

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ



Inżynierowie i Technicy głosując 26 października na kandydatów

FRONTU NARODOWEGO

wzmacniają i rozszerzają jedność naszego Narodu

Nr 10

1952

T R E Ś Ć Z E S Z Y T U:

Udział polskiej inteligencji technicznej we Froncie Narodowym	299
Mgr inż. JAN HOŁOWNIA — Pięciopunktowe zestrojenie odbiorników superheterodynowych w zakresie fal średnich radiofonicznych	300
Mgr inż. JERZY TRECHCIŃSKI — Obliczanie układu pola stopniowanego	310
Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI — Przesuwniki fazowe . . .	317
Mgr inż. ANTONI CZECHOWSKI — Grzejnictwo dielektryczne	323
Biuletyn Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji . . .	335

Redaktor Naczelny: mgr inż. Stefan Darecki

Komitety Redakcyjne: inż. J. Górnicki, inż. S. Jasiński, mgr inż. H. Kowalski, mgr inż. J. Szczekowski.

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

Nakład 1.900 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.—

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Udział polskiej inteligencji technicznej we Froncie Narodowym

Program wyborczy Frontu Narodowego, omawiając wielkie, historyczne zdobycze narodu polskiego, osiągnięte w ciągu ośmiu lat niepodległości, głosi między innymi, że „...Inteligencja wyzwolona z poniżającej zależności od burżuazji, znalazła dzięki władzy ludowej szerokie możliwości rozwoju i zastosowania swych zdolności twórczych, stała się niezbędną i cieszącą się szacunkiem częścią składową wielkiej armii budowniczych nowej Polski“.

Nasza inteligencja techniczna wyzwolona ze spuścizny ideologicznej ustroju burżuazyjnego, świadoma wspaniałych perspektyw, jakie przedstawia nam Program Frontu Narodowego, którego realizacja przez wybrany 26 października Sejm zabezpieczy naszemu narodowi wielkość, siłę i dobrobyt, staje zwarciem w szeregach Frontu Narodowego i wzmacnia swoją aktywność w pracy nad wykonaniem jego programu.

Doceniając kierowniczą rolę naszej bohaterkiej klasy robotniczej w sojuszu robotniczo-chłopskim, który jest fundamentem naszej władzy ludowej, polska inteligencja techniczna z entuzjazmem przyjęła program Frontu Narodowego, stając w jego szeregach do walki o pokój i o realizację budownictwa socjalistycznego.

Rośnie stale wkład naszych inżynierów i naukowców, pracowników telekomunikacji w nasze budownictwo pokojowe.

W zobowiązaniach, entuzjastycznie podjętych przez inżynierów i naukowców naszych zakładów produkcji sprzętu tele- i radiotechnicznego, biur studiów, biur konstrukcyjnych, Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji, Instytutu Łączności i innych podkreślić należy szeroki wachlarz zagadnień. Zobowiązania podjęli tak partyjni jak i bezpartyjni, tak robotnicy, jak inżynierowie i profesorowie. Kolumna

Kablowa ob. Jerzego Zdybickiego z Ekspozycji Warszawskiej PRT zobowiązała się między innymi skrócić o cztery dni termin wykonania wykopu i ułożenia kabla w stosunku miesięcznym, uzyskując w ten sposób 5680 zł oszczędności. Pracownicy radiowęzła Gostyń zobowiązali się przekroczyć roczny plan instalacji głośników o 10%.

Ob. prof. Smoliński Adam z Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji w Warszawie zobowiązał się przyspieszyć o 2 miesiące termin ukończenia ważnego etapu pracy w dziedzinie materiałów magnetycznych. Począwszy od zobowiązań naprawy ponad plan różnorodnych przyrządów pomiarowych i stojaków urządzeń telefonicznych i telegraficznych używanych w eksploatacji telekomunikacyjnej, widzimy prace zmierzające do przyspieszenia wykonania przystawek służących do wykorzystania pewnych urządzeń w innych warunkach działania, przeprowadzenia prób zainstalowanego sprzętu teletechnicznego w urzędach telekomunikacyjnych podlegających Ministerstwu Poczty i Telegrafów, przyspieszenia uruchomienia urządzeń zasilających oraz naprawy sprzętu uszkodzonego na skutek awarii. Notujemy dużo zobowiązań w dziedzinie podnoszenia kwalifikacji zawodowych i zmiany praktykowanych dotychczas metod organizacji pracy z uwzględnieniem wytycznych wynikających z referatu Ob. Prezydenta Bieruta na VII Plenum KC PZPR.

XIX Zjazd WKP(b) oraz gigantyczne plany budowy w Związku Radzieckim, z którym łączą nas nierozdzielna przyjaźń, stanowią potężne bodźce twórcze dla naszego narodu, poważną zachętę dla naszej inteligencji technicznej do udziału w przebudowie gospodarczej naszej Ojczyzny. Nasza inteligencja techniczna jasno zdaje sobie sprawę z wielkich perspek-

tyw rozwojowych, jakie stawia przed nami zwycięskie i przedterminowe wykonanie Planu 6-letniego oraz nowy plan 5-letni, realizacja którego zapewni u nas 10-krotny wzrost produkcji w porównaniu z produkcją przedwojenną.

Wielkie budowle socjalizmu staną się podstawą techniczną szybkiego rozwoju i przebudowy rolnictwa.

W dziedzinie telekomunikacji dalsza rozbudowa odbywać się będzie na podstawie długofalowych planów rozwojowych z uwzględnieniem jak najszerzej produkcji rodzimych elementów i podzespołów fabrykowanych w kraju. Postęp techniczny znajdzie wyraz w rozwoju telefonii wielokrotnej, radiotechniki ultrakrótkofalowej i elektroniki przemysłowej. W ten sposób w walce o stosowanie nowej techniki zrobimy poważny krok naprzód. Nastąpi silny przypływ naukowców i techników do czynnej pracy w wielu specjalnościach gospodarki narodowej. Rozwinie się znacznie nowatorstwo, ruch racjonalizatorski oraz socjalistyczne współzawodnictwo.

W Programie Frontu Narodowego czytamy:

„...Wykonanie wielkich planów narodowych bieżącego 10-lecia uczyni Polskę krajem potężnego, nowoczesnego przemysłu, krajem rozwijającego się postępowego rolnictwa, krajem wysokiej kultury, jednym z przodujących krajów Europy“.

Realizacja gigantycznych planów przeobrażenia przyrody przekona niektórych z wahających się obywateli z inteligencji technicznej, że tylko w naszym obozie pokoju, demokracji, socjalizmu umacnia się solidarność, zacieśnia się współpraca, rozwija się gospodarka i kultura narodów.

Nasza inteligencja techniczna świadoma tych perspektyw, jakie nam przedstawia Program Wyborczy Frontu Narodowego, który wzmacnia i rozszerza jedność narodu, weźmie udział w wyborach i będzie głosować 26 października na kandydatów Frontu Narodowego, manifestując swój udział w wielkim politycznym akcie, zmierzającym do zespolenia narodu polskiego w walce i w pracy:

- do umocnienia niepodległości zjednoczonej Ojczyzny,
- do utrzymania i utrwalenia pokoju,
- do wzrostu dobrobytu, o coraz lepszą przyszłość ludzi pracy,
- do rozkwitu Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej,
- do pomnażania sił państwa ludowego w toku realizacji Planu 6-letniego.

Nasza inteligencja techniczna zamanifestuje swoją głęboką miłość do Wielkiego Budowniczego Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej — Pierwszego Jej Obywatela Prezydenta Bolesława Bieruta.

J. G.

Mgr inż. JAN HOŁOWNIA
Politechnika Wrocławska

621.396.621.54

Pięciopunktowe zestrojenie odbiorników superheterodynowych w zakresie fal średnich radiofonicznych*)

STRESZCZENIE

W artykule jest omówiona możliwość poprawienia współbieżności obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego, przez zastosowanie obwodu korekcyjnego. Obwód ten, oddziałując na częstotliwość lokalnej heterodyny, umożliwia uzyskanie ścisłej współbieżności obwodów strojonych odbiornika w pięciu punktach zakresu częstotliwości sygnału, wobec trzech punktów, możliwych do uzyskania w zwyczajnym ukła-

dzie. Przeprowadzona jest analiza obwodu korekcyjnego i analiza błędów współbieżności w zakresie fal średnich radiofonicznych. Podany jest sposób projektowania obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego z korekcją współbieżności i przeliczony został przykład.

1. Współbieżność obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego

Zasadnicze zalety odbiornika superheterodynowego, a więc dużą czułość i selektywność przy prostym układzie elektrycznym i łatwej regulacji, osiągamy dzięki stosowaniu wzmacniacza częstotliwości pośredniej. Częstotliwość ta jest stała w całym zakresie odbieranych częstotliwości sygnału. Aby uzyskać na wyjściu lampy mieszającej częstotliwość pośrednią, należy spełnić zależność:

$$f_h = f_s + f_p \quad \text{lub} \quad f_h = f_s - f_p$$

W praktyce stosuje się zwykle $f_h > f_s$, czyli częstotliwość lokalnej heterodyny f_h większa

*) Praca niniejsza została wykonana w Katedrze Urządzeń Radiotechnicznych Odbiorczych Politechniki Wrocławskiej i ukazuje się jako trzecia z kolei w zaplanowanym cyklu z dziedziny współbieżności obwodów rezonansowych odbiornika radiowego; dotychczas ukazywały się następujące artykuły:

1) W. Rotkiewicz — „Przestrojenie obwodu rezonansowego przez oddziaływanie sprzężonego z nim obwodu rozstrojonego” (Przegląd Telekomunikacyjny Nr 10, 1951 r.).

2) W. Rotkiewicz — „Korekcja współbieżności obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego w zakresie fal krótkich” (Przegląd Telekomunikacyjny Nr 4, 1952 r.).

o częstotliwość pośrednią f_p od częstotliwości sygnału f_s . Współbieżność obwodów rezonansowych wielkiej częstotliwości i heterodyny konieczną do spełnienia powyższej zależności można uzyskać różnymi drogami.

Jedną z możliwości jest stosowanie różnych wykrojów płytek (rotora lub statora) kondensatorów strojeniowych obwodów wejściowego i heterodyny. Oba kondensatory strojeniove są umieszczone na wspólnej osi, wykroje płytek są tak dobrane, że przy zastosowaniu odpowiednich indukcyjności i pojemności początkowych, częstotliwości rezonansowe obu obwodów strojonych różnią się w każdym położeniu rotora względem statora agregatu o częstotliwość pośrednią. Wadą tego sposobu jest niemożliwość osiągnięcia współbieżności na innych zakresach częstotliwości sygnału, a to ze względu na róż-

nice zakresów stosunkowych $\left(a_z = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)$ czę-

stotliwości obwodów wejściowego i heterodyny, jakie są konieczne dla poszczególnych zakresów częstotliwości sygnału. Równie poważną wadą są tutaj trudności produkcyjne związane z wykonaniem i zestrojeniem agregatu o różnych wykrojach płytek i różnych pojemnościach.

Inną możliwością uzyskania współbieżności jest zastosowanie agregatu złożonego z dwóch kondensatorów o identycznych charakterystykach liniowych w funkcji częstotliwości ($f = C\alpha$), obróconych o pewien kąt α_1 względem siebie. Rozwiązanie takie posiada wady poprzedniej metody i dodatkowo powoduje znaczne zżęzenie zakresu stosunkowego częstotliwości (małe a_z).

W odbiornikach superheterodynowych strojonych rdzeniami współbieżność uzyskuje się przez dobór kształtu cewek, dobór kształtu rdzeni lub przez zmienny skok zwojów cewek obwodów strojonych wejściowego i heterodyny. Układy te są jednak mało stosowane i brak jest w literaturze dokładnych danych co do sposobów ich projektowania.

Jedynym, szeroko obecnie stosowanym układem, zapewniającym dostateczną współbieżność obwodów strojonych: wejściowego i heterodyny, jest użycie agregatu o identycznych sekcjach (wejściowej i heterodyny), tj. złożonego z dwóch (względnie trzech) identycznych kondensatorów strojeniowych i zastosowanie przy odpowiednich indukcyjnościach i pojemnościach początkowych obwodów kondensatora „skraccającego” (tzw. padding) w obwodzie strojonym heterodyny. Układ taki daje w trzech punktach zakresu ścisłą współbieżność. W pozostałych punktach zakresu wystąpi błąd współbieżności Δf , przy czym:

$$\Delta f = f_h - (f_s + f_p)$$

tutaj: f_h — częstotliwość heterodyny równa częstotliwości rezonansowej obwodu strojonego heterodyny,

f_s — częstotliwość sygnału równa częstotliwości rezonansowej wejściowego obwodu strojonego,

f_p — częstotliwość pośrednia.

Błędy współbieżności obwodów strojonych powodują osłabienie sygnału względem poziomu uzyskiwanego przy idealnej współbieżności, przy tym częstotliwość nośna sygnału znajduje się na zboczu krzywej rezonansu obwodu wejściowego, co wprowadzi także pewne niekształcenia sygnału. Osłabienie sygnału może być znaczne na zakresie tzw. „fal średnich”, tj. dla $f_s = 500 \div 1600$ kc/s. Na falach długich ($f_s = 150 \div 350$ kc/s) dobroć obwodów wejściowych musi być mała ze względu na przeniesienie pasma, a przy tym zakres stosunkowy (a_z) jest tu nieduży, więc błędy współbieżności są niewielkie i osłabienia sygnału są małe. Na falach krótkich ($f_s = 6 \div 18$ Mc/s) w większości odbiorników nie stosuje się w ogóle kondensatora paddingowego i zadowala się zestrojeniem dwupunktowym, które daje znaczne błędy współbieżności *). Takie podejście do zagadnienia uwarunkowane jest rozchodzeniem się fal krótkich, które w większym stopniu decyduje o odbiorze na tych falach niż własności odbiornika.

Błędy współbieżności, przy racjonalnie dobranych częstotliwościach zestrojenia, tj. częstotliwościach, przy których występuje zupełna współbieżność, w zakresie fal średnich nie przekraczają $+8, -4$ kc/s. Odpowiada to, przy dobroci obwodu wejściowego $Q \approx 70$, osłabieniu sygnału $y \leq 3$ dB.

Osłabienie jest więc nieduże, ale tylko dla odbiorników z pojedynczym obwodem rezonansowym na wejściu. Dobroć takiego obwodu jest uwarunkowana przeniesieniem pasma, a oddziaływanie anteny na obwód powinno być skompensowane przy zestrzajaniu odbiornika.

Dużą zaletą układu zapewniającego trójpunktowe zestrojenie obwodów odbiornika jest użycie agregatu o identycznych sekcjach. Upraszcza to znacznie proces produkcji agregatu i pozwala na łatwe zestrzajanie ze sobą obu sekcji. W odbiorniku zaś mamy możliwość uzyskania równomiernego osłabienia sygnału w całym zakresie doborem częstotliwości zestrojenia (f_1, f_2, f_3), uwzględniając przebieg dobroci Q obwodu wejściowego w funkcji częstotliwości.

Przy stosowaniu pojedynczych obwodów rezonansowych na wejściu dobroć ich ze względu na przeniesienie pasma o szerokości 9 kc/s przy f_s bliskich 500 kc/s nie może przekraczać 56 ($Q \leq 56$). Zżęzenie pasma do 8 kc/s, (osłabienie wstęp bocznych 3 dB) pozwala na zwiększenie dobroci do wartości $Q = 63$. Dla częstotliwości sygnału f_s wyższych od $f_{s \min} =$

*) Patrz artykuł prof. W. Rotkiewicz „Korekcja współbieżności obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego w zakresie fal krótkich”. Przegląd Telekom. Nr 4, 1952 r.

= 500 kc/s dobroć może być odpowiednio wyższa tak, aby spełniona była zależność:

$$Q = \frac{f_s}{2 \Delta f_s}$$

gdzie Δf_s — najwyższa częstotliwość modulacji, jaką obwód przepuści z osłabieniem $y = 3$ db. Przy tej, stosunkowo niewielkiej, dobroci łatwo uzyskać w całym zakresie przebieg osłabienia częstotliwości nośnej, spowodowany błędami współbieżności, nie przekraczający 3 dB przy antenie normalnej. Stosowanie anten różnych od normalnej, a więc w krańcowych przypadkach anteny o pojemności.

$$C_a \approx 0 \text{ lub } C_a \approx \infty,$$

spowoduje rozstrojenie obwodu wejściowego na skutek oddziaływania obwodu anteny na obwód wejściowy. Rozstrojenie to może spowodować dalszy wzrost błędów współbieżności i przekroczenie dopuszczalnego osłabienia sygnału nawet przy małej dobroci obwodów wejściowych.

Obwody pojedyncze w odbiornikach superheterodynowych są sprzęgane z anteną najczęściej indukcyjnie lub pojemnościowo od dołu. Aby uniknąć tu wpływu stosowania różnych anten na współbieżność obwodów, należy przy sprzężeniu indukcyjnym zmniejszyć współczynnik sprzężenia i ewentualnie przy pomocy pojemności stałych ograniczyć zmiany pojemności anteny. Podobnie przy sprzężeniu anteny z obwodem wejściowym pojemnością od dołu, zwiększenie pojemności sprzęgającej i załączenie w szereg z anteną pewnej pojemności stalej zmniejszy znacznie wpływ stosowania różnych anten na warunki pracy odbiornika. Oba te sposoby powodują jednak obniżenie współczynnika wykorzystania obwodu wejściowego

$$\gamma_r = \frac{U_{rs}}{E_A}. \text{ Tu } U_{rs} \text{ — napięcie rezonansowe na}$$

siatce lampy współpracującej z obwodem, E_A — SEM indukowana w antenie.

Wynika stąd, że nawet przy stosowaniu obwodu pojedynczego o małej dobroci polepszenie współbieżności pozwoliłoby na zwiększenie sprzężenia z anteną przy tej samej wartości osłabienia sygnału, spowodowanego błędami współbieżności. Zwiększenie sprzężenia z anteną byłoby tu korzystne wskutek wzrostu γ_r .

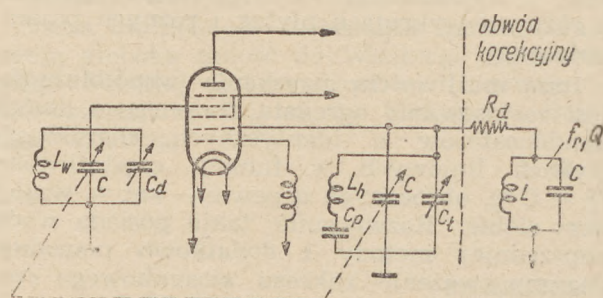
Zastosowanie w odbiorniku wstępnego wzmocnienia wielkiej częstotliwości lub filtra pasmowego na wejściu, zwiększa wymagania stawiane współbieżności obwodów. Kształt krzywej rezonansu, zbliżony do prostokąta w przypadku filtra, a ogólnie o bardziej spadzistych zboczach, spowoduje znaczne osłabienie sygnału (częstotliwości nośnej) już przy niewielkich błędach współbieżności. Ogranicza to dobroć obwodów i wartość sprzężenia z anteną, a więc nie pozwala na uzyskanie dużych wartości γ_r . W odbiornikach wysokiej klasy może być wymagana lepsza współbieżność obwo-

dów, niż wynikałoby to z warunku osłabienia sygnału $y \leq 3$ dB. Przy osłabieniu fali nośnej sygnału o 3 dB wstęgi boczne sygnału są nierównomiernie wzmacniane i powoduje to także zniekształcenia sygnału, jak modulację częstotliwości i wystąpienie harmonicznych częstotliwości modulującej.

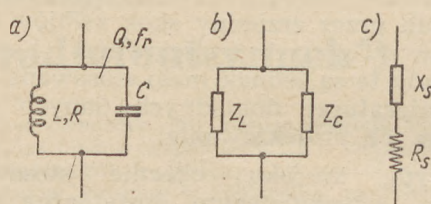
Polepszenie współbieżności obwodów pozwala na zwiększenie czułości odbiornika i uzyskanie korzystniejszego stosunku sygnału do szumu przy lepszej jakości odbioru.

2. Analiza obwodu korekcyjnego

W niektórych odbiornikach wysokiej klasy stosowane są układy polepszające przebieg krzywej błędów współbieżności na zakresie fal średnich radiofonicznych, brak jest jednak w literaturze opracowanych metod projektowania tych układów*). Omawiany układ składa się z dodatkowego obwodu rezonansowego o częstotliwości rezonansowej (f_r) zawartej w zakresie częstotliwości heterodyny (f_h), sprzężonego przy pomocy oporu z obwodem strojonym heterodyny. Układ taki jest przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Układ przemiany częstotliwości z korekcją błędów współbieżności.



Rys. 2. Obwód rezonansowy równoległy.

Obwód korekcyjny znajduje się w gałęzi zasilania równoległego anody lokalnej heterodyny, co pozwala na zmniejszenie kosztów związanych ze stosowaniem korekcji współbieżności. Poprawia on przebieg krzywej błędów współbieżności w normalnym układzie heterodyny z kondensatorem paddingowym. Polepszenie współbieżności uzyskujemy tu przez zmianę częstotliwości heterodyny f_h spowodowaną oddziaływaniem obwodu korekcyjnego na obwód strojony heterodyny. W rezultacie

*) Patrz: opis patentowy U. Pat. RP Nr 33842 Kl. 21 a⁴, 24/01 N. V. Philips — „Odbiornik z przemianą częstotliwości”.

otrzymujemy w zakresie f , pięć punktów zupełnej współbieżności, a w pozostałych punktach zakresu znaczne zmniejszenie błędów współbieżności.

Zaletą układu jest to, że zmiany w projektowaniu i produkcji odbiornika spowodowane układem korekcyjnym są niewielkie.

Wprowadzimy obecnie wzory, przy pomocy których będziemy mogli obliczyć korekcję współbieżności. Rozpatrując obwód rezonansowy równoległy (rys. 2a) i przekształcając go na obwód zastępczy szeregowy (rys. 2c), otrzymujemy zależności:

$$\widehat{Z}_s = R_s + jX_s; \quad \widehat{Z} = \frac{\widehat{Z}_L \widehat{Z}_c}{\widehat{Z}_L + \widehat{Z}_c}$$

$$\widehat{Z}_L = R + j\omega L; \quad \widehat{Z}_c = -j \frac{1}{\omega C}$$

po przekształceniach:

$$\begin{aligned} \widehat{Z}_s = R_s + jX_s = & \frac{\frac{RL}{C} - \frac{R}{\omega C} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} - \\ & - j \frac{\frac{R^2}{\omega C} + \frac{L}{C} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \end{aligned}$$

stąd:

$$\begin{aligned} R_s = & \frac{R}{\omega^2 C^2} \\ & \frac{R^2}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \\ X_s = - & \frac{\frac{R^2}{\omega C} + \frac{L}{C} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \end{aligned}$$

dla dużych Q :

$$\omega_r^2 = \frac{1}{LC}; \quad L = \frac{1}{\omega_r^2 C}; \quad R = \frac{1}{\omega_r C Q};$$

po podstawieniu do wyrażenia na X_s otrzymujemy:

$$\begin{aligned} X_s = - & \frac{1 + Q^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2} - 1 \right)}{\omega C \left[1 + Q^2 \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2} - 1 \right)^2 \right]} = \\ = - & \frac{1 + Q^2 (\xi - 1)}{\omega C \left[1 + \frac{Q^2}{\xi} (\xi - 1)^2 \right]} \end{aligned}$$

przy czym $\xi = \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2$, gdzie: ω — pulsacja

(częstotliwość kątowna) bieżąca; ω_r — pulsacja rezonansowa obwodu. Aby uniezależnić się od częstotliwości, a uzyskać zależność składowej urojonej oporności pozornej zastępczego obwodu szeregowego tylko od stosunku kwadratów częstotliwości $\xi = \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 = \left(\frac{f}{f_r} \right)^2$, wprowadzamy zamiast X_s równoważną pojemność C_s :

$$X_s = - \frac{1}{\omega C_s}$$

$$C_s = C \frac{1 + Q^2 \frac{1}{\xi} (\xi - 1)^2}{1 + Q^2 (\xi - 1)} = C \cdot K;$$

$$K = \varphi(\xi, Q) = \frac{1 + Q^2 \frac{1}{\xi} (\xi - 1)^2}{1 + Q^2 (\xi - 1)} \quad (1)$$

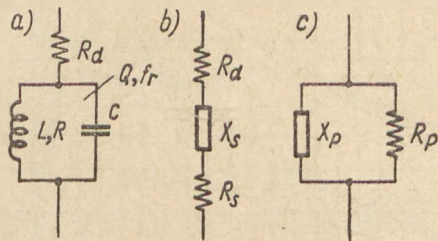
Z powyższego wzoru obliczono przebiegi $K = \varphi(f/f_r)$ przy $Q =$ parametr. W podobny sposób wykonane zostały przekształcenia wzoru na składową rzeczywistą oporności pozornej zastępczego obwodu szeregowego. W wyniku przekształceń otrzymujemy zależność:

$$R_s = \frac{Q}{\omega_r C [\xi + Q^2 (\xi - 1)^2]} = \frac{1}{\omega_r C} \cdot L;$$

$$L = \frac{Q}{\xi + Q^2 (\xi - 1)^2} \quad (2)$$

Podobnie jak dla składowej urojonej zawady X_s , wprowadzono i tutaj współczynnik L , wartości którego: $L = \varphi(f/f_r)$ obliczono dla $Q =$ parametr.

