Po trzecie, ponieważ jak widzimy układ z rys. 26 przypomina zwykły układ odbiornika superheterodynowego, przeto przełączanie zakresów i strojenie na pewne częstotliwości może odbywać się w taki sam sposób, jak w odbiornikach. Wobec tego widać, że przesuwnik tego rodzaju może być budowany nawet na bardzo dużej częstotliwości (np. 420 Mc/s) przy dokładności nieco większej niż w prostownikach opisanych poprzednio.



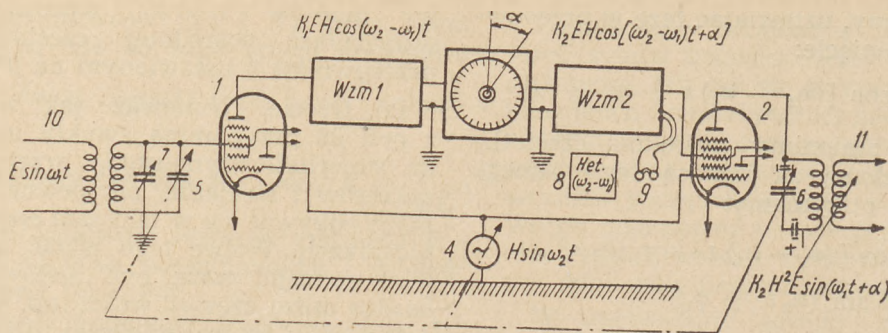
Rys. 24. Układ zastępczy w odniesieniu do rys. 23 z jednym punktem uziemionym na wyjściu.

Wada tego urządzenia polega na tym, że obwód wejściowy z kondensatorami 5 i 7 oraz wyjściowy z kondensatorem 6 przy błędnym dostrojeniu wprowadzają pewne różnice fazowe, które mogą mylić pomiar i zniekształcać podawane przez skalę przesuwnika 3 przesunięcie, tj. kąt α .

Wobec tego kondensatory 5 i 6, a jeżeli posiadają one wspólny napęd z oscylatorem 4, to



Rys. 25. Przesuwnik fazowy z dwoma potencjometrami sinusoidalnymi 1 i 2 oraz z dwoma transformatorami na wejściu i układem RC. I, II — szczotki przestawne. T1 i T2 — transformatory w. cz. z ekranem elektrostatycznym. OB — wskazówka.



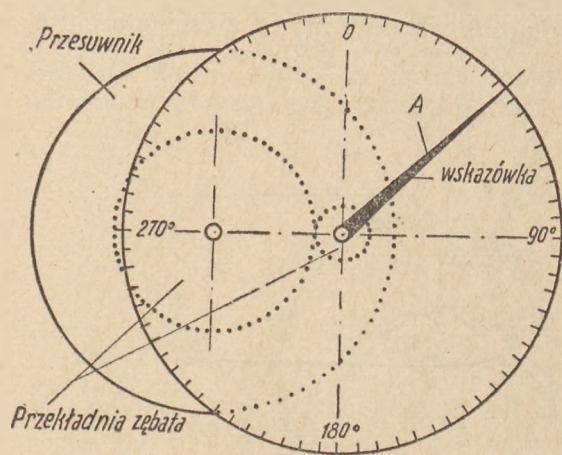
Rys. 26. Przesuwnik fazowy $0^\circ - 360^\circ$ typu superheterodynowego. 1, 2 — lampy zmieniające częstotliwość. 3 — przesuwnik fazowy $0^\circ - 360^\circ$ ze skalą wskazującą przesunięcie. 4 — oscylator na częstotliwość

$$f_2 = \frac{\omega}{2\pi}$$

Wzm 1 i 2 — wzmacniacze pośredniej częstotliwości

$$f_2 - f_1 = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi}$$

i ogólna skala, muszą być bardzo starannie przecechowane. Tak samo kondensator wyrównawczy musi mieć podane stopnie, na które musi być ewentualnie ustawiany przy każdej częstotliwości. W ten sposób można osiągnąć z dużą dokładnością to, że błąd fazowy, wprowadzany przez błędne strojenie całego urządzenia, będzie stale usuwany.



