

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

**SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ**



**Nr 3
1952**

T R E Ś Ć Z E S Z Y T U 3/52

INŻ. ALFRED OSMYCKI — Ogólne zasady planowania . . .	75
MGR INŻ. ZBIGNIEW GODZIŃSKI — Wyznaczanie rozkładu pola elektrycznego i pojemności dla układów płasko-równoległych i obrotowych metodą płaskich modeli elektrycznych . .	77
INŻ. RYSZARD SOBOL — Obliczanie korektorów amplitudy . .	86
INŻ. JAN KROSZCZYŃSKI — Weletron, sychroskopowa podsta- wa czasu	93
MGR INŻ. JÓZEF PLEBAŃSKI — Możliwości nowych sposo- bów strojenia	94
RECENZJE	99

Redaktor Naczelny: mgr. inż. Stefan Darecki

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

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

Nakład: 2000 egz. format A 4 obj. 4 ark., papier druk. sat. V kl. 70gr.

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

Adres Administracji: W-wa, Czackiego 3/5, telef. 895-10/15 wewn. 51.

WARUNKI PRENUMERATY:

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

Podpisano do druku 25.III.52. Druk ukończono 28.III.52 r. Objętość 2¼ ark. Nakład 2000 + 50 egz. Papier druk-sat. VII kl. 60 g A1. Zam. 261. 3-B-13736

Zakł. Graf. RSW „Prasa“ W-wa, Smolna 10.

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Inż. ALFRED OSMYCKI

Ogólne zasady planowania

Rozwój gospodarki socjalistycznej odbywa się zgodnie z dyrektywami Partii i Rządu w oparciu o plany państwowe, mające moc prawa.

Konstytucja ZSRR głosi: „życie gospodarcze w ZSRR jest ustalone na podstawie państwowego planu gospodarki narodowej w celu powiększenia bogactwa społecznego, nieustannego podnoszenia poziomu materialnego i kulturalnego pracujących, umocnienia niezależności ZSRR i zwiększenia jego zdolności obronnej“ (artykuł 11).

Planowanie gospodarki narodowej jest to państwowe kierowanie i zarządzanie gospodarką w warunkach ustroju socjalistycznego. „Nasze plany — wskazywał Stalin — to nie plany — prognozy, nie plany — domysły, lecz plany — dyrektywy, które zobowiązują organa kierownicze i które określają kierunek naszego przyszłego rozwoju gospodarczego w skali ogólnonarodowej“. J. W. Stalin. Dzieła. wyd. ros. t. X str. 327.

Planowanie gospodarki narodowej jest zatem kierowaniem przez państwo społecznymi procesami produkcji, podziału, wymiany, spożycia. Naukową podstawą planowania gospodarki narodowej jest marksistowsko-leninowska teoria reprodukcji społecznej, obrazująca produkcję, podział i zużytkowanie oraz ustanawiająca proporcje, jakie muszą istnieć w gospodarce narodowej na zasadach reprodukcji rozszerzonej.

Socjalistyczna reprodukcja rozszerzona oznacza reprodukcję, w której każdy następny cykl odbywa się w rozmiarach większych niż poprzednie, oznacza zatem stały wzrost produktu globalnego, stały wzrost wszystkich działów gospodarki.

Planowanie gospodarki narodowej, to praktyczne kierowanie działalnością milionów ludzi.

Stalin wskazywał: „Realność naszego planu produkcyjnego, to miliony pracujących, tworzących nowe życie. Realność naszego programu — to żywi ludzie, to my wszyscy, nasza chęć do pracy, nasza gotowość pracowania po nowemu, nasza wola wykonania planu“. J. W. Stalin. Zagadnienia leninizmu. Wyd. ros. 11, str. 349.

Socjalistyczne planowanie wyraża dążenie do maksymalnego rozwoju sił wytwórczych i do stworzenia wyższych form społecznych.

Nauka o planowaniu gospodarki narodowej, jest to nauka o gospodarczo - organizacyjnych funkcjach planującego państwa socjalistycznego, o formach i metodach planowanego kierownictwa i zarządu gospodarką narodową.

Nauka o planowaniu ustala, jak przez plany gospodarcze odbywa się socjalistyczna reprodukcja rozszerzona.

W skład nauki o planowaniu wchodzi: metody i formy opracowania planów gospodarczych, badanie środków dla zastosowania tych planów do nowych zadań i warunków, opracowanie form organizacyjnych odpowiadającym zadaniom potrzebnym do wykonania planów i ich przekraczania, kontrola wykonania zadań planowych, badanie i opracowywanie najlepszych metod kontroli wykonania planu.

Stalin wskazywał: „Tylko biurokraci mogą sądzić, że praca planowania kończy się na sporządzeniu planu. Sporządzenie planu jest jedynie początkiem planowania, prawdziwe, pla-

nowe kierownictwo rozwija się dopiero po sporządzeniu planu, po przeprowadzeniu kontroli w terenie w toku wykonania, poprawienia i precyzowania planu". J. W. Stalin. Zagadnienia leninizmu. Wyd. ros. X, str. 413.

Metoda socjalistycznego planowania jest metodą marksistowskiej dialektyki, która rozpatruje wszystkie zjawiska w ich wzajemnym związku oraz w ciągłym ruchu.

Oznacza to, że pomiędzy poszczególnymi planami i wskaźnikami planów musi istnieć wzajemny związek i zależność, oraz że planowanie ciągle doskonali się zarówno w procesie układania, jak i wykonywania planów.

Socjalistyczne planowanie określa rozwój sił wytwórczych jako ruch progresywny, a w ścieraniu się przeciwieństw jest czynnikiem postępu.

Wyrazem zastosowania dialektyki marksistowskiej w planowaniu gospodarki narodowej jest metoda bilansowa, pozwalająca oprzeć plany gospodarcze na realnych podstawach i zespolić w skoordynowaną całość.

Koordynacja poszczególnych działów i gałęzi gospodarki narodowej jest podstawową czynnością przy układaniu planów.

Planowanie musi realizować zadania gospodarczo polityczne, które postawiło Państwo i Partia.

Plan gospodarczy musi zmierzać do maksymalnego i trwałego rozwoju sił wytwórczych oraz do właściwego ich rozmieszczenia w kraju.

Plan gospodarczy w pierwszym rzędzie winien uwzględniać potrzeby wzmocnienia suwerenności gospodarczej Polski Ludowej.

Plan powinien zawierać zadanie osiągnięcia maksymalnej ilości produkcji na istniejących urządzeniach, surowcach i sile roboczej.

Plan określa zadania w dziedzinie produkcji, podziału, wymiany i spożycia.

Każdy plan ma rozwijać i wzmacniać socjalistyczne elementy w gospodarce narodowej, ograniczać i wypierać elementy kapitalistyczne.

Podstawowym zadaniem planowania gospodarki narodowej jest ustalenie właściwych proporcji w gospodarce planowej i niedopuszczenie do powstawania dysproporcji.

Właściwe proporcje są to takie proporcje, które sprzyjają najbardziej rozwojowi sił wytwórczych, zbudowaniu socjalizmu oraz wykonaniu zadań postawionych przez plan. Dysproporcje hamują wykonanie planu i rozwój sił wytwórczych i wynikają z wadliwego planowania, z nierównomiernego wykonania różnych części planu oraz z działania elementów kapitalistycznych i drobnotowarowych jak: spekulacja, podnoszenie cen itp.

Dysproporcjom w gospodarce narodowej zapobiega się przez tworzenie rezerw środków wytwórczości i przedmiotów spożycia, umożli-

wiających niezbędne manewrowanie w ciągu roku.

W planowaniu gospodarki narodowej, obowiązuje **zasada partyjności**, polegająca na tym, że: 1) planowanie gospodarki narodowej odbywa się pod kierownictwem PZPR, 2) plany gospodarcze są konkretyzacją linii Partii i wyrażają jej politykę, 3) skład organów planowania powinien zapewniać marksistowsko-leninowski charakter planów gospodarczych.

Zasada partyjności planowania zakłada udział oddanych bezpartyjnych fachowców - specjalistów.

Drugą zasadą planowania jest zasada **prymatu produkcji**, to znaczy, że określona produkcja warunkuje określone spożycie, podział, wymianę; od charakteru produkcji zależy charakter spożycia. Należy dążyć do utrzymania maksymalnej produkcji.

Trzecią zasadą planowania jest zasada **decydującego ogniwa**, to znaczy, że w planowaniu trzeba wybrać najważniejsze ogniwo i położyć na nie główny nacisk, zapewniając mu środki finansowe, materiałowe i siłę roboczą. Nie wolno jednak zaniedbywać pozostałych ogniw.

Ta zasada szczególnie dotyczy każdego resortu, każdego przedsiębiorstwa. Takim decydującym ogniwem w Planie 6-letnim łączności pocztowej, telefonicznej, telegraficznej i radiowej jest łączność międzymiastowa.

Czwartą zasadą jest zasada **ogólnopanstwowego stanowiska** w planowaniu gałęzi i działów gospodarki narodowej, to znaczy, że wszystkie problemy gospodarcze winny być rozstrzygane z punktu widzenia ogólnopanstwowego.

Piątą zasadą jest **jedności i zgodności wewnętrznej** planu określa współzależność planu gospodarczego od innych planów, wymaga zgodności i koordynacji planu z innymi planami, oraz oznacza, że każdy plan musi być zgodny wewnętrznie, a wskaźniki planu wewnętrznego muszą się wzajemnie wiązać, lub wynikać jedno z drugich.

Szóstą zasadą jest **średnich norm progresywnych** oznacza, że w planowaniu należy opierać się na średnich normach progresywnych.

Normy techniczne są czynnikiem wzrostu produkcji i obniżenia jej kosztów oraz służą dla upowszechnienia doświadczeń najlepszych przedsiębiorstw i robotników.

Siódmą zasadą jest **udziału mas pracujących** w planowaniu uwzględnia bogate doświadczenia, które masy pracujące gromadzą wykonując plan; zasada ta zapewnia jak najszerszy udział klasy pracującej w ocenie opracowanych planów oraz w korygowaniu planów w toku ich wykonywania.

Planowanie stanowi jedną z najistotniejszych cech stosunków wytwórczych socjalizmu, dlatego bez planu i planowego kierownictwa nie może istnieć żadne przedsiębiorstwo socjalistyczne.

Podstawowym warunkiem prawidłowego opracowania planu gospodarczego jest znajo-

mość stanu istniejącego, w okresie opracowania planu w danym resorcie lub przedsiębiorstwie.

W związku z tym konieczne jest zebranie danych charakteryzujących stan rzeczywisty urządzeń technicznych, np: w łączności ilość i stan urządzeń stacyjnych i liniowych w zakresie poczty, telefonu, telegrafu i radia.

Ponadto dla opracowania planu konieczne są dane statystyczne dotyczące eksploatacji urządzeń (np: statystyka pocztowa i telekomunikacyjna) oraz dane statystyczne społeczno-gospodarcze, na których należy bazować przy opracowywaniu zadań planu; mają one szczególnie duże znaczenie przy opracowywaniu planów perspektywicznych.

Dla prawidłowego opracowania planu konieczna jest następnie **znajomość rezultatów wykonania planu za okres ubiegły**, względnie za okres kilku lat ubiegłych, co daje pogląd o rozwoju danej dziedziny gospodarki narodowej w okresie przeszłym.

Następnie dla prawidłowego opracowania planu należy ustalić przewidywane wykonanie planu w roku bieżącym oraz uzyskać porównawcze dane z 6-letniego NPG o zakresie planowania na rok dotyczący.

Najważniejszą czynnością opracowania planu rocznego jest ustalenie zadań na okres planowany oraz określenie sposobu wykonania tych zadań.

Zadania postawione przez plan muszą być uzasadnione technicznie z uwzględnieniem postępu technicznego w produkcji, usprawniającego wykonanie planu, osiągnięć nowatorskich, wynalazków i usprawnień technicznych.

Wreszcie ostatnią czynnością przy opracowywaniu planu jest ustalenie procentu przewidywanego wzrostu wykonania planu i jego poszczególnych składników.

Plan produkcji, względnie plan usług, które są planami podstawowymi, są ściśle związane i skoordynowane z planem technicznym, planem inwestycyjnym, planem wydajności pracy, zatrudnienia i finansowym.

Plan zaopatrzenia musi być zgodny z planem bilansów materiałowym i planem importu.

Planowanie wiąże się ściśle ze sprawozdawczością finansową, techniczną - rzeczową, operatywną i materiałową.

Sprawozdawczość ta stanowi narzędzie kontroli, analizy i oceny wykonania planu oraz procesów planowania, wykazując w jakim stopniu został plan wykonany pod względem finansowym i rzeczowym.

O znaczeniu sprawozdawczości Stalin mówił na XIII Zjeździe WKP(b): „Żadna robota gospodarcza, żadna robota planowa jest nie do pomyślenia bez prawidłowej sprawozdawczości“.