Po tych rozważaniach zajmiemy się pełnym obwodem korekcyjnym złożonym z szeregowo połączonych obwodu rezonansowego równoległego i oporu (R_d). Obwód ten jest przedstawiony na rys. 3.



Rys. 3. Obwód korekcyjny.

Obwód korekcyjny (rys. 3a), rozpatrujemy w układzie zastępczym (rys. 3b) i przekształcamy na układ równoważny (rys. 3c).

$$Z = R_d + R_s + jX_s = R_w + jX_s$$

tutaj $R_w = R_d + R_s$; ale równocześnie

$$\widehat{Z} = \frac{jX_p R_p}{R_p + jX_p}$$

łącąc obie powyższe zależności po szeregu przekształceń otrzymujemy:

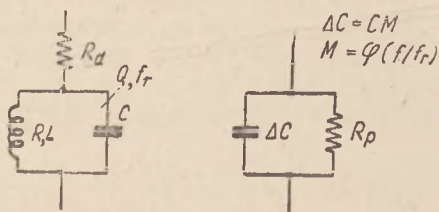
$$X_p = \frac{R_w^2 + X_s^2}{X_s}$$

Powyższą zależność przekształcamy dalej, aby zgodnie z rys. 4 zamienić obwód korekcyjny (rys. 4) na równolegle połączone pojemność (ΔC) i oporność (R_p) przeniesione.

$$X_p = - \frac{1}{\omega \Delta C}$$

W celu uproszczenia obliczeń i uzyskania wzoru na pojemność przeniesioną niezależnego od częstotliwości, a zależnego tylko od stałych obwodu korekcyjnego i od stosunku kwadratów częstotliwości, wprowadzamy pojęcie: R_*

$$R_* = R_d \omega_r C, \quad \text{czyli} \quad R_d = \frac{1}{\omega_r C} R_*$$



Rys. 4. Zamiana obwodu korekcyjnego równoważnym obwodem równoległym.

podstawiając wartości:

$$R_w = R_d + R_s = \frac{1}{\omega_r C} (R_* + L) \quad i$$

$$X_s = - \frac{1}{\omega C_s} = - \frac{1}{\omega C K}$$

do wzoru na X_p , otrzymujemy zależność:

$$X_p = - \frac{1}{\omega \Delta C} = - \frac{1}{\omega C K} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 K^2 (R_* + L)^2 \right]$$

$$\text{Stąd:} \quad \Delta C = \frac{K}{1 + \xi K^2 (R_* + L)^2} C \quad (3)$$

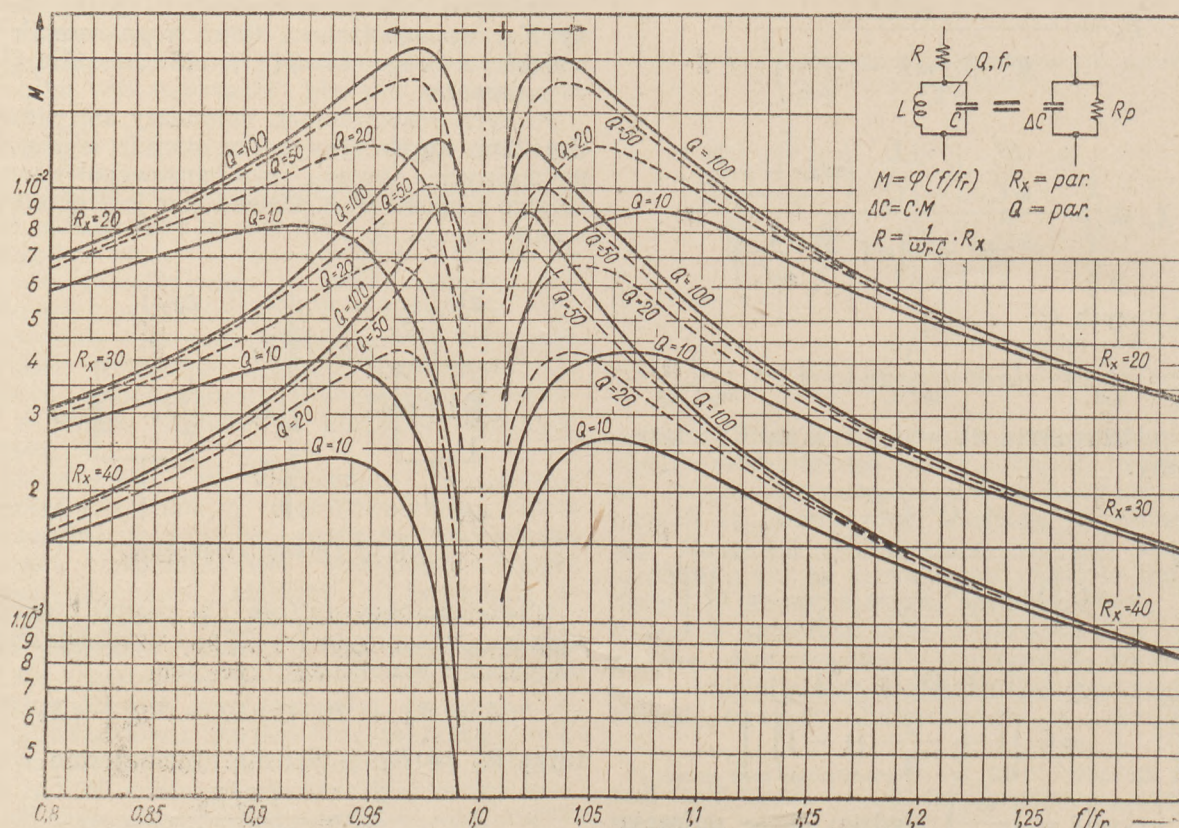
$$\text{lub:} \quad \Delta C = CM \quad (3a)$$

gdzie: M — współczynnik zależny od ξ , Q , R_* ,

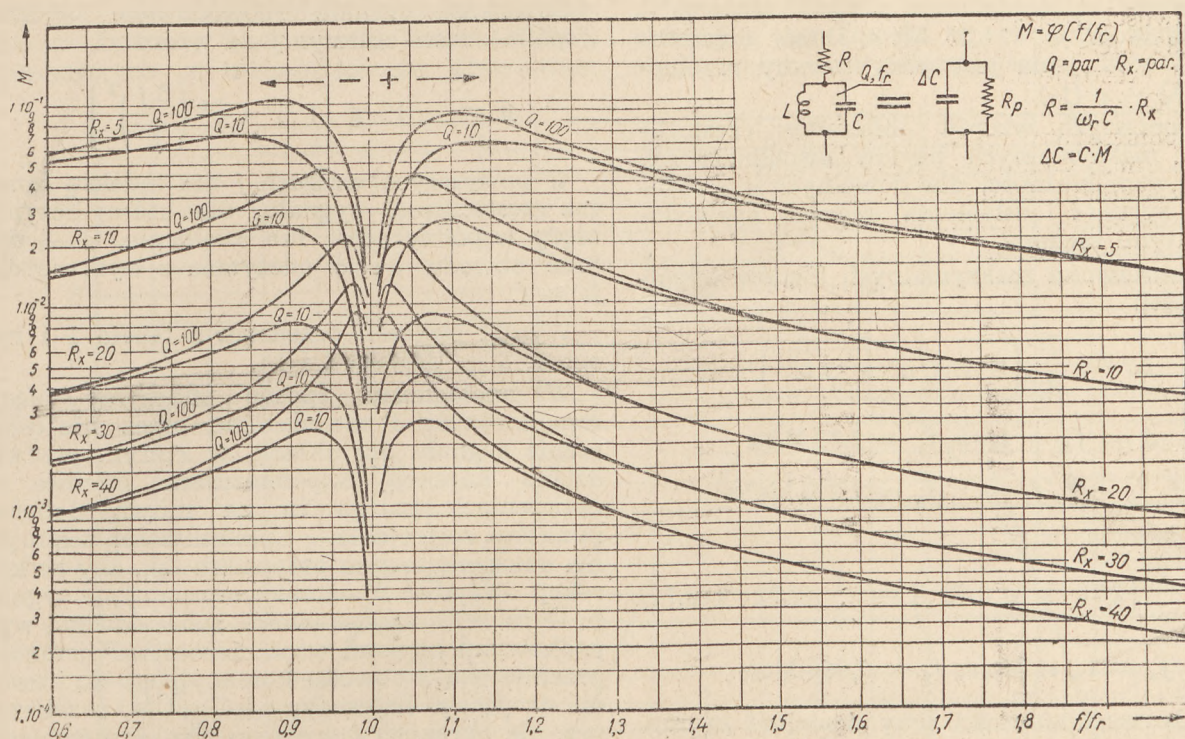
$$M = \frac{K}{1 + \xi K^2 (R_* + L)^2} \quad (4)$$

Dla ułatwienia korzystania z wzorów 3 i 3a sporządzono wykresy współczynnika M w zależności od stosunku częstotliwości bieżącej i rezonansowej obwodu korekcyjnego, przy Q i R_* jako parametrach. Współczynnik M obliczono z wzoru (4), korzystając z uprzednio obliczonych wartości współczynników K i L (wzory (1) i (2)).

Rysunki 5 i 6 przedstawiają przebieg współczynnika M — są to wykresy do projektowa-



Rys. 5. Przebieg współczynnika M w zależności od stosunku częstotliwości dla Q i R_* jako parametrów.



Rys. 6. Przebieg współczynnika M w zależności od stosunku częstotliwości dla Q i R_x jako parametrów. Zakres zmienności zmiennej niezależnej i parametrów wybrany w obszarze najważniejszym dla projektowania obwodu korekcyjnego.

nia obwodu korekcyjnego. Rysunek 5 pozwala na ocenę wpływu korekcji w szerszym zakresie stosunkowym częstotliwości i przy większych zmianach parametrów. Rysunek 6 przedstawia najbardziej istotną dla projektowania część wykresu z rys. 5, w zwiększonej skali.

Analiza przebiegów M w zależności od f/f_r (rys. 5 i 6) pozwala na ocenę wpływu korekcji przy różnych częstotliwościach heterodyny. Ponieważ znak współczynnika M ulega zmianie w zależności od tego czy częstotliwość napięcia zasilającego obwód jest większa lub mniejsza od częstotliwości rezonansowej obwodu, oczywiście jest, że obwód może przedstawiać pojemność (przy $M > 1$) lub indukcyjność przeliczoną na pojemność ujemną (przy $M < 1$). Ta pojemność przeniesiona do obwodu strojonego heterodyny (ΔC), o różnym znaku i wartości w zakresie zmian częstotliwości heterodyny, spowoduje odchylenia w przebiegu zmienności częstotliwości heterodyny względem przebiegu określonego przez stałe obwodu strojonego heterodyny. Wpływ parametrów obwodu korekcyjnego na przebieg zmienności współczynnika M najlepiej ocenimy z wykresów.

3. Przykład obliczania korekcji współbieżności

Aby ocenić wyniki, które można uzyskać po zastosowaniu dodatkowego obwodu korekcyjnego, poprawiającego współbieżność obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego, wykonane zostały obliczenia stopnia przemiany

ny odbiornika z korekcją współbieżności. Dla porównania trój- i pięciopunktowej metody zestrainia obwodów strojonych odbiornika, zostały obliczone w obu przypadkach krzywe błędów współbieżności i krzywe osłabienia sygnału, spowodowanego tymi błędami. Dobroć obwodu wejściowego odbiornika przyjęto znacznie większą niż dopuszczalną dla pojedynczego obwodu rezonansowego, ze względu na przeniesienia pasma. Zbliżoną dobroć mogłoby posiadać obwód rezonansowy filtra pasmowego.

Przyjęty układ stopnia przemiany odbiornika jest przedstawiony na rys. 1. Założenia są tu następujące:

$$f_s = 500 \div 1500 \text{ kc/s}$$

$$f_p = 465 \text{ kc/s}$$

$$f_h = 965 \div 1965 \text{ kc/s}$$

$$C = 12 \div 465 \text{ pF}$$

Przebieg dobroci Q obwodu wejściowego przedstawia rys. 7.

Błędy współbieżności, wynikające z metody trójpunktowej zestrainia możemy obliczyć dowolną metodą analityczną lub wykresną. Obieramy metodę analityczną*). Korzystny przebieg błędów współbieżności, ze względu na równomierność osłabienia sygnału w całym zakresie częstotliwości, otrzymamy, przy zestrojeniu trójpunktowym (bez korekcji), dla czę-

*) Metoda mgr inż. Jana Temlera, patrz Przegląd Telekomunikacyjny Nr 1 — 1952 r.

stotliwości zestrojenia: $f_1 = 0,54$ Mc/s; $f_2 = 0,82$ Mc/s; $f_3 = 1,36$ Mc/s. Dobór częstotliwości zestrojenia jest podyktowany przebiegiem $Q = \varphi(f_s)$.

Z poniższych wzorów obliczamy: częstotliwości maksymalnych błędów współbieżności, błędy współbieżności dla dowolnych częstotliwości sygnału i osłabienia sygnału, spowodowane tymi błędami.

Częstotliwości maksymalnych błędów współbieżności:

$$f_{xy} = \frac{1}{3} \left(a \pm \sqrt{a^2 - 3b^2} \right)$$

tutaj: $a = f_1 + f_2 + f_3 = 2,72$ Mc/s

$$b^2 = f_1 f_2 + f_2 f_3 + f_1 f_3 = 2,292 \text{ Mc}^2/\text{s}^2$$

po podstawieniu

$$f_{xy} = \frac{1}{3} \left(2,72 \pm \sqrt{0,52} \right) = \frac{1}{3} (2,72 \pm 0,72)$$

$$f_x = 1,146 \text{ Mc/s}, f_y = 0,666 \text{ Mc/s}$$

Błędy współbieżności przy dowolnej częstotliwości sygnału określimy z zależności:

$$\Delta f = f_h - (f_s + f_p) = \\ = - (f - f_1) (f - f_2) (f - f_3) E$$

gdzie:

$$E = \frac{f + d}{2(f + f_p)(f^2 + l^2)}$$

tutaj

$$d = a + 2f_p = 2,72 + 0,93 = 3,65 \text{ Mc/s}$$

$$l^2 = \frac{b^2 d - c^3}{2f_p}, \text{ gdzie}$$

$$c^3 = f_1 f_2 f_3 = 0,6024 \text{ Mc}^3/\text{s}^3$$

stąd:

$$l^2 = \frac{8,37 - 0,6024}{0,93} = \frac{7,7676}{0,93} = 8,35 \text{ Mc}^2/\text{s}^2$$

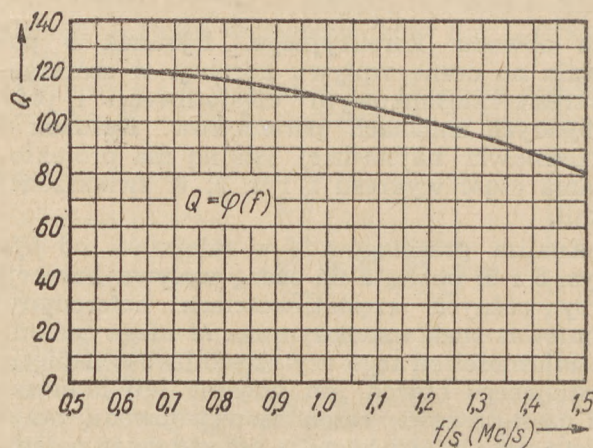
Oslabienie sygnału spowodowane błędami współbieżności obliczymy ze wzoru:

$$y = -10 \lg \left[1 + 4Q^2 \left(\frac{\Delta f}{f} \right)^2 \right]$$

W powyższych wzorach f bez indeksu oznacza częstotliwość sygnału, dla której liczymy błędy współbieżności lub osłabienie, Q — dobroć obwodu wejść. odczytana z wykresu dla $f_s = f$.

Wyniki obliczeń przedstawia tabela 1 i rysunek 8 — krzywa 1 i 1a.

W analogiczny sposób obliczymy błędy współbieżności i powodowane przez nie osłabienie sygnału dla układu, w którym przewidziano korekcję współbieżności. Różnica w obliczeniach polega tu na innym doborze punktów zestrojenia. Częstotliwości zestrojenia wybieramy w tym przypadku tak, aby po korekcji otrzymać równomierne osłabienie sygnału w zakresie częstotliwości, spowodowane wypadkowymi błędami współbieżności. Pojemność przeniesioną z obwodu korekcyjnego do obwodu strojonego heterodyny $\Delta C = CM$, przeliczamy, dla obranego z wykresu (rys. 6) przebiegu M , na równoważne przestrojenie obwodu heterodyny Δf_k . Otrzymujemy w ten sposób prze-



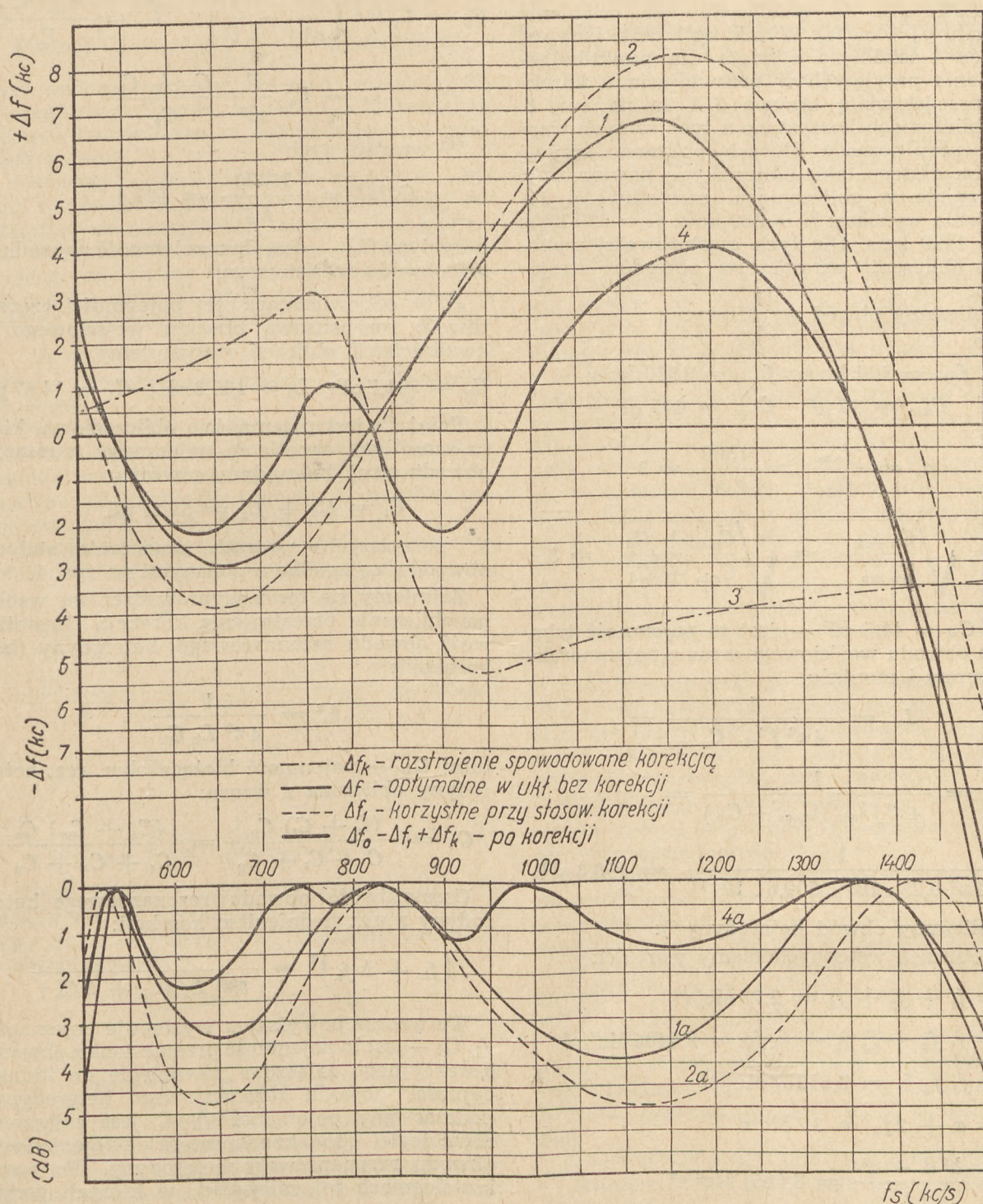
Rys. 7. Przebieg dobroci obwodu wejściowego w funkcji częstotliwości.

Tabela 1.

f_s [Mc/s]	0,5	0,6	0,73	0,9	1,0	1,08	1,2	1,3	1,4	1,5	0,65
$-(f-f_1)(f-f_2) \cdot (f-f_3)$	+	-	-	+	+	+	+	+	-	-	-
	0,011	0,01003	0,01077	0,01325	0,0298	0,0393	0,0401	0,0219	0,01995	0,0914	0,01325
E	0,25	0,229	0,206	0,182	0,1697	0,161	0,1487	0,1397	0,1312	0,1235	0,22
Δf [Kc/s]	+	-	-	+	+	+	+	+	-	-	-
	2,73	2,3	2,22	2,41	5,06	6,33	6,1	3,06	2,62	11,3	2,915
y [dB]	4,37	2,7	1,83	1,1	3,3	3,9	3,08	0,8	0,45	4,1	3,34

bieg $\Delta f_k = \varphi(f_s)$. Po zsumowaniu (z uwzględnieniem znaków) błędów współbieżności Δf , wynikających z trójpunktowego zestrojenia,

z przestrojeniami korekcji Δf_k obliczamy osłabienie sygnału dla rozstrojenia wypadkowego obwodów. Rozstrojenie wypadkowe



Rys. 8. Przebiegi błędów współbieżności obwodów strojonych i osłabienia sygnału spowodowane tymi błędami w odbiorniku superheterodynowym.

1. Błędy w układzie bez korekcji współbieżności przy korzystnie dobranych punktach zestrojenia (Δf).
 2. Błędy w układzie bez korekcji współbieżności przy punktach zestrojenia dobranych w przewidywaniu zastosowania korekcji (Δf).
 3. Przestrojenie obwodu strojonego heterodyny przez układ korekcyjny (Δf_k).
 4. Błędy współbieżności (wypadkowe) po zastosowaniu korekcji. ($\Delta f_o = \Delta f + \Delta f_k$) otrzymane jako suma krzywych 2 i 3.
- 1a; 2a; 4a — osłabienia sygnału odpowiadające krzywym błędów współbieżności.

obwodów strojonych wejściowego i heterodyny będzie równe:

$$\Delta f_0 = \Delta f + \Delta f_k \quad (5)$$

Rozstrojenie to przeliczamy na osłabienie sygnału $y_0 = \varphi(f_s)$. Wyniki obliczenia krzywej błędów i osłabienia sygnału dla punktów zestrojenia przyjętych w przewidywaniu korekcji przedstawiają krzywe 2 i 2a na rys. 8. W obliczeniach korzystano z tych samych wzorów, przy pomocy których obliczono krzywe 1 i 1a, dlatego toku obliczeń nie powtarzamy.

Przyjęte w obliczeniach częstotliwości zestrojenia wynoszą: $f_1 = 520$ kc/s; $f_2 = 830$ kc/s; $f_3 = 1420$ kc/s. Dla tych częstotliwości wykonano obliczenia parametrów obwodów strojonych.