Rys. 27. Metoda zwiększenia dokładności odczytu przesunięcia fazowego w przesuwnikach poprzednio opisanych.

Poprzednio było wspomniane, że przesuwniki fazowe opisanych typów dają dokładność $\pm 1^\circ$. Tak jest istotnie, uwzględniając błędy przy ustawieniu wskazówki na skali itp., a także że wskaźniki równości lub nierówności faz, które mogą wprowadzać znaczny błąd.

Jeżeli będziemy stosować precyzyjne wskaźniki, to błąd pomiaru przesunięcia fazowego będzie polegał głównie na błędnym odczycie,

5 i 6 — kondensatory strojone sprzęgnięte z kondensatorem oscylatora 4. 7 — kondensator wyrównawczy dla kompensacji błędów w zestrojeniu. 8 — heterodyna

na częstotliwość $f_2 - f_1 = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi}$ stabilizowana kwarcem

w celu zestrzajania sygnału na zero dudnień. 9 — słuchawki w celu sprawdzania zestrojenia sygnału. 10 — obwód wejściowy. 11 — obwód wyjściowy.

gdyż np. na skali o 360° i średnicy np. 20 cm trudno odczytać dokładnie mniejszą różnicę niż $0,5^\circ$.

Jeżeli chcemy mieć dokładniejszy odczyt, to możemy zrobić to samo, co się robi w odbiornikach, chcąc zwiększyć precyzyjność ustawienia kondensatorów, tj. dać odpowiednio dużą przekładnię.

W stosunku do przesuwników fazowych, pokazanych na rys. 10 — 26, można np. zastosować przekładnię zębatą, za pomocą której wskazówka A (p. rys. 27) obróci się np. 10 razy przy jednym obrocie przesuwnika. W ten sposób będziemy mogli rozciągnąć skalę dziesięciokrotnie i np. może ona wyglądać jak na rys. 28. W ten sposób pokręcając przesuwnik za pomocą gałki, która sprzężona jest ze wskazówką, a nie odwrotnie będziemy mogli przesuwować fazy bardzo precyzyjnie, o ile oczywiście inne przyczyny nie będą wprowadzać większych błędów. Jeżeli będziemy mieli przesuwnik, np. według rys. 14, 16 oraz 26 (także z przesuwnikiem wg 14 i 16), to zwiększenie precyzji przesuwania faz przez strojenie czujnikowe będzie duże. Przy przesuwnikach z potencjometrami sinusoidalnymi można zrobić to samo, ale rezultat nie będzie tak samo dobry, ponieważ zasadniczo przesuwanie szczotek w potencjometrach daje regulację skokami (gdyż szczotka stale zwiera np. 4 lub 5 zwojów i musi przeskakiwać z 4 na 5 i z 5 na 4) i chociaż te skoki przez odpowiednie wykonanie możemy bardzo zredukować, to jednak będą one tym więcej widoczne im większa będzie przekładnia napędu szczotek. W układach z cewką pokręcaną tego zjawiska nie mamy i wobec tego, tak jak w odbiornikach zwiększenie przekładni napędu kondensatorów zwiększa precyzję strojenia, tak samo i w przesuwnikach pewnego typu zwiększenie przekładni zwiększa precyzję przesuwania faz.