Mgr inż. ZBIGNIEW GODZIŃSKI
Katedra Radiotechniki Politechniki Wrocławskiej

Wyznaczanie rozkładu pola elektrycznego i pojemności dla układów płasko-równoległych i obrotowych metodą płaskich modeli elektrycznych

STRESZCZENIE

W artykule przeprowadzona została teoretycznie i potwierdzona doświadczalnie analogia między płasko - równoległymi polami elektro - statycznymi, a polami rozprywu prądów w płaskim arkuszu przewodzącym; umożliwia to doświadczalne określenie przebiegu linii ekwipotencjalnych oraz bezpośredni pomiar pojemności całkowitych i cząstkowych na modelu. Omówiony jest krótko układ pomiarowy, przedyskutowana czułość układu pomiarowego oraz błędy metody. Błędy mogą być spowodowane spadkiem potencjału na elektrodach i na oporze przejścia między elektrodami i arkuszem, wpływami pojemności rozłożonych i skupionych, nierównomiernościami warstwy przewodzącej oraz ograniczonymi wymiarami arkusza; ta ostatnia grupa błędów daje się jednak skompensować przez zastosowanie podwójnego arkusza. Z dyskusji błędów wyciągnięte zostają wnioski odnośnie optymalnej wartości przewodności arkusza, jego wielkości oraz wymaganych własności elementów układu pomiarowego. W zakończeniu rozważono teoretycznie możliwość rozszerzenia metody na pole elektrostatyczne brył obrotowych, przy czym i tu również możliwe jest określenie przebiegu linii ekwipotencjalnych oraz bezpośredni pomiar pojemności całkowitych i cząstkowych, jak również kompen-

sacja błędów brzegowych przez zastosowanie metody podwójnego arkusza.

1. Wstęp

Zagadnienie wyznaczenia rozkładu pola elektrycznego oraz określenia pojemności jest podstawowym problemem w szeregu ważnych zastosowań technicznych, jak np. w technice wysokich napięć (wytrzymałość izolatorów na przebicie), przy projektowaniu i konstruowaniu lamp elektronowych i optyki elektronowej (obliczanie parametrów lamp oraz torów elektronów), przy projektowaniu elementów urządzeń w. cz. itd. W większości przypadków chodzi przy tym o pole elektrostatyczne dla układów prądu stałego jest to oczywiste, a dla prądu zmiennego jest słuszne tak długo, jak długo zagadnienie można uważać za kwazystacjonarne, to znaczy póki długość fali jest znacznie większa od wymiarów geometrycznych układu.

Określenie rozkładu pola na podstawie zasadniczych równań elektrostatyki napotyka w

praktyce na tak duże trudności matematyczne, że w konkretnych zagadnieniach technicznych trzeba uciekać się do metod przybliżonych (np. graficznych) względnie do pomiarów na modelach (metody sondowania pola w powietrzu [3], metody kadzi elektrolitycznej [1, 4, 5, 6], metody elastycznej membrany [2, 5] oraz metody modeli z siatką elementów o stałych skupionych [7]). Sondowanie pola w powietrzu jest kłopotliwe, na ogół niezbyt dokładne i nie pozwala na pomiar wewnątrz dielektryka. Pomiary w kadzi elektrolitycznej napotykają na duże trudności praktyczne w wypadku konieczności odwzorowania niejednorodnego dielektryka; poza tym wskutek dużej objętości zbiornika metoda nie jest specjalnie wygodna. Modele z elastyczną membraną są na ogół stosunkowo mało dokładne, wreszcie modele z siatką elementów o stałych skupionych są przede wszystkim bardzo kosztowne.

Jak z powyższych uwag widać, wszystkie wymienione metody są w praktyce dość niewygodne, a przy tym często nie są bardzo dokładne. W dwu ważnych przypadkach, a mianowicie w przypadku tzw. pola płasko - równoległego [7, 8] (tj. w wypadku, gdy wszystkie przewodniki i dielektryki są nieskończenie długimi, równoległymi bryłami, utworzonymi przez równoległe przesunięcie odpowiednich płaskich konturów) oraz pola obrotowego (kiedy przewodniki i dielektryki stanowią bryły obrotowe o wspólnej osi obrotu) możliwe jest wyznaczenie rozkładu pola drogą dość prostych, wygodnych i stosunkowo dokładnych pomiarów na płaskich suchych modelach.

Wzmianka [8] podana w wykaznie literatury doszła do wiadomości autora już po wykonaniu pomiarów i przygotowaniu artykułu do publikacji i cytowana jest na podstawie streszczenia w spisie bibliografii w Wireless Eng. z czerwca 1951 r.; po otrzymaniu oryginalnego artykułu będzie można powrócić do zagadnienia dla przeprowadzenia dyskusji i porównania.

2. Zasady metody w przypadku pola płasko - równoległego

2. 1. Podstawy teoretyczne

Ze względu na formalną analogię równań pola elektrostatycznego i pola rozprzysięgu prądów w ośrodku przewodzącym można pole elektrostatyczne odwzorować zawsze za pomocą odpowiedniego modelu przewodnościowego; zasada ta wykorzystana jest w metodzie kadzi elektrolitycznej. W przypadku pola płasko - równoległego wypadało by, odpowiednio do nieskończonej długości elektrod w zagadnieniu elektrostatycznym, stosować również nieskończenie długie modele elektrolityczne. Ponieważ jednak rozkład potencjału jest tu jednakowy we wszystkich równoległych przekrojach poprzecznych; można zasadniczo nieskończenie długi model przeciąć dwoma równoległymi poprzecznymi płaszczyznami i w ten sposób

skonstruować model o skończonej grubości; tak też i postępuje się w praktyce.

Rozważania te pokazują, że płaski, suchy model przewodnościowy, w którym na arkusz papieru naniesiono równomierną warstwę przewodzącą, będzie całkowicie równoważny modelowi elektrolitycznemu o skończonej grubości; arkusz taki może być więc wykorzystany do modelowania pola elektrostatycznego.

Powyższe rozumowanie daje się uogólnić na pole z dielektrykami o różnych stałych dielektrycznych; warunki, jakie musi spełniać suchy model przewodnościowy, są ostatecznie następujące:

- a) W każdym punkcie oporność właściwa warstwy przewodzącej (to jest opór paska o długości i szerokości 1 cm) ma być odwrotnie proporcjonalna do stałej dielektrycznej z zagadnienia elektrostatycznego:

$$\frac{1}{\rho} = C_p \cdot \epsilon \quad (1),$$

gdzie C_p jest współczynnikiem proporcjonalności.

Warunek powyższy zrealizować można np. przez sklepanie arkusza z kilku kawałków, posiadających oporności właściwe, odpowiadające stałym dielektrycznym użytych dielektryków.

- b) Na warstwę przewodzącą nałożyć należy masywne elektrody o kształcie takim samym, jak przekroje przewodników i o identycznym rozmieszczeniu w przestrzeni. W przypadku zastosowania zbyt cienkich elektrod dopływający prąd wywołać może na nich spadek napięcia; elektrody nie będą wtedy powierzchniami ekwipotentjalnymi i analogia z polem elektrostatycznym ulegnie zakłóceniu.
- c) Do elektrod dołączyć należy takie same napięcia, jakie mają przewodniki w zagadnieniu elektrostatycznym. W przypadku, gdy znane są ładunki przewodników, a nie ich potencjały, należy zasilać poszczególne elektrody prądami I_k

$$I_k = 4\pi \cdot 9 \cdot 10^{11} \cdot C_p \cdot q_k \quad (2),$$

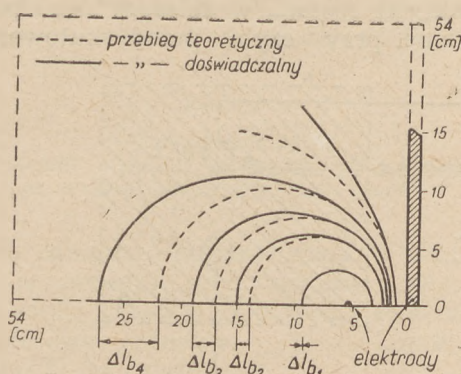
gdzie q_k — jest ładunkiem elektrycznym na 1 cm długości przewodnika; wzór podany jest w układzie praktycznym jednostek (A, Ω, Cb).

- d) W przypadku, gdy wielkości geometryczne układu, czy też wielkości napięć lub prądów są zbyt duże lub małe, należy zastosować do nich odpowiedni mnożnik, a wynik pomiaru stosownie do tego przeliczyć.

Przykład

Dla sprawdzenia teorii pomierzono rozkład potencjału dla układu elektrod wg rys. 1; dla nie za dużych i nie za małych odległości od elektrod przebiegi doświadczalne i teoretyczne były zgodne w granicach paru procent. Główną przyczyną błędów były wady użytego arkusza, a mianowicie duża nierównomierność oporu warstwy przewodzącej oraz zły stan po-

wierzchni arkusza. Ta ostatnia okoliczność przyczyniła się też prawdopodobnie do wzrostu oporu przejścia między elektrodami a warstwą przewodzącą, co zwiększyło błędy w bezpośrednim sąsiedztwie elektrod (por. [9]). Odstępstwa od przebiegu teoretycznego dla dużych odległości od elektrod wynikły z deformacji pola wskutek ograniczonych wymiarów arkusza: błędy te zasadniczo mogą być usunięte (por. 3, 5 i rys. 9).



Rys. 1

Pomiar rozkładu linii ekwipotencjalnych dla cylindra, równoległego do przewodzącej płaszczyzny, bez zastosowania kompensacji błędów brzegowych

2.2. Pomiar pojemności

Tak skonstruowany model pozwala również na bezpośredni pomiar pojemności, tak całkowitych [9], jak i cząstkowych.

W przypadku dwu przewodników ich wzajemna pojemność wynosi

$$C = \frac{q_{[cgs]}}{U_{[cgs]}} = \frac{I}{4\pi c_p U} = \frac{1}{4\pi c_p \cdot R} \quad (3),$$

gdzie oznaczają: C — pojemność w [cm] na 1 cm długości przewodników; U — różnicę ich potencjałów; R — oporność warstwy przewodzącej modelu (w tych samych jednostkach, co współczynnik c_p), mierzona na zaciskach obu elektrod.

Dla określenia pojemności cząstkowej C_{nk} należy wszystkie elektrody, z wyjątkiem elektrody k , dołączyć do potencjału 0 (por. rys. 2), następnie zmierzyć prąd elektrody n i obliczyć C_{nk} ze wzoru

$$C_{nh} = - \frac{q_n}{U_h} = - \frac{1}{4\pi c_p} \cdot \frac{I_n}{U_h} \quad (4),$$

gdzie oznaczają: C_{nh} — pojemność cząstkową w [cm] na 1 cm długości przewodników; I_n — prąd elektrody n w [A]; U_h — potencjał elektrody k w [V]; c_p — stała ze wzoru (1) w $\frac{cm}{\Omega cm}$.

Przykłady:

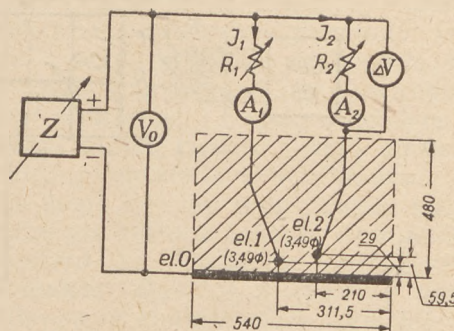
- a) Dla sprawdzenia wzoru (3) pomierzono na modelu pojemność dwu nieskończenie długich cylindrycznych przewodników o promieniach 1 cm i odległości osi 3 cm. Oporność właściwa arkusza ρ wynosiła w pobliżu elektrod średnio $\rho = 2140 \frac{\Omega cm}{cm}$, opór R wynosił: $R = 652 \Omega$. Jeśli pojemność obliczyć należy np. dla przewodni-

ków w powietrzu ($\epsilon = 1$), to z (1) wynika

$$c_p = \frac{1}{2140 \frac{\Omega cm}{cm}}, \text{ a stąd z (3) } C = 0,261 \text{ cm/cm.}$$

Pojemność w tym przypadku można dla sprawdzenia obliczyć teoretycznie; z obliczenia wynika $C_{teor} = 0,2595 \text{ cm/cm}$, a więc w dobrej zgodności z wynikiem doświadczalnym.

- b) Dla sprawdzenia wzoru (4) pomierzono pojemności cząstkowe układu elektrod stosownie do rys. 2. Średnia oporność arkusza w pobliżu elek-



Rys. 2

Pomiar pojemności cząstkowych.

R_1, R_2 — opory regulowane do wyrównania potencjałów elektrod 1 i 2

trod wynosiła $2290 \frac{\Omega cm}{cm}$, stąd przy założeniu

$$\epsilon = 1, \text{ stała } c_p = \frac{1}{2290 \frac{\Omega cm}{cm}}.$$

Przy pomiarze C_{10} otrzymano: $U_0 = -4,95 \text{ V}$; $U_1 = U_2 = \Delta V = -0,57 \text{ V}$; $I_1 = +3,0 \text{ mA}$; stąd

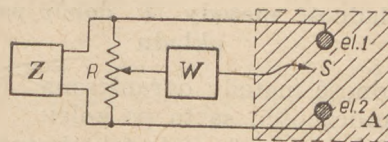
$$C_{10} = - \frac{2290}{4\pi} \cdot \frac{3,0 \cdot 10^{-3}}{-(4,95 - 0,57)} = +0,125 \text{ cm/cm i t d.}$$

Pomierzone wartości c_{nh} były równe c_{hn} w granicach błędów pomiarowych ($<1\%$); zgodność z wartościami teoretycznymi była jednak zła (C_{20} — błąd 17%). Duże odstępstwa wartości pomierzonych w stosunku do obliczonych teoretycznie spowodowane zostały zbyt małymi wymiarami arkusza w porównaniu z wymiarami geometrycznymi układu elektrod; w przykładzie a), gdzie stosunki te były korzystniejsze, błąd pomiaru był znacznie mniejszy. Zasadniczą poprawę przyniesie tu może zastosowanie kompensacji błędów brzegowych (por. 3,5).