Obliczamy obwód wejściowy:

Dane:

$$f_{\min} = 500 \text{ kc/s}; \quad f_{\max} = 1500 \text{ kc/s};$$

$$C_{\min} = 12 \text{ pF}; \quad C_{\max} = 465 \text{ pF};$$

$$a_2 = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{1500}{500} = 3$$

$$a_2 = \sqrt{\frac{C_{w \max}}{C_{w \min}}} = \sqrt{\frac{C_{\max} + C_d}{C_{\min} + C_d}} = 3$$

stąd $C_d = 44,6 \text{ pF}$ — jest to pojemność trimmera obwodu wejściowego wraz z pojemnościami lampy i montażu.

$$L_w = \frac{1}{4\pi^2 f_{\min}^2 C_{w \max}} = \frac{1}{4\pi^2 f_{\min}^2 (C_{\max} + C_d)} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{12} \cdot 509,6 \cdot 10^{-12}} = 198,8 \text{ }\mu\text{H}$$

Obliczamy obwód heterodyny*):

Z obliczeń wstępnych mamy wartości:

$$a = f_1 + f_2 + f_3 = 2,77 \text{ Mc/s}$$

$$b^2 = f_1 f_2 + f_2 f_3 + f_1 f_3 = 2,3486 \text{ Mc}^2/\text{s}^2$$

$$c^3 = f_1 f_2 f_3 = 0,61287 \text{ Mc}^3/\text{s}^3$$

$$d = a + 2f_p = 3,7 \text{ Mc/s}$$

$$l^2 = \frac{b^2 d - c^3}{2f_p} = 8,6851 \text{ Mc}^2/\text{s}^2$$

$$m^2 = l^2 + f_p^2 + a d - b^2 = 16,801725 \text{ Mc}^2/\text{s}^2$$

$$n^2 = \frac{c^3 d + l^2 f_p^2}{m^2} = 0,24673 \text{ Mc}^2/\text{s}^2$$

Po założeniu, że pojemność własna cewki w obwodzie strojonym heterodyny jest znacznie

mniejsza od pojemności kondensatora paddin-gowego, otrzymamy następujące wzory na parametry obwodu strojonego heterodyny:

$$C_p = C_0 F_0^2 \left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2} \right); \quad C_d = \frac{C_0 F_0^2}{l^2};$$

$$L_h = L_w \frac{l^2}{m^2} \frac{C_p + C_d}{C_p}$$

W wzorach tych

$$C_0 F_0^2 = \frac{25330}{L_w} = 127,4$$

przy tym C_0 — dowolna pojemność wypadkowa obwodu wejściowego;

F_0^2 — odpowiadająca tej pojemności częstotliwość rezonansowa obwodu wejściowego w kwadracie. Z obliczeń otrzymujemy:

$$C_p = 501,7 \text{ pF}; \quad L_h = 105,8 \text{ }\mu\text{H}; \quad C_d = 14,67 \text{ pF}$$

Tutaj C_d jest pojemnością obliczeniową, która umożliwia określenie pojemności trimmera obwodu stroj. heterodyny z wzoru:

$$C_t = C_d + C_4 = 59,27 \text{ pF.}$$

W powyższych wzorach oznaczenia stałych obwodów są zgodne z podanymi na rys. 1.

Zajmiemy się teraz wyprowadzeniem wzoru na obliczanie przestrojenia korekcji. Częstotliwość obwodu rezonansowego heterodyny (bez korekcji):

$$f_h^2 = \frac{1}{4\pi^2 L_h C_h}$$

tutaj C_h — pojemność bieżąca obw. rez. heterodyny obliczona z wzoru:

$$C_h = \frac{(C + C_t) C_p}{C + C_t + C_p} = \frac{(C_d + C_w) C_p}{C_d + C_w + C_p}$$

Częstotliwość obwodu rezonansowego heterodyny z uwzględnieniem korekcji:

$$(f_h + \Delta f_k)^2 = \frac{1}{4\pi^2 L_h (C_h + \Delta C_h)}$$

We wzorze powyższym występuje pojemność ΔC_h — jest to pojemność przeniesiona z obwodu korekcyjnego załączona równolegle do indukcyjności obwodu rezonansowego heterodyny, podczas gdy pojemność ΔC jest załączona równolegle do kondensatora strojeniowego obwodu rezonansowego heterodyny. Po przekształceniach tej zależności, w których pomijamy $\Delta f_k^2 \approx 0$ oraz zakładamy $f_h \approx f_h + \Delta f_k$, otrzymujemy wzór:

$$\Delta f_k = \frac{\Delta C_h f_h}{2 C_h} \quad (6)$$

Po wykonaniu obliczeń okazuje się, że założenia upraszczające nie powodują odczuwalnych błędów w wynikach, z tych samych względów możemy przyjąć, że wartość ΔC i ΔC_h są praktycznie sobie równe. Ostatecz-

*) W/g Smirenin „Sprawocznik po radiotechnice” G. E. I. Leningrad 1950, str. 535.

nie ze wzoru w postaci (6a) korzystamy przy projektowaniu.

$$\Delta f_k = \frac{\Delta C f_h}{2 C_h} = C \cdot M \cdot \frac{f_h}{2 C_h} \quad (6a)$$

Wartość stosunku $\left(\frac{f_h}{2 C_h}\right)$ występującą w tym wzorze możemy obliczyć wcześniej dla szeregu częstotliwości heterodyny, aby ułatwić sobie dalsze obliczenia i dobrać korzystny przebieg korekcji.

Przebieg korekcji będzie do przyjęcia, chociaż nie będzie to przebieg optymalny, przy następujących parametrach obwodu korekcyjnego: częstotliwość rezonansową obwodu korekcyjnego zakładamy równą częstotliwości rezonansowej obwodu strojonego heterodyny w środkowym punkcie zastrojenia, tj:

$f_r = f_{h_2} = f_2 + f_p$; $f_r = 1295$ kc/s, dobroć obwodu korekcyjnego $Q = 10$, wartość $R_* = 30$.

Obliczone dla takich parametrów obwodu korekcyjnego przebiegi: przestrojenia korekcji, błędów współbieżności wypadkowych oraz wypadkowego osłabienia sygnału — przedstawiają krzywe 3, 4, 4a, na rys. 8.

Po obliczeniu przebiegu korekcji pozostaje obliczyć stałe obwodu korekcyjnego:

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f_r^2 C} = \frac{1}{4 \pi^2 1,295^2 \cdot 10^{12} \cdot 300 \cdot 10^{-12}} = 50,4 \mu H$$

$$R_d = R_* \frac{1}{\omega_r C} = 30 \frac{1}{2 \pi 1,295 \cdot 10^6 \cdot 300 \cdot 10^{-12}} = 12,3 k\Omega$$

Dane te uzupełnimy obliczeniem oporu szeregowego w rezonansowym obwodzie korekcyjnym, niezbędnego dla uzyskania tak małej dobroci obwodu *).

$$R_{sz} = \frac{1}{\omega_r C Q} = \frac{1}{2 \pi 1,295 \cdot 10^6 \cdot 300 \cdot 10^{-12} \cdot 10} = 41 \Omega$$

Jak widać z obliczonego przykładu, korekcja współbieżności zmniejsza znacznie błędy współbieżności obwodów strojonych i osłabienia sygnału, powodowane tymi błędami. Przy korzystniejszym, niż w obliczonym przypadku, doborze częstotliwości zestrojenia można by łatwo uzyskać przebieg osłabienia sygnału nie przekraczający 1,5 dB w całym zakresie, dla przyjętych warunków obwodu wejściowego. Ponieważ, jak zaznaczono na wstępie, przyjęta w przeliczanym przykładzie dobroć obwodu wej-

ściowego jest zbyt duża ze względu na pasmo, otrzymywane w praktyce przy stosowaniu korekcji, osłabienia sygnału będą znacznie mniejsze od 1 dB.

4. Projektowanie odbiorników superheterodynowych z korekcją współbieżności obwodów strojonych

Proponowany sposób projektowania stopnia przemiany odbiornika superheterodynowego z korekcją współbieżności nie różni się zasadniczo od projektowania podobnego układu bez korekcji. Kolejność obliczeń byłaby następująca:

1. Dobór częstotliwości zestrojenia f_1 ; f_2 ; f_3 ; są to częstotliwości zestrojenia obliczeniowe jakie byłyby w układzie bez korekcji, tj. przy zestrojeniu trójpunktowym. Po korekcji otrzymamy pięć częstotliwości zestrojenia, z których każda może być różna od obliczeniowych. Obliczeniowe częstotliwości zestrojenia wybieramy uwzględniając znany charakter przestrojenia korekcji i znaną postać krzywej błędów przy zestrojeniu trójpunktowym. Uwzględniając te przebiegi, należy częstotliwości zestrojenia f_1 i f_2 przesunąć w kierunku niższych częstotliwości i zbliżyć nieco do siebie, w stosunku do położenia tych częstotliwości w układzie stopnia przemiany zestrojonego trójpunktowo. Częstotliwość zestrojenia f_3 należy przesunąć w kierunku wyższych częstotliwości sygnału aż do $f_3 = f_{s \max}$.

2. Obliczenie krzywej błędów współbieżności $\Delta f = \varphi(f_s)$ i krzywej osłabienia sygnału $\mu = \varphi(f_s)$, dla przyjętych, obliczeniowych częstotliwości zestrojenia (bez korekcji!). Obliczenia wykonujemy dowolną znaną metodą.

3. Obliczenie stałych obwodów strojonych wejściowego i heterodyny. Obliczenia wykonujemy dowolną metodą.

4. Dobór krzywej $M = \varphi(f_h/f_r)$ z wykresów do projektowania (rys. 5 i 6), czyli ustalenie parametrów Q i R_* obwodu korekcyjnego. Założenie pewnej pojemności C obwodu korekcyjnego i obliczenie przy pomocy wzoru 6a przestrojenia korekcji dla pojemności przeniesionej określonej wzorem 3a.

5. Obliczenie wypadkowego rozstrojenia obwodów strojonych z wzoru 5 i przeliczenia tego rozstrojenia na równoważne osłabienie fali nośnej sygnału, podobnie jak w punkcie drugim.

6. Obliczenie stałych obwodu korekcyjnego.

Obliczenia powyższe należy nieraz kilkakrotnie powtórzyć, aby otrzymać zadowalający przebieg osłabienia fali nośnej sygnału. Częstotliwość rezonansową obwodu korekcyjnego wybieramy zwykle równą lub nieco niższą od częstotliwości heterodyny w drugim, obliczeniowym punkcie zestrojenia, tj:

$$f_r \leq f_{h_2} = f_2 + f_p$$

Otrzymane po korekcji rzeczywiste częstotliwości zestrojenia, tj. częstotliwości przy których obwody będą idealnie współbieżne, okre-

*) Opór ten uwzględnia szeregową oporność strat elementów obwodu korekcyjnego. Rzeczywisty opór R_{sz} powinien być odpowiednio mniejszy.

ślimy z wykresu wypadkowych błędów współbieżności. W układzie, od przyjętej wartości R_* zależy wartość oporu w gałęzi zasilania anody heterodyny (R_d), a więc i tłumienie obwodu strojonego heterodyny przez ten opór. Ponieważ wartość oporu R_d jest określona wymaganiami korekcji, konieczne jest uwzględnienie tego tłumienia przy projektowaniu heterodyny. Ogólnie można polecić stosowanie obwodów korekcyjnych o małej dobroci i dużej pojemności, gdyż wtedy wartości oporu R_d wypadają zbliżone do zwykle stosowanych.

Należy podkreślić, że tego rodzaju korekcję współbieżności można zastosować w dowolnym odbiorniku superheterodynowym, zmieniając odpowiednio jego zestrojenie. Podobnie usunięcie obwodu korekcyjnego nie spowoduje poważniejszych zakłóceń w pracy odbiornika. Na

pozostałych, nie skorygowanych zakresach częstotliwości, przestrojenie korekcji jest bardzo małe i łatwe do skompensowania przy zestrzaniu, ponieważ znak przestrojenia i w przybliżeniu jego wartość pozostają w zakresie stałe. Stosowanie tego układu można polecić przede wszystkim w odbiornikach wyższej klasy o dobrych obwodach wejściowych, a więc w układach ze wzmacniaczem wielkiej częstotliwości lub filtrem pasmowym na wejściu. Warunkiem skutecznej korekcji jest możliwie dobra współbieżność wszystkich sekcji agregatu kondensatorów strojeniowych.

Na zakończenie pragnę wyrazić wdzięczność Kierownikowi Katedry Urządzeń Radiotechnicznych Odbiorczych Politechniki Wrocławskiej, Profesorowi W. Rotkiewiczowi, za pomoc i wskazówki przy opracowywaniu tematu.

Mgr inż. JERZY TRECHCIŃSKI

021.395.722

Obliczanie układu pola stopniowanego

STRESZCZENIE

W poniższym artykule, na tle znanej metody obliczania układu pola stopniowanego, opisano nową metodę, proponowaną przez autora. Na zakończenie podano szereg przykładów liczbowych zastosowania nowej metody obliczeniowej.

1. Wstęp

W telefonii dążymy do tworzenia wiązek o dużej liczbie łączy, wzrasta bowiem wówczas średnie wykorzystanie łączy. Dzięki temu ogólna liczba łączy może być mniejsza. Przy zwiększaniu wiązek napotykamy jednak na trudności spowodowane ograniczoną dostępnością stosowanych praktycznie organów połączeniowych. Trudności te pokonujemy zazwyczaj za pomocą tzw. pól stopniowanych. Pole stopniowane powstaje przez odpowiednie skojarzenie wyjść szeregu mniejszych pełnodostępnych wiązek. Wykorzystane jest przy tym zjawisko nierównomiernego obciążenia wyjść w wiązce przy określonym kierunku (kolejności) ich zajmowania. Obciążenie jest większe dla początkowych wyjść i maleje dla dalszych, spadając przy końcowych wyjściach do paru procent ruchu całkowitego danej wiązki. Łączenie końcowych wyjść szeregu omawianych wiązek (grup) w polu stopniowanym umożliwia lepsze wykorzystanie dalszych, źle dotychczas wykorzystanych organów. Łączenie wyjść (styków) szeregu wiązek (grup) pełnodostępnych może odbywać się, zależnie od ilości grup, w różnych kombinacjach. Otrzymujemy wtedy szereg rodzajów wyjść (styków) w polu stopniowanym. Ilość rodzajów styków w normalnym polu stopniowanym zależy od ilości grup i stwierdzono praktycznie, że pożądanym jest rozkład liczby wyrażającej ilość grup na możliwie dużo czynników pierwszych. Uzyskujemy wtedy więcej rodzajów styków, a wraz z tym lepszy rozkład obciążenia.

Na rysunku 1 podano przykładowo okablowanie pola stopniowanego przy 6 grupach ($g = 6$), dostępności $a = 10$ i liczbie osiąganych przez pole stopniowane organów następnego stopnia: $V = 27$ sztuk.

Wyjścia każdej grupy pokazane są tu jako pojedyncze styki. W rzeczywistości każde wyjście w grupie zwielokrotnione jest na stykach wszystkich organów połączeniowych rozpatrywanego stopnia, należących do tej grupy.

zajmowania	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Grupa 1	1	7	13	19	25	31	37	43	49	55
2	2	8	14	20	26	32	38	44	50	56
3	3	9	15	21	27	33	39	45	51	57
4	4	10	16	22	28	34	40	46	52	58
5	5	11	17	23	29	35	41	47	53	59
6	6	12	18	24	30	36	42	48	54	60

Rys. 1. Przykładowe pole stopniowane; $g = 6$, $a = 10$, $V = 27$.

W każdej grupie jest zazwyczaj ta sama liczba organów połączeniowych, a ruch telefoniczny, przy równomiernym jego rozkładzie, jest dla każdej grupy mniej więcej równy.

Możemy wtedy powiedzieć, że ruch wchodzący na pierwszy styk w każdej grupie stanowi $\frac{1}{g}$ całkowitego ruchu, obsługiwanego przez V organów następnego stopnia osiąganych przez pole stopniowane.

W omawianym przykładzie mamy cztery rodzaje styków w polu stopniowanym: styki indywidualne, wspólne dla dwóch grup, wspólne dla trzech grup i wreszcie wspólne dla wszystkich sześciu grup.

2. Obliczanie liczby grup i rodzajów styków

Liczbę grup g należy zazwyczaj ustalać dla poszczególnych przypadków przy danej dostępności a oraz danej liczbie organów V , osiąganych za pośrednictwem pola stopniowanego.

Jak wynika z teoretycznych rozważań powinna być przy tym spełniona zależność:

$$g \geq \frac{2V}{a} \quad (1)$$

Zależność (1) stosuje się dla wszystkich stopniowań przy większej liczbie grup g . Dla niewielkich ilości grup, liczbę ich ustalamy korzystając z tablicy 1, w której podano wielkości a i g w powiązaniu z największą dopuszczalną wartością V .

Tablica 1
 $V_{\max}$ przy małych g

$g \backslash a$	2	4	6
10	16	25	32
20	32	50	64

Wartość g dobieramy bliską wartości obliczonej na podstawie zależności (1), uwzględniając dobrą jej podzielność. Przeważnie bierzemy przy tym liczby parzyste o dużej ilości dzielników.

Ogólnie biorąc, liczba g dzieli się przez szeregi liczb całkowitych $k_1, k_2, k_3, \dots, k_{n-1}, k_n$.

Liczba dzielników jest n , przy tym jednak $k_1 = 1$, a $k_n = g$.

Liczba rodzajów styków w polu stopniowanym jest również n .

Styków pierwszego rodzaju, nie uwzględniając ich zwielokrotnienia, jest w każdej grupie w_1 sztuk, drugiego rodzaju — w_2 , entego (n) rodzaju — w_n sztuk.

3. Równania pola stopniowanego

Powróćmy do przykładu pola stopniowanego podanego na rysunku 1, na podstawie którego ułożyć możemy dwa równania:

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 = 10$$

$$6w_1 + 3w_2 + 2w_3 + w_4 = 27$$

Pierwsze z omawianych równań wiąże się z liczbą styków każdej grupy, a więc z dostępnością a .

Drugie równanie wiąże się z całkowitą liczbą wyjść z pola stopniowanego. Styki w_1 są wprowadzone indywidualnie dla każdej grupy, ogólna więc liczba przy sześciu grupach jest $6 \cdot w_1$. Styki w_2 odpowiadają wyjściom wspólnym dla wyjść z nich dwóch grup i mamy ich

wobec tego $\frac{6}{2} \cdot w_2$ itd.

Ogólne równania dla pól stopniowanych możemy napisać:

$$w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_n = a \quad (2)$$

$$\frac{g}{k_1} w_1 + \frac{g}{k_2} w_2 + \dots + \frac{g}{k_{n-1}} w_{n-1} + \frac{g}{k_n} w_n = V \quad (3)$$

Powyższe dwa równania są aktualne dla wszystkich zwykłych przypadków pól stopniowanych i dla niektórych przypadków szczególnych, które podane zostaną później.

4. Kryterium właściwego układu styków

Równania (2) i (3) mogą zostać spełnione przez bardzo wiele dobranych wartości $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$. Jednak pewien dowolny dobór tych wartości nie powoduje dostatecznie dobrego wykorzystania organów i pole stopniowane nie spełnia swego zadania.

Dla każdej kombinacji $w_1, w_2, \dots, w_n$ obliczamy sumę bezwzględnych wartości różnic wyrazów sąsiednich:

$$|w_1 - w_2| + |w_2 - w_3| + |w_3 - w_4| + \dots + |w_{n-1} - w_n| = R \quad (4)$$

Za najwłaściwsze rozwiązanie uważamy takie, przy którym suma ta (wzór 4) jest najmniejsza. Sprowadza się to w zasadzie do uzyskania możliwie bliskich wartości sąsiednich wyrazów w_1 do w_n .

5. Rozwiązanie metodą kolejnych prób

Dla pola z rysunku 1 ułożyliśmy równania:

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 = 10$$

$$6w_1 + 3w_2 + 2w_3 + w_4 = 27$$

Odejmując od równania drugiego pierwsze mamy:

$$5w_1 + 2w_2 + w_3 = 17$$

Największe w_1 , które można podstawić, jest 3 i możemy wtedy napisać:

$$15 + 2w_2 + w_3 = 17 \quad \text{czyli} \quad 2w_2 + w_3 = 2$$

Rozwiązania dla $w_1 = 3$ podajemy w tablicy 2.

Tablica 2.

Lp.	w_1	w_2	w_3	w_4	R
1	3	1	0	6	$2 + 1 + 6 = 9$
2	3	0	2	5	$3 + 2 + 3 = 8$

Dla $w_1 = 2$ możemy napisać:

$$10 + 2w_2 + w_3 = 17 \quad \text{czyli} \quad 2w_2 + w_3 = 7 \quad (\text{tablica 3}).$$

Tablica 3.

L. p.	w_1	w_2	w_3	w_4	R
3	2	3	1	4	$1 + 2 + 3 = 6$
4	2	2	3	3	$0 + 1 + 0 = 1$
5	2	1	5	2	$1 + 4 + 3 = 8$
6	2	0	7	1	$2 + 7 + 6 = 15$

Dalsze rozwiązania uzyskujemy dla $w_1 = 1$, korzystając z równania $2w_2 + w_3 = 12$ (tablica 4).

Tablica 4.

L. p.	w_1	w_2	w_3	w_4	R
7	1	6	0	3	$5 + 6 + 3 = 14$
8	1	5	2	2	$4 + 3 + 0 = 7$
9	1	4	4	1	$3 + 0 + 3 = 6$
10	1	3	6	0	$2 + 3 + 6 = 11$

Wreszcie przy $w_1 = 0$: $2w_2 + w_3 = 17$ (tablica 5).

Tablica 5.

L. p.	w_1	w_2	w_3	w_4	R
11	0	8	1	1	$8 + 7 + 0 = 15$
12	0	7	3	0	$7 + 4 + 3 = 14$

W omawianym przypadku istnieje 12 możliwych rozwiązań. Najlepsze jest rozwiązanie czwarte (Lp. 4), przy którym wartość R wynosi 1.

Ogólnie biorąc, liczba rozwiązań zależy od liczby grup g , dostępności a i liczby organów połączeniowych V . Przy dużej liczbie grup liczba rozwiązań wynosi setki, a nawet tysiące. Nic więc dziwnego, że metoda kolejnych prób jest niezmiernie żmudna, a każdorazowe jej stosowanie do obliczeń mija się z celem. Dlatego też w poszczególnych wielkich wytwórniach telefonicznych korzysta się z tablic uprzednio opracowanych dla szeregu najczęściej stosowanych stopniowań.

6. Uproszczona metoda rozwiązania

Metoda rozwiązania, która zostanie przedstawiona poniżej, nie daje przynajmniej w dotychczasowym stanie jej opracowania, całkowitego

tego oderwania się od metody kolejnych prób. Jednak dzięki pewnym wstępnym obliczeniom i założeniom, można ilość tych prób nawet w najbardziej skomplikowanych przypadkach zmniejszyć do kilku. Pozwala więc to na znaczne skrócenie czasu obliczeń.

Dążeniem obliczającego jest znalezienie rozwiązania przy najmniejszej wartości R . Ogólnie biorąc najmniejszą wartość uzyskamy wtedy, gdy $R = 0$. Może mieć to miejsce w przypadku:

$$w_1 = w_2 = w_3 = \dots w_n = w$$

Równania (2) i (3) możemy napisać wtedy w postaci:

$$n \cdot w = a \quad \text{oraz}$$

$$\left(\frac{g}{k_1} + \frac{g}{k_2} + \frac{g}{k_3} + \dots \frac{g}{k_n} \right) w = m \cdot w = V$$

Oczywiście n i m są liczbami całkowitymi i spełniona jest proporcja

$$\frac{a}{n} = \frac{V}{m},$$

którą można uważać za warunek konieczny i dostateczny do uzyskania wartości $R = 0$. Rozwiązanie układu równań pola stopniowanego przy $R = 0$ będziemy dalej nazywać rozwiązaniem zerowym. Uzyskanie $R = 0$ możliwe jest tylko dla niewielkiej liczby przypadków. Możemy jednak, postępując podobnie jak powyżej, sprawdzić po pierwsze czy nie ma rozwiązania zerowego, a następnie uprościć znacznie rozwiązanie.

Dzielimy na pierwej a przez n oraz V przez m , przyjmując jako n ilość dzielników liczby g , a jako m — sumę współczynników przy wyrazach lewej strony równania (3). Ogólnie biorąc otrzymujemy wtedy dwa ułamki niewłaściwe. Przedstawić możemy każdy z nich w postaci liczby całkowitej oraz ułamka rzeczywistego:

$$\frac{a}{n} = w_\alpha + \frac{\alpha}{n} \quad \text{oraz} \quad \frac{V}{m} = w_\beta + \frac{\beta}{m}$$

Mogą tu mieć miejsce trzy przypadki:

1) $w = w_\alpha = w_\beta$ i wtedy równania dla pola stopniowanego można napisać:

$$n \cdot w + \alpha = a \quad (5a)$$

$$m \cdot w + \beta = V \quad (6a)$$

2) $w_\alpha < w_\beta$. Oznaczamy przy tym $w_\alpha = w$, $w_\beta = w + B$ i wtedy równania dla pola stopniowanego możemy napisać:

$$n \cdot w + \alpha = a \quad (5b)$$

$$\begin{aligned} m(w + B) + \beta &= m \cdot w + \\ + m \cdot B + \beta &= m \cdot w + \beta' = V \end{aligned} \quad (6b)$$

3) $w_\alpha > w_\beta$. Oznaczamy przy tym $w_\beta = w$, $w_\alpha = w + A$ i wtedy równania dla pola stopniowanego możemy napisać:

$$n(w + A) + \alpha = n \cdot w + n \cdot A + \alpha = nw + \alpha' = a \quad (5c)$$

$$m \cdot w + \beta = V \quad (6c)$$

We wszystkich trzech przypadkach równania mają jednakową postać. Przy tym wielkość w dobieramy zazwyczaj tak, że jest ona możliwie największą liczbą całkowitą, mniejszą jednak lub równą mniejszej z liczb uzyskanych z podziału a przez n i V przez m . Postąpienie wbrew powyższej regule również umożliwia znalezienie prawidłowego rozwiązania, lecz zazwyczaj niepotrzebnie zwiększa ilość operacji matematycznych.