3. Przesuwniki fazowe innych typów

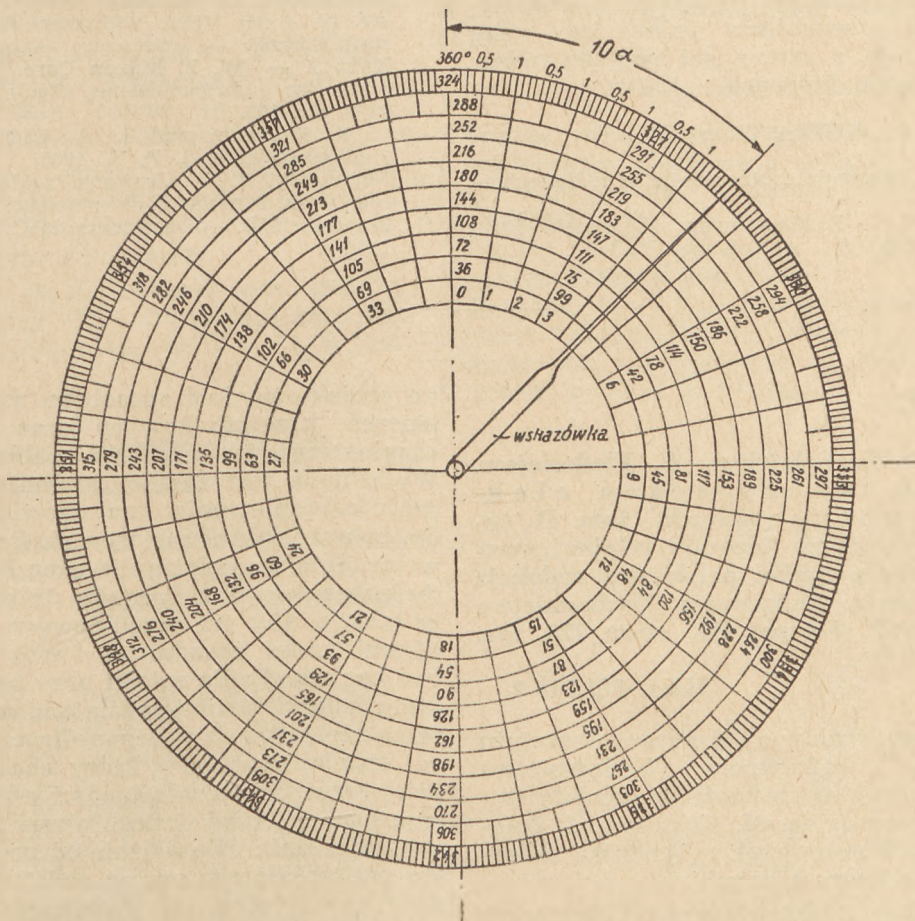
Wyżej podany przegląd przesuwników fazowych nie jest kompletny. Wybrane przez autora przykłady są najbardziej typowe.

Do rzędu innych przesuwników, które możemy scharakteryzować jako przesuwniki o zmiennej amplitudzie należy zaliczyć prze-

zmieniając amplitudy, gdyż będzie ona stale ograniczana.

Na tej zasadzie są również budowane przesuwniki.

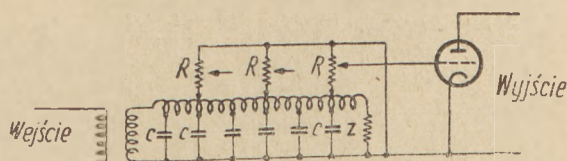
Z drugiej strony należy wspomnieć jeszcze, że zwyczajne linie przesyłowe (lub linie sztuczne) zakończone opornością falową są doskonałymi przesuwnikami fazowymi (rys. 29).



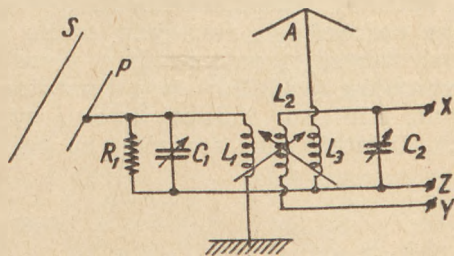
Rys. 28. Skala geometryczna ze zwiększoną dokładnością odczytu dla stosowania np. w urządzeniu z rys. 27.

de wszystkim układ podany na wstępie (rys. 1). Jeżeli w układzie tym na wyjściu zastosujemy układ lampowy z ogranicznikami (limiterami) amplitudy oraz jeszcze ewentualnie sprzężenie zwrotne ujemne, to również otrzymamy układ, w którym będziemy mogli przesuwąć fazę, nie

Ze względu na konieczność ograniczenia ni-
niejszej pracy do pewnych rozmiarów autor
wspomina tylko o powyższych przesuwnikach



Rys. 29. Schemat regulacji fazy i amplitudy przy pomocy sztucznej linii (regulacja prawie niezależna). L — indukcyjność zastępująca indukcyjność równomiernie rozłożoną. C — kondensatorki zastępujące pojemność równomiernie rozłożoną. Z — opór falowy linii (rzędu 300 omów). R — potencjometry (rzędu 5000 omów). Urządzenie możliwe kilku niezależnych od siebie wyjść.