2.3. Układ pomiarowy

Pomiar pojemności nie wymaga specjalnych omówień i wynika bezpośrednio z uwag punktu 2.2.

Pomiar rozkładu potencjału najwygodniej przeprowadzać w układzie mostkowym (rys. 3),



Rys. 3

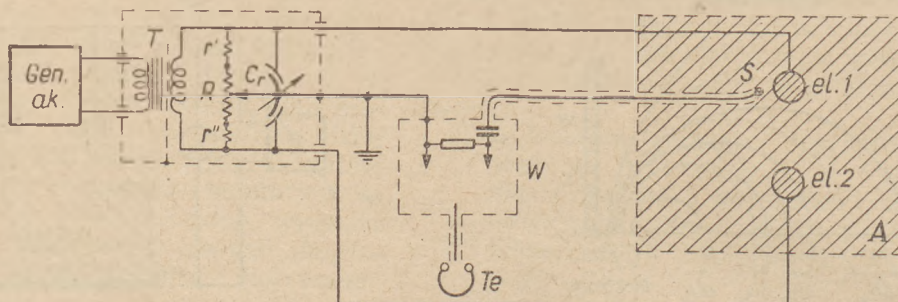
Schemat ideowy układu pomiarowego
 Z — zasilanie mostka (źródło pr. st. wzgl. gen. akust.); R — potencjometr precyzyjny; W — wskaźnik; S — sonda; $el.1, el.2$ — elektrody; A — arkusz przewodzący

przy czym mostek można zasilać zarówno prądem stałym, jak i zmiennym o częstotliwości akustycznej. Mostek prądu stałego jest prostszy, ale zato mniej czuły por. (3. 1.) i narażony na wszystkie zakłócenia, mogące występować wskutek kontaktu półprzewodnika z elektrodami metalowymi.

Schemat mostka prądu zmiennego podany jest na rys 4. Częstotliwość generatora aku-

- d) wpływ pojemności rozłożonych i skupionych,
- e) deformacja pola wskutek ograniczonych rozmiarów arkusza,
- f) błędy wskutek nierównomierności i zmian oporu warstwy przewodzącej.

Punkty te zostaną w dalszym ciągu pokrótce omówione, przy czym przedyskutowanie ich



Rys. 4

Schemat mostka prądu zmiennego

T — transformator z ekranowymi uzwojeniami; $r' + R + r''$ — potencjometr precyzyjny; C_r — kondensator różnicowy; W — wzmacniacz; S — sonda; el. 1, el. 2 — elektrody; A — arkusz przewodzący

stycznego najlepiej obracać między 400 c/s a 1000 c/s; napięcie wystarcza rzędu kilku woltów. Opór potencjometru należy ze względu na wpływy pojemnościowe obierać najlepiej stosunkowo mały (rzędu kilkuset Ω — por. 3. 3.); w przypadku, gdy potrzebne jest bardzo dokładne nastawienie napięcia, należy zastosować oprócz potencjometru R odpowiednie dodatkowe opory r' i r'' . Kondensator różnicowy C_r służy do wyrównywania wpływu pojemności rozłożonych i skupionych (por. 3. 3.).

Wymagania, stawiane wskaźnikowi dostrojenia mostka, nie były na ogół trudne do spełnienia, gdyby nie okoliczność występowania napięć pasożytniczych, utrudniających dokładne określenie położenia równowagi. Dla uniknięcia tego stosować można jako wskaźnik oscylograf elektronowy [4]; maksymalną czułość uzyskać można jednak przez zastosowanie wzmacniacza selektywnego w połączeniu z przyrządem wskazówkowym [5] względnie ze słuchawkami (por. 3. 3.). Wzmocnienie wzmacniacza wystarcza na ogół kilkudziesięciokrotne, a jego opór wejściowy nie powinien być mniejszy od około kilkudziesięciu $k\Omega$. Dla uniknięcia sprzężeń pojemnościowych sonda prowadzona jest przewodem ekranowanym; z tego samego względu należy zaekranować również sznur słuchawki.

3. Dokładność metody i dobór parametrów układu

Dokładność metody ograniczona jest przez kilka okoliczności; są to po kolei:

- a) deformacja pola wskutek obecności sondy,
- b) niedokładność nastawienia sondy na zanik tonu (czułość metody),
- c) błędy wskutek spadku napięcia na elektrodach i na oporze styku elektrody - arkusz,

pozwoli na wyciągnięcie wniosków odnośnie parametrów układu.

3. 1. Wpływ sondy i czułość metody

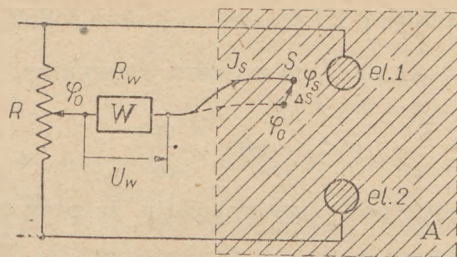
Przyłożenie sondy do arkusza wywołuje zawsze deformację pola: wynika to z dwu przyczyn, a mianowicie stąd, że:

a) na arkusz wprowadzona zostaje pewna dodatkowa powierzchnia ekwipotencjalna (wierzchołek sondy) oraz

b) że przez sondę dopływa do arkusza przy odstrojeniu pewien mały prąd. Błędy wskutek pierwszej okoliczności występują na ogół przede wszystkim tuż u powierzchni elektrod; maleją one ze zmniejszaniem wymiarów sondy i w większości pomiarów mogą być całkowicie pominięte. Wymiary sondy powinny być wobec tego jak najmniejsze, jednak ze względu na obciążalność prądową oraz czułość metody trzeba iść na pewien kompromis. Jeśli chodzi o prądy sondy przy odstrajaniu jej od położenia równowagi, to kwestia ta wiąże się bezpośrednio z zagadnieniem czułości metody.

Czułość metody można scharakteryzować za pomocą największego odcinka $\Delta s_{\max}$, o jaki można przesunąć sondę od właściwego położenia bez przekroczenia progu czułości wskaźnika. W czasie pomiaru, ogólnie biorąc, sonda jest więc zawsze przesunięta od położenia dostrojenia (punkt arkusza o potencjale φ_0) o pewien odcinek Δs , wskutek czego dopływa przez nią do arkusza pewien prąd I_s (rys. 5). Jeśli założyć dla uproszczenia, że opór potencjometru R jest bardzo mały, to potencjał φ_s , jaki przyjmie w tych warunkach sonda, wyraża się zależnością

$$\varphi_s = \varphi_0 - E_s \cdot \Delta s + I_s \cdot r_s \quad (5),$$



Rys. 5.

Czułość metody.

W — wskaźnik o oporze wewn. R_w ; U_w — napięcie na wejściu wskaźnika; S — sonda

gdzie E_s oznacza natężenie pola w kierunku Δs , a r_s oznacza opór arkusza, mierzony między sondą a resztą elektrod, zwartych ze sobą. Ponieważ jednak $\varphi_0 - \varphi_s = U_w = I_s \cdot R_w$ (por. rys. 5), to ostatecznie

$$\Delta s \leq \frac{\Delta U_w \left(1 + \frac{r_s}{R_w}\right)}{E_s} = \Delta s_{max} \quad (6),$$

gdzie ΔU_w oznacza czułość napięciową wskaźnika. Wielkość Δs_{max} wynosi w przeciętnych warunkach na ogół znacznie poniżej 0,1 mm (por. jednak końcowe uwagi w 3.3!).

Przykład

Dla sprawdzenia wzoru (6) zasilono mostek napięciem 10 mV i wykonano pomiar przy pomocy wzmacniacza selektywnego ze słuchawkami jako wskaźnikiem dostrojenia. Pomierzona czułość była o około 1/4 gorsza od wartości (6).

Dla osiągnięcia dobrej czułości metody należy więc zastosować czuły wskaźnik o oporze wejściowym $R_w \gg r_s$; z tych względów zastosowane napięcia zmiennego i wzmacniacza pozwala łatwo na osiągnięcie o wiele większej czułości niż w przypadku mostka prądu stałego.

Dokładne obliczenie r_s jest na ogół niemożliwe; ponieważ jednak większa część oporu r_s przypada na bezpośrednie otoczenie sondy, można dla orientacji obliczyć r_s jako opór warstwy przewodzącej, leżącej między wierzchołkiem sondy (o średnicy d_s) i, dla arkusza kwadratowego o boku $2a$, np. okręgiem koła o średnicy a . Wtedy

$$r_s \approx \int_{\frac{d_s}{2}}^{\frac{a}{2}} \frac{\rho dr}{2\pi r} = \frac{\rho}{2\pi} \ln \frac{a}{d_s} \quad (7).$$

Z wzoru (7) można wyciągnąć pewne wnioski co do pożądanych wartości oporności właściwej warstwy. Przy założeniach np. $d_s = 0,01$ cm, $a = 100$ cm oraz (ze względu na czułość i sprzężenia pojemnościowe) $r_s < \approx 5000 \Omega$, wzór (7)

$$\text{daje } \rho < \approx 3400 \frac{\Omega \text{ cm}}{\text{cm}}.$$

3.2. Problem ekwipotencjalności elektrod oraz błędów wskutek oporu przejścia między elektrodami i arkuszem

Analogia między polem elektrostatycznym a polem rozptywu prądów jest tylko wtedy kompletna, o ile i w tym drugim wypadku powierzchnie elektrod są powierzchniami ekwipotencjalnymi; spadek napięcia, wywołany przepływem prądu przez elektrody, musi być więc praktycznie całkowicie pomijany w porównaniu z występującymi w układzie napięciami. Wynika stąd wniosek, że elektrody powinny być wykonane z metalu o dobrym przewodnictwie elektrycznym, a prąd winien być doprowadzony możliwie w ich środku. Elektrody nie mogą być też zbyt cienkie; warunek ten wynika nie tylko z żądania ekwipotencjalności elektrod, ale również z wymagania dobrego kontaktu elektrod z warstwą przewodzącą. Niepewny kontakt może wywołać z jednej strony kapryśność wyników (np. przesuwanie się linii ekwipotencjalnych wskutek wstrząsów stołu pomiarowego), a z drugiej przyczynić się do wystąpienia nadmiernego oporu przejścia między elektrodami i arkuszem.

Warunek ekwipotencjalności jest tym łatwiejszy do spełnienia, im mniejszy prąd dopływa do elektrod, tj. im większy opór właściwy ma warstwa przewodząca. Przy założeniu np. elektrod mosiężnych o przekroju 5 mm^2 i długości 10 cm i przyjęciu dla orientacji, że opór arkusza między elektrodami jest rzędu oporności właściwej warstwy (ρ), oraz dla warunku, że spadek napięcia na elektrodach ma nie przekraczać 1/100 000 części przyłożonego napięcia,

$$\text{wynika, że } \rho \gg \approx 200 \frac{\Omega \text{ cm}}{\text{cm}}.$$

Bardzo poważnym źródłem błędów może być nadmierny opór przejścia między elektrodami i arkuszem. Na oporze tym występuje spadek napięcia i w rezultacie arkusz zasilany jest niższym napięciem, niż panujące na zaciskach potencjometru; opór przejścia może spowodować też odpływ prądu na arkusz spod całej elektrody, a nie tylko z samych jej brzegów, co daje zmniejszenie efektywnych wymiarów elektrod.

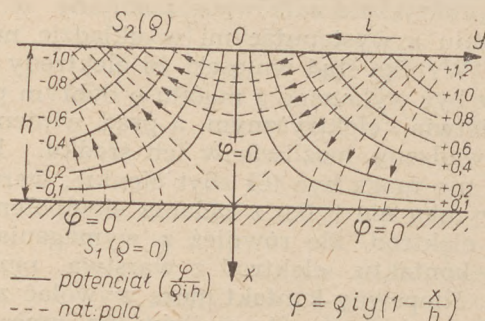
Dla zmniejszenia tych błędów należy zapewnić dobry docisk elektrod do arkusza oraz dbać o czystość powierzchni elektrod i arkusza; lepiej też unikać większych płaskich elektrod i ukształtować je tak, aby kontakt następował tylko na obrzeżu.

3.3. Wpływ pojemności rozłożonych i skupionych

Mostek prądu zmiennego jest o wiele czulszy od mostka prądu stałego, występuje jednak przy nim zakłócający wpływ pojemności zarówno rozłożonych na powierzchni arkusza, jak i skupionych, występujących między poszczególnymi częściami obwodu; pojemności te zmieniają

kąty fazowe w ramionach mostka i mogą wskutek tego utrudniać jego zrównoważenie.