Porównując równanie (5a lub 5b lub 5c) z równaniem (2), widzimy, że jeżeli poszczególne wyrazy $w_1 \dots w_n$ przyrównamy do w , lewa strona równania mniejsza będzie o α (α') od prawej. Podobnie jest w przypadku równań (6a lub 6b lub 6c) i równania (3). Gdy podstawimy $w_1 = w_2 = \dots = w_n = w$, lewa strona równania mniejsza będzie o β (β') od prawej. Jeżeli następnie niektóre z wyrazów w w równaniach (2) i (3) zwiększymy lub też część wyrazów zwiększymy, a część zmniejszymy tak, że uzyskamy w pierwszym równaniu wzrost jego lewej strony o α (α') i jednocześnie w drugim o β (β'), równania (2) i (3) zostaną spełnione.

7. Przykłady obliczeniowe

7.1. D a n e: $a = 10$, $w = 27$.

Na podstawie tabeli 1 przyjmujemy $g = 6$. Liczby całkowite, przez które dzieli się liczba 6 są: $k_1 = 1$, $k_2 = 2$, $k_3 = 3$ oraz $k_4 = 6$.

Równania dla omawianego pola stopniowanego możemy napisać:

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 = 10 \quad (2a)$$

$$6w_1 + 3w_2 + 2w_3 + w_4 = 27 \quad (3a)$$

Ilość wyrazów w równaniu wynosi $n = 4$, a współczynnik $m = 6 + 3 + 2 + 1 = 12$.

Dzielimy z kolei a przez n oraz V przez m i otrzymujemy:

$$\frac{a}{n} = \frac{10}{4} = 2 \frac{2}{4}, \quad \frac{V}{m} = \frac{27}{12} = 2 \frac{3}{12}$$

W wyniku tego podziału nie otrzymujemy liczb całkowitych i równych. Świadczy to o tym, że nie istnieje rozwiązanie zerowe. Najmniejsze więc R jest większe od zera, a więc co najmniej równe 1.

Układamy następnie równania podobne do (5) i (6), przyjmując jako w liczbę 2.

$$4 \cdot 2 + 2 = 10$$

$$12 \cdot 2 + 3 = 27$$

Zgodnie z zasadą podaną w paragrafie poprzednim należy niektóre wyrazy $w_1 \dots w_n$ zwiększyć lub też niektóre zwiększyć i niektóre inne zmniejszyć w sumie o 2 tak, aby jednocześnie uzyskać w drugim równaniu (3a) zwiększenie o 3.

Jeżeli powiększymy jeden z wyrazów $w_1 \dots w_n$ o 2, to uzyskamy w równaniu (3a) odpowiednio wzrost o $2 \times 6 = 12$ lub $2 \times 3 = 6$ lub $2 \times 2 = 4$, względnie $2 \times 1 = 2$. Nie otrzymujemy więc pożądanego wzrostu o 3. Zwiększając natomiast wyrazy w_3 i w_4 o 1 otrzymamy wzrost o $2 \times 1 + 1 \times 1$ czyli w sumie o 3. Wartość R wynosi przy tym wg równania (4):

$$R = |2 - 2| + |2 - 3| + |3 - 3| = 0 + 1 + 0 = 1$$

Wartość $R = 1$ jest najlepszą możliwą po wykluczeniu zera i nie potrzeba w danym przypadku wykonywać więcej obliczeń. Możemy przyjąć wynik:

$$w_1 = 2, \quad w_2 = 2, \quad w_3 = 3, \quad w_4 = 3$$

Szkic okablowania omawianego pola przedstawia rysunek 1.

7.2. D a n e: $a = 20$, $V = 124$

Obliczamy g :

$$g > \frac{2 \cdot V}{a} = \frac{2 \cdot 124}{20} = 12,4$$

Najmniejsza całkowita liczba grup wynosi 13. Przyjęcie jednak liczby 13 (o ile nie związani jesteśmy względami konstrukcyjnymi), liczby pierwszej, daje niezmiernie nieekonomiczny układ pola. Liczby 14 i 15 też są niezbyt wygodne ze względu na małą ilość dzielników i wobec tego przyjmujemy znacznie dogodniejszą liczbę 16. Dzielniki dla $g = 16$ są:

$$k_1 = 1, \quad k_2 = 2, \quad k_3 = 4, \quad k_4 = 8, \quad k_5 = 16$$

Równania omawianego pola napiszemy w postaci:

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 + w_5 = 20$$

$$16w_1 + 8w_2 + 4w_3 + 2w_4 + w_5 = 124$$

$$n = 5, \quad m = 16 + 8 + 4 + 2 + 1 = 31$$

$$\frac{a}{n} = \frac{20}{5} = 4, \quad \frac{V}{m} = \frac{124}{31} = 4$$

Widzimy, że otrzymaliśmy liczby całkowite i równe, co świadczy o tym, że istnieje rozwiązanie zerowe dla $w = 4$. Szkic omawianego pola widzimy na rysunku 2.

7.3. D a n e: $a = 24$, $V = 140$, $g = 12$.

Dla $g = 12$ mamy następujące dzielniki:

$$k_1 = 1, \quad k_2 = 2, \quad k_3 = 3, \quad k_4 = 4,$$

$$k_5 = 6, \quad k_6 = 12$$

Równania omawianego pola można napisać:

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 + w_5 + w_6 = 24 \quad (2b)$$

$$12w_1 + 6w_2 + 4w_3 + 3w_4 + 2w_5 + w_6 = 140 \quad (3b)$$

$$n = 6, m = 12 + 6 + 4 + 3 + 2 + 1 = 28$$

$$\frac{a}{n} = \frac{24}{6} = 4, \quad \frac{V}{m} = \frac{140}{28} = 5$$

Wartości są całkowite ($\alpha = 0, \beta = 0$), ale nierówne ($B = 1$). Nie ma więc rozwiązania zerowego. Przyjmując $w = 4$ ($w_\alpha = 4, w_\beta = 4 +$

+ 1) można napisać równania analogiczne do 5b i 6b.

$$6 \cdot 4 + 0 = 24$$

$$28(4 + 1) + 0 = 28 \cdot 4 + 28 = 140$$

Z powyższego wynika, że liczby, które należy w równaniu (2b) dodać i odjąć, muszą być sobie równe (zwiększenie o zero), a jednocześnie musimy otrzymać wzrost w równaniu (3b) o 28. Oczywiście więc jest, że trzeba w nim zwiększać wyrazy $w_1 \dots w_n$, przy których są większe współczynniki (wyrazy początkowe), a zmniejszać dalsze.

Kilka możliwych rozwiązań podano poniżej:

- 1) $w_1 = 4 + 2 = 6, w_2 = 4 + 2 = 6, w_3 = 4 + 0 = 4$
 $w_4 = 4 - 1 = 3, w_5 = 4 - 2 = 2, w_6 = 4 - 1 = 3; R = 5$
- 2) $w_1 = 4 + 1 = 5, w_2 = 4 + 3 = 7, w_3 = 4 + 1 = 5, w_4 = 4 + 0 = 4$
 $w_5 = 4 - 1 = 3, w_6 = 4 - 4 = 0; R = 9$
- 3) $w_1 = 4 + 2 = 6, w_2 = 4 + 1 = 5, w_3 = 4 + 1 = 5, w_4 = 4 + 0 = 4$
 $w_5 = 4 - 2 = 2, w_6 = 4 - 2 = 2; R = 4$
- 4) $w_1 = 4 + 3 = 7, w_2 = 4 + 0 = 4, w_3 = 4 + 0 = 4, w_4 = 4 - 2 = 2$
 $w_5 = 4 - 1 = 3, w_6 = 4 - 0 = 4; R = 7$
- 5) $w_1 = 4 + 3 = 7, w_2 = 4 + 0 = 4, w_3 = 4 - 1 = 3, w_4 = 4 - 1 = 3$
 $w_5 = 4 - 0 = 4, w_6 = 4 - 1 = 3; R = 6$

Styk	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Grupa 1	1	17	73	49																
2	2	18	34	50	65	73	81	89												
3	3	19	25	51																
4	4	20	36	52	66	74	82	90	97	101	105	109								
5	5	21	77	53																
6	6	22	38	54	67	75	83	91												
7	7	23	39	55																
8	8	24	40	56	68	76	84	92	98	102	106	110	113	115	117	119				
9	9	25	41	57																
10	10	26	42	58	69	77	85	93												
11	11	27	43	59																
12	12	28	44	60	70	78	86	94	99	103	107	111								
13	13	29	45	61																
14	14	30	46	62	71	79	87	95												
15	15	31	47	63																
16	16	32	48	64	72	80	88	96	100	104	108	112	114	116	118	120	121	122	123	124

Rys. 2. Pole stopniowane; $a = 20, g = 10, V = 124$.

Styl	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
Grupa 1	1	13	25	37	49	61																		
2	2	14	26	38	50	62	73	79	85	91	97													
3	3	15	27	39	51	63						103	107	111	115	119								
4	4	16	28	40	52	64	74	80	86	92	98						123	126	129	132				
5	5	17	29	41	53	65																		
6	6	18	30	42	54	66	75	81	87	93	99	104	108	112	116	120					135	137		
7	7	19	31	43	55	67																		
8	8	20	32	44	56	68	76	82	88	94	100						124	127	130	133				
9	9	21	33	45	57	69						105	109	113	117	121								
10	10	22	34	46	58	70	77	83	89	95	101													
11	11	23	35	47	59	71																		
12	12	24	36	48	60	72	73	84	90	96	102	106	110	114	118	122	125	128	131	134	136	138	139	140

Rys. 3. Pole stopniowane $a = 24$, $g = 12$, $V = 140$.

Schemat okablowania dla najkorzystniejszego przypadku 3 ($R_{\min} = 4$) podaje rys. 3.

7.4. D a n e: $a = 20$, $V = 102$ oraz $g = 14$ (ze względów konstrukcyjnych).

Dla $g = 14$;

$$k_1 = 1, k_2 = 2, k_3 = 7, k_4 = 14$$

Równania omawianego pola są:

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 = 20 \quad (2c)$$

$$14w_1 + 7w_2 + 2w_3 + w_4 = 102 \quad (3c)$$

$$n = 4, m = 14 + 7 + 2 + 1 = 24$$

$$\frac{a}{n} = \frac{20}{4} = 5, \quad \frac{V}{m} = \frac{102}{24} = 4 \frac{6}{24}$$

Wynika stąd, że rozwiązanie zerowego nie ma. Przyjmując $w = 4$ ($w_\beta = 4$, $w_\alpha = 4 + 1$)

możemy analogicznie do równań 5c i 6c napisać:

$$4(4 + 1) + 0 = 4 \cdot 4 + 4 = 20$$

$$24 \cdot 4 + 6 = 102$$

W danym przypadku $w_\alpha > w_\beta$, więc przeciwnie niż w przypadku poprzednim.

Dla podkreślenia tej przeciwstawności możemy równania ująć nieco inaczej, przyjmując $w = 5$ (takie ujęcie należy traktować jednak jako wyjątkowe):

$$4 \cdot 5 + 0 = 20$$

$$24 \cdot 5 - 18 = 102$$

Z powyższego wynika, że liczby, które należy w równaniu (2c) dodać i odjąć, muszą być sobie równe, a w równaniu (3c) musimy otrzymać zmniejszenie o 18 (poprzednio konieczne było zwiększenie o 28).

Spełnienie omawianego warunku uzyskać możemy przez zmniejszanie początkowych wyrazów $w_1 \dots w_n$ o większych współczynnikach, a zwiększenie dalszych.

Kilka możliwych rozwiązań podano poniżej:

1) $w_1 = 5 - 1 = 4,$ $w_4 = 5 + 1 = 6;$	$w_2 = 5 - 1 = 4,$ $R = 2$	$w_3 = 5 + 1 = 6,$
2) $w_1 = 5 - 2 = 3,$ $w_4 = 5 - 1 = 4;$	$w_2 = 5 + 1 = 6,$ $R = 7$	$w_3 = 5 + 2 = 7,$
3) $w_1 = 5 - 2 = 3,$ $w_4 = 5 + 4 = 9;$	$w_2 = 5 + 2 = 7,$ $R = 18$	$w_3 = 5 - 4 = 1,$

7.5. D a n e: $a = 20$, $V = 73$, $g = 7$.

Dla $g = 7$: $k_1 = 1$, $k_2 = 7$.

Możemy przy tym ułożyć równania:

$$w_1 + w_2 = 20$$

$$7w_2 + w_2 = 73,$$

które mają jedynie rozwiązanie: $w_1 = 9$, $w_2 = 11$ (ściśle $V = 74$). Celem uniknięcia powyż-

szego nieekonomicznego rozwiązania, występującego zresztą zazwyczaj dla wszystkich nieparzystych liczb grup, możemy zagadnienie rozwiązać nieco inaczej.

Najlepsze dwie cyfry parzyste, jedna większa a druga mniejsza od $g = 7$, dla których układ pola stopniowanego jest względnie korzystny, są: 6 oraz 8. Pole dla $g = 7$ traktuje-

Na rys. 4 pokazano styki omawianego pola przy najkorzystniejszym rozwiązaniu 1.

Styk	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Grupa 1	1	15	29	43																
2	2	16	30	44	57	64	71	78												
3	3	17	31	45																
4	4	18	32	46	58	65	72	79												
5	5	19	33	47																
6	6	20	34	48	59	66	73	80												
7	7	21	35	49					85	87	89	91	93	95						
8	8	22	36	50	60	67	74	81												
9	9	23	37	51																
10	10	24	38	52	61	68	75	82												
11	11	25	39	53																
12	12	26	40	54	62	69	76	83												
13	13	27	41	55																
14	14	28	42	56	63	70	77	84	86	88	90	92	94	96	97	98	99	100	101	102

Rys. 4. Pole stopniowane
a = 20, g = 14, V = 102.

my jako pośrednie i stosujemy przy układaniu równania prawie wszystkie dzielniki występujące przy $g = 6$ i $g = 8$ oraz $g = 7$. W związku z tym mamy następujące dzielniki:

$$k_1 = 1, k_2 = 2, k_3 = 3, k_4 = 4, k_5 = 7$$

Dla omawianego pola napiszemy równania:

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 + w_5 = 20$$

$$7w_1 + \frac{7}{2}w_2 + \frac{7}{3}w_3 + \frac{7}{4}w_4 + w_5 = 73$$

Ułamkowe współczynniki występują tu przy wyrazach w_2 , w_3 oraz w_4 . Współczynnik przy w_2 mówi nam, że uzyskamy 7 wyjść w każdych dwóch pionowych rzędach styków należących do w_2 . W związku też z tym możemy powiedzieć, że w_2 może wyrażać się tylko liczbą parzystą (2, 4, 6 . . .). Podobnie interpretujemy współczynniki przy w_3 oraz w_4 i stawiamy żądanie, aby w_3 było liczbą podzielną przez 3 (3, 6, 9 . . .) a w_4 — liczbą podzielną przez 4 (4, 8, 12 . . .). Celem uwzględnienia powyższych wa-

runków przy rozwiązywaniu równań podstawmy zamiast

$$w_2 \rightarrow 2w'_2, w_3 \rightarrow 3w'_3, w_4 \rightarrow 4w'_4.$$

Otrzymamy wtedy równania:

$$w_1 + 2w'_2 + 3w'_3 + 4w'_4 + w_5 = 20$$

$$7w_1 + 7w'_2 + 7w'_3 + 7w'_4 + w_5 = 73$$

Równania powyższe rozwiążemy dotychczasową metodą:

Mamy

$$n = 1 + 2 + 3 + 4 + 1 = 11,$$

$$m = 7 + 7 + 7 + 7 + 1 = 29$$

$$\frac{a}{n} = \frac{20}{11} = 1 \frac{9}{11}; \quad \frac{V}{m} = \frac{73}{29} = 2 \frac{15}{29}$$

Rozwiązania zerowego nie ma. Przyjmując $w = 1$ można napisać wg wzorów (5b) i (6b):

$$11 \cdot 1 + 9 = 20$$

$$29 \cdot 1 + 44 = 73$$

Znajdujemy jedno z niewielu rozwiązań:

$$w_1 = 1 + 5 = 6, \quad w'_2 = 1 + 1 = 2, \quad w'_3 = 1 + 0 = 1,$$

$$w'_4 = 1 + 0 = 1, \quad w_5 = 1 + 2 = 3; \quad \text{stad:}$$

$$w_2 = 2w'_2 = 4, \quad w_3 = 3w'_3 = 3, \quad w_4 = 4w'_4 = 4$$

Szkic omawianego pola przedstawia rysunek 5.

Styk	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Grupa 1	1	8	15	22	29	36														
2	2	9	16	23	30	37	43		50	54										
3	3	10	17	24	31	38		47		57										
4	4	11	18	25	32	39	44		51			62	64							
5	5	12	19	26	33	40		48	52	55		60		66						
6	6	13	20	27	34	41	45				58				68					
7	7	14	21	28	35	42	46	49	53	56	59	61	63	65	67	69	70	71	72	73

Rys. 5. Pole stopniowane
a = 20, g = 7, V = 73.

Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI

621.3.018.1

Przesuwniki fazowe

STRESZCZENIE

Autor podaje ogólną teorię przesuwników fazowych, które zmieniają fazę nie zmieniając amplitudy.

W dalszym ciągu pracy podany jest cały szereg przykładów przesuwników typu RC, typu indukcyjnego, typu pojemnościowego oraz aperiodycznego z potencjometrami sinusoidalnymi oraz innych typów.

W końcu autor wspomina ciekawą pracę polskiego uczonego z 1930 roku, dotyczącą specjalnego przesuwnika fazowego, który pozwala usuwać przeszkody w odbiorze radiowym (np. z sieci i z innych źródeł).

1. Wstęp

Sprawa przesuwników fazowych w ostatnich latach przybrała na aktualności i coraz częściej w literaturze spotyka się artykuły na ten temat.

Przyczyną tego jest z jednej strony potrzeba dokładniejszego badania przesunięć fazowych we wzmacniaczach, zwłaszcza częstotliwości akustycznych, z drugiej strony tendencja budowania coraz bardziej precyzyjnych urządzeń goniometrycznych dla potrzeb nawigacji lotniczej i morskiej. Te precyzyjne urządzenia, zwłaszcza w pewnych systemach, polegają na bardzo dokładnym mierzeniu różnic fazowych; mierzenie tych różnic wymaga dokładnych przesuwników fazowych.

Z powyższego wynika, że przesuwniki fazowe obecnie są już potrzebne dla częstotliwości od 30 c/s do 100 Mc/s i wyżej. Jest to zatem zakres bardzo poważny i nie może być pokryty przez jakikolwiek jeden typ przesuwnika, jak to wynika z wielu przykładów, podanych przez autora.

Z drugiej strony dokładność wymagana dzisiaj od przesuwników fazowych jest bardzo duża. Tak np. istnieją już dzisiaj mierniki fazy (na częstotliwości akustyczne) z dokładnością pomiaru $0,1^\circ$, tj. sześć minut (p. Literatura 8). Rzecz jasna, że tak samo, jak i w innych metodach pomiarowych przesuwnik fazowy może mieć mniejszą dokładność, zaś metoda pomiarowa może być znacznie dokładniejsza, jednakże precyzyjność wykonania i dokładność przesuwnika ma bardzo duże znaczenie.

Wspomniana wyżej dokładność $0,1^\circ$ jest rzeczywiście bardzo dużą dokładnością, jeżeli chodzi o prądy akustyczne, jednakże w radiogoniometrii tego rodzaju błąd ($0,1^\circ$) daje na odległości np. 1000 kilometrów błąd:

$$\pm \frac{2\pi \cdot 1000}{3600} = \pm 1,75 \text{ km}$$

Istniejące już dzisiaj urządzenia dają większą dokładność, np. 17,5 metra na wspomnianą odległość; odpowiada to błędowi pomiaru $\pm 0,001^\circ$, tj. mniej więcej $\pm 3,6$ sekundy. Z tego ostatniego przykładu widzimy jakie wymagania wysuwa nowoczesna technika w stosunku do dokładności pomiarów opisywanego rodzaju.

W krótkim stosunkowo artykule niesposób oświetlić tematu zupełnie wyczerpująco. Wo-

bec tego autor ograniczył się do opisu tylko pewnych metod, na zasadzie których można budować przesuwniki faz, a także tylko do pewnych metod pomiarowych, które jednak zapewniają praktyczne osiągnięcie bardzo dużych dokładności, np. teoretycznie do kilku sekund i więcej.

Jak wiadomo, najprostszym przesuwnikiem fazowym, zarówno przy prądach małych, jak i wielkiej częstotliwości (czyli od 30 c/s do 100 Mc/s i wyżej) są indukcyjności lub pojemności (czyli oporności urojone) w połączeniu z opornościami omowymi.

Przesuwanie faz jednakże przy pomocy tego rodzaju urządzeń (p. rys. 1) połączone jest ze zmianą amplitudy.

Jeżeli weźmiemy układ z szeregowo załączonego opornika i pojemności według rys. 1, to możemy napisać dla spadku napięcia na wyjściu:

w rachunku symbolicznym

$$\hat{e}_2 = i \cdot R = \frac{e_0 R}{R - \frac{j}{\omega C'}}$$

lub w postaci wartości chwilowej

$$e_2 = \frac{E \cdot R}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2}}} \sin(\omega t - \arctg \frac{1}{\omega CR})$$

W równaniach tych oznaczają:

$e_0 = E \sin \omega t$ — napięcie wejściowe,

i_1 — prąd w obwodzie oporności połączonej szeregowo z pojemnością,

R — oporność omowa,

$\omega = 2\pi f$ — częstotliwość kątowna,

f — częstotliwość c/s,

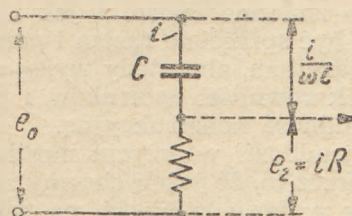
$j = \sqrt{-1}$,

$iR = e_2$ — spadek napięcia na oporności omowej czyli napięcie wyjściowe,

$\arctg \frac{1}{\omega CR} = \varphi$ przesunięcie fazowe względem

napięcia wejściowego $e_0 = E \sin \omega t$,

E — amplituda napięcia na wejściu.



Rys. 1. Najprostszy przesuwnik fazowy. Amplituda wyjściowa e_2 jest zmienna.

Z powyższego widzimy, że zmieniając C lub R w celu zmiany fazy $\arctg \frac{1}{\omega CR} = \varphi$, musimy jednocześnie zmieniać amplitudę równą w danym przykładzie:

$$\frac{ER}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}}$$

Powyższe zjawisko jest w przesuwnikach fazowych bardzo niewygodne, a przy pewnych metodach pomiarowych wprost niedopuszczalne.

Jeżeli chcemy, żeby w przesuwniku fazowym zmieniała się jedynie faza, zaś amplituda nie ulegałaby żadnym zmianom, to musimy użyć układów specjalnych, cokolwiek więcej skomplikowanych niż podany układ z rys. 1.

Wobec tego w pracy niniejszej w pierwszej kolejności będą opisane tylko takie przesuwniki fazowe, które zmieniają fazę przy zachowaniu stałej amplitudy.

2. Przesuwniki fazowe o stałej amplitudzie

2.1. Przesuwniki RC i ogólne uwagi o konstrukcji przesuwników

Najprostszym tego rodzaju przesuwnikiem jest znany układ, pokazany na rys. 2.

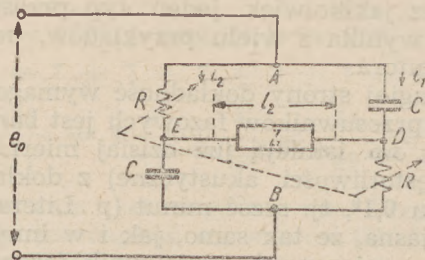
Jak widzimy, układ ten składa się z dwóch jednakowych oporników R oraz dwóch jednakowych pojemności C , które tworzą razem mostek, przy czym pojemność w lewej gałęzi mostku jest u dołu, w prawej u góry. Punkt B może być uziemiony.