Rys. 30. Układ przeciwwzakołeniowy Manczarskiego (1930 r.). Przykład regulacji fazy (kondensatorem C_1) zależnej od regulacji amplitudy (sprężeniem L_1 L_2 oraz L_2 L_3). Antena — A. P — przeciwwaga. S — sieć zakłócająca. $R_1 \cong 10 \text{ k}\Omega$ $C_{1 \text{ max}} = 500 \text{ pF}$. L_2 C_2 — obwód rezonansowy podłączony do odbiornika jako obwód szeregowy (zaciski Z i Y), względnie równoległy (zaciski X oraz Z zwarty z Y) zależnie od oporu wejściowego odbiornika.

odsylając interesujących się tą sprawą do literatury, podanej na końcu niniejszej pracy.

Na zakończenie podajemy jeszcze przykład regulacji fazy, zależnej od regulacji amplitudy w układzie przeciwwzakońceniowym Manczarskiego (rys. 30). Urządzenie to umożliwia usuwanie zakłóceń z sieci lub emisji o innej polaryzacji fali niż emisja odbierana (p. Literatura p. 10 i 11). Układ ten polega na dobraniu równych amplitud zakłócenia (z anteny i przeciwwagi) i takim przesunięciu jednej fazy, żeby zakłócenie znikło, a zatem jest swojego rodzaju przesuwnikiem fazowym.

LITERATURA:

1. Asiejew. — Fazowyje sootneszenija w radiotekhnike, 1951.
2. Terman F. E. — Radioengineers Handbook, 1943, str. 947 — 949.

3. Plebański J. — Potencjometr sinusoidalny, Przegląd Telekomunikacyjny Nr. 10/1951, str. 301 i Nr. 11/51, str. 335.
4. Plebański J. — USA, Patent Nr. 2227, 155 i 1940, Directional Radio System Zgł. P. Rz. P. z dn. 9.9. 1936.
5. Zimmerman R. — Pomiary i przyrządy pomiarowe radiotechniki, Poznań 1950, str. 223, 282.
6. Toute le Radio — Nr. 129 octobre 1948, M. Durian, L'oscillographe cathodique permet la mesure de phase.
7. Seroggie M. S. Wireless World — January 1952, str. 14 — 18, Valve voltmeter without calibration drift (Infinite — input, zero — output resistance).
8. Kritz J. — (W. L. Maxon Corp. Precision Phase-meter for audiofrequencies, Electronics — October 1950, str. 102.
9. I. R. Ragazzini and L. A. Zadeh. A wide band Audiophasameter I. R. E., 1949.
10. Manczarski S. — Usuwanie zakłóceń w odbiorze radiowym. Przegląd Elektrotechniczny Nr. 8, 1932 r.
11. Manczarski S. — Documents du CCIR. Copenhague, 1930.

Recenzje

M. Kostrow, I. Sołowiew, A. Fiedosiejew. **Technika zabezpieczeń elektroenergetycznych, tom II, tytuł oryginału: Osnovy tekhniki relejnoj zaszczyty. Zbiorowy przekład polski pod redakcją prof. R. Kurdziela. Państwowe Wydawnictwa Techniczne, 1952. Format B5, stron 776, rys. 274, tab. 4.**

Klas. 621.316.9.

W serii przekładów Głównego Instytutu Elektrotechniki Państwowe Wydawnictwa Techniczne w drugim kwartale br. wydały tłumaczenie II tomu dzieła M. Kostrowa, I. Sołowiewa i A. Fiedosiejewa pt. „Technika zabezpieczeń elektroenergetycznych”.

Dzieło to jest podstawowym w literaturze radzieckiej w dziedzinie techniki zabezpieczeń. Przekładu 8 rozdziałów, których treścią jest tom II, dokonało czterech tłumaczy: mgr inż. B. Kartaszyński, mgr inż. W. Ferański, mgr inż. W. Michalak i inż. L. Fuks.