Teoretyczne obliczenie pojemności rozłożonych możliwe jest jedynie w niewielu najprostszych wypadkach; dla zorientowania się w rzędzie występujących tu wielkości trzeba rozważyć jakiś stosunkowo prosty przykład, pozwalający na przeprowadzenie możliwie przejrzystej analizy matematycznej. W tym celu można założyć np. układ z rys. 6: w odległości h od



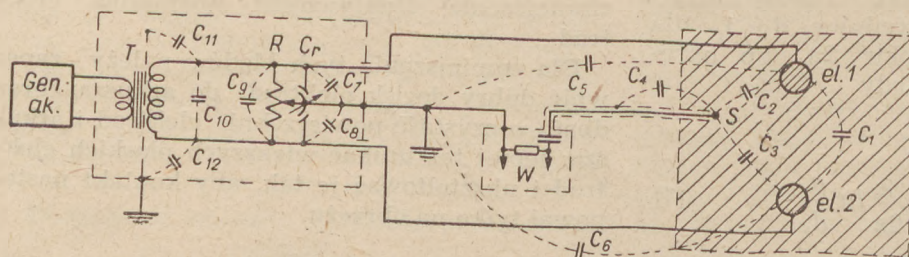
Rys. 6

Pojemności rozłożone; rozkład pola dla dwu równoległych płaszczyzn

nieskończenie rozległej i bardzo dobrze przewodzącej płaszczyzny S_1 o potencjale 0 („ziemi“) znajduje się druga, równoległa i również nieskończona płaszczyzna S_2 o oporności powierzchniowej ρ (arkusz pomiarowy); po płaszczyźnie S_2 płynie w kierunku przeciwnym do osi y prąd o gęstości powierzchniowej i , przy czym potencjał punktu O na płaszczyźnie S_2 ma być równy zero. Pole elektryczne, odpowiadające tym warunkom, pokazane jest na rys. 6. Znajac rozkład pola można obliczyć z kolei ładunki powierzchniowe na powierzchni arkusza, a stąd przy zasilaniu układu napięciem zmiennym również i wielkość prądów pojemnościowych; stosunek składowej pojemnościowej prądu i_c do składowej rzeczywistej „ i “ na odległość y od punktu O wyraża się w tym przypadku wzorem

$$\frac{i_c}{i} \approx \frac{\rho y^2 f}{4 \cdot 9 \cdot 10^{11} \cdot h} \quad (8),$$

gdzie f oznacza częstotliwość c/s.



Rys. 7

Pojemności w mostku prądu zmiennego

Z wzoru (8) wynika, że oporność właściwa arkusza nie może być zbyt duża, jeśli nie mają wystąpić zakłócenia z powodu pojemności rozłożonych. Jeśli założyć np. $y = 20$ cm, $h = 100$ cm (arkusz leży na stole nad dobrze przewo-

dzącą posadzką) i $f = 1000$ c/s, oraz żądać, aby $\frac{i_c}{i} < \approx 1.10^{-6}$, to z wzoru (8) wynika, że

$$\rho < \approx 900 \frac{\Omega \text{ cm}}{\text{cm}}$$

Rachunek powyższy pokazuje, że przy oporności właściwej warstwy rzędu kilkuset $\frac{\Omega \text{ cm}}{\text{cm}}$

pojemności rozłożone będą praktycznie zupełnie nie wpływały na rozkład potencjału na arkuszu, a będą wywoływały jedynie pewną małą zmianę kątów fazowych w ramionach mostka.

Podobny problem przedstawiają pojemności skupione (rys. 7). Spośród nich C_1 , C_9 i C_{10} obciążają tylko transformator zasilający. C_2 i C_3 są ze względu na ekranowanie sondy bardzo małe i mogą być praktycznie na ogół pominięte, a C_4 bocznikuje opór wejściowy wzmacniacza i ewentualnie zmniejsza tylko nieco jego czułość; pojemności C_5 , C_6 , C_7 , C_8 , C_{11} i C_{12} bocznikuują natomiast ramiona mostka i mogą utrudniać jego zrównoważenie. Dla zmniejszenia wpływu tych pojemności należy dobrać opór potencjometru R oraz oporność właściwą arkusza nie za duże; dla całkowitego wyrównania należy zaopatrzyć mostek w kompensację pojemnościową (rys. 4 i 7 — kondensator C_r).

Dodatkową trudnością jest występowanie wskutek sprzężeń z siecią zasilającą pasorzytnicznych napięć o częstotliwościach przemysłowych; napięcia te utrudniają dokładne określenie momentu zaniku tonu w słuchawce i mogą wskutek tego bardzo poważnie zmniejszyć dokładność pomiaru. Znaczne zmniejszenie wielkości tych napięć można uzyskać przez zasilanie mostka z transformatora o ekranowanych uzwojeniach (rys. 4 i 7); całkowite ich usunięcie jest jednak praktycznie prawie niemożliwe, co zmusza do stosowania wzmacniaczy selektywnych względnie oscylograficznych (por. 2.3).

3.4 Dobór oporności warstwy

Rozważania dotychczasowe pozwalają na wyciągnięcie ostatecznych wniosków odnośnie najkorzystniejszych wartości oporności warstwy przewodzącej; z uwag rozdz. 3.1, 3.2 i 3.3 wynika, że opty-

malną wartością dla ρ jest kilkaset $\frac{\Omega \text{ cm}}{\text{cm}}$

3.5. Deformacje pola wskutek ograniczonej wielkości arkusza; dobór wielkości arkusza; kompensacja błędów brzegowych

W przypadku pomiaru rozkładu pola wewnątrz zamkniętej ekranowanej przestrzeni obszar pola jest ograniczony i zawsze możliwe jest przeniesienie go w całości na arkusz przewodzący i otrzymanie w ten sposób dokładnego odwzorowania badanego pola. Jeśli jednak nie można całego obszaru pola pomieścić na arkuszu (np. dla nieograniczonego pola lub w wypadku bardzo dużej odległości ekranu od układu elektrod), to ograniczony rozmiar arkusza wprowadzić musi deformacje pola. Trudność ta nie jest specyficzna dla omawianej metody i występuje również przy wszystkich innych metodach (np. problem objętości kadzi elektrolitycznej czy wielkości hali wysokiego napięcia).

Zagadnienie teoretycznie można rozwiązać w prostych przypadkach metodą odbić elektrycznych (9), względnie obliczając pole wypadkowe dla ograniczonego arkusza jako sumę dwu pól, a mianowicie pola dla nieskończonej rozległej płaszczyzny (φ_∞) oraz pewnego pola φ_b tak dobrane, aby razem z polem φ_∞ zapewniało nieprzepływanie prądu poza brzegi arkusza, przy zachowaniu właściwych potencjałów elektrod wewnątrz granic arkusza. Pole φ_b przedstawia w ten sposób bezpośrednio deformację teoretycznego pola φ_∞ ; obliczenie pola φ_b w ogólnym wypadku nie jest jednak możliwe.

Dla zorientowania się w rzędzie wielkości pola φ_b można rozważyć układ dwu bardzo małych elektrod, zasilanych prądem (+I) i (-I) i znajdujących się w środku kwadratowego arkusza o boku 2a w odległości wzajemnej 2b. Przykład powyższy jest oczywiście bardzo specjalny, jednakże otrzymane wnioski mogą w szeregu wypadków służyć jako wytyczne i dla innych układów elektrod o podobnych wzajemnych odległościach i o dużym polu rozproszonym (układ wielu elektrod można na większych odległościach zawsze zastąpić dipolem elektrycznym!). Jako miarę deformacji pola w danym punkcie arkusza można przyjąć przesunięcie Δl_b linii ekwipotencjalnych od ich teoretycznego położenia. Przeliczenie daje, że dla środkowej części arkusza i dla punktów, leżących na osi, przechodzącej przez obie elektrody, w wypadku $a \gg b$ jest

$$\Delta l_b \approx x \frac{x^2 - b^2}{a^2} \quad (9),$$

gdzie x oznacza odległość punktu od środka arkusza.

Przykład

Jako przykład rozważyć można przebieg linii ekwipotencjalnych stosownie do rys. 1; poniżej zestawiono wyniki pomiaru oraz wartości teoretyczne, obliczone według wzoru (9).

Δl_b [cm]	„1”	„2”	„3”	„4”
doświadczalne	$\approx 0,2$	1,0	2,2	5,3
teoretyczne	0,165	0,91	1,67	4,82

Biorąc pod uwagę uproszczenia, poczynione przy wyprowadzaniu wzoru (9), oraz stosunkowo dużą nierównomierność oporności w użytym arkuszu, zgodność można uznać za wystarczającą dla celów dalszej dyskusji.

Z wymagania, aby w obszarze o promieniu bn , gdzie n jest żądanym współczynnikiem, deformacje nie przekroczyły dopuszczalnych granic, wynikają warunki dla rozmiarów arkusza. Jeśli żądać, aby w tym obszarze względne przesunięcie linii ekwipotencjalnych

$\tau = \frac{\Delta l_b}{X}$ nie przekroczyło zadanej wartości maksymalnej τ_{max} , wynika z (9), że

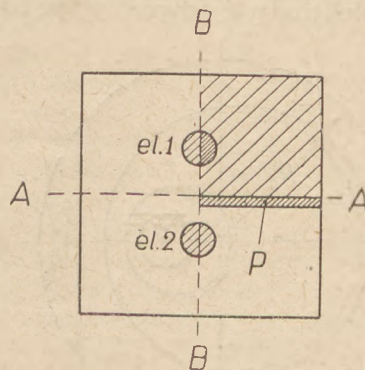
$$a \gg \approx \frac{b\sqrt{n^2 - 1}}{\sqrt{\tau_{max}}} \approx \frac{bn}{\sqrt{\tau_{max}}} \quad (10).$$

Przykład

$b = 5$ cm; $n = 3$ (tj. żądana dobra dokładność wewnątrz obszaru o promieniu $bn = 15$ cm); $\tau_{max} = 4\%$. Wtedy $a \gg \approx 75$ cm, tj. wymagany jest arkusz o wymiarach 150×150 cm!

Przykład powyższy pokazuje jaskrawo wielkość deformacji, występujących przy pomiarach modelowych układów o dużym polu rozproszonym; w tych natomiast przypadkach, gdy pole rozproszone stanowi tylko małą część głównego (rozważanego) pola, deformacje tego ostatniego będą znacznie mniejsze.

W szeregu wypadków, gdy ze względu na symetrię układu elektrod wiadome są z góry osi symetrii (rys. 8), wystarcza na arkuszu odwzorować tylko część układu (1). Płaszczyznę



Rys. 8

Obszar pomiarów w wypadku symetrii pola
A — A — płaszc. ekwipotencjalna; B — B — płaszc. symetrii; el. 1, el. 2 — elektrody zasadnicze;
P — elektroda pomocnicza

ekwipotencjalną (A-A) zastąpić można płaską elektrodą (P), a wzdłuż takiej płaszczyzny symetrii, przez którą prąd nie przepływa (B-B), można pole rozciąć i rozważać tylko jedną jego część; w przykładzie na rys. 8 wystarcza w rezultacie przeprowadzić pomiar tylko na zakre-

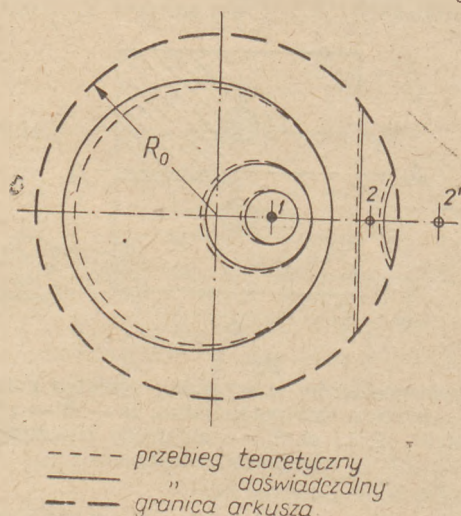
skowanej części pola, przez co można zastosować mniejszy arkusz, niż byłoby to w przeciwnym wypadku konieczne.

Bardzo ciekawa notatka odnośnie błędów brzegowych ukazała się w „Nature“ z r. 1948 (10). Autorzy podają tam, że wykonywali pomiary w okrągłej kadzi z elektrolitem, przy czym za pomocą okrągłej szyby szkanej podzielili elektrolit na dwie płaskie warstwy; obie warstwy stykały się na brzegach ze sobą. W górnej części umieszczali elektrody, a część dolna zastępowała resztę nieograniczonej warstwy elektrolitu. Autorzy nie podają uzasadnienia tej metody, wzmiankują tylko, że może ono być dane; przytaczają też, że błędy pomiarowe nawet tuż przy samym brzegu kadzi nie przekraczały $1/2\%$.