Jeżeli do punktów AB przyłożymy zmienne napięcie e_0 , to między punktami ED otrzymamy napięcie przesunięte w fazie (w stosunku do napięcia między punktami A i B) w zależności od wielkości R i C przy czym amplituda DE ($D'E'$) pozostaje niezmienna, jak to widzimy na wykresie 3. Warunkiem tej niezmienności amplitudy jest to, żeby oporniki R zmieniały się (w celu zmiany przesuwu fazowego) równocześnie i były stale sobie równe. Tak samo kondensatory C winny być dokładnie równe. Tak samo jeżeli w celu zmiany fazy zastosujemy stałe oporniki R (również dokładnie równe) i zmienne kondensatory C to muszą one zmieniać swą pojemność jednocześnie tak, żeby stale były sobie dokładnie równe.

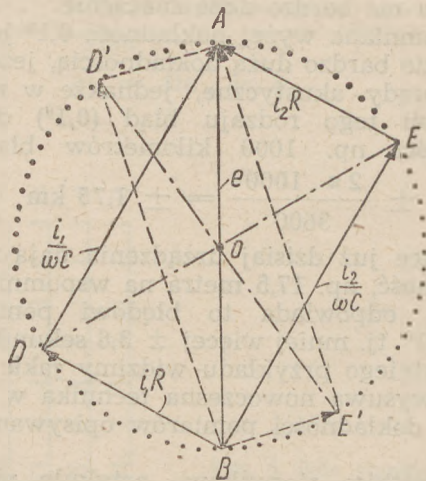
Zarówno zmienne oporniki jak i kondensatory mogą być sprzężone razem i poruszane np. jednym pokrętkiem, ale wtedy wyżej wspomniany warunek równości oporników i pojemności stwarza trudność konstrukcyjną.

Dalsza trudność w użyciu mostka z rys. 2 powstaje przez to, że jeżeli chcemy zużytkować przesunięte w fazie napięcie na jakimś wyjściowym oporze omowym lub zespolonym Z (rys. 2), to musimy ten opór tak dobrać, żeby

w jak najmniejszym stopniu obciążał mostek, gdyż w przeciwnym razie powstaną błędy w przesuwniku. Powyższe dotyczy, jak wiadomo, w ogóle wszystkich urządzeń pomiarowych i dany układ nie stanowi wyjątku. Najlepiej żeby oporność obciążenia równała się nieskończoności, tj. ∞ omów. W praktyce jest to trudne do osiągnięcia, jednakże jeżeli punkty E i D połączyć z siatkami lamp katodowych i w anodach tych lamp załączyć obciążenie Z , to znacznie się do tego ideału możemy zbliżyć, gdyż przestrzeń siatka-katoda na ogół posiada bardzo dużą oporność, np. rzędu $0,05 M\Omega$ do $1 M\Omega$ i więcej. Jednakże w zwykłych schematach, używanych w praktyce, nie jest to oporność nieskończenie wielka. Istnieje jednak układ lampowy, który na wejściu ma oporność nieskończoną, na wyjściu oporność zerową (p. Literatura — odn. 7 — Wireless World January 1952, str. 14 — 18). Oczywiście należy to rozumieć w ten sposób, że oporność wejściowa jest bardzo duża np. 1000 megomów, zaś wyjściowa — parę omów. W każdym razie oporności tego rzędu są przy pomiarach bardzo wygodne, gdyż praktycznie obciążenie wielkości mierzonej jest — zero. Inaczej mówiąc, pobór mocy mierzonej jest praktycznie zero. Oczywiście wspomniany układ lampowy (składający się notabene z 4 lamp) powiększa znacznie koszt przesuwnika i chcąc się obejść bez tego musimy oporność obciążającą zrobić co najmniej 100 razy (np.) większą od oporności obciążanej.



Rys. 2. Mostkowy przesuwnik fazowy. Amplituda wyjściowa e_2 jest stała; zmiana fazy od 0° — 180° .



Rys. 3. Wykres amplitud i faz w odniesieniu do rys. 3.

W układzie z rys. 2 możemy zmieniać fazę (punkty ED) od 0° do 180° względem fazy napięcia wejściowego.

Chcąc uniknąć jednoczesnego zmieniania dwóch oporników lub dwóch kondensatorów, możemy zastosować układ z rys. 4.

W układzie tym zmienianie jednej oporności R_0 lub jednego kondensatora C daje ten sam rezultat, co przy mostku z rys. 2. Widzimy to na wykresie z rys. 5. Jedyną wadą tego układu w stosunku do rys. 2 jest to, że napięcie wyjściowe jest dwa razy mniejsze. Widzimy to na wykresie z rys. 5: OE jest równe promieniowi koła, zaś na rys. 3 — równe średnicy koła.

Wada obydwóch układów, tj. z rys. 2 i 4 polega na tym, że opornik R (lub dwa oporniki R) w celu osiągnięcia zmiany fazy od 0° do 180° powinny się zmieniać od $R = 0$ do $R = \infty$, co jest oczywiście niemożliwe. Wobec tego układ praktyczny, w którym R może zmieniać się tylko od bardzo małego oporu do bardzo dużego, będzie niedokładny w pobliżu zera i 180° .

Oprócz tego, jeżeli np. będziemy chcieli, żeby przesunięcia fazowe odpowiadały stopniom kąta pokręta na oporniku R na rys. 2 lub R_0 na rys. 4, to musimy sam opornik nawinąć według pewnej krzywej (np. tangens'a), co stwarza nową trudność i źródło błędów.

Jeżeli chcemy skonstruować układ, przesuwający fazę od 0° do 360° , to możemy użyć układu według rys. 6, tj. podwójnego mostka z rys. 4 lub mostka w mostku.

Obliczając taki układ w sposób przybliżony (tj. przyjmując, że oporność wyjściowa Z nie obciąża wewnętrznego mostka, zaś mostek wewnętrzny nie obciąża mostka zewnętrznego), otrzymamy wykresy z rys. 7 i 8.

Wektor napięcia wyjściowego będzie zmienił się co do fazy od 0° do 360° w sposób pokazany na tych wykresach. Amplituda będzie stała.

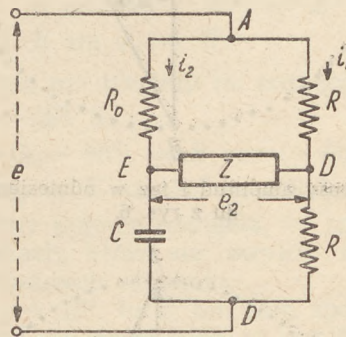
Wykresy te będą tym więcej zbliżone do stanu faktycznego, im więcej $Z >$ oporność mostka wewnętrznego i im większa ta ostatnia oporność w stosunku do oporności mostka zewnętrznego. Jeżeli np. $Z = 10^6$ omów, to oporność mostka wewnętrznego winna być rzędu 10000 omów, zaś oporność mostka zewnętrznego — 100 omów! Te ostatnie jednak 100 omów stanowi już bardzo poważne obciążenie źródła i poważnie ogranicza możliwości stosowania takiego przesuwника. Chyba, żebyśmy łączyli mostki z sobą przez lampy katodowe, a wtedy ten prosty przesuwnik fazowy, zmieniłby się na skomplikowany.

Układ powyższy (z rys. 6) możemy wykonać z 2 oporników cylindrycznych z odpowiednimi szczotkami lub jedną szczotką, zwierającą jednocześnie dwa oporniki, jak to pokazano na rys. 9.

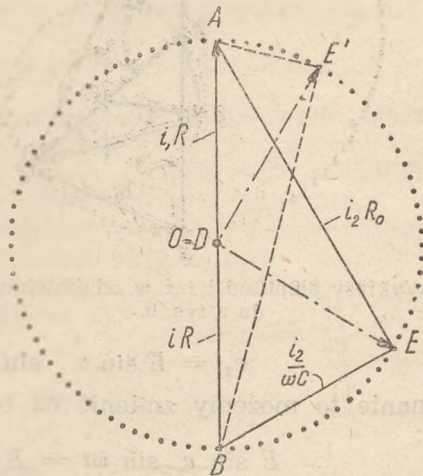
Jak widzimy, wada tego układu, oprócz wad poprzednio wspomnianych polega na tym, że pierścienie, na których nawinięte są oporniki, nie mogą być całkowicie zamknięte, a na sku-

tek tego musi istnieć kąt martwy (np. 1° do 4°), który nie może być użyty do pomiaru. Oprócz tego wskazówka związana mechanicznie ze szczotką na rys. 9 nie może być pokręcana naokoło, tj. może być pokręcana tylko od kąta, np. 1° do 356° , a nie od 0° do $n \cdot 360^\circ$, gdzie n dowolna liczba.

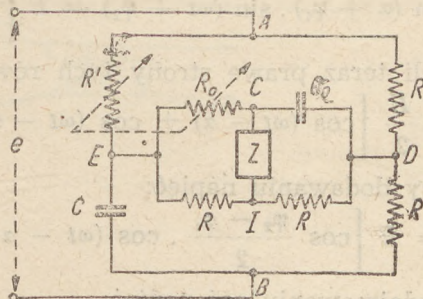
Układ z rys. 6 jest zmodyfikowanym przez autora układem podanym przez M. Duriana (p. Literatura odn. 5 i 6). Durian właściwie ustawił dwa mostki z rys. 2 jeden w drugi według mniej więcej rys. 6, stosując przełączanie zakresu od 0° do 180° i od 180° do 360° przez załączanie najpierw wewnętrznego mostka do punktów AB , a następnie do punktów ED . Autor uważa, że ideę Duriana najlepiej zrealizować według rys. 6 i 9.



Rys. 4. Układ podobny do rys. 2, jednakże ze zamianą jednego kondensatora C przez opornik R . Zmiana fazy od 0° — 180° .

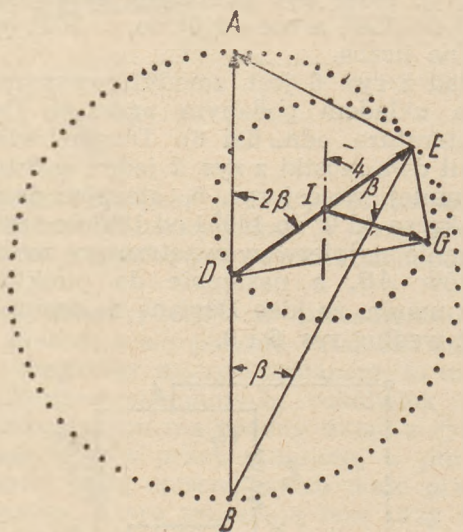


Rys. 5. Wykres amplitud i faz w odniesieniu do rys. 4.

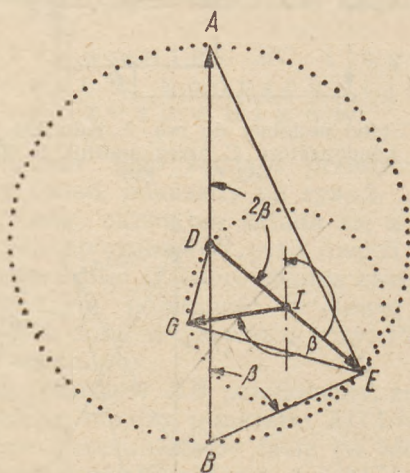


Rys. 6. Przesuwnik fazowy w układzie podwójnego mostka RC ; przesuwanie faz od 0° — 360° przy różnych amplitudach.

Jednakże biorąc pod uwagę wspomniane niedomagania i trudności konstrukcyjne autor wątpi, czy tego rodzaju przesuwniki fazowe mogą znaleźć szerokie zastosowanie.



Rys. 7. Wykresy amplitud i faz w odniesieniu do układu z rys. 6.



Rys. 8. Wykresy amplitud i faz w odniesieniu do układu z rys. 6.

Według autora idealnym rozwiązaniem byłby tylko taki układ, który by zmieniał fazę od dokładnie 0° do 360° i dalej do $n \cdot 360^\circ$ (gdzie n dowolna liczba), tj. inaczej mówiąc, żeby regulacja fazy nie była ograniczona zakresem kąta np. 1° do 358° i z powrotem. Oprócz tego jest wysoce pożądane, żeby na jakiejś skali (najlepiej na zwykłej skali goniometrycznej) było stale widać, o ile (w stopniach) ten kąt fazowy zmieniono lub przesunięto i żeby błąd takiego urządzenia był wiadomy i ograniczony np. do $\pm 1^\circ$ lub mniej.

Oczywiście im większa jest dokładność przesuwnika, tym lepiej, jednakże znacznie łatwiej jest zwiększyć dokładność pomiaru przesunięcia fazowego przez zastosowanie specjalnej metody.

Wobec powyższego, zdaniem autora, chodzi na razie o przesuwnik fazowy, odpowiadający wyżej podanym wymaganiom.

Tym wymaganiom odpowiadają podane poniżej przykłady przesuwników, z których wszystkie zbudowane są na jednej wspólnej zasadzie.

Zasada ta polega na tym, że jeżeli mamy dwa napięcia zmienne o tej samej częstotliwości, jednakowej amplitudzie i przesunięte w fazie o dowolny kąt (zasadniczo jednak przy $\varphi > 0^\circ$ i najlepiej przy $\varphi = 90^\circ$), to możemy zawsze otrzymać dowolne przesunięcie fazowe w zakresie od 0° do 360° , bez zmiany amplitudy wyjściowej, tj. krótko mówiąc, według podanych powyżej wymagań.

Weźmy takie dwie wejściowe amplitudy z przesunięciem fazowym φ_2 , tj. np.:

$$I - E \sin \omega t$$

$$II - E \sin (\omega t + \varphi_2)$$

Przypuśćmy dalej, że mamy urządzenie, które pozwala nam zmieniać amplitudy tych napięć w zależności od sinusa lub cosinusa wiadomych kątów.

Jeżeli teraz napięcia o zmienionych w wiadomy sposób amplitudach dodamy lub odejmiemy, to otrzymamy:

$$e_2 = E \sin \alpha \cdot \sin \omega t \pm E \sin (\alpha + \varphi_1) \cdot \sin (\omega t + \varphi_2)$$

Równanie to możemy zmienić na inne według znanych wzorów trygonometrycznych, ponieważ:

$$E \sin \alpha \cdot \sin \omega t = E \left[\frac{1}{2} \cos (\omega t - \alpha) - \frac{1}{2} \cos (\omega t + \alpha) \right]$$

$$\text{i } E \sin (\alpha + \varphi_1) \cdot \sin (\omega t + \varphi_2) = E \left[\frac{1}{2} \cos (\omega t - \alpha - \varphi_1 + \varphi_2) - \frac{1}{2} (\cos \omega t + \alpha + \varphi_1 + \varphi_2) \right]$$

Jeżeli teraz prawe strony tych równań dodamy lub odejmiemy, to otrzymamy:

$$e_2 = \frac{E}{2} \left[\cos (\omega t - \alpha) \pm \cos (\omega t - \alpha - \varphi_1 + \varphi_2) - \cos (\omega t + \alpha) \mp \cos (\omega t + \alpha + \varphi_1 + \varphi_2) \right]$$

tj. przy dodawaniu napięć:

$$e_2 = E \left[\cos \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} \cdot \cos \left(\omega t - \alpha + \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} \right) - \cos \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} \cdot \cos \left(\omega t + \alpha + \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} \right) \right]$$

przy odejmowaniu zaś napięć:

$$e_2 = E \left[\sin \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} \cdot \sin \left(\omega t - \alpha + \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} \right) - \sin \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} \cdot \sin \left(\omega t + \alpha + \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} \right) \right]$$

Jeżeli teraz chcemy, żeby amplituda przy zmienianiu fazy nie ulegała zmianie, to musimy tak dobrać φ_1 względem φ_2 , żeby jeden z dwóch członów, wchodzących w powyższe równania, tj. albo pierwszy albo drugi z prawej strony powyższych równań, zniknął. Praktyczniej jest oczywiście, żeby zniknął człon z $\omega t - \alpha$, tj. żeby przesuwaniu strzałki na skali goniometrycznej w kierunku dodatnim odpowiadały przesunięcia fazy w kierunku dodatnim, a nie odwrotnie.

Wobec tego trzeba, żeby w powyższych równaniach, albo

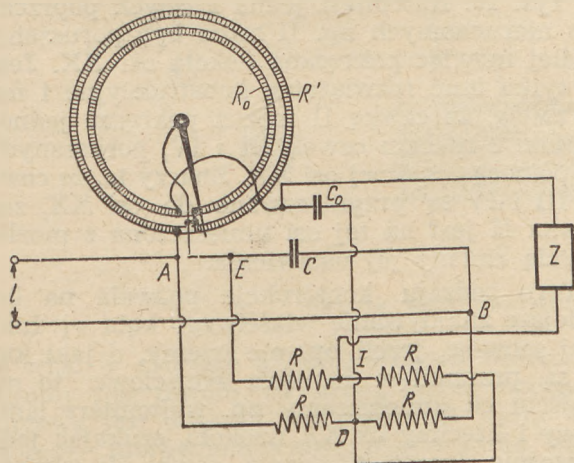
$$\cos \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} = 0$$

albo też

$$\sin \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} = 0$$

w pierwszym przypadku

$$\frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} = 90^\circ, \text{ tj. } \varphi_1 = \varphi_2 - 180^\circ$$



Rys. 9. Konstrukcja przesuwника fazowego z rys. 6.

w drugim przypadku

$$\frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} = 0, \text{ tj. } \varphi_1 = \varphi_2$$

Amplituda napięcia przesuniętego wtedy o kąt $+\alpha$, będzie wówczas równą:

$$E \cos \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} = E \cos \frac{\varphi_2 + \varphi_2 - 180^\circ}{2} = \\ = E \cos (\varphi_2 - 90^\circ)$$

w pierwszym przypadku lub w drugim:

$$E \sin \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} = E \sin \varphi_2$$

Z powyższego wynika, że najkorzystniej jest, gdy $\varphi_2 = \pm 90^\circ$, gdyż wówczas:

$$E \cos (\varphi_2 - 90^\circ) = E \\ \text{ i } E \sin \varphi_2 = E$$

tj. wtedy nic nie tracimy na napięciu.

Jeżeli $\varphi_2 = 30^\circ$, to:

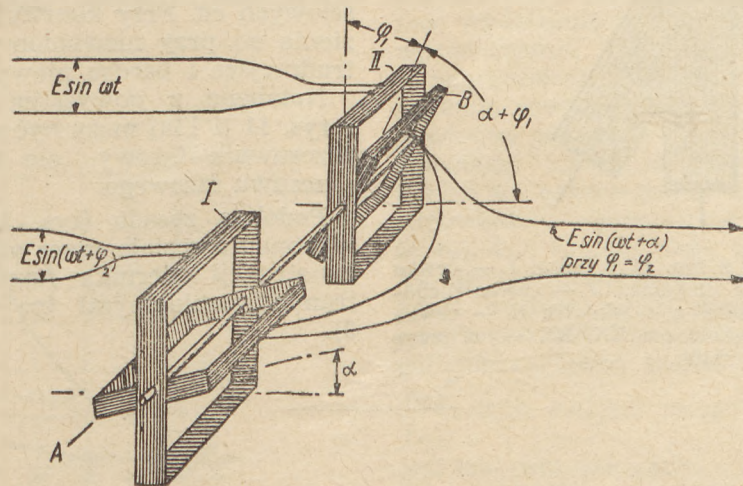
$$E \cos (\varphi_2 - 90^\circ) = E \cos (-60^\circ) = 0,5 E \\ \text{ i } E \sin \varphi_2 = E \sin 30^\circ = 0,5 E,$$

czyli tracimy połowę napięcia, co zresztą przy wzmacniaczach, które się zwykle używa, nie nastrocza żadnych obiekcyj.

Jeżeli $\varphi_2 = 10^\circ$, to w ten sam sposób możemy obliczyć, że amplituda na wyjściu będzie $0,17 E$, co też może być zużytkowane w pewnych przypadkach. Ogólnie jednak biorąc, im mniejsze jest φ_2 , tym niekorzystniejsze są warunki i przy $\varphi_2 = 0$ cały system już nie działa.

2.2. Przesuwniki indukcyjne

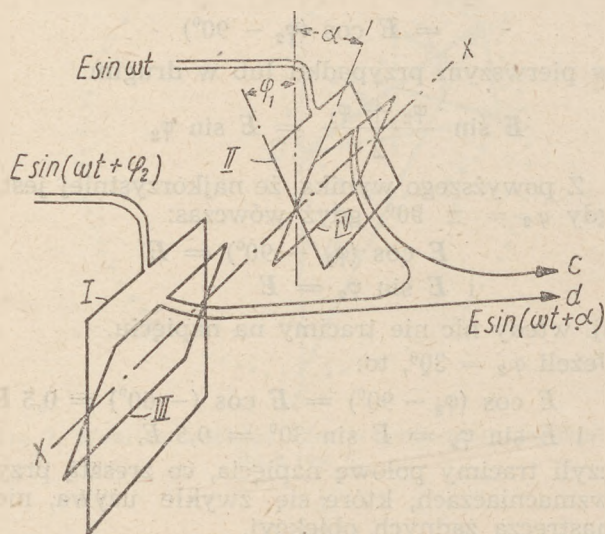
Ponieważ napięcie indukowane przez jedną cewkę w drugiej, ustawionej do pierwszej pod pewnym kątem α , jest ściśle równe sinusowi lub cosinusowi tego kąta (zależnie od tego, jak ten kąt będziemy liczyli), przeto najprostszym przesuwnikiem, zbudowanym na wyżej podanej zasadzie, będzie przesuwnik pokazany schematycznie na rys. 10.



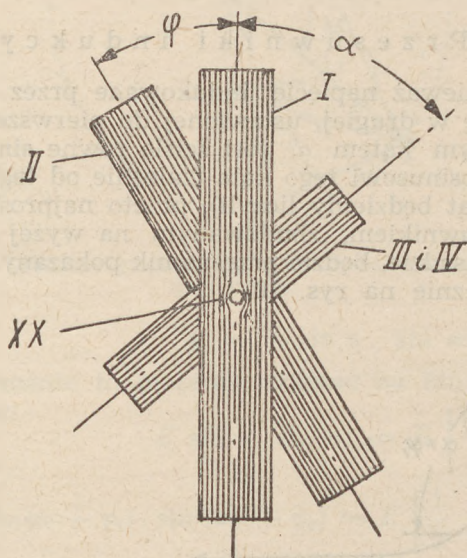
Rys. 10. Zasada przesuwnika fazowego indukcyjnego. Cewki I i II nieruchome. Cewki A i B ruchome na wspólnej osi, jednakże mogą być względem siebie pokręcone o kąt φ .

Przesuwnik ten składa się, jak widzimy, z dwóch cewek nieruchomych I i II i dwóch cewek ruchomych A i B, umieszczonych na wspólnej osi.

Uzwojenie cewek nieruchomych I i II (które zakładamy, że są zupełnie jednakowe) zasilamy napięciami równymi co do amplitudy, jednakże przesuniętymi w fazie np. o kąt φ_2 .



Rys. 11. Odmiana układu z rys. 10. Cewka I — nieruchoma. Cewki III i IV ruchome na wspólnej osi XX, jednakże nie mogą być przestawiane względem siebie. Cewka II ruchoma na tej samej osi XX i może być przestawiana pod kątem φ względem cewki I.



Rys. 11a. Widok układu z rys. 11 z boku: I — cewka nieruchoma, III — cewka ruchoma, IV — cewka ruchoma sprzężona mechanicznie z cewką III, II — cewka pokręcana zewnętrznie około osi XX, XX — oś przyrządu.

Cewki ruchome A i B są połączone szeregowo, tak żeby indukowane w nich napięcia albo się dodawały, albo odejmowały i cewki te mogą być względem siebie ustawione z pokręceniem o pewien kąt φ_1 . Po pokręceniu o taki kąt φ_1 (p. rys. 10), cewki A i B przymocowuje się na stałe do wspólnej osi i wtedy mogą być one poruszane lub pokręcane razem za pomocą wspomnianej wspólnej osi. Kąt φ_1 należy ustawić według podanej powyżej teorii albo równy kątowi φ_2 lub $\varphi_1 = \varphi_2 - 180^\circ$.

W cewkach ruchomych A i B powstają napięcia zależne ściśle od sinusa kąta α (rys. 10), jeżeli za punkt zerowy przyjmujemy kierunek prostopadły do płaszczyzny cewek nieruchomych I i II.

Oczywiście, warunkiem prawidłowego działania układu z rys. 10 jest to, żeby nie było żadnego sprzężenia między cewkami I i II. Z tego względu należy między obydwie cewki I i II wstawiać dobry ekran.