Omawiany tom zawiera ogólne wytyczne do wyboru sposobu zabezpieczenia linii w oparciu o opisane szczegółowo zasady w tomie pierwszym oraz zabezpieczenia prądnic, transformatorów, zespołów prądnic — transformator, szyn zbiorczych, silników indukcyjnych i synchronicznych. Ostatnie dwa rozdziały są poświęco-

ne projektowaniu i sposobom montażu zabezpieczeń przekazywanych oraz zagadnieniom eksploatacyjnym urządzeń zabezpieczających. Wyjaśniona jest zasada działania każdego rodzaju zabezpieczenia oraz omówione są ich wady, zalety i zakres zastosowań. Pewne dodatkowe trudniejsze informacje oraz liczne przykłady zabezpieczeń są podane drobnym drukiem w tekście, aby nie przeładowywać tymi szczegółami treści zasadniczej i wobec tego mogą być bez szkody dla całości przy pierwszym czytaniu książki pominięte, natomiast wyjaśnienia te są niezbędnie konieczne dla czytelnika więcej specjalizowanego, który chce zdobyć bardziej szczegółowe wiadomości odnośnie interesującego go bliżej danego określonego rodzaju zabezpieczania. Niezależnie od powyższego tekstu wyjaśniającego szereg podstawowych układów zabezpieczeń jest podanych normalnym drukiem bieżąco w tekście.

Książka ma charakter opisowy, liczne rysunki i schematy, wykonane bardzo starannie, ułatwiają zrozumienie tekstu. Słownictwo techniczne z małymi wyjątkami jest na ogół zgodne z normalnie stosowanym. Książka jest przeznaczona w zasadzie dla inżynierów i magistrów nauk technicznych oraz dla studentów szkół wyższych; mogą z niej również korzystać technicy. Nakład książki wynosi 2000 egzemplarzy, cena 63 zł za egzemplarz.

S. D.

Warunki prenumeraty czasopism technicznych na rok 1953

Administracja Czasopism Technicznych Naczelnej Organizacji Technicznej, Państwowe Wydawnictwa Techniczne i Wydawnictwa Komunikacyjne, wprowadzają zatwierdzone przez Biuro Prasy i Informacji przy Prezydium Rady Ministrów i Departament Techniki PKPG następujące warunki prenumeraty czasopism technicznych na rok 1953:

Przy czasopismach „Technik Przemysłu Spożywczego”, „Horyzonty Techniki”, „Więkiennictwo”, „Odzież”, „Gospodarka Ciepła”, „Ochrona Pracy” i „Gospodarka Węglem” ze względu na niskie ceny obowiązuje tylko prenumerata normalna.

Prenumerata normalna

Stosownie do zarządzenia Ministerstwa Poczty i Telegrafów z dnia 16 kwietnia 1952 r. Nr P. C. 243, dotychczasowy sposób przyjmowania zgłoszeń na prenumeratę normalną bezpośrednio przez PPK „Ruch” zostaje z dniem 31 grudnia 1952 r. skasowany.

Zgłoszenia na prenumeratę normalną na rok 1953 przyjmują wyłącznie urzędy pocztowe oraz listonosze miejscy i wiejscy.

Termin zgłaszania prenumeraty normalnej na okres kwartałny, półroczny lub roczny upływa z dniem 15 każdego miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Prenumerata ulgowa

A. Czasopisma naukowo-techniczne.

Z prenumeraty ulgowej czasopism naukowo-technicznych korzystać mogą tylko:

1) członkowie stowarzyszeń inżynierów i techników zrzeszonych w NOT oraz członkowie klubów racjonalizacji i techniki przy zamawianiu zbiorowym przez mężów zaufania lub koła zakładowe stowarzyszeń technicznych NOT i oddziałów NOT,

2) studenci szkół wyższych przy abonowaniu zbiorowym przez koła naukowe uczelni lub inne stowarzyszenia szkół wyższych.