Przeliczenie pokazuje, że dolna warstwa nie tylko zastępuje resztę nieograniczonego obszaru, ale w ogóle może być uważana za konforemne jego odwzorowanie. Każdemu punktowi R' z poza koła o promieniu R_0 (R_0 = promień kadzi) odpowiada pewien punkt R'' , leżący na tym samym promieniu ale wewnątrz koła R_0 , w dolnej warstwie kadzi; jest przy tym

$$R' R'' = R_0^2 \quad (11)$$

Rozumowanie to daje się w pełni zastosować do suchych modeli; należy w tym celu stosować dwa okrągłe arkusze o tej samej oporności właściwej i zapewnić im dobry kontakt na obwodzie. Dolny arkusz zastępuje nie tylko resztę nieskończonego górnego arkusza, ale mogą na nim być odwzorowane stosownie do (11) również i te elektrody, które nie mieszczą się na arkuszu górnym. Dla sprawdzenia tych rozważań wykonano szereg pomiarów; jako przykład podany jest rys. 9. Na górnym arkuszu znajdowała się elektroda 1, elektroda 2 była umieszczona na dolnym arkuszu; 2' oznacza położenie elektrody 2, odwzorowane na górnym



Rys. 9

Pomiar rozkładu linii ekwipotencjalnych dla dwóch równoległych cylindrów, przy zastosowaniu kompensacji błędów brzegowych

R_0 — promień arkusza; 1 — elektroda na górnym arkuszu; 2 — elektroda na dolnym arkuszu; 2' — elektroda 2, przeliczona na arkusz górny

arkusza w wypadku, gdyby on był nieograniaczony. Pomiary były na ogół w dość dobrej zgodności z teorią; błędy spowodowane były przede wszystkim wadami arkusza (por. 2.1). Duży wpływ na wyniki miał również sposób połączenia górnego i dolnego arkusza i wielkość oporu na ich styku.

Powyższe rozważania i wyniki pomiarów wskazują na to, że zastosowanie dwu arkuszy pozwoli prawdopodobnie całkowicie rozwiązać problem błędów brzegowych dla pola płasko-równoległego.

3.6. Wpływ nierównomierności i zmian oporu warstwy przewodzącej

Dokładność pomiaru zależy w bardzo dużym stopniu od tego, czy opór warstwy przewodzącej jest stały w czasie i jednakowy na całej powierzchni arkusza.

Zmiany oporności mogą być spowodowane starzeniem się warstwy, zmianami temperatury otoczenia i wreszcie przeciążeniem prądowym. Dwie pierwsze okoliczności wymagają ewentualnego sprawdzania oporności warstwy przed dokładnymi pomiarami pojemności; ostatnia okoliczność na ogół nie jest groźna, gdy wydzielane ciepło jest rzędu mW. Napięcie zasilające mostek nie powinno być w każdym razie zbyt duże; kilka woltów zresztą prawie zawsze wystarcza.

Wpływ nierównomierności oporu warstwy przewodzącej nie daje się na ogół obliczyć teoretycznie; dla zorientowania się w rzędzie tego efektu można rozważyć deformacje nieskończonego rozległego jednorodnego pola elektrycznego, wynikłe z obecności na arkuszu o oporności właściwej ρ_z krążka o promieniu r_k i oporności właściwej $\rho_k \neq \rho_z$. Z obliczenia wynika, że największe przesunięcie linii ekwipotencjalnych (Δl_p), spowodowane obecnością krążka, wyniesie w tym wypadku

$$\Delta l_p = r_k \cdot \frac{\rho_z - \rho_k}{\rho_z + \rho_k} \quad (12)$$

Przykład

Przy założeniu $r_k = 3$ cm i oporności krążka o 10% mniejszej, niż dla reszty arkusza (tj. $\rho_k = 0,9\rho_z$ z wzoru (12) wypada $\Delta l_p = 0,16$ cm.

Rozważania powyższe i przytoczony przykład pokazują, że dla osiągnięcia dużej dokładności pomiaru oporność warstwy przewodzącej musi być, w każdym razie przynajmniej w pobliżu elektrod, możliwie jak najbardziej równomierna; okoliczność ta, wraz z zagadnieniem oporów przejścia, stanowi zasadniczy problem przy wykonywaniu warstwy przewodzącej.

3.7. Zebranie wniosków co do dokładności metody

Z dotychczasowych rozważań wynika, że decydujący wpływ na dokładność pomiaru mają błędy, wynikające z ograniczonych wymiarów

arkusza oraz błędy, spowodowane nierówno-
miernościami warstwy przewodzącej i oporami
przejścia między elektrodami a arkuszem.

Pierwsza grupa błędów powinna przez zasto-
sowanie dwu arkuszy dać się zredukować, jeśli
nawet nie całkowicie, to przynajmniej bardzo
znacznie. Jednakże nawet bez zastosowania
kompensacji pola brzegowego błędy te nie
zawsze są specjalnie dotkliwe, tak np. w przy-
padku małego pola rozproszenia lub wtedy, gdy
ze względu na zastosowania praktyczne nie po-
trzebna jest duża dokładność w większych od-
ległościach od elektrod.

Druga grupa błędów jest na skutek ich tru-
dnej do określenia wielkości znacznie przy-
krejsza w praktyce; w rezultacie zasadniczym
warunkiem dobrej dokładności pomiarów jest
uzyskanie równomiernej warstwy oraz jak naj-
większe zredukowanie oporów przejścia.

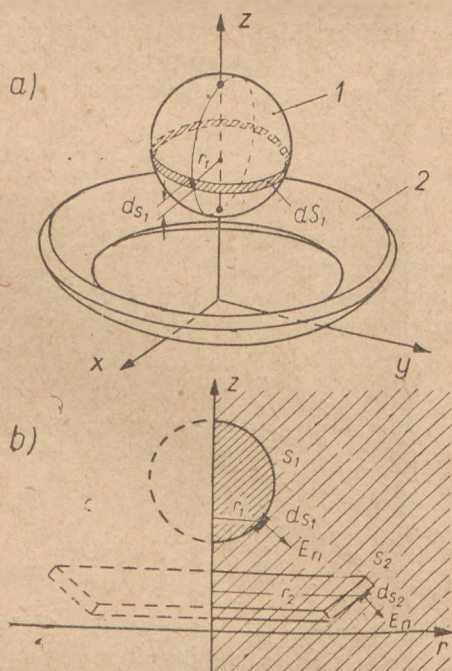
4. Rozszerzenie metody na pole brył obrotowych

Metoda suchych płaskich modeli może z pe-
wną modyfikacją być zastosowana również do
ważnego w praktyce wypadku pola elektrycz-
nego brył obrotowych. Równania pola najwy-
godniej przedstawić we współrzędnych cylin-
drycznych (z, r, α) , ustalając oś „ z ” jako oś
obrotu układu. Ze względu na symetrię poten-

cjał φ i natężenie pola E mogą być tylko funk-
cjami „ z ” i „ r ” i równania pola przybierają po-
stać: w przestrzeni między elektrodami

$$\operatorname{div}(\varepsilon \vec{E}) = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \varepsilon E_r) + \frac{\partial}{\partial z} (\varepsilon E_z) = 0 \quad (13),$$

a na powierzchni przewodnika k (rys. 10)



Rys. 10

Pole obrotowe; obliczanie ładunku

$$\int_{s_k} \varepsilon E_n d s_k = 2\pi \int_{s_k} \varepsilon E_n r_k d s_k = 4\pi Q_k \quad (14)$$

oraz

$$\varphi_k = \text{const} \quad (15),$$

przy czym całkowanie we wzorze (14) rozciąga
się po konturze s_k , stanowiącej połowę prze-
kroju osiowego elektrody (rys. 10 b). Z wzorów
(13), (14) i (15) wynika, że problem pola obroto-
wego może być sprowadzony do pewnego pro-
blemu płaskiego w płaszczyźnie (z, r) .

Odpowiedni płaski model przewodnościowy
uzyskać można, zakładając oporność właściwą
warstwy przewodzącej ρ odwrotnie proporcjo-
nalną do odległości od osi obrotu z i do stałej
dielektrycznej ε :

$$\frac{1}{\rho} = \lambda r = c_\lambda \varepsilon r \quad (16),$$

gdzie y i c_λ są współczynnikami proporcjonal-
ności. Obszary odpowiadające różnym stałym
dielektrycznym zrealizować można przez skle-
jenie arkusza z kilku kawałków, posiadających
odpowiednie współczynniki λ .

Dla matematycznego przeprowadzenia ana-
logii wyjść należy z warunku ciągłości prądu
na przewodzącym arkuszu, pomieszczonym
w płaszczyźnie (z, r) .

$$\frac{\partial i_r}{\partial r} + \frac{\partial i_z}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{E_r}{\rho} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{E_z}{\rho} \right) = 0 \quad (17)$$

i podstawić zamiast ρ wartość z wzoru (16).
Przeprowadzenie rachunku daje tu pełną ana-
logię z równaniem (13); podobnie dla prądu,
dopływającego do elektrody k , otrzymuje się
równanie formalnie identyczne z wzorem
(14). Jeśli dla modelu będzie spełnione rów-
nież i równanie (15) (identyczny obrys elek-
trod i jednakowe ich potencjały), to w ten spo-
sób analogia jest kompletna i pole modelu bę-
dzie identyczne z polem elektrycznym ukła-
du obrotowego.

Wynik taki jest właściwie oczywisty nawet
bez analizy matematycznej; model płaski o
przewodności stosownie do wzoru (16) zastępu-
je bowiem w przypadku układu obrotowego
wiernie przestrzenny ośrodek przewodzący
(elektrolit), gdzie przewodność, ze względu na
geometrię układu, rośnie proporcjonalnie do
odległości od osi obrotu. Przyjęty model pła-
ski (16) jest więc równoważny modelowi prze-
strzennemu w kadzi elektrolitycznej, a więc
i równoważny zasadniczemu problemowi ele-

Miedzy prądem I_k elektrody w modelu,
a jej ładunkiem Q_k w polu elektrostatycznym
istnieje przy tym związek
ktrostatycznemu.

$$I_k = 2C_\lambda Q_k \text{ (jednostki cgs el. st.)} \quad (18),$$

co pozwala, analogicznie jak w przypadku po-
la płasko-równoległego, na bezpośredni po-
miar pojemności na modelu (por. 2.2):

a) pojemności między dwoma elektrodami

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I}{2c\lambda U} = \frac{1}{2c\lambda R} \quad (19),$$

oraz b) pojemności cząstkowych

$$C_{nk} = - \frac{Q_n}{U_k} = - \frac{1}{2c\lambda} \cdot \frac{I_n}{U_k} \quad (20).$$

Podobnie, jak dla modelu pola płasko-równoległego, tak i dla modelu pola obrotowego możliwe jest skompensowanie błędów brzegowych przez użycie dwu okrągłych arkuszy, stykających się na brzegach. Arkusz górny ma oporność stosownie do wzoru (16), natomiast oporność właściwa dolnego arkusza powinna spełniać zależność

$$\frac{1}{\rho} = c_\lambda \varepsilon R_0^2 \cdot \frac{\sin \vartheta}{R} \quad (21),$$

gdzie ϑ i R oznaczają współrzędne biegunowe R_0 jest promieniem użytego arkusza, a c_λ , jest stałą ze wzoru (16). Odwzorowanie reszty nieograniczonej przestrzeni na dolnym arkuszu jest podobnie jak dla pola płasko-równoległego również i tutaj konforemne stosownie do wzoru (11).

Ze względu na kłopoty przy pomiarach przestrzennych modeli układów obrotowych

Inż. RYSZARD SOBOŁ
Instytut Łączności

621.392.53

Obliczanie korektorów amplitudy

STRESZCZENIE

W artykule zostały podane wzory i nomogramy służące do obliczania czwórnikowych korektorów amplitudy.

1. Wstęp

W artykule zamieszczonym w ubiegłym roku w „Przeglądzie Telekomunikacyjnym” *) zostały podane wzory i wykresy, służące do obliczania korektorów amplitudy w układzie czwórnika typu „L”.

Zastosowanie nomogramów przy obliczaniu korektorów prowadzi do znacznego uproszczenia obliczeń.

W artykule niniejszym podane zostaną dwa nomogramy, upraszczające obliczenia podstawowych rodzajów czwórnikowych korektorów amplitudy. Opis sposobu posługiwania się nomogramami, zabrazowany przykładami, poprzedzi wyprowadzenie podstawowych wzorów.

2. Zasady ogólne

Źródło prądu o sile elektromotorycznej E i oporności wewnętrznej R zasila odbiornik, który jest dopasowany do źródła.

Napięcie na zaciskach odbiornika jest równe

$$\hat{U}_1 = \frac{\hat{E}}{2} \quad (2.1)$$

metoda płaskich modeli wydaje się być dość obiecującą i wartą doświadczonego sprawdzenia.

BIBLIOGRAFIA

1. R. Strigel: Die Aufnahme von Potentialfeldern im elektrolytischen Trog. ATM, V 312-1 (1943)
2. R. Strigel: Die Ausmessung elektrostatischer Felder ATM, V 312-2 (1943)
3. R. Strigel: Die Ausmessung elektrostatischer Felder mit Hilfe von Sonden. ATM, V 312-2 (1943)
4. A. Ertaud: La cuve rhéographique et le calcul des lentilles électrostatiques. Z pracy zbiorowej L'optique électronique Paris, 1946
5. Zworykin, Morton, Ramberg, Hillier, Vance: Electron Optics and the Electron Microscope. N. York 1945, J. Wiley & Sons
6. E. Brüche, O. Scherzer: Geometrische Elektrenoptik. Berlin 1934, Springer
7. L. I. Gutenmacher: Elektriceskije modeli. Moskwa — Leningrad 1949, Akad. Nauk ZSSR
8. W. Claussnitzer, H. Heumann — Zs. angew. Phys. 10 Nov. 1950, t. 2. Nr 11 (cytowane na podstawie streszczenia bibliograficznego w Wireless Eng., June 1951, Nr 333: Plotting Electric Fields with the Aid of Semiconducting Films)
9. W. Zschaage: Nachahmung des elektrischen Feldes von Leitungen im elektrolytischen Trog. ETZ 46, 1215 (1925)
10. Maker, Boothroyd, Cherry: An Electrolytic Tank for Exploring Potential Field Distributions. Nature, 1948, 161, 4100, 845.