Na rys. 11 mamy odmianę urządzenia z rys. 10, które polega na tym, że cewki ruchome III i IV na wspólnej osi XX umieszczone są w jednej płaszczyźnie i nie mogą być względem siebie przestawiane tak jak to było zrobione na rys. 10. Natomiast jedna z cewek poprzednio nieruchomych np. II może być poruszana, ściślej mówiąc pokręcana dokoła osi XX. Jest to tylko inne rozwiązanie konstrukcyjne i ma tę zaletę, że cewkę II można pokręcać jednocześnie z ruchem cewek III i IV, poruszanych za pomocą wspólnej osi XX. Znaczy to, że cewki III i IV są przymocowane do osi XX, zaś cewka II jest na tej osi umieszczona z możliwością zmiany jej ustawienia.

Tego rodzaju konstrukcja pozwala na łatwiejsze znajdowanie właściwego kąta φ_1 . Inaczej mówiąc, jeżeli np. nie wiemy, o jaki kąt φ_2 są przesunięte napięcia wejściowe, to na wyjściu cd umieszczamy np. woltomierz lampowy i kręcimy oś XX naokoło, szukając jednocześnie (przez skręcanie cewki II) takiego kąta φ_1 , przy którym kręcenie osi XX nie zmienia wskazania woltomierza na zaciskach wyjściowych cd. Przy konstrukcji z rys. 10 znalezienie φ_1 , przy niewiadomym φ_2 jest znacznie trudniejsze i bardzo niewygodne.

Notabene z powyższego widać, że układ z rys. 11 (i 11a) może być użyty nie tylko jako przesuwnik fazowy, ale także jako miernik przesuwu fazowego.

Podobna zasada (rys. 11) jednak w innym wykonaniu została przez autora wyzyskana dla konstrukcji miernika fazowego z potencjometrami sinusoidalnymi (p. Literatura odnośnik 3).

d. c. n

Mgr inż. ANTONI CZECHOWSKI

621.365.5

Grzejnictwo dielektryczne

(c. d. do str. 275 Nr 9 P. T. 1952)

5.2. Nierównomierność nagrzewania wsadu uwarstwionego

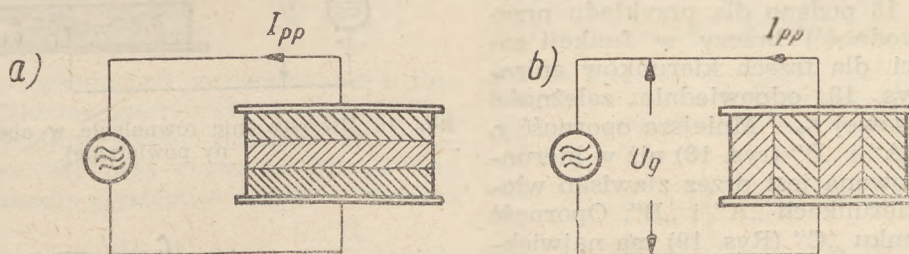
Bywają przypadki, że wsad składa się z kilku warstw o różnych właściwościach elektrycznych; ma to miejsce np. w procesie klejenia drzewa lub suszenia drzewa. Uwarstwienie może być „szeregowo”, jak na rys. 14a, lub „równoległe” jak na rys. 14b. W przypadku uwarstwienia szeregowego, gdzie powierzchnie styku między poszczególnymi warstwami są prostopadłe do kierunku pola elektrycznego, przez wszystkie warstwy przepływa ten sam prąd i korzystne jest posługiwanie się układem zastępczym szeregowym dla każdej warstwy. Moc ciepła wydzielanego w poszczególnych warstwach wyrazi się iloczynem $I_{pp}^2 (R_{sz})_n$, gdzie $(R_{sz})_n$ jest zastępczą opornością szeregową warstwy n-tej. Największa moc będzie wydzielana w warstwie o największej oporności,

1 cm³ drzewa świerkowego od stopnia wilgotności. Jeśli wsad będzie składał się z warstw szeregowych o wilgotności 15% i 40%, to warstwy suchsze będą się nagrzewały silniej od warstw wilgotniejszych tak długo, aż ich wilgotność będzie mniejsza od 5%; wtedy z kolei oporność warstw wilgotniejszych będzie większa i warstwy te będą się silniej nagrzewały od warstw suchych.

Odmienne będzie przebiegał proces nagrzewania wsadu o uwarstwieniu równoległym. W tym przypadku wszystkie warstwy będą pod tym samym napięciem U_g i korzystnie jest posługiwać się równoległym układem zastępczym. Moc ciepła wydzielanego w poszczególnych

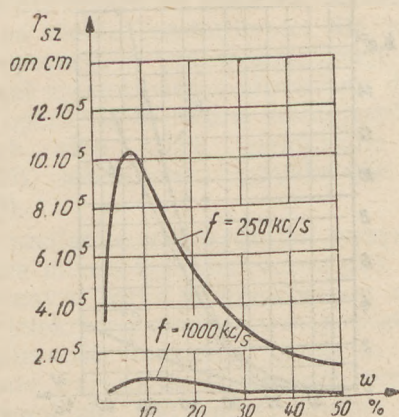
warstwach wyraża się ilorazem $\frac{U_g^2}{(R_t)_n}$ i najsilniej

będzie się nagrzewała warstwa o najmniejszej oporności. Dlatego korzystniejsze jest uwar-



Rys. 14. Wsady uwarstwione: a — szeregowo, b — równoległe.

a więc w procesie klejenia drzewo będzie się silniej nagrzewało od kleju, gdyż oporność drzewa jest większa od oporności kleju. Podobnie nierównomierność nagrzewania może wystąpić przy suszeniu drzewa o różnym stopniu wilgotności. Na rys. 15 przedstawiono przykładowo zależność oporności szeregowej



Rys. 15. Zależność oporności szeregowej drzewa świerkowego w funkcji wilgotności przy dwóch wartościach częstotliwości 250 i 1000 kc/s 1.

stwienie równoległe od szeregowego przy klejeniu i przy suszeniu drzewa.

Osobny przypadek uwarstwienia przedstawia obecność warstwy powietrza między wsadem i górną elektrodą. W przypadku uwarstwienia szeregowego obecność szczeliny powietrznej jedynie redukuje napięcie czynne i zmniejsza moc wydzielaną w nagrzewanym materiale bez wprowadzania dodatkowej nierównomierności w nagrzewaniu. Natomiast w przypadku uwarstwienia równoległego jak na rys. 16 szczelina powietrza powoduje nie tylko redukcję napięcia czynnego, ale także nierównomierny rozkład napięć na poszczególne warstwy wsadu. Przy odpowiednio znacznej szczelinie, gdy oporności r_{sz1} , X_{sz1} , r_{sz2} , X_{sz2} będą znacznie mniejsze od X_p , gęstość prądu będzie w przybliżeniu jednakoowa w całej przestrzeni i równa $U_g/X_p \cdot S_e$; wtedy stosunek koncentracji mocy w poszczególnych częściach wsadu wyrazi się: $p_2/p_1 \cong \frac{r_{sz1}}{r_{sz2}}$, czyli rozkład mocy wytwarzanego ciepła

$$r_{sz1}$$

jest taki sam, jak gdyby uwarstwienie było szeregowo. Dlatego przy klejeniu i suszeniu drzewa unika się nadmiernych szczelin powietrznych.

5.3. Nierównomierność nagrzewania materiałów anizotropowych

Niektóre materiały wykazują różne wartości ϵ i $\text{tg}\delta$ w zależności od kierunku pola elektrycznego w stosunku do osi symetrii charakterystycznych dla danego materiału. Anizotropia może być typu mikroskopowego i makroskopowego; pierwszy typ anizotropii ma swoją przyczynę w niesymetrycznej budowie kryształów (np. kwarc), a anizotropia makroskopowa jest często spotykana i jest spowodowana niejednorodną budową materiału, w którym występują np. włókna lub słoje.

Średnia oporność materiału wzdłuż słoików bywa zwykle mniejsza niż w poprzek słoików; dlatego w przypadkach, gdy kierunek słoików tworzy z kierunkiem pola kąt różny od 0 i 90°, przebieg prądu w materiale odchyła się od kierunku pola w kierunku słoików i nagrzewanie materiału może być nierównomierne. Jednym z najbardziej niejednorodnych materiałów jest drzewo, które ma trzy osie anizotropii jak na rys. 17: A — w kierunku słoików; B — w kierunku promieniowym; C — w kierunku stycznym. Na rys. 18 podano dla przykładu przebieg $1/r_r$ (przewodność) brzozy w funkcji zawartości wilgoci dla trzech kierunków anizotropii, a na rys. 19 odpowiednie zależności oporności szeregowej r_{sz} . Mniejsza oporność r_r w kierunkach „A” i „B” (rys. 18) niż w kierunku „C” spowodowana jest przez zjawisko włóskowości w kierunkach „A” i „B”. Oporność drzewa w kierunku „C” (Rys. 19) ma największe wartości przy dużych zawartościach wilgoci, dlatego kierunek ten jest najbardziej odpowiedni dla suszenia drzewa o dużej zawartości wilgoci. W procesie klejenia drzewa o uwarstwieniu równoległym najbardziej ekonomiczny jest kierunek „C”, natomiast w przypadku uwarstwienia szeregowego ekonomiczność procesu klejenia zależy od wilgotności drzewa.

5.4. Nierównomierność nagrzewania wsadu o skomplikowanych kształtach

Gdy nagrzewany materiał jest jednorodny, ale wysokość wsadu w kierunku pola jest różna, to może również wystąpić nierównomierne nagrzewanie materiału. Tak np. w przypadku wsadu o przekroju trapezowym jak na rys. 20 pole elektryczne na krawędzi a — b będzie miało największą wartość i materiał, będzie się nagrzewał w tym miejscu najwięcej; w miarę przesuwania się w kierunku krawędzi c — d koncentracja mocy wydzielanego ciepła będzie stopniowo malała. Przez wprowadzenie odpowiednio dobranej szczeliny powietrznej między wsadem i górną elektrodą można doprowadzić do równomiernego rozkładu pola elektrycznego w całej objętości materiału nagrzewanego,

a tym samym można otrzymać równomierny rozkład temperatury w materiale. W przypadku wsadu o dowolnie ukształtowanej powierzchni górnej jak na rys. 21 dla zapewnienia równomiernego nagrzewania materiału należy tak dobrać kształt elektrody górnej, by w każdym przekroju była spełniona zależność:

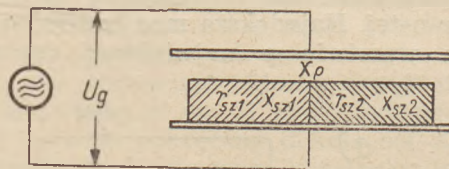
$$a_x = a_m + \frac{h_m - h_x}{\epsilon} \quad (\text{cm}) \quad (22)$$

gdzie: a_x — wymiar szczeliny powietrznej w dowolnym przekroju (cm);

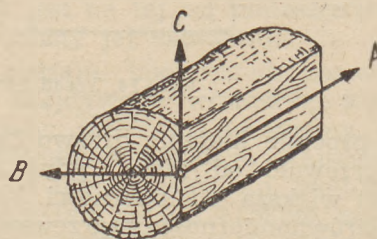
a_m — wymiar szczeliny powietrznej w przekroju odpowiadającym największej grubości materiału nagrzewanego (cm);

h_m — największa grubość materiału nagrzewanego (cm);

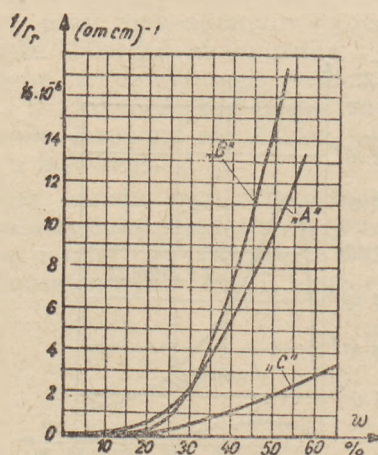
h_x — grubość materiału w dowolnym przekroju (cm).



Rys. 16. Uwarstwienie równoległe w obecności szczeliny powietrznej.



Rys. 17. Osie anizotropii drzewa.



Rys. 18. Zależność $1/r_r$ drzewa brzozy w funkcji wilgotności dla trzech kierunków anizotropii przy temperaturze 15° C, $f = 250$ kc/s 1.

W przypadku wsadu o przekroju trapezowym należy zastosować układ elektrod jak na rys. 22, przy czym:

$$\frac{h_m - h_0}{a_0} = \varepsilon \cong \frac{a_1}{a_2} \quad (23)$$

W przypadku wsadu w kształcie walca kołowego należy zastosować układ elektrod jak na rys. 23, przy czym promień krzywizny elektrod można wyznaczyć z zależności:

$$\zeta_e \cong \zeta_m \frac{\varepsilon}{\varepsilon - 1} \quad (\text{cm}) \quad (24)$$

gdzie: ζ_e — promień krzywizny elektrod (cm);
 ζ_m — promień przekroju materiału nagrzewanego (cm).

Należy jednak zauważyć, że bardzo dokładne formowanie elektrod nie jest konieczne, gdyż zawsze występuje wyrównywanie różnicy temperatur między sąsiednimi warstwami przez przewodzenie ciepłe.

5.5. Nierównomierność nagrzewania na skutek zjawiska fal stojących

Gdy długość wsadu jest porównywalna z długością fali elektromagnetycznej w dielektryku, to napięcie wzdłuż wsadu rozkłada się sinusoidalnie (rys. 24) przy czym na brzegu (nie zasilanym) wsadu występuje napięcie większe

$$\text{od napięcia zasilającego } U_{mx} = \frac{U_a}{\cos\left(\frac{2\pi X_{mx}}{\lambda_d}\right)},$$

gdzie λ_d — długość fali w dielektryku).

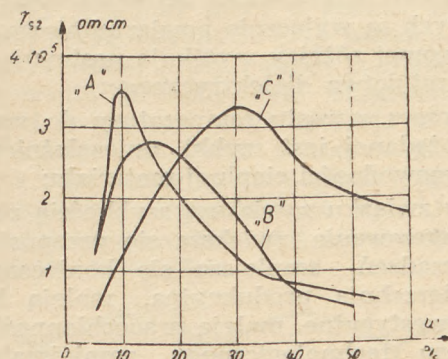
Dla zmniejszenia efektu fal stojących należy stosować częstotliwości mniejsze od obliczonych z zależności (16) i zasilac elektrody nie na krańcu, a w środku ich długości — gdyż wtedy X_{mx} równa się połowie długości wsadu. Gdyby jednak nie można było z jakichś przyczyn stosować częstotliwości mniejszych od f_{mx} (np. dlatego, że nie opłaca się kupować osobnego generatora na niskie częstotliwości dla wykonania jednej operacji, a jest w dyspozycji generator o wyższej częstotliwości, stosowany do szeregu innych operacji), to można zmniejszyć efekt fal stojących albo przez wielokrotne zasilanie (rys. 25), albo przez wielokrotne strojenie (rys. 26).

Przy zasilaniu wielokrotnym wszystkie linie zasilające muszą być identyczne pod względem elektrycznym, gdyż w przeciwnym razie zasilanie wielokrotne może nawet powiększyć nierównomierność rozkładu napięcia. Dokładne spełnienie warunków stawianych przez zasilanie równoległe jest raczej trudne i dlatego układ ten jest rzadko stosowany. Strojenie wielokrotne nie nastęrcza większych trudności w wykonaniu, a daje te same wyniki co do rów-

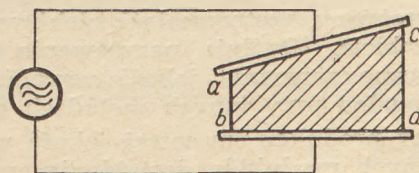
nomierności rozkładu napięcia jak poprzedni układ. Strojenie polega na doprowadzeniu do rezonansu (przy częstotliwości pracy) obwodu złożonego z pojemności i z sumarycznej indukcyjności cewek nastrojczych. Ponieważ poszczególne cewki są połączone równoległe, to indukcyjność poszczególnych cewki można określić z zależności:

$$L_n = n \cdot \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_d} \quad (\text{H}) \quad (25)$$

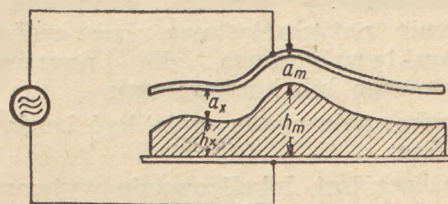
gdzie: n — ilość miejsc strojenia (miejsc najmniejszego napięcia).



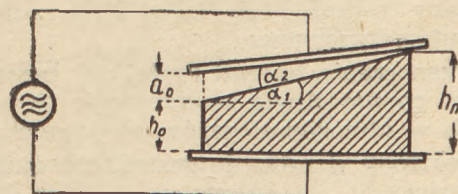
Rys. 19. Zależność r_{s2} drzewa brzożowego w funkcji wilgotności dla trzech kierunków anizotropii przy temperaturze 15°C , $f = 250 \text{ kc/s}$.



Rys. 20. Przykład nieprawidłowego ułożenia elektrod w przypadku nagrzewania wsadu o przekroju trapezowym.



Rys. 21. Ukształtowanie elektrod dla równomiernego nagrzewania wsadu o dowolnym kształcie.



Rys. 22. Układ elektrod dla równomiernego nagrzewania wsadu o przekroju trapezowym.

W układzie podanym na rys. 26 w miejscu przyłączenia źródła można wstawić trzecią cewkę o indukcyjności L_n , a przyłączenie źródła zasilającego może być wtedy wykonane w dowolnym miejscu i rozkład napięcia nie zmieni się w stosunku do podanego na rysunku.

6. Zasadnicze rodzaje zastosowań grzejnictwa dielektrycznego

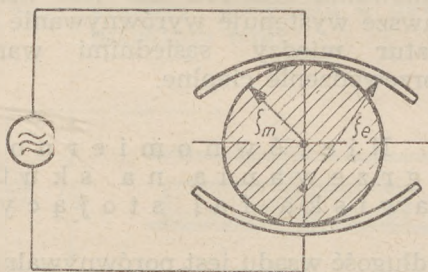
6.1. Zalety grzejnictwa dielektrycznego

Nagrzewanie materiałów metodą dielektryczną jest typowo skrośne, podczas gdy wszystkie inne metody nagrzewania materiałów nie przewodzących są wyłącznie powierzchniowe. Z tej podstawowej różnicy wynikają następujące zalety grzejnictwa dielektrycznego:

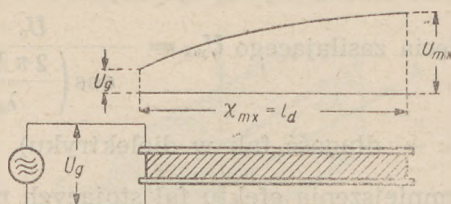
- a) proces wzrostu temperatury do wartości pożądanej jest szybki, niezależny od przewodności cieplnej materiału;
- b) w związku z większą szybkością procesu nagrzewania zwiększa się przepustowość urządzeń, zmniejsza się konieczna powierzchnia produkcyjna, maleją koszty inwestycyjne, maleje pracochłonność procesu technologicznego, zmniejszają się straty ciepłne;
- c) wytwarzanie ciepła jest równomierne w całej objętości materiału (jednorodnego);
- d) w następstwie równomierności nagrzewania wzrasta wytrzymałość mechaniczna wyrobów i wytrzymałość elektryczna na przebicie. Ogólnie nagrzewanie dielektryczne zapewnia jakość wyrobów nieosiągalną przy innych metodach grzania;
- e) przy produkcji masowej jakość poszczególnych produktów jest identyczna i odpad produkcyjny jest sprowadzany prawie do zera;
- f) odparowywanie wody jest szybsze i umożliwia zupełne usunięcie wilgoci;
- g) uruchamianie procesu grzeijnego jest prawie natychmiastowe, bez opóźnienia charakterystycznego dla nagrzewania płytowego lub komorowego;
- h) dawkowanie ciepła może być bardzo dokładne;
- i) możliwe jest lokalizowanie wytwarzanego ciepła w pożądanej części przedmiotu nagrzewanego;
- j) procesy technologiczne mogą być tak zmodyfikowane, by pochłaniały mniej pracy ręcznej lub żeby były zupełnie zautomatyzowane;
- k) przenoszenie energii może być bezstykowe, co umożliwia nagrzewanie w próżni lub w atmosferze gazów obojętnych;
- l) elektrody w procesie grzania nie zużywają się;
- m) warunki pracy personelu obsługującego są znacznie lepsze i bardziej higieniczne.

6.2. Podgrzewanie proszku bakelitowego

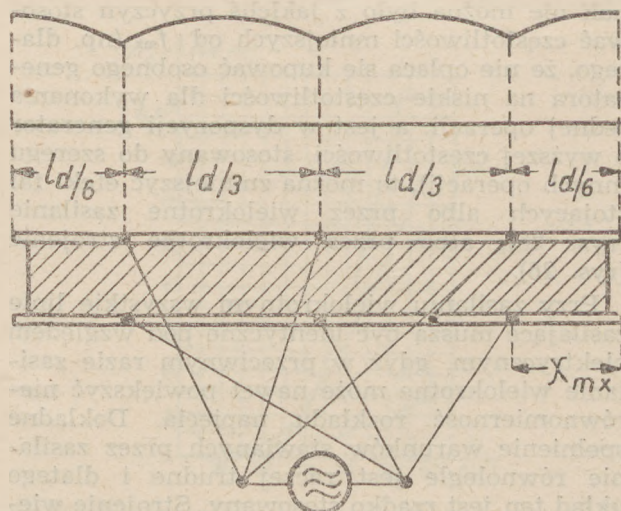
Podgrzewanie proszku bakelitowego przed prasowaniem umożliwia: krótszy czas zamykania prasy, stosowanie mniejszych ciśnień w procesie prasowania (obniżenie ciśnienia może być 6-krotne lub nawet większe, w zależności od rodzaju proszku) i krótszy czas prasowania, przy czym zużywanie się form do prasowania jest mniejsze i trwałość ich większa. W czasie podgrzewania następuje odparowanie zawartej w proszku wilgoci i usunięcie gazów, tak że nie jest konieczne otwieranie prasy w trakcie prasowania dla „odpowietrzenia” — co jest bardzo ważne przy prasowaniu dużych sztuk (np. przy prasowaniu skrzynek do odbiorników radiowych). Proszek po podgrzaniu jest plastyczny i zamykanie pras może odbywać się przy uży-



Rys. 23. Układ elektrod dla równomiernego nagrzewania wsadu w kształcie walca kołowego.



Rys. 24. Rozkład napięcia wzdłuż wsadu przy zbyt wielkiej jego długości w stosunku do długości fali.



Rys. 25. Zmniejszenie efektu fal stojących przez zasilanie wielokrotne.

ciu znacznie mniejszej siły, dlatego po wprowadzeniu podgrzewania proszku bardzo często mężczyźni obsługujący prasy ręczne mogą być zastąpieni przez kobiety.

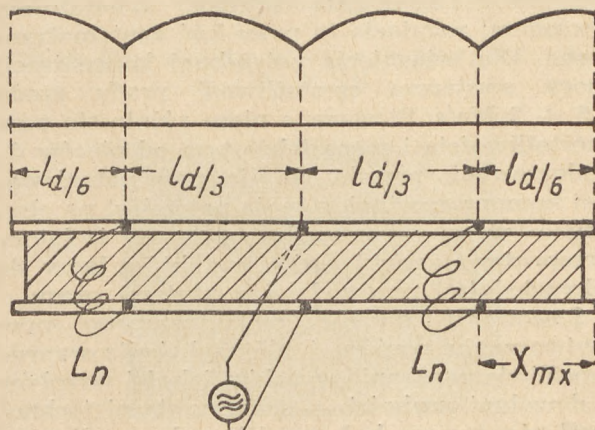
Podgrzewanie proszku może być zrealizowane w zwykłych piecach, ale czas podgrzewania jest długi i temperatura powierzchni jest znacznie wyższa od temperatury wnętrza proszku. Wad takich nie posiada podgrzewanie dielektryczne, co w rezultacie zapewnia jednorodną polimeryzację proszku zarówno na powierzchni, jak i w środku; nie występują pęcherze powietrzne, wytrzymałość mechaniczna wyprasek wzrasta średnio 2-krotnie, wytrzymałość elektryczna wzrasta nawet do 2 i 3-krotnej wartości, odpad maleje praktycznie do zera.

Skrócenie czasu prasowania zależne jest od grubości ścianek wypraski; podgrzewanie proszku przy prasowaniu małych detali o grubości ścianek do 2 mm praktycznie prawie nie daje zysku na średnim czasie wykonania, natomiast ze wzrostem grubości ścianek zysk ten szybko rośnie. Na rys. 27 podano dla porównania zależność czasu prasowania od grubości ścianki wypraski dla trzech sposobów prasowania: bez podgrzewania, z podgrzewaniem w zwykłym piecu i w piecu dielektrycznym. Z podanych krzywych widać, że już przy grubości ścianek 10 mm skrócenie czasu prasowania jest więcej niż 5-krotne; skrócenie całkowitego czasu wykonania wypraski jest nieco mniejsze, gdyż dochodzą takie czynności jak włożenie proszku, które nie ulegają skróceniu.