B. Czasopisma popularnotechniczne

Z prenumeraty ulgowej czasopism popularnotechnicznych korzystać mogą:

1) członkowie stowarzyszeń inżynierów i techników zrzeszonych w NOT oraz członkowie klubów racjonalizacji i techniki — przy abonowaniu zbiorowym — w taki sam sposób jak przy zamawianiu czasopism naukowo-technicznych,

L. p.	Nazwa czasopisma	A b o n a m e n t					
		Opłata normalna			Opłata ulgowa		
		roczna	półroczna	kwartalna	roczna	półroczna	kwartalna
1	2	3	4	5	6	7	8
CZASOPISMA NAUKOWO-TECHNICZNE							
1.	Architektura	18,—	90,—	45,—	90,—	45,—	22,50
2.	Budownictwo Przemysł.	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
3.	Gazeta Cukrownicza	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
4.	Gaz, Woda i Techn. Sanit.	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
5.	Gospodarka Wodna	90,—	45,—	22,50	54,—	27,—	13,50
6.	Gospodarka Ciepła (dwumiesięcznik)	27,—	13,50	—	—	—	—
7.	Inżynieria i Budownictwo	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
8.	Materiały Budowlane	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
9.	Odzież	48,—	24,—	12,—	—	—	—
10.	Ochrona Pracy	48,—	24,—	12,—	—	—	—
11.	Poligrafika	36,—	18,—	9,—	18,—	9,—	4,50
12.	Przegląd Budowlany	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
13.	Przegląd Elektrotechn.	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
14.	Przegląd Geodazyjny	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
15.	Przegląd Mechaniczny	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
16.	Przegląd Papierniczy	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
17.	Przegląd Skórzany	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
18.	Przegląd Spawalnictwa	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
19.	Przemysł Chemiczny	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
20.	Przełąd Techniczny	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
21.	Przegląd Telekomunik.	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
22.	Przemysł Drzewny	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
23.	Przemysł Rolny i Spoż.	90,—	45,—	22,50	54,—	27,—	13,50
24.	Przemysł Włókienniczy	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
25.	Szkło i Ceramika	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
26.	Technika Lotnicza	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
27.	Technika Motoryzacyjna	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
28.	Cement Wapno. Gips	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
29.	Drogownictwo	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
30.	Energetyka	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
31.	Hutnik	103,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
32.	Nafta	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
33.	Przegląd Górniczy	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
34.	Przegląd Odlewnictwa	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
CZASOPISMA POPULARNOTECHNICZNE							
35.	Chemia	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
36.	Horyzonty Techniki	36,—	18,—	9,—	—	—	—
37.	Mechanika	108,—	54,—	27,—	36,—	18,—	9,—
38.	Motoryzacja	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
39.	Technik Przemysłu Spożywczego	30,—	15,—	7,50	—	—	—
40.	Gospodarka Węglem	36,—	18,—	—	—	—	—
41.	Wiadomości Elektrotechniczne	36,—	18,—	9,—	18,—	9,—	4,50
42.	Wiadomości Telekomunikacyjne	36,—	18,—	9,—	18,—	9,—	4,50
43.	Wiadomości Górnicze	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
44.	Wiadomości Hutnicze	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
45.	Więkiennictwo	24,—	12,—	6,—	—	—	—

2) wszyscy pracownicy zatrudnieni w zakładach pracy — przy abonowaniu zbiorowym — przez mężów zaufania lub koła zakładowe stowarzyszeń technicznych NOT.

3) studenci szkół wyższych przy abonowaniu zbiorowym — przez koła naukowe uczelni lub inne stowarzyszenia studentów.

4) uczniowie szkół zawodowych — przy abonowaniu zbiorowym — przez dyrekcję szkoły

Termin składania zgłoszeń na prenumeratę ulgową na I kwartał 1953 r. upływa z dniem 30 listopada br.