Odbiornik otrzymuje maksymalną moc, którą określamy z wzoru.

$$\hat{P}_1 = \hat{P}_{max} = \frac{\hat{E}^2}{4R} = \frac{\hat{U}_1^2}{R} \quad (2.2)$$

Jeżeli pomiędzy źródło prądu i odbiornik wtrącimy czwórnik o oporze łańcuchowym równym R , to moc dostarczana do odbiornika ulegnie zmianie i wynosi wówczas

$$\hat{P}_2 = \frac{\hat{U}_2^2}{R} \quad (2.3)$$

gdzie $\hat{U}_2$ oznacza napięcie na zaciskach odbiornika w nowych warunkach.

Wtrącone tłumienie równe tłumieniu skutecznemu wprowadzonego czwórnika określimy z wzoru

$$b_{wtr} = b_{sh} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{\hat{P}_1}{\hat{P}_2} \right| = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{\hat{P}_{max}}{\hat{P}_2} \right| = \ln \left| \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_2} \right| \quad (2.4)$$

Opór łańcuchowy $\hat{W}_1$ poprzecznie niesymetrycznego czwórnika, przedstawionego na rys 1, przy spełnionym warunku przeciwstawności jego oporów:

$$\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2^* = R^2 \quad (2.5)$$

*) W. Żożchowski i R. Sobol. Obliczanie czwórników korygujących typu L. Przegląd Telekomunikacyjny Rok 1951 Nr 6, str. 163—173.

jest równy

$$\begin{aligned} \hat{W}_t &= \frac{(R + \hat{Z}_1)(R + \hat{Z}_2^*)}{2R + \hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} = \\ &= \frac{2R^2 + R(\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2^*)}{R^2 + \hat{Z}_1 + \hat{Z}_2^*} = R \end{aligned} \quad (2,6)$$

Tłumienie wtrącone (w danym wypadku tłumienie skuteczne czwórnika) możemy określić z wzoru (2,4)

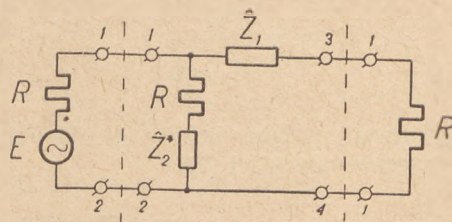
$$\begin{aligned} b_{wtr} &= b_{sh} = \ln \left| \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_2} \right| = \\ &= \ln \left| \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_1 \cdot R} \right| = \ln \left| 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right| \end{aligned} \quad (2,7)$$

Z wzoru (2,7) wynikają korekcyjne możliwości wtrąconego czwórnika. Przez dobór opo-

rów $\hat{Z}_1$ i $\hat{Z}_2^*$ możemy uzyskać odpowiednią charakterystykę tłumienia wtrąconego tzn. odpowiednią charakterystykę amplitudy napięcia na zaciskach odbiornika

$$\hat{U}_2 = \hat{U}_1 e^{-b_{wtr}} \quad (2,8)$$

Korektory amplitudy realizowane w układzie czwórnika rozpatrywanego typu znajdują zastosowanie w teletransmisji.



Rys. 1.

Korektor w układzie niesymetrycznego czwórnika typu L.

Tablica I

Charakterystyki tłumienia oraz wzory do obliczeń różnych rodzajów korektorów amplitudy. Schematy korektorów

$\hat{Z}_1, \hat{Z}_2^* = R^2$ $b = \ln \left 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right $			
Charakterystyka tłumienia wtr	Wartość tłumienia wtrąconego	Wartość elementów	Schemat korektora
	$b_{(N)} \quad f_{[Hz]}$ $b = \frac{1}{2} \ln \frac{(A+1)^2 + \gamma^2}{A^2 + \gamma^2}$ $A = \frac{1}{e^{b_{0L}} - 1} \quad \gamma = \frac{f}{f_i}$	$R_1 = \frac{R}{A}$ $R_2 = R A$	
	$b = \frac{1}{2} \ln \frac{(A+1)^2 + \frac{1}{\gamma^2}}{A^2 + \frac{1}{\gamma^2}}$ $A = \frac{1}{e^{b_{0L}} - 1} \quad \gamma = \frac{f}{f_i}$	$L = \frac{159 R}{f_i}$ $C = \frac{159}{R f_i}$	
	$b = \frac{1}{2} \ln \frac{(A+1)^2 + \frac{(\gamma - \frac{1}{\gamma})^2}{W^2}}{A^2 + \frac{(\gamma - \frac{1}{\gamma})^2}{W^2}}$ $A = \frac{1}{e^{b_{0L}} - 1} \quad \gamma = \frac{f}{f_i}$ $W = \frac{S}{\sqrt{A^2 + A}} \quad S = \gamma_P - \gamma_L$	$R_1 = \frac{R}{A}$ $R_2 = R A$ $L_{1s} = \frac{k_1 R}{f_i}$ $L_{2s} = \frac{k_2 R}{f_i}$	
	$b = \frac{1}{2} \ln \frac{(A+1)^2 + \frac{1}{W^2} (\gamma - \frac{1}{\gamma})^2}{A^2 + \frac{1}{W^2} (\gamma - \frac{1}{\gamma})^2}$ $A = \frac{1}{e^{b_{0L}} - 1} \quad \gamma = \frac{f}{f_i}$ $W = \frac{S}{\sqrt{A^2 + A}} \quad S = \gamma_P - \gamma_L$	$L_2 = \frac{k_2 R}{f_i} = L_{1r}$ $C_1 = \frac{k_2 10^3}{R f_i} = C_{2r}$ $C_2 = \frac{k_1 10^3}{R f_i} = C_{1r}$	
	$b = b_0 = \ln \left(1 + \frac{1}{A} \right)$	$r_1 = \frac{R}{A}$ $r_2 = R A$	
$b' = b + b_x$ 			

W tablicy I przedstawione są czwórniki równoważne pod względem tłumieniowym rozpatrywanemu *).

Wyprowadzone wzory są słuszne także i dla tych czwórników. Również przejście z układu niesymetrycznego na symetryczny rozpatrywanych czwórników nie wprowadza żadnych zmian do wyprowadzonych wzorów. Należy zaznaczyć, że czwórnik typu „T zbocznikowane” oznaczony na tablicy I literą „C_{ns}” i „C_s” stosowany jest przy korekcji dwukierunkowej, zaś pozostałe czwórniki oznaczone literami: „a_{ns}”, „a”, „b_{ns}”, „b_s” przy korekcji jednokierunkowej tzn. przy przepływie energii elektrycznej od zacisków 1—2 w kierunku zacisków 3—4.

Tablica I zawiera także charakterystyki tłumienia wtrąconego (skutecznego), oznaczonego literą b bez indeksu „wtr” oraz schematy i wzory do obliczeń różnych rodzajów korektorów amplitudy.

Dobroć elementów stosowanych do budowy korektorów jest wysoka i dlatego podane wzory nie

*) W. Nowicki. Podstawy techniki przenoszenia przewodowego tom 6, 1949 r. P.I.T.

uwzględniają stratności elementów, co nie umniejsza wartości wzorów przy praktycznym zastosowaniu.

3. Korektor amplitudy o opadającej charakterystyce tłumienia

Opór podłużny $\hat{Z}_1$ korektora o opadającej charakterystyce tłumienia wtrąconego, którego schemat podany jest na tablicy I, wyraża się wzorem

$$\hat{Z}_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C} \quad (3,1)$$

Po dokonaniu podstawień wynikających z warunku przeciwstawności (2,5)

$$C = \frac{1}{\omega_1 R}, \quad L = \frac{R}{\omega_1}, \quad \sqrt{\frac{L}{C}} = R \quad (3,2 \text{ a-b-c})$$

oraz

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3,3) \quad \frac{\omega}{\omega_1} = \gamma \quad (3,4)$$

$$\text{ i } \frac{R}{R_1} = A. \quad (3,5)$$

wzór (3,1) można przedstawić w postaci

$$\hat{Z}_1 = \frac{R}{A + j\gamma} \quad (3,6)$$

Po wstawieniu (3,6) do (2,7) otrzymamy

$$b_{wlr} = b_{sh} = \ln \left| 1 + \frac{1}{A + j\gamma} \right| = \ln \frac{\sqrt{(A+1)^2 + \gamma^2}}{\sqrt{A^2 + \gamma^2}} = \frac{1}{2} \ln \frac{(A+1)^2 + \gamma^2}{A^2 + \gamma^2} \quad (3,7)$$

$$\text{Dla } \gamma = 0 \quad b_0 = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{A+1}{A} \right)^2 = \ln \left(1 + \frac{1}{A} \right) \quad (3,8)$$

$$\text{Stąd} \quad A = \frac{1}{e^{b_0} - 1} \quad (3,9)$$

Z warunku przeciwstawności i dokonanych podstawień wynikają podane w tablicy I wzory na wartości elementów korektora. Wzory korektora o wznoszącej się charakterystyce podane w tablicy I wyprowadza się w analogiczny sposób.

4. Korektor amplitudy o klinowej — wypukłej charakterystyce tłumienia

Kończową postać wzoru na wartość oporu podłużnego Z_1 korektora amplitudy o klinowej — wypukłej charakterystyce tłumienia (schemat korektora przedstawiony na tablicy I) uzyskamy po dokonaniu podstawień

$$C_{1\lambda} = \frac{1}{\omega_1 R W} \quad L_{1\lambda} = \frac{W R}{\omega_1}$$

$$\sqrt{\frac{L_{1\lambda}}{C_{1\lambda}}} = W R \quad (4,1 \text{ a-b-c})$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{1\lambda} \cdot C_{1\lambda}}} \quad (4,2) \quad \frac{\omega}{\omega_1} = \vartheta \quad (4,3)$$

$$\text{ oraz } \frac{R}{R_1} = A \quad (4,4)$$

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_{1\lambda} - \frac{j}{\omega L_{1\lambda}}} = \frac{R}{A + j\left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)} \quad (4,5)$$

Po wstawieniu (4,5) do (2,7) otrzymamy

$$b_{wlr, \lambda} = b_{sh, \lambda} = \ln \left| 1 + \frac{1}{A + j\left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)} \right| =$$

$$= \ln \frac{\sqrt{(A+1)^2 + \left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2}}{\sqrt{A^2 + \left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2}} = \frac{1}{2} \ln \frac{(A+1)^2 + \left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2}{A^2 + \left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2} \quad (4,6)$$

$$\text{Dla } \vartheta = 1 \quad b_{1\lambda} = \ln \left(1 + \frac{1}{A} \right) \quad (4,7)$$

$$\text{Stąd} \quad A = \frac{1}{e^{b_{1\lambda}} - 1} \quad (4,8)$$

Wyznamy pierwiastki równania (4,6) dla

$$b_{\lambda} = \frac{b_{1\lambda}}{2}$$

$$e^{b_{1\lambda}} = \frac{W^2(A+1)^2 + \left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2}{W^2 A^2 + \left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2}$$

$$e^{b_{1\lambda}} - 1 = \frac{1}{A} = \frac{W^2(2A+1)}{W^2 A^2 + \left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2}$$

$$\left(\vartheta - \frac{1}{\vartheta}\right)^2 = A W^2(2A+1) - A^2 W^2 = W^2(A^2 + A) \quad (4,9)$$

$$\vartheta - \frac{1}{\vartheta} = \pm W \sqrt{A^2 + A}$$

$$\vartheta^2 \pm W \sqrt{A^2 + A} - 1 = 0 \quad (4,10)$$

Przyjmujemy tylko dodatnie pierwiastki równania (4,10) ponieważ $\vartheta > 0$

$$\vartheta_p = \frac{W\sqrt{A^2 + A^0} + \sqrt{W^2(A^2 + A) + 4}}{2} \quad (4,11)$$

$$\vartheta_L = -\frac{W\sqrt{A^2 + A} + \sqrt{W^2(A^2 + A) + 4}}{2} \quad (4,12)$$

przy czym

$$\vartheta_p > \vartheta_L \quad (4,13)$$

$$\vartheta_p - \vartheta_L = W\sqrt{A^2 + A} = S \quad (4,14)$$

Stąd

$$W = \frac{S}{\sqrt{A^2 + A}} \quad (4,15)$$

Ponieważ

$$\vartheta_p \cdot \vartheta_L = 1$$

$$\vartheta_p = \frac{1}{\vartheta_L}$$

$$\text{np. } \vartheta_{0,5} = \frac{1}{\vartheta_2} \quad (4,16)$$

Wzory korektora o klinowej-wklęsłej charakterystyce podane na tablicy I wyprowadza się w analogiczny sposób.

5. Tłumik. Szeregowe połączenie korektora amplitudy z tłumikiem

Jeżeli w rozpatrywanym czwórniku

$$Z_1 = r_1 \quad (6,1) \quad Z_2 = r_2 \quad (6,2)$$

to tłumienie wtrącone

$$b_{wtr} = \ln \left| 1 + \frac{r_1}{R} \right| = \text{const.} \quad (6,3)$$

Po podstawieniu

$$\frac{r_1}{R} = A \quad (6,4)$$

otrzymamy końcową postać wzoru (6,3)

$$b_{wtr} = \ln \left(1 + \frac{1}{A} \right) = \text{const.} \quad (6,5)$$

Jak wynika z (6,5) tłumienie wtrącone jest niezależnie od częstotliwości i jego charakterystyka jest pozioma.