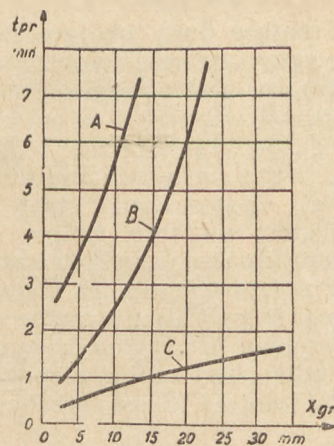
Na rys. 28 podano porównanie wyprasek przy zastosowaniu podgrzewania dielektrycznego (na górze) i bez podgrzewania (na dole), przy czym każda wypraska pokazana jest w widoku i w przekroju. Z rysunku tego widać, że np. raczka do żelazka prasowana przez 10 minut bez podgrzewania miała w środku proszek prawie zupełnie surowy (przekrój porowaty), natomiast z podgrzewaniem dielektrycznym proces prasowania trwał tylko 2 minuty i przekrój raczki był zupełnie jednorodny. Przekrój drugiej wypraski, tj. kołki rozdzielacza samochodowego, prasowanej bez podgrzewania przez 11 minut, był dostatecznie jednorodny (stosunkowo niewielka grubość ścianek), ale podgrzewanie w piecu dielektrycznym przez 0.85 minuty umożliwiło skrócenie czasu prasowania do 2 minut.

Przy podgrzewaniu proszków stosuje się natężenia pola rzędu $0.5 \div 1.5$ kV/cm przy częstotliwościach pracy $15 \div 20$ Mc/s. Dopuszczalna temperatura końcowa proszku podgrzewanego zależy od czasu przenoszenia go z pieca do prasy, gdyż przy dłuższym czasie przenoszenia i przy zbyt wysokiej temperaturze podgrzewania może nastąpić przedwczesna polimeryzacja proszku przed włożeniem go do prasy. Średnio czas przenoszenia proszku z pieca do prasy waha się w granicach $10 \div 15$ sek.; w tych warunkach dopuszczalna temperatura podgrzewania proszku wynosi $130 \div 120^\circ$ C. Czas podgrzewania wynosi zwykle $15 \div 60$ sek., rzadziej do

2 minut, a zależy tylko od mocy posiadanego pieca, ciężaru jednego wsadu i rodzaju proszku. Przeciętna wydajność pieca o mocy wyjściowej 1 kW wynosi 0,4 kg proszku w ciągu jednej minuty do temperatury 120° C. Najczęściej używane piece mają moc wyjściową 1 lub 2 kW, rzadziej 5 lub 10 kW. Sprawność całkowita tych pieców waha się w granicach $0,4 \div 0,5$. Na rys. 29 podano widok pieca dielektrycznego do podgrzewania proszku bakelitowego. Piec ustawia się blisko prasy dla skrócenia czasu przenoszenia. Gdy czas prasowania jest parokrotnie dłuższy od czasu podgrzewania jeden piec może obsługiwać dwie prasy wykonujące te same wypraski. Proszek wkłada się do komory grzejnej pieca w postaci tabletek uprzednio przygotowanych przy pomocy małej zautomatyzowanej prasy zwanej „tabletkarką”. Tabletkowanie proszku było stosowane już i w starej technologii, gdyż operacja ta umożliwia dokładne dozowanie proszku, co w następstwie daje zmniejszenie odpadu i zaoszczędzenie surowca. Podgrzewanie dielektryczne proszku nie sprasowanego jest nierównomierne i jest rzadko stosowane.



Rys. 26. Zmniejszenie efektu fal stojących przez strojenie wielokrotnie.



Rys. 27. Zależności czasu prasowania detali bakelitowych od grubości ich ścianek dla trzech sposobów: A — bez podgrzewania, B — z podgrzewaniem w zwykłym piecu do temperatury 100° C, C — z podgrzewaniem w piecu dielektrycznym do temperatury 120° C 12.

6.3. Grzanie dielektryczne w zastosowaniu do prasowania mas plastycznych z wypełniaczami włóknistymi.

Grzanie dielektryczne bywa również stosowane do obróbki termicznej mas plastycznych włóknistych jak papier bakelizowany i płótno bakelizowane, przy czym jako komorę grzejną wykorzystuje się przestrzeń między płytami prasy. Dla zapewnienia równomiernego nagrzewania i dla zaoszczędzenia drogiej energii wielkiej częstotliwości stosuje się często dodatkowe ogrzewanie płyt zwykłą metodą. Temperatura podczas procesu prasowania wynosi $160 \div 170^\circ \text{C}$. Czas prasowania nie zależy od grubości materiału, a jedynie od mocy posiadanego generatora i od objętości wsadu; czas ten bywa rzędu $10 \div 20$ minut. Optymalna wartość ciśnienia prasy przy zastosowaniu grzania dielektrycznego wynosi $40 \div 50 \text{ kg/cm}^2$. Zakres stosowanych natężeń pola elektrycznego bywa $0.2 \div 2 \text{ kV/cm}$. W trakcie nagrzewania współczynnik strat materiału zmienia się w znacznych granicach i dla pełnego wykorzystania zalet metody dielektrycznej celowe jest regulowanie sprzężenia między generatorem i wsadem: regulacja ta może być zautomatyzowana. Dla osiągnięcia potrzebnej koncentracji mocy wystarcza częstotliwość prądu rzędu $1.5 \div 2 \text{ Mc/s}$. Stosowane piece różnią się poza częstotliwością i mocą także tym od pieców do podgrzewania proszku, że nie mają nabudowanej komory grzeinej, a mają natomiast na obudowie pieca wprowadzone przez izolatory przepustowe zaciski wciściowe, które łączy się odpowiednimi przewodami z płytami prasy.

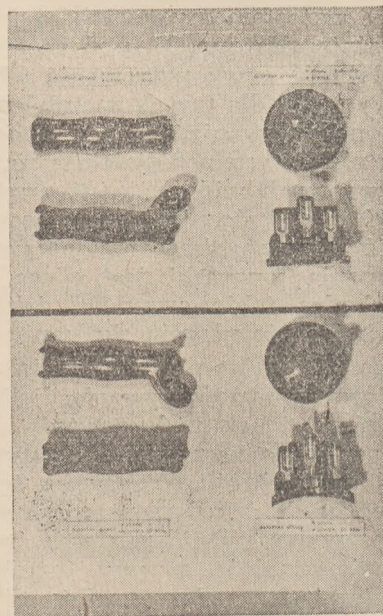
Stosowanie grzania dielektrycznego przy wytwarzaniu papieru i płótna bakelizowanego umożliwia uzyskanie wysokiej jakości wyrobów o dowolnej grubości — co przy starej technologii nie zawsze było możliwe do zrealizowania.

6.4. Dielektryczne spajanie materiałów plastycznych

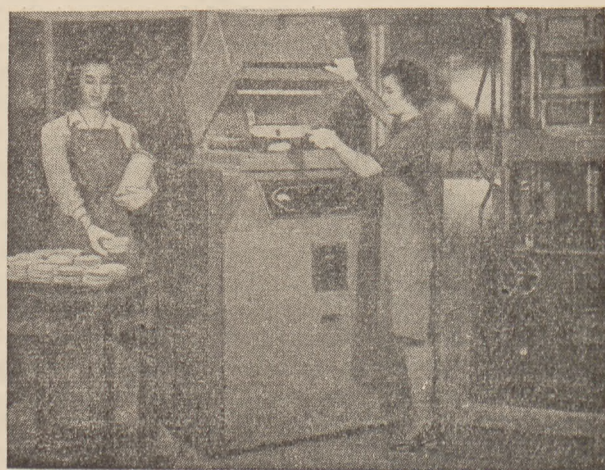
Plastyki mające dużą obojętność chemiczną i miękniejące przy wzroście temperatury znajdują coraz szersze zastosowanie jako materiały chroniące przed wilgocią i przed szkodliwymi wpływami gazów. Są to przede wszystkim plastyki winylowe, a następnie kauczukowe i acetocelulozowe. Zastosowania tych plastyków można podzielić na trzy grupy: odzież, jak płaszcze nieprzemakalne, czapki kąpielowe itp.; przedmioty pneumatyczne jak łódki, materace wycieczkowe, balony itp.; szczelne opakowania różnych wyrobów jak żywność, wyroby farmaceutyczne, odbiorniki radiowe, maszyny do pisania, silniki lotnicze i inne wyroby przemysłowe.

Wszystkie dotychczasowe metody łączenia plastyków powodowały osłabienie materiału w miejscu łączenia lub wymagały dodatkowych operacji dla zapewnienia dostatecznej jakości wyrobu. Tak np. zszywanie materiałów pla-

stycznych wymaga wzmocnienia szwu przed szyciem i po szyciu. Podobnie sklejanie plastyków przy pomocy rozpuszczalników chemicznych osłabia materiał w miejscu łączenia i w najbliższym jego sąsiedztwie. Spajanie plastyków przy pomocy gorących rolek lub przy pomocy gorącego „żelazka“ wymaga znacznego przegrzania powierzchni zewnętrznych ze względu na bardzo małą przewodność cieplną tychże plastyków; w rezultacie proces spajania jest powolny, materiał na powierzchniach zewnętrznych szwu staje się plastyczny i pod naciskiem ulega spłaszczeniu — co zmniejsza wytrzymałość szwu — oraz przylepia się do rolek lub żelazka, które trzeba często czyścić. Przy zastosowaniu grzania dielektrycznego najwyższa temperatura powstaje na powierzchniach łączonych, a powierzchnie zewnętrzne są chłodne wskutek stykania się z zimnymi elektrodami. W ten sposób łączenie plastyków me-



Rys. 28. Widok i przekrój wyprasek z podgrzewaniem dielektrycznym (na górze) i bez podgrzewania (na dole).



Rys. 29. Piec dielektryczny do podgrzewania proszku [5].

totalną dielektryczną nie posiada wad poprzednich metod, wytrzymałość szwu jest przynajmniej taka jak samego materiału, nie powstają pęcherze, przeźroczystość szwu jest równa przeźroczystości materiału.

Spajanie plastyków może odbywać się albo na znacznej długości od razu albo na małej długości z ciągłym przesuwem materiału między elektrodami. Pierwszy sposób jest stosowany przy produkcji masowej, wymaga większej mocy generatora ($200 \div 2500$ W), a urządzenia do spajania są wykonywane na wzór spawarek (Rys. 30) z elektrodami płaskimi. Drugi sposób jest mniej wydajny, ale umożliwia wykonywanie szwu dowolnego kształtu, potrzebna moc generatora jest znacznie mniejsza ($5 \div 50$ W), a urządzenia do spajania są wykonywane na wzór maszyn do szycia (Rys. 31) z elektrodami w postaci kółek.

Spawarka dielektryczna ma mocniejszą budowę, jest prostsza w użytkowaniu i bardziej nadaje się dla celów przemysłowych. Wydajność spawarki o mocy 750 W (Rys. 30) wynosi $500 \div 1000$ spoin na godzinę o długości do 100 cm, co pozwala na wykonanie jednego płaszczu w ciągu $10 \div 15$ minut.

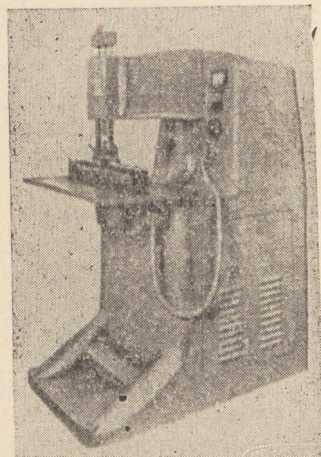
Potrzebna moc generatora nie zależy liniowo od grubości szwu, gdyż przy bardzo małych grubościach dużo energii traci się przez przewodzenie ciepłe do elektrod. Na rys. 32 podano zależność mocy dostarczanej do plastyka winylowego od grubości szwu dla różnych szybkości spajania. Z podanych krzywych można korzystać dla orientacyjnego określenia mocy dostarczanej do plastyka spajanego wg jednej lub drugiej metody. Napięcie zasilające elektrody bywa rzędu kilkuset wolt o częstotliwości około 50 Mc/s.

6.5. Dielektryczne suszenie drewna.

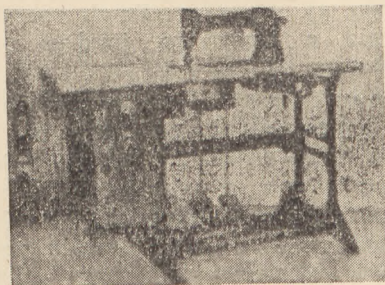
Dotychczasowe metody suszenia drewna przez nagrzewanie zewnętrzne wymagają długiego czasu suszenia ze względu na małą przewodność cieplną drewna, przy czym warstwy zewnętrzne wysychają znacznie szybciej od wewnętrznych. Znaczna różnica wilgotności, a stąd naprężenia wewnętrzne i pękanie drewna, występują zwłaszcza przy suszeniu grubych tarcic. Temperatura warstw zewnętrznych drewna nagrzewanego powierzchniowo jest znacznie wyższa od temperatury warstw wewnętrznych; powstały gradient temperatury przeciwstawia się ruchowi i wilgoci i opóźnia proces suszenia, a w przypadkach grubych tarcic z twardych rodzajów drewna uniemożliwia wysuszenie nawet przy bardzo długim okresie suszenia. Badania wilgotności belek po wysuszeniu ich w komorach parowych dały następujące wyniki [6]:

Wilgotność po procesie suszenia $\leq$	22%	28%	32%	34%	38%
Ilość drzewa spełniająca warunki	2%	43%	50%	82%	95%

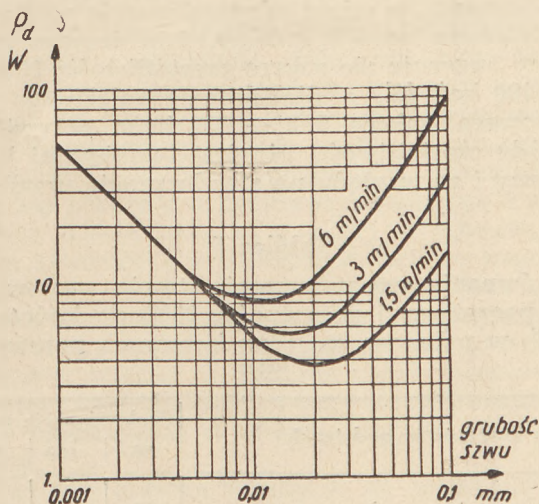
Suszenie drewna w polu w. cz. skraca proces suszenia $10 \div 20$ -krotnie i umożliwia wysuszenie dowolnie grubych tarcic do pożądanego stopnia wilgotności. Mianowicie wytwarzanie ciepła wewnątrz drewna eliminuje wpływ przewodności cieplnej drewna i skraca czas potrzebny do nagrzania drewna od temperatury otoczenia do temperatury suszenia, przy czym temperatura warstw wewnętrznych jest wyż-



Rys. 30. Spawarka dielektryczna do plastyków o mocy 750 W [14].



Rys. 31. Maszyna do szycia plastyków [14].



Rys. 32. Zależność mocy dostarczanej do plastyka winylowego od grubości szwu dla różnych szybkości spajania. Szerokość szwu 2 mm, $T_1 = 20^\circ \text{C}$, $T_2 = 150^\circ \text{C}$. [4].

sza od temperatury warstw zewnętrznych, które są chłodzone przez otoczenie. Występujący przy suszeniu drewna metodą dielektryczną gradient temperatury powoduje wzmożenie pierwotnego ruchu wilgoci od środkowych warstw na zewnątrz, wywołanego przez gradient wilgotności, i przyspiesza proces suszenia wielokrotnie. Porównanie czasu suszenia drewna wg starej i nowej technologii podano w tablicy 5. Jakość drewna (zwłaszcza o dużych przekrojach) suszonego w polu w. cz. jest znacznie lepsza niż w przypadku suszenia parowego i brakowanie drewna z powodu zbyt wielkiej wilgotności końcowej praktycznie nie istnieje. Zużycie energii elektrycznej na wysuszenie 1 m³ drewna waha się w granicach 150 ÷ 450 kWh w zależności od gatunku i stopnia odwilgocenia drewna.

Porównanie całkowitych kosztów suszenia drewna metodą parową i dielektryczną nie może być przeprowadzone jednoznacznie. Mianowicie w niektórych przypadkach do suszenia drewna używa się pary specjalnie dla tego celu wytwarzanej, w innych przypadkach stosuje się parę odlotową i przyjmuje się koszt jej wytwarzania jako równy zeru. Według danych radzieckich [6] całkowity koszt suszenia drewna w polu w. cz. jest niższy niż koszt suszenia parą specjalnie dla tego celu wytwarzaną i czasem bywa nawet niższy od kosztu suszenia parą odlotową, tj. w przypadkach suszenia grubych tarcic z twardego trudno schnącego drewna.

Początkowo stosowany do suszenia drewna zakres fal krótkich ($f > 6$ Mc/s) może być wykorzystany tylko do drzew miękkich jak brzoza i to niewielkich wymiarów. Dopiero przejście na zakres fal średnich umożliwiło suszenie drewna w polu w. cz. na skalę przemysłową i obecnie do suszenia drewna o dowolnych przekrojach stosuje się generatory o mocy 20 ÷ 50 kW w zakresie częstotliwości 0,3 ÷ 1 Mc/s. Częstotliwość prądu zmienia się w procesie suszenia w miarę odparowywania wody, co przyspiesza proces grzejny. Dla drewna iglastego sugeruje się zakres częstotliwości 330 ÷ 400 kc/s [6], a dla drewna miękkiego jak brzoza zakres 500 ÷ 650 kc/s; oczywiście wybór częstotliwości nie jest bynajmniej krytyczny i ze względu na standaryzację urządzeń

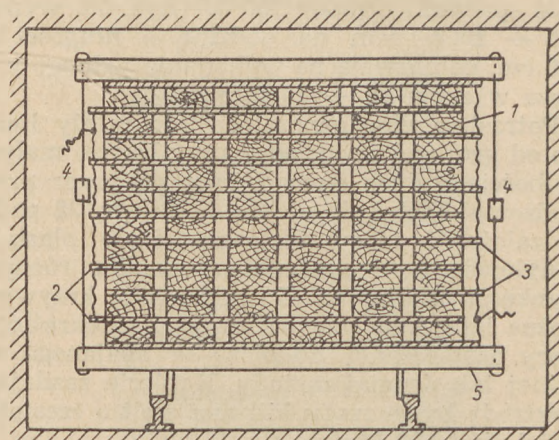
Tablica 5.

Porównanie czasu suszenia tarcic sosnowych od początkowej wilgotności 60% do końcowej 12% w polu w. cz. i w komorach parowych [6].

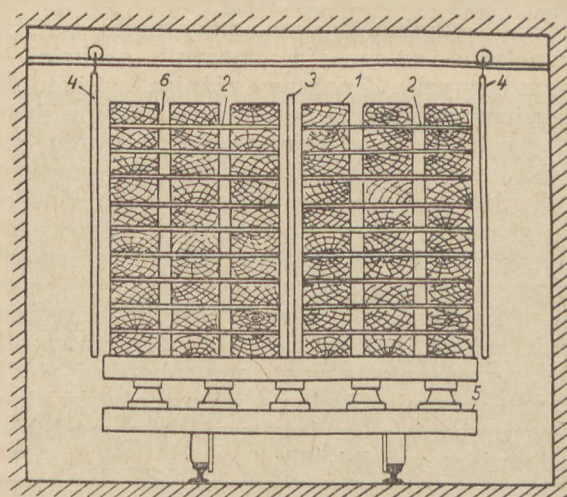
Czas suszenia w godzinach	Grubość tarcic (mm)		
	50	100	120
Nagrzewanie w polu w. cz.	12	20	24
Nagrzewanie w komorach parowych	144	408	528

grzejnych celowe jest stosowanie generatorów analogicznych do tych jakie stosuje się do hartowania powierzchniowego, tj. o częstotliwości średniej około 450 kc/s.

Proces technologiczny suszenia drewna w polu wielkiej częstotliwości powinien być dobrany eksperymentalnie w zależności od gatunku drewna, zawartości wilgoci i w zależności od posiadanych urządzeń. Przy ustalaniu optymalnych warunków dielektrycznego suszenia drewna można się bazować na wytycznych zebranych w tablicy 6. Proces określony jako „powolny” należy stosować przy suszeniu gatunków liściastych i przy suszeniu wszystkich gatunków o dużych przekrojach. Proces „średni” należy stosować dla gatunków iglastych przy grubościach nie większych od 150 mm. Proces „szybki” może być stosowany tylko do drewna, od którego nie wymaga się wysokiej jakości wytrzymałościowej.



Rys. 33. Szkic urządzenia do suszenia drewna w polu w. cz. sposobem stykowym 6.1 — suszone drewno, 2,3 — elektrody siatkowe, 4 śruby ściągające, 5 — wózek.



Rys. 34. Szkic urządzenia do suszenia drewna w polu w. cz. sposobem bezstykowym 6.1 — suszone drewno, 2 — przelaski dystansowe, 3 — elektroda nieruchoma, 4 — elektrody ruchome, 5 — wózek, 6 — odstępy wentylacyjne.

Tablica 6.

Wytyczne dla wyboru optymalnych warunków suszenia drewna w polu w. cz. [6].

	Proces		
	powolny	średni	szybki
Szybkość wzrostu temperatury ($^{\circ}\text{C}/\text{godzinę}$).	40 — 50	40 — 50	60 — 70
Średnia temperatura drewna podczas właściwego suszenia nie większa od ($^{\circ}\text{C}$).	80 — 85	100 — 105	110 — 115
Czas trwania właściwego suszenia na jednostkę grubości materiału ($\text{godz.}/\text{cm}$).	1,5	1,0	brak danych
Względna wilgotność powietrza w komorze podczas właściwego suszenia ($\%$).	80	70 — 80	50 — 60
Temperatura powietrza w komorze podczas właściwego suszenia ($^{\circ}\text{C}$).	65 — 70	85	90 — 95
Szybkość ostygnięcia drewna po procesie suszenia ($^{\circ}\text{C}/\text{godzinę}$).	8 — 10	10 — 12	15 — 20
Względna wilgotność powietrza w komorze podczas procesu stygnięcia ($\%$):			
a) przez pierwsze 6—8 godzin,	80	60 — 70	brak danych
b) w pozostałej części okresu stygnięcia (6—8 godzin).	stopniowo zmniejszać wilgotność i temperaturę powietrza	niewiele zmniejszyć temperaturę i wilgotność powietrza	co 2 godziny usuwać wilgotne powietrze i równocześnie obniżać temperaturę

Obecnie są stosowane dwa zasadnicze sposoby umieszczania elektrod w stosunku do suszonego drewna: stykowy (Rys. 33) i bezstykowy (Rys. 34). W pierwszym przypadku elektrody wykonuje się z giętkiej siatki metalowej, którą układa się poziomo między poszczególnymi warstwami drewna. Dla uniknięcia iskrzenia i zwęglania drewna w miejscach złego styku z elektrodą konieczne jest skręcanie wsadu przy pomocy odpowiednich śrub. Pracochłonność tego sposobu zarówno przy układaniu, jak i przy rozładowywaniu wsadu jest duża, a uwarstwienie równoległe wsadu stwarza możliwość nierównomiernego nagrzewania w zależności od stopnia wilgotności poszczególnych tarcic; ściśle przyleganie tarcic powierzchniami poziomymi poważnie zmniejsza powierzchnię wydzielającą wilgoć. W urządzeniach pracujących wg zasady bezstykowej elektrody wykonane są z metalowej siatki naciągniętej na metalowych ramach i mają pozycję pionową, przy czym jedna elektroda jest umieszczona nieruchomo na wózku, a dwie inne są podwieszone na wspólnych drążkach metalowych. Na rys. 35 przedstawiono wózek przystosowany do bezstykowego suszenia drewna. Ładowanie i wyładowywanie wsadu, pracochłonność i powierzchnia odprowadzania wilgoci są takie same jak w urządzeniach do suszenia parą. Wadą natomiast tego sposobu jest obecność szczelin powietrznych, które wymagają większego napięcia zasilającego i mogą wprowadzić nierównomierność nagrzewania.

Stykowy sposób stosuje się do suszenia drewna o małych wymiarach lub o profilach krzywoliniowych i w małej ilości, natomiast przy masowej produkcji korzystniejszy jest sposób bezstykowy.