Zgłoszenia na prenumeratę w następnych kwartałach należy składać w okresach:

II kwartał — do 1 marca 1953 r.,

III „ — „ 1 czerwca „

IV „ — „ 1 września „

Zgłoszenia na prenumeratę ulgową przez oddziały wojewódzkie NOT, koła naukowe studentów szkół wyższych oraz dyrekcje szkół zawodowych należy przysyłać do PPK „Ruch”, wpłacając jednocześnie należność do PKO na następujące konta:

dla czasopism poz. od 1 do 3

„ 10 „ 15

„ 18 „ 23

„ 25 „ 27.

poz. 29 i od 30 do 39 oraz poz. 41 i 42

— PPK „Ruch”, Warszawa, Centralna Ekspedycja, ul. Srebrna 12, konto PKO Nr I-14000/110;

dla czasopism wg poz. 9, 16, 17, 24 i 43:

— Oddział PPK „Ruch” w Łodzi, konto PKO Nr VII-9997/110;

dla czasopism wg poz. 29 i od 30 do 35, oraz poz. 40, 43 i 44:

— Oddział PPK „Ruch” — Katowice, konto PKO Nr III-13763/110.

„Prace Centralnego Instytutu Ochrony Pracy”

periodyk, wydawnictwo P. W. T.

Zawiera wyniki prac naukowo-badawczych dotyczących zapobieganiu i wyeliminowaniu urazów mechanicznych, chorób zawodowych, zbędnego i nadmiernego wysiłku przy pracy.

Ukazuje się cztery razy w roku

Z e s z y t 1/51.

„Ruchome aparaty do nadmuchiów powietrznych”
mgr inż. W. Twardowski i mgr inż. A. Skłodowski

stosuje się przy stanowiskach pracy, przy których występują szkodliwości, jak zapylenie, wysoka temperatura i promieniowanie oraz niedostateczne nawilżanie powietrza, w celu zapewnienia lepszych warunków klimatyzacji.

„Nowa metoda pomiarów własności akustycznych materiałów pochłaniających”
dr inż. I. Malecki i mgr inż. L. Filipczyński

polega na pomiarach natężeń stojącej fali dźwiękowej tylko w strzałkach przy różnych czynnych długościach falowodu. Eliminuje ona błędy, które poddawały w wątpliwość użytkową wartość metody, polegającej na mierzeniu w akustycznym falowodzie natężeń stojącej fali dźwiękowej w węzłach i w strzałkach.

„Przyczynek do prac nad odzieżą dla spawaczy”
M. Zięborakowa

podaje wyniki badań zmierzające do stwierdzenia, jakiego rodzaju surowców należałoby używać do wytwarzania odzieży ochronnej dla spawaczy zamiast skóry oraz sprawdzenia czy niepalne techniczne tkaniny ubraniowe mogą znaleźć zastosowanie z punktu widzenia ochrony pracy (ochrona przed promieniowaniem nadfioletowym, widzialnym i podczerwonym).

Z e s z y t 2/51.

„Badania warunków akustycznych w przemyśle włókienniczym”

mgr inż. L. Filipczyński i inż. T. Janiszewski
dotyczy wyników badań warunków akustycznych w jednym z krajowych zakładów włókienniczych.

„O niebezpieczeństwie zatrucia aniliną w farbiarstwie tkanin bawełnianych”

mgr inż. K. Aścik (CIOP) i mgr J. Piotrowski (P. Z. H. w Łodzi)

dotyczy wyników badań stężeń aniliny w powietrzu wykańczalni dwóch fabryk przemysłu bawełnianego.

„Badania dielektrycznego sprzętu ochronnego”
inż. E. Moszyński

dotyczy sposobów przechowywania, konserwacji oraz oznaczania sprzętu ochronnego i metod nadania wytrzymałości dielektrycznej sprzętu przy pomocy wysokiego napięcia.

„Ochronniki akustyczne”

M. Zięborakowa i mgr inż. R. Wyrzykowski
dotyczy znanych modeli ochronników akustycznych, jak i ostatnich modeli opracowanych przez CIOP oraz wyników badania tłumienia hałasu przy ich pomocy.

Z e s z y t 3/51.

„Wstępne badania uniwersalnego aparatu ochronnego do frezarek dolnowrzecionowych do drewna”
mgr inż. Cz. Grzebalski

dotyczą wykonanego w CIOP prototypu aparatu i wyników jego badań w Zakładzie Urządzeń Mechanicznych CIOP.