Tego rodzaju czwórnik nazywamy tłumikiem.

Połączmy szeregowo tłumik o oporze łańcuchowym R z korektorem o dowolnej charakterystyce i jednakowym oporem łańcuchowym (R). Połączenie takie jest przedstawione w tablicy I.

Oznaczmy tłumienie tłumika przez b_x

$$b_x = \ln \left| 1 + \frac{r_1}{R} \right| \quad (6,6)$$

a tłumienie korektora przez b

$$b = \ln \left| 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right| \quad (6,7)$$

wówczas

$$\begin{aligned} b' = b + b_x &= \ln \left| 1 + \frac{r_1}{R} \right| + \ln \left| 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right| = \\ &= \ln \left| \left(1 + \frac{r_1}{R} \right) \left(1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right) \right| = \\ &= \ln \left| 1 + \frac{r_1 + \left(1 + \frac{r_1}{R} \right) \hat{Z}_1}{R} \right| = \ln \left| 1 + \frac{r_1 + \hat{Z}_1 e^{bx}}{R} \right| \quad (6,8) \end{aligned}$$

Otrzymany wzór (6,8) uzyskamy rozpatrując czwórnik, w którym

$$\hat{Z}'_1 = r_1 + \hat{Z}_1 e^{bx} \quad (6,9)$$

$$\text{i } \hat{Z}'_2 = \frac{1}{\frac{1}{r_2} + \frac{e^{bx}}{\hat{Z}_2}} \text{ tak aby } Z'_1 \cdot Z'_2 = R^2 \quad (6,10)$$

Czwórnik taki jest przedstawiony w tablicy I. Jest on równoważny linii łańcuchowej utworzonej z połączonych szeregowo: korektora o tłumieniu b i tłumika o tłumieniu b_x .

6. Zastosowanie nomogramów do obliczenia korektorów amplitudy

Na rys. 2 i 4 są przedstawione nomogramy do obliczania rozpatrywanych w artykule korektorów amplitudy. Nomogram przedstawiony na rys. 2 jest graficzną postacią funkcji $b_{wtr} = F(A, \eta)$, przy czym η jest parametrem i przyjmuje wartości: 0; 0,1; 0,2; 1; 2; 5 i 10.

Zakładając wartości b_0 (b_∞) można na przecięciu prostej, łączącej środek okręgów z punktem odpowiadającym wartości b_0 (b_∞) z okręgami odnaleźć wartości tłumienia korektora dla szeregu częstotliwości zredukowanych oraz wartości współczynnika A . Uzyskane w powyższy sposób punkty wyznaczają przebieg charakterystyki tłumienia korektora w funkcji częstotliwości zredukowanej η .

Odcięta punktu 0 [f_1 , b_1] na założonej charakterystyce tłumienia korektora w funkcji częstotliwości, określi częstotliwość charakterystyczną f_1 korektora. Znajomość f_1 pozwoli na rozmieszczenie uzyskanych punktów na charakterystyce tłumienia korektora w funkcji częstotliwości i porównanie uzyskanych wyników z założeniami.

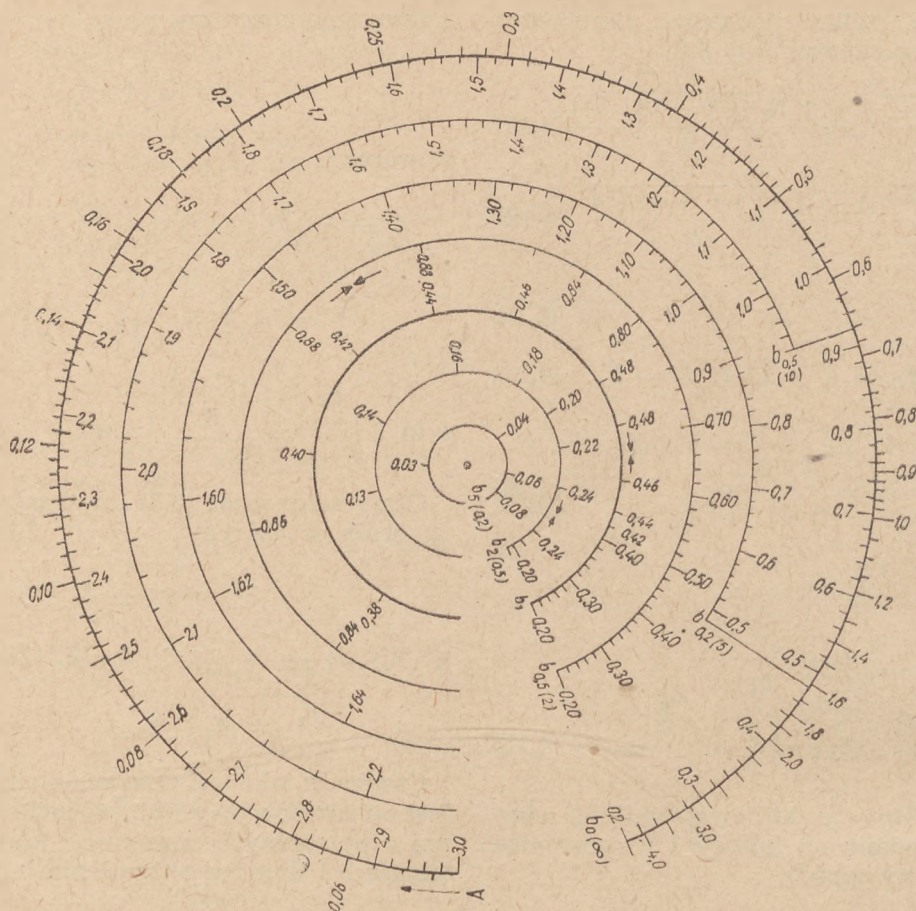
Przykład 1.

Należy obliczyć korektor o charakterystyce tłumienia wtrąconego przedstawionej na rys. 3. Opór łańcuchowy korektora $R = 600 \Omega$.

Dla $f \rightarrow 0 \quad b \rightarrow b_0$.

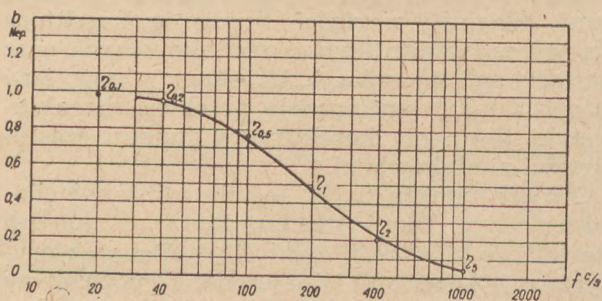
Zakładamy $b_0 = 1$ Neper.

Z nomogramu przedstawionego na rys. 2 dla $b_0 = 1$ N otrzymamy

Rys. 2. Nomogram funkcji $b = F(A)$.

$A = 0,58$	$b_{0,2} = 0,95 \text{ N}$
$b_{0,1} = 0,99 \text{ N}$	$b_1 = 0,48 \text{ N}$
$b_{0,5} = 0,77 \text{ N}$	$b_5 = 0,035 \text{ N}$
$b_2 = 0,20 \text{ N}$	

Wartości $b_1 = 0,48 \text{ N}$ odpowiada (na rys. 3) częstotliwość $f_1 = 200 \text{ c/s}$.



Rys. 3. Charakterystyka tłumienia wtrąconego (skutecznego) korektora obliczonego w przykładzie 1.

Wartości tłumienia przy częstotliwościach:

$$f_n = f_1 \cdot n \quad f_{0,1} = f_1 \cdot 0,1 = 200 \cdot 0,1 = 20 \text{ c/s}$$

$$f_{0,2} = 40 \text{ c/s} \quad f_{0,5} = 100 \text{ c/s} \quad f_2 = 400 \text{ c/s} \quad f_5 = 1000 \text{ c/s}$$

oznaczone są na rys. 3 kółeczkami.

Ponieważ uzyskane punkty tylko nieznacznie wybiegają poza założoną charakterystykę przyjmujemy $A = 0,58$ i $f = 200 \text{ c/s}$ do obliczeń elementów korektora.

$$R_1 = \frac{R}{A} = \frac{600}{0,58} \cong 1035 \Omega$$

$$L = \frac{159 \cdot R}{f_1} = \frac{159 \cdot 600}{200} \cong 477 \text{ mH}$$

$$R_2 = R \cdot A = 600 \cdot 0,58 \cong 348 \Omega$$

$$C = \frac{159 \cdot 10^3}{R f_1} = \frac{159 \cdot 1000}{600 \cdot 200} \cong 1,33 \mu\text{F}$$

Nomogram przedstawiony na rys. 4 służy do obliczenia korektorów o klinowych charakterystykach tłumienia wtrąconego. Przedstawia on graficzną postać funkcji:

$$k_1 = \frac{W}{2\pi} = F(b_{1A}, S) \text{ i } k_2 = \frac{1}{2\pi W} = F(b_{1A}, S)$$

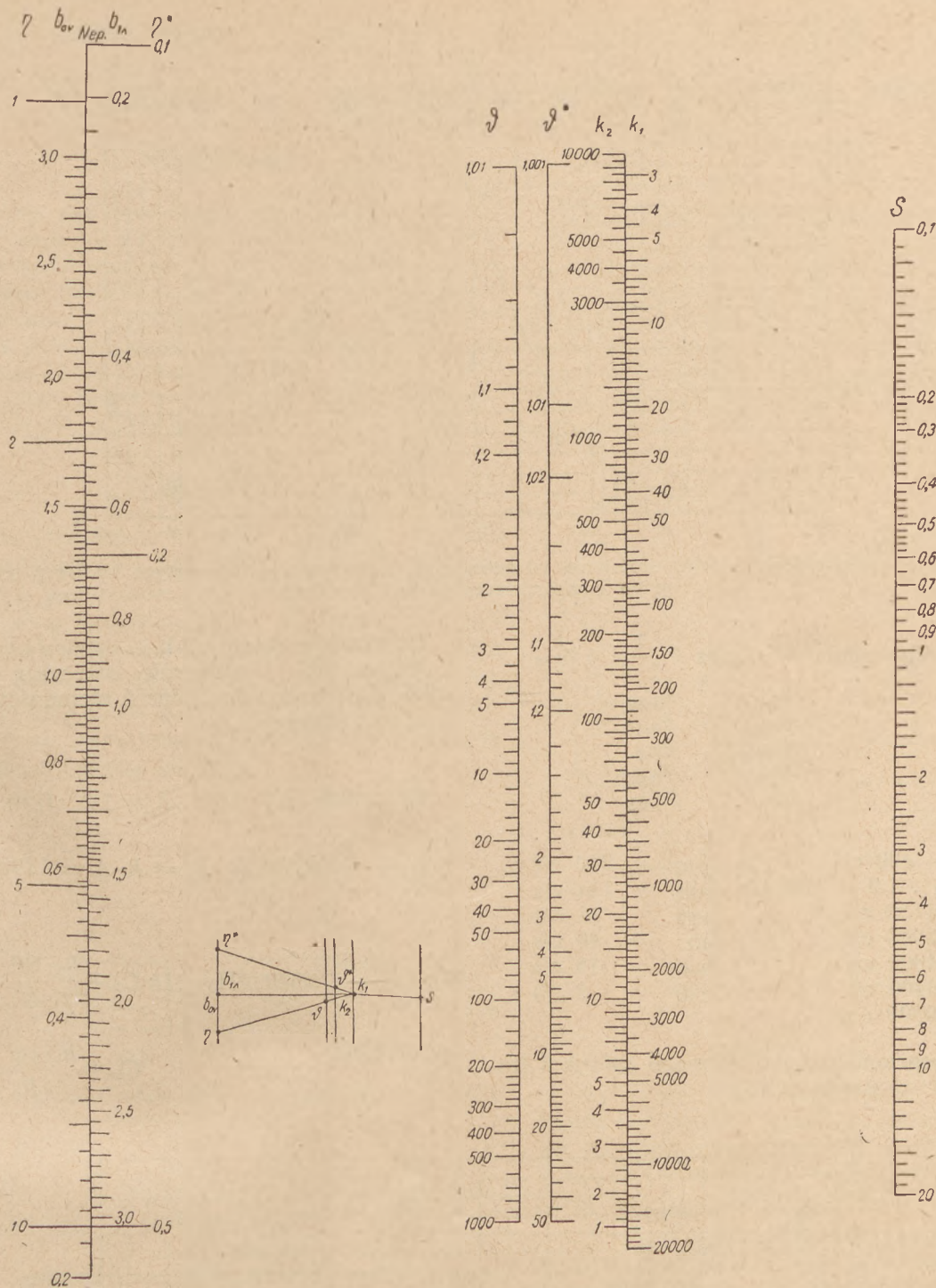
korektora o charakterystyce klinowej-wypukłej oraz

$$k_1 = \frac{1}{2\pi W} = F(b_{0v}, S) \text{ i } k_2 = \frac{W}{2\pi} = F(b_{0v}, S)$$

korektora o wklęsłej charakterystyce tłumienia wtrąconego (skale: b_{1A} , b_{0v} , k_1 , k_2 i S).