Stosowane są również oszczędnościowe procesy technologiczne suszenia drewna. Jeden z nich polega na tym, że drewno jest nagrzewane w polu w. cz. tylko w pierwszym etapie do osiągnięcia temperatury suszenia, a właściwe suszenie odbywa się przez nagrzewanie powierzchniowe parą; daje to w rezultacie oszczędność na drogiej energii wielkiej częstotliwości i umożliwia obsłużenie kilku wsadów jednym generatorem w. cz. Inny sposób polega na okresowym wyłączaniu napięcia w. cz. i nadaje się specjalnie przy suszeniu drewna o niejednakowej wilgotności. Mianowicie podczas przerwy w nagrzewaniu następuje częściowe wyrównanie wilgotności w poszczególnych sztukach i w następnym okresie nagrzewanie jest bardziej równomierne. Poza tym częściowe ostudzenie warstw zewnętrznych wytwarza pożądany gradient temperatur i wydzielanie wilgoci w dalszym etapie nagrzewania jest bardziej intensywne, co w rezultacie daje oszczędność na energii wielkiej częstotliwości.

Suszenie drewna w polu w. cz. przed impregnacją polepsza jakość impregnacji. Mianowicie jeśli drewno wysuszone w polu w. cz. do $18 \div 25\%$ wilgotności w stanie nagrzanym zanurzyć w chłodnym roztworze syciwa, to znaj-

Tablica 7.

Porównanie właściwości złącza wykonanego klejem fenolowo - formaldehydowym z właściwościami drewna dębowego.

	Ciężar właściwy g/cm ³	Wytrzymałość na rozrywanie kg/cm ²	Wytrzymałość na łupanie kg/cm ²	Twardość kg/cm ²	Absorbcja wilgoci %/dobę
Złącze fenolowo-forma- dehydowe	1,2 + 1,25	300 ÷ 700	100	3000 + 4500	0,05 + 0,3
Dąb (15% wilgotności)	0,72,	Wzdłuż włókien 1288	w płaszczyźnie promieniowej 16,0	460 ÷ 620	—
		promieniowo 100	w płaszczyźnie stycznej 21,6		
		stycznie 80			

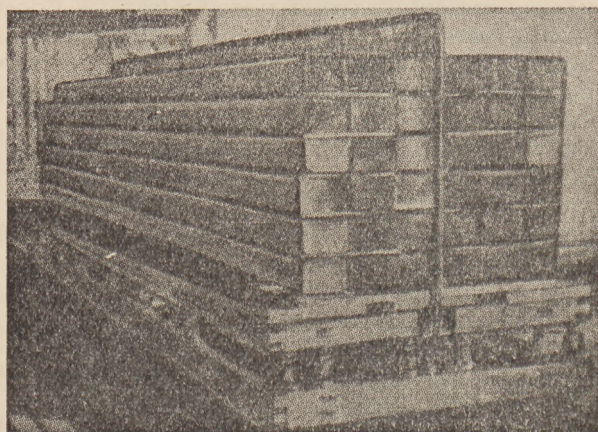
dużą się w drewnie wilgoć w postaci pary ulega skropleniu i syciwo jest zasysane daleko w głąb słoików drewna. Ponieważ przy nagrzewaniu dielektrycznym środek drewna jest najbardziej gorący, to impregnacja drewna tą metodą jest znacznie głębsza niż we wszystkich innych metodach.

6.6. Klejenie drewna w polu w. c z.

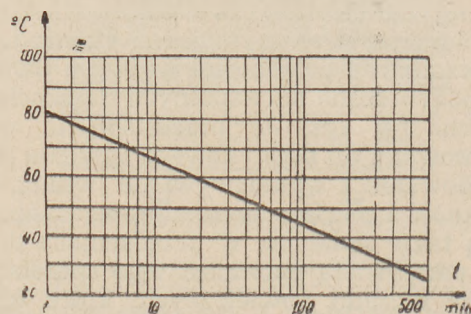
Klejenie drewna stosuje się dla wielu celów, z których najważniejsze są: łączenie pod kątem konstrukcji drewnianych, wyrób mebli z desek gorszego gatunku i o małych wymiarach, wyrób długich konstrukcji o dużych wymaganiach technicznych, jak np. przy budowie kutrów, wytwarzanie sklejki czyli drewna o powiększonej jakości. Do klejenia drewna używane są kleje zarówno organiczne jak i nieorganiczne, przy czym ostatnio coraz powszechniej stosowane są kleje fenolowo - formaldehydowe i mocznikowo - formaldehydowe ze względu na osiąganą przy ich pomocy jakość złącz. W tablicy 7 podano dla porównania właściwości złącza wykonanego klejem fenolowo - formaldehydowym oraz właściwości drewna dębowego. Złącze ustępuje drewnu dębowemu jedynie na rozciąganie wzdłuż włókien, poza tym ma właściwości lepsze. Kleje mocznikowo - formaldehydowe nie ustępują klejom fenolowo-formaldehydowym pod względem właściwości mechanicznych, jedynie są mniej odporne na wilgoć.

Zarówno kleje fenolowe jak i mocznikowe w temperaturze 20 ÷ 25° C lub wyższej polimeryzują i przechodzą nieodwracalnie w stan stały. Szybkość procesu polimeryzacji jest zależna od temperatury, a tym samym jest zależna od temperatury czasu sklejania drewna. Na rys. 36 podano zależność czasu polimeryzacji klejów syntetycznych od temperatury, z której wynika, że czas polimeryzacji maleje

logarytmicznie ze wzrostem temperatury. Korzyści wypływające z podgrzewania w procesie klejenia są oczywiste, ale dotychczasowe metody grzania powierzchniowego zatracają te korzyści ze względu na małą przewodność cieplną drewna. Nagrzewanie powierzchniowe stosuje się tylko do 15 mm grubości drewna sklejanego; przy większych grubościach nie tylko proces klejenia jest długi (rośnie proporcjonalnie do kwadratu grubości), ale wskutek



Rys. 35. Wózek do bezstykowego suszenia drewna załadowany tarcicami o przekroju 175 × 235 mm [6].



Rys. 36. Zależność czasu polimeryzacji klejów syntetycznych od temperatury [7].

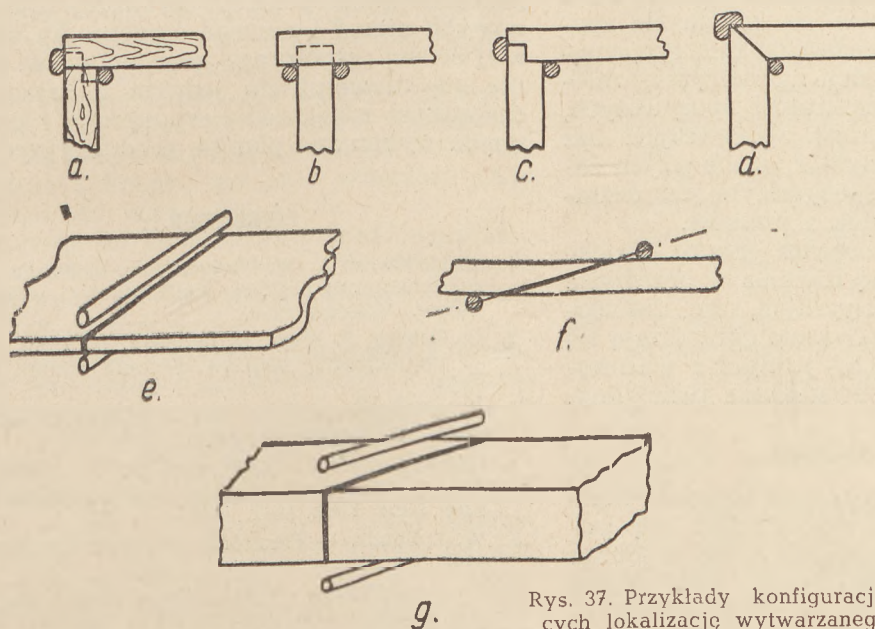
wcześniejszego zasychania warstw zewnętrznych kleju występują naprężenia wewnętrzne, które obniżają jakość złącza. Zastosowanie nagrzewania skrośnego w polu wielkiej częstotliwości umożliwia skrócenie procesu klejenia niezależnie od grubości sklejanых elementów, nie występuje zjawisko przedwczesnej polimeryzacji warstw zewnętrznych kleju, straty ciepła do otaczającego powietrza są małe. Poza tym nagrzewanie dielektryczne umożliwia wydzielanie ciepła tylko w samym złączu bez zbędnego tracenia energii w pozostałej części drewna. Na rys. 37 podano kilka przykładów wykorzystania lokalizacji wytwarzanego ciepła dla sklejanя różnych elementów drewnianych.

Grzanie dielektryczne przy wytwarzaniu cienkich sklejek nie jest ekonomiczne, natomiast przy wytwarzaniu grubych sklejek stosowanie grzania dielektrycznego jest w pełni

Mc/s, najczęściej około 20 Mc/s; podobnie jak i przy innych zastosowaniach grzejnictwa dielektrycznego pozostaje słuszną zasadą, że ze wzrostem mocy należy zmniejszać częstotliwość roboczą. Czas klejenia bywa rzędu od 10 sekund do 60 minut w zależności od objętości materiału nagrzewanego i od dysponowanej mocy generatora. Stosowane natężenie pola elektrycznego bywa rzędu $0,5 \div 1,5$ kV/cm w zależności od wilgotności sklejanego drewna.

6.7. Inne zastosowania grzejnictwa dielektrycznego

Poza omówionymi zastosowaniami grzejnictwa dielektrycznego istnieje ogromna ilość innych i liczba ich wzrasta. Tak np. grzanie dielektryczne jest stosowane do wulkanizacji kauczuku, co pozwala na polepszenie jakości pro-



Rys. 37. Przykłady konfiguracji elektrod umożliwiających lokalizację wytwarzanego ciepła przy klejeniu.

uzasadnione: uzyskuje się produkt wysokiej jakości i możliwe jest wytwarzanie sklejek o grubości dotychczas nie osiągalnej. Grzanie dielektryczne stosowane jest szczególnie przy wytwarzaniu sklejek lotniczej i sklejek używanych do budowy statków. Przy wytwarzaniu sklejek nie wykorzystuje się lokalizacji wytwarzanego ciepła przez ukształtowanie elektrod, ale możliwe jest oszczędnościowe nagrzewanie przez wykorzystanie nierównomierności nagrzewania wsadu uwarstwionego równolegle. W przypadkach gdy można wykonać klejenie w ten sposób, że powierzchnia elektrod będzie prostopadła do warstwy kleju, przy tej samej mocy generatora można osiągnąć czas klejenia około pięciokrotnie krótszy niż w przypadku klejenia wsadu uwarstwionego szeregowo.

Do klejenia drewna metodą dielektryczną stosuje się generatory o mocy $1 \div 20$ kW, a przy masowej produkcji sklejek mogą być nawet stosowane generatory o mocy do 200 kW. Częstotliwości robocze bywają rzędu 5 — 50

duktów i skrócenie czasu wulkanizacji $3 \div 5$ razy. W przypadkach prostych kształtów, jak np. płyty gumowe stosuje się nagrzewanie dielektryczne podczas całego procesu wulkanizacji w formach, a w przypadkach kształtów złożonych (jak np. podeszwy gumowe z obcasami) stosuje się podgrzewanie dielektryczne surowca przed włożeniem do formy. Ogólnie nowa technologia kauczuku jest bardzo zbliżona do nowej technologii mas plastycznych: stosuje się podobne urządzenia, częstotliwość robocza jest w przybliżeniu ta sama, tj. około $10 \div 25$ Mc/s, moc generatorów $1 \div 50$ kW.

Przy obróbce termicznej izolacji kabli i przewodów stosuje się kombinowane nagrzewanie dielektryczno — indukcyjne przy wykorzystaniu bardzo wielkich częstotliwości. Podobną metodę można stosować przy ogumianiu rolek i kół.

Duże możliwości rozwojowe rokuje suszenie metodą dielektryczną rdzeni formierskich w odlewniach; np. generator o mocy 25 kW

i o częstotliwości 15 Mc/s umożliwia wykonanie w ciągu 1 godziny rdzeni formierskich o łącznym ciężarze 250 kg, przy czym rdzenie są identyczne co do jakości i proces suszenia trwa 20 sek. zamiast 2 godzin. Suszenie metodą dielektryczną innych produktów przemysłowych jak: papier, karton, przędza w motkach i szpulach, skóra, porcelanowe półfabrykaty, rury bakelitowe, azbest i inne materiały izolacyjne — przyspiesza proces wielokrotnie i zwiększa jakość wyrobów.

Podobne korzyści przynosi stosowanie nagrzewania dielektrycznego w nowoczesnych procesach uszlachetniania drewna jak prasowanie i spielśnianie. Odmrażanie ziemi metodą dielektryczną przy pracach remontowych w zamie odbywa się 5 — 10 razy szybciej niż przy zastosowaniu energii elektrycznej o częstotliwości przemysłowej.

Szeroki wachlarz zastosowań może mieć grzejnictwo dielektryczne w przemyśle spożywczym, jak np. do konserwowania ryb, mięsa i owoców, do sterylizacji i pasteryzacji mleka, do produkcji koncentratów spożywczych, do odmrażania produktów spożywczych bez zmiany ich smaku. Jednym z ważniejszych zastosowań w przemyśle spożywczym jest dezynsekcja zboża, grochu, kasz i płatków.

Duże możliwości zastosowań grzania dielektrycznego przewiduje się również w przemyśle chemicznym i farmaceutycznym, ale zastosowania te dotychczas przeważnie ograniczają się do prób laboratoryjnych; jednym z ważniejszych zastosowań jest odwadnianie penicyliny.

7. Zakończenie

Opisane metody nagrzewania prądami wielkiej częstotliwości, charakteryzujące się powstawaniem ciepła wewnątrz całej objętości materiału nagrzewanego lub w jego części, stwarzają ogromne możliwości w zakresie przyspieszania procesu produkcyjnego i polepszania jakości wyrobów. Nie można jednak twierdzić, że we wszystkich procesach termicznych grzejnictwo wielkiej częstotliwości powinno wyrugować dotychczasowe metody nagrzewania — gdyż wytwarzanie energii wielkiej częstotliwości jest jednak dotychczas stosunkowo drogie. Każde nowe zastosowanie grzejnictwa w. cz. na skalę przemysłową powinno być poprzedzone szczegółową analizą kosztów. Szereg zastosowań omówionych poprzednio przeszedł próbę życiową w innych krajach ze Związkiem Radzieckim na czele i efekt ekonomiczny tych zastosowań jest niezaprzeczalny. Poza tym należy podkreślić, że grzejnictwo w. cz. powinno być stosowane przede wszystkim w produkcji masowej, a następnie w przypadkach, gdy szybkość wykonania jest czynnikiem dominującym, podczas gdy koszt wykonania stoi na dalszym planie; do takich zastosowań można np. często zaliczyć prace remontowe. Trzecim

wskaźnikiem celowości stosowania grzejnictwa w. cz. jest konieczność uzyskania jakości wyrobu nie osiągalnej innymi metodami.

Efekt stosowania grzejnictwa w. cz. i jego perspektywy rozwojowe zależą w dużym stopniu od współpracy użytkownika — technologa z wytwórcą sprzętu w. cz. Przed wytwórcami sprzętu w. cz. stoi zadanie powiększenia sprawności budowanych urządzeń, powiększenia trwałości lamp elektronowych i jonowych, budowania urządzeń grzejnych tak, by ich obsługa była jak najprostsza i aby praca tych urządzeń była równocześnie jak najbardziej pewna; wreszcie wytwórcy powinni w bezpośrednim kontakcie z użytkownikiem jak najbardziej wnikać w potrzeby procesu technologicznego i budowane urządzenia jak najlepiej przystosowywać do poznanych potrzeb. Przed użytkownikami stoi zadanie jak najdokładniejszego poznania przy pomocy wytwórcy możliwości nowych metod i nowego sprzętu. Na bazie takiej ścisłej współpracy grzejnictwo w. cz. stanie się niewątpliwie jednym z zasadniczych czynników zwiększenia wydajności i przyspieszenia wykonania planów produkcyjnych.

LITERATURA:

1. A. N. Mazin, A. W. Nietuszył, Je. P. Parnin. — Wysokoczęstotlny nagriew dielektrikow i poluprowodnikow. Moskwa 1950.
2. G. Osborn, P. Brejs, D. Dzonson, D. Kiebl, T. Igien. — Indukcyjny nagriew. Sbornik statiej. Moskwa 1948.
3. N. P. Bogorodickij, W. W. — Elektrotiechniczeskije materialy. Moskwa 1950.
4. G. H. Brown, C. N. Hoyler, R. A. Bierwirth. — Theory and Application of Radio-Frequency Heating. New York 1947.
5. W. I. Bendz. — Electronics for Industry. New York 1947.
6. W. A. Biriukow. — Kamiernaja suszka drierwiesiny w elektriczestkom pole vysokoj czastoty. Moskwa 1949.
7. Ł. Ł. Jermasz, I. P. Iwa. — Klejennaja drierwiesina w katierostrojenii. Leningrad 1950.
8. P. N. Huhrianskij — Priessowanie drierwiesiny. Moskwa 1949.
9. S. A. Jamanow, S. A. Smirnow. — Sprawocznik po izolacjonnyj materialam dla radiopromyslnosti. Moskwa 1947.
10. E. May. — Industrial High Frequency Electric Power. London 1949.
11. M. Gevers, F. K. du Pré. — A Remarkable Property of Technical Solid Dielectrics.
12. W. I. Kalitwianskij, W. M. Diegtiew. — Wysokoczęstotlny nagriew plasticzeskich mass. Elektriczestwo. 1948 Nr 4.
13. H. Baumgartner. — Industrielle Anwendungen der Hochfrequenz. Brown Boveri Mitteilungen. 1946 Nr 8.
14. J. Girardeau. — De la conception des générateurs H. F. à usage industriel et du développement de leur utilisation en France. L'Onde Électrique. 1950 Nr 11 i 12.
15. J. P. Taylor. — Radio Frequency Heating of Aircraft Parts. Electronic Industries. 1943 Nr 1.

Komunikat Zarządu Sekcji Telekomunikacyjnej SEP

Staraniem Zarządu Sekcji Telekomunikacyjnej SEP zostanie uruchomiona przez NOT, na korespondencyjnych kursach przygotowawczych do egzaminu na stopień inżyniera łączności, „Sekcja Urządzeń Zasilających”.

Wszelkich informacji udziela zainteresowanym **bezpośrednio** kierownictwo kursów. Zgłoszenia należy nadsyłać jak najszybciej **bezpośrednio** pod adresem kursów — NOT, Warszawa, Czackiego 3/5.

Na poziomie technika zostanie uruchomiony kurs specjalizujący „urządzeń zasilających”. Informacje i zgłoszenia — NOT, Warszawa, Czackiego 3/5.

Zarząd Sekcji zwraca uwagę zainteresowanym Kolegom na możliwości, jakie dają powyższe kursy w zakresie uzupełnienia i pogłębienia wiadomości z dziedziny urządzeń zasilających, która to dziedzina wymaga coraz więcej wykwalifikowanych pracowników — specjalistów, i zachęca do licznych zgłoszeń.

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

polecają

książki z dziedziny telekomunikacji i radiokomunikacji

- BORKOWSKI K.: Systemy telefonicznych central automatycznych miejskich, tom I — Systemy elektromagnesowe (z dodatkiem atlasu rysunków), wyd. II, 1950, str. 320, zł 39,15, tom II — Systemy maszynowe i przekątnikowe (z dodatkiem atlasu rysunków), wyd. II, 1951, str. 248, zł 45.—.
- BRONWELL A. B., BEAM R. E.: Teoria i zastosowanie mikrofal, tłum. zbiorowe, z ang. pod red. St. Rózko, tom I, 1951, str. 340, zł 90.— tom II, 1952, str. 643, zł 56.—.
- DOMANUS J.: Budowa i wyposażenie ciemni rentgenowskiej, 1951, str. 168, zł 37,40.
- JELLONEK A., KURYŁOWICZ J., ŁAPIŃSKI M., SICIŃSKI Z.: Miernictwo elektryczne ogólne dla potrzeb telekomunikacji, 1951, str. 462, zł 60.—.
- MOSIEWICZ P.: Zasilanie urządzeń telekomunikacji przewodowej, część I, 1950, str. 227, zł 49.—, część II, 1950, str. 252, zł 49.—.
- NOWICKI F.: Budowa i konserwacja central telefonicznych, 1951, str. 240, zł 45.— Atlas rysunków, str. 39, zł 50.—.
- RABKIN R., SZOLC N.: Magnetodielektryki i cewki rdzeniowe, tłum. z ros. Z. Scheidlinder, 1951, str. 320, zł 41.—.
- ROTKIEWICZ W.: Technika odbioru radiowego, tom I, 1951, str. 510, zł 75.—.
- SMOLIŃSKI A.: Zasady wzmacniania, tom I — Podstawy teoretyczne, wyd. II, 1950, str. 274, zł 33.—, tom II — Pasmowe wzmacniacze napięciowe, 1952, str. 455, zł 65.—.
- SZPARKOWSKI Z.: Napowietrzne linie telekomunikacyjne, 1952, str. 25, zł 30.—.
- TERMAN F. E.: Radiotechnika, tłum. z ang. zespół, 1952, str. 671, zł 72.—.
- WŁASOW W.: Lampy elektronowe, tłum. z ros. J. Groszkowski, 1951, str. 584, zł 78.—.
- Książki z elektrotechniki, elektroenergetyki i energetyki.**
- BUJŁOW A.: Zasady budowy aparatów elektrycznych, tłum. z ros. J. Elbaum i E. Opęchowski, 1951, str. 400, zł 90.—.
- FELHORSKI W.: Oświetlenie w przemyśle włókienniczym, 1951, str. 80, zł 13,50.
- GOGOLEWSKI Z.: Napęd elektryczny, 1952, str. 390, zł 72.—.
- HOMOLA L.: Maszyny elektryczne prądu zmiennego, tłum. z czesk. W. Stanisławski, tom I — Maszyny synchroniczne, 1950, str. 194, zł 13,50, tom II — Maszyny asynchroniczne induk. 1951, str. 180, zł 13,50.
- JEZIERSKI E.: Maszyny synchroniczne, 1951, str. 269, zł 50.—.
- Kalendarzyk elektrotechniczny (praca zbiorowa pod nacz. red. B. Konorskiego), 1952, str. 910, zł 95.—.
- KONORSKI B.: Teoria dwójników i czwórników elektrycznych, 1951, str. 247, zł 80.—.
- KOSTROW M., SOŁOWIEW I., FIEDOSIEJEW A.: Technika zabezpieczeń elektroenergetycznych (tłum. zbiorowe z ros.), tom I, 1951, str. 432, zł 105.—, tom II, 1952, str. 776, zł 63.—.
- ŁANIECKI W.: Półprzewodniki, część I, 1951, str. 128, zł 16.—.
- MARX E.: Laboratorium wysokich napięć (tłum. zbiorowe z niem.), 1951, str. 292, zł 52.—.
- MOŁOCZEK W.: Remont turbin parowych, tłum. z ros. K. Smolaga, wyd. II, 1952, str. 392, zł 54.—.
- NOWACKI P. J., KORDECKI A., STANKIEWICZ L.: Atlas konstrukcji maszyn elektrycznych, tom II — Silniki asynchroniczne, 1951 str. 50 zł 40.—.
- Przesył i rozdział energii elektrycznej (praca zbiorowa), tłum. z ang. W. Skoczyński, tom II — Wyładowania piorunowe i ochrona przepięciowa, 1951, str. 158, zł 34.—, tom II — Maszyny i urządzenia elektryczne, 1951, str. 291, zł 68.—, tom III — Analiza i warunki pracy układów elektroenergetycznych, 1951, str. 326, zł 75.—, tom IV — Linie i sieci elektryczne, 1952, str. 212 zł 53.—.
- RIABKOW A.: Obliczenie elektroenergetycznych układów przesyłowych, tłum. z ros. A. Mysłicki, 1951, str. 282, zł 41.—.
- SOCHOR B.: Termometry elektryczne, 1952, str. 176, zł 21.—.
- Tablice zwisów i naprężeń przewodów elektroenergetycznych linii napowietrznych (praca zbiorowa Komisji Linii Napowietrznych SEP), część II — Linki aluminiowe, 1950, str. 68, zł 17.—, część III — Linki stalo-aluminiowe, 1950, str. 76, zł 20.—.
- TARNAWSKI E.: Matematyka dla elektryków, 1951, str. 366, zł 60.—.
- TOŁŁOCZKO B.: Kotły parowe, tom I, zeszyt 1, 1951, str. 93, zł 8.—.
- WOŁOSZYN W.: Generatory gazowe w zarysie, 1951, str. 220, zł 30.—.
- WOYNAROWSKI Z., ŻMIGRODZKI W.: Niskonapięciowe wyłączniki przemysłowe, 1952, str. 255, zł 45.—.
- WOYSŁAW G.: Obsługa olejowa transformatorów i wyłączników olejowych, 1951, str. 60, zł 6.—.

Do nabycia w księgarniach technicznych

DOMU KSIĄŻKI