„Sieć transportu pneumatycznego”

inż. J. Gadomski i mgr inż. J. Zajączkowski
dotyczy zasadniczych praw, rządzących przepływem cieczy, które stanowią podstawę do zrozumienia teorii transportu pneumatycznego oraz wytyczne dotyczące obliczeń w oparciu o omówione zasady teoretyczne i wyniki doświadczeń.

Z e s z y t 4/51.

„Nawlewnie przewody wentylacyjne ze szczeliną”
dr inż. T. Wolff

dotyczą metody obliczania tych przewodów, mających za zadanie równomierne rozprzodzenie powietrza.

„Rozważania teoretyczne i zastosowania przemysłowe generatorów dźwiękowych dużej mocy — syren”
mgr inż. R. Wyrzykowski

dotyczy najważniejszych zagadnień związanych z budową tego typu generatorów.

„Wyniki wstępnych badań i obserwacja odnośnie szkodliwości chemicznych przy opryskiwaniu sadu”
mgr inż. J. Pietraszkiewicz i mgr inż. Cz. Puzyna

dotyczą stopnia narażenia pracujących przy przyskiwaniu sadowniczych na działanie używanych środków chemicznych.

W roku 1952 oddano do druku trzy zeszyty periodyku. Zawierają one będą następujące artykuły:

Z e s z y t 1/52.

„Pylice narządu wzroku” — dr med. J. Biernacka-Biesiekierska.

„Pylice górnych dróg oddechowych” — dr med. I. Cichocka-Szumilin.

Z e s z y t 2/52.

„Analiza sił statycznych i dynamicznych działających w momencie wypróżniania wywrotki kolejowej” — mgr inż. A. Jewasiński i mgr inż. M. Łosiński.

„Eżektory do celów wentylacyjnych” — inż. A. Kaspryca.

„O narażeniu na zatrucie cyjanowodorem przy parowaniu tkanin farbowanych czernią anilinową” — mgr inż. K. Aścik (CIOP) i mgr J. Piotrowski (P. Z. N. w Łodzi).

Z e s z y t 3/52.

„Pochłaniacze przestrzenne — teoria ich działania i wyniki badań doświadczalnych” — dr inż. I. Malecki i mgr inż. L. Filipczyński.

„Wentylatory — teoria, charakterystyka, prawa podobieństwa, systematyka” — dr inż. T. Wolff.

„Proste metody obliczania wymienników ciepła” — inż. Zb. Garbarczyk.

Z e s z y t 4/52 w przygotowaniu.

W celu zapewnienia zainteresowanym systematycznej dostawy kolejnych zeszytów periodyku — Księgarnia Techniczna „Domu Książki” wprowadziła s y s t e m a b o n a m e n t o w y.

Zamówienia należy nadsyłać pod adresem:

Księgarnia Techniczna „Domu Książki”

W a r s z a w a, ul. Bracka 20.

W zamówieniu należy podać:

- dokładny adres zamawiającego,
- pełną nazwę instytucji, której „Prace” mają być dostarczone,
- ilość egzemplarzy zamiawianych „Prac” (poszczególne zeszyty i łącznie).

Przesyła następuje w miarę ukazywania się poszczególnych zeszytów — za zaliczeniem pocztowym z dołączeniem kosztów przesyłki.

Przykładowo podajemy koszt poszczególnych zeszytów „Prace CIOP”, które się ukazały w r. 1951: 1 zł 7,70, 2 zł 6.—, 3 zł 12.—, 4 zł 7.—.

Niezależnie od rozprowadzania periodyku „Prace CIOP” systemem abonamentowym, są one do nabycia w wolnej sprzedaży w następujących księgarniach „Domu Książki”:

Gdańsk — Wrzeszcz, ul. Grunwaldzka 8, Gliwice, ul. Zwycięstwa 31, Katowice, ul. Młyńska 2,
Łódź, ul. Piotrkowska 45, Poznań, ul. Paderewskiego 6, Rzeszów, ul. 3 Maja 2, Szczecin, ul. Sikorskiego 7,
Warszawa, ul. Poznańska 12, Warszawa, ul. Wilcza 27, Wrocław, Rynek 14.