Przedstawia on także zależność:

$$\eta = \frac{1}{W} \quad (7.1)$$



Rys. 4. Nomogram do obliczania korektorów o klinowych charakterystykach tłumienia.

U w a g a: Skala η odpowiada skali ϑ zaś skala η^* skali ϑ^*

przy spełnianiu której wzory (3,5) i (4,6) są identyczne, co pozwala na zastosowanie nomogramu przedstawionego na rys. 2 także do obliczania charakterystyki tłumienia korektorów klinowych (skale ϑ , ϑ^* , η , η^* oraz k_1 (k_2)).

Znając wartości tłumienia korektora (posiadającego takie same maksimum tłumienia) o charakterystyce opadającej przy różnych wartościach η , możemy je przypisać wyznaczonym przy pomocy nomogramu (rys. 4)

odpowiednim wartościom ϑ i $\frac{1}{\vartheta}$ korektora o charakterystyce klinowej, co jest uwidocznione na rys 5.

Przykład 2

Należy obliczyć korektor o charakterystyce tłumienia wtrąconego przedstawionej na rys. 6. Opór łańcuchowy korektora $R = 1000 \Omega$

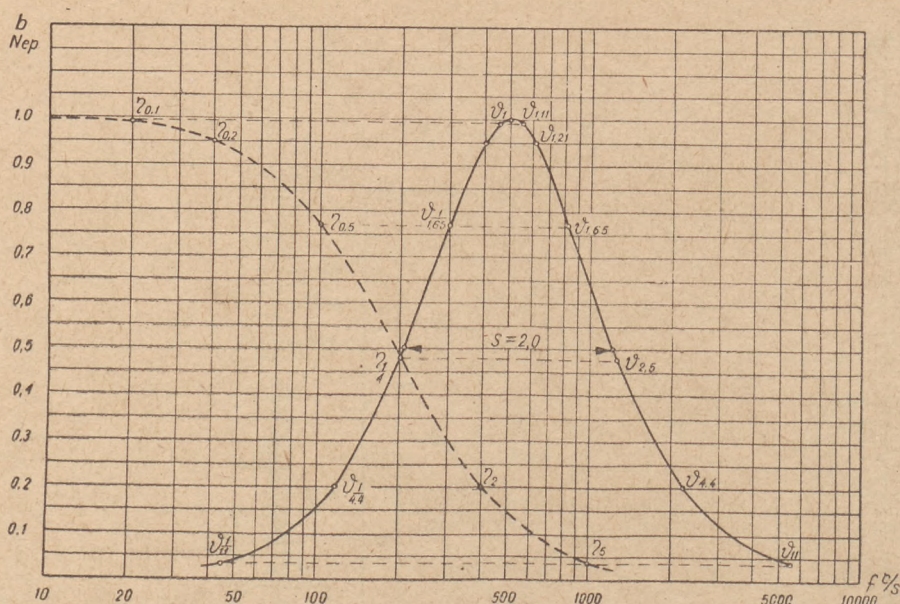
Zakładamy:

$$b_{0v} = b_{\infty} = 0,6 N; f_1 = 400 \text{ c/s}; S = \frac{1320 - 120}{400} = 3$$

Dla założonych wartości z nomogramu (rys. 4) określamy

$$k_1 = 800$$

$$k_2 = 32.$$



Rys. 5. Uzyskanie charakterystyki tłumienia wtrąconego korektora o charakterystyce klinowej wypukłej przez odwzorowanie funkcji $b = F(A)$

$\eta_{0,2}$ odpowiada $\nu_{1,6}$ oraz $\vartheta \frac{1}{1,6} = \vartheta_{0,62}$

$\eta_{0,5}$	„	$\vartheta_{2,8}$	„	$\vartheta_{0,36}$
η_1	„	$\vartheta_{5,2}$	„	$\vartheta_{0,19}$
η_2	„	ϑ_{10}	„	$\vartheta_{0,1}$
η_5	„	ϑ_{26}	„	$\vartheta_{0,038}$
η_{10}	„	ϑ_{50}	„	$\vartheta_{0,02}$

Otrzymane wartości b_{wtr} oznaczone na rys. 6 kółeczkami, nieznacznie odbiegają od zadanych, dlatego też do obliczeń elementów korektora przyjmujemy

$$K_1 = 800 \quad K_2 = 32 \quad A = 1,2 \quad f_1 = 400 \text{ c/s}$$

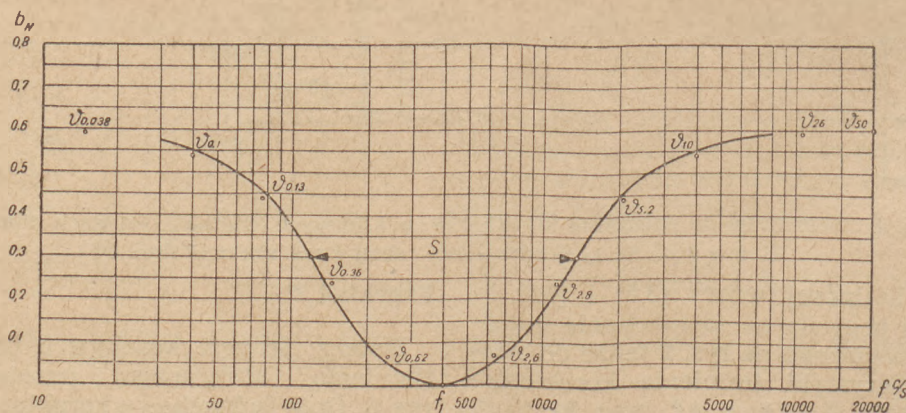
Dla $f_1 = 400 \text{ c/s}$	$f_{0,62} = 248 \text{ c/s}$
$f_{1,6} = f_1 \cdot 1,6 = 640 \text{ c/s}$	$f_{0,36} = 144 \text{ c/s}$
$f_{2,8} = 1120 \text{ c/s}$	$f_{0,19} = 76 \text{ c/s}$
$f_{5,2} = 2080 \text{ c/s}$	$f_{0,1} = 40 \text{ c/s}$
$f_{10} = 4000 \text{ c/s}$	$f_{0,038} = 15 \text{ c/s}$
$f_{26} = 10400 \text{ c/s}$	$f_{0,02} = 8 \text{ c/s}$
$f_{50} = 20000 \text{ c/s}$	

$$R_1 = \frac{R}{A} = 835 \Omega \quad R_2 = R \cdot A = 1200 \Omega$$

$$L_{2v} = \frac{k_1 R}{f_1} = 2000 \text{ mH} = 2H; \quad C_{2v} = \frac{k_2 \cdot 10^3}{f_1 \cdot R} = 0,08 \mu F$$

Z nomogramu przedstawionego na rys 2 (indeksy „b” w nawiasach).

$$L_{1v} = \frac{k_2 R}{f_1} = 80 \text{ mH} \quad C_{1v} = \frac{k_1 \cdot 10^3}{f_1 \cdot R} = 2 \mu F$$



Rys. 6. Charakterystyka tłumienia wtrąconego (sku teczne) korektora o charakterystyce klinowej wklęsłej obliczonego w przykładzie 2.

$b'_{0,2} = b_{1,6v} = b_{0,62v} = 0,065 \text{ N}$	Przez b' ozna-
$b'_{0,5} = b_{2,8v} = b_{0,36v} = 0,24 \text{ N}$	czono tłumie-
$b'_1 = b_{5,2v} = b_{0,19v} = 0,44 \text{ N}$	nia pomocni-
$b'_2 = b_{10v} = b_{0,1v} = 0,54 \text{ N}$	czego korek-
$b'_5 = b_{26v} = b_{0,038v} = 0,59 \text{ N}$	tora o charak-
$b'_{10} = b_{50v} = b_{0,02v} = 0,6 \text{ N}$	terystyce
	wznoszącej się

Wartości elementów korektorów można także wyznaczyć nomograficznie, podane wzory są jednak proste, tak, że obliczenia nie sprawiają trudności.

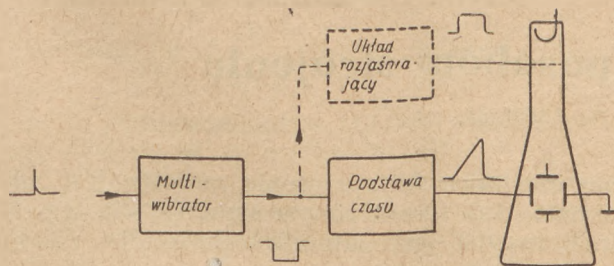
Welotron — synchroskopowa podstawa czasu

STRESZCZENIE

Podany jest opis układu nazwanego welotronem, który odznacza się bardzo małym opóźnieniem przy wyzwalaniu impulsem i może być zastosowany do obserwacji krótkich impulsów o czasie trwania poniżej 1 mikrosekundy. Układ ten wytwarza jednocześnie napięcie podstawy czasu i impuls rozjaśniający lampę oscylograficzną w czasie przebiegu podstawy czasu oraz działa bezpośrednio bez konieczności stosowania dodatkowego multiwibratora.

1. Wstęp

Dla obserwacji krótkich impulsów o czasie trwania około 1 mikrosekundy i mniej, niezbędne jest stosowanie jednorazowej (synchroskopowej) podstawy czasu, wyzwalanej obserwowanym impulsem. Ze względu na krótki czas trwania impulsu jest bardzo ważne, aby opóźnienie startu podstawy czasu było jak najmniejsze, gdyż inaczej nie zaobserwujemy początkowej części impulsu.



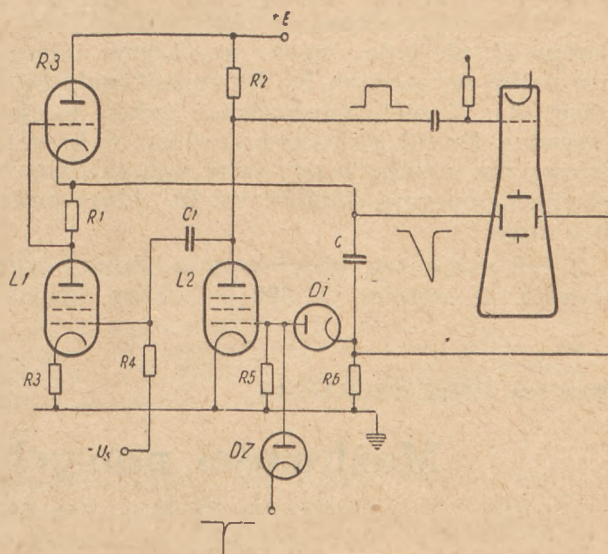
Rys. 1. Układ normalnie stosowany do obserwacji krótkotrwałych impulsów.

Stosowane najczęściej układy składają się, ogólnie biorąc, z dwóch części:

1. jednoskokowego multiwibratora, który pobudzony impulsem wyzwalającym, wytwarza prostokątny impuls, o długości odpowiadającej potrzebnemu zakresowi podstawy czasu;
2. właściwego generatora podstawy czasu, którym może być na przykład pentoda rozładowująca kondensator lub też układ generatora czasu ze sprzężeniem zwrotnym przez wtórnik katodowy. Generator ten uruchamiany jest wspomnianym impulsem z multiwibratora. Oprócz tego układ musi jeszcze wytwarzać dodatni impuls, który rozjaśnia lampę oscylograficzną w czasie przebiegu podstawy czasu. (rys. 1).

2. Welotron

Opisany poniżej układ, nazwany welotronem, jest generatorem podstawy czasu uruchamianym nie poprzez multiwibrator a bezpośrednio, wskutek tego uniknięto opóźnienia, jakie nieuchronnie powstaje przy zastosowaniu multiwibratora. Układ wytwarza napięcie podstawy czasu oraz impuls rozjaśniający, przy czym ilość lamp jest niewielka. Schemat welotronu podano na rys. 2.



Rys. 2. Schemat welotronu.

Układ ten działa w sposób następujący:

Dopóki nie pojawi się impuls wyzwalający, lampa L_1 nie przewodzi, gdyż siatka jej znajduje się na ujemnym potencjale — U_s , natomiast lampa L_2 przewodzi. Kondensator C jest poprzez lampę L_3 naładowany do napięcia $+E$.

Gdy na siatkę lampy L_2 poprzez diodę D_2 przyjdzie ujemny impuls wyzwalający, przez opór R_2 przestaje płynąć prąd. Powstaje w ten sposób dodatnie napięcie na anodzie L_2 , które przeniesione przez kondensator C_1 na siatkę lampy L_1 zmusza ją do przewodzenia.

Gdy lampa L_1 przewodzi, kondensator C zaczyna się liniowo (ponieważ L_1 jest pentodą) rozładowywać. Opór R_6 ma wartość od kilkuset omów do $1\text{ k}\Omega$; jest on tak dobrany, że stały prąd rozładowania płynący przez L_1 , R_1 , C i R_6 wywołuje na oporze R_6 ujemny spadek napięcia, wystarczający dla utrzymania lampy L_2 w stanie nie przewodzącym (mimo, że impuls wyzwalający już się skończył) przez cały okres rozładowania. Podobne zadanie spełnia opór R_1 dla lampy L_3 ; w ten sposób lampy L_2 i L_3 nie przewodzą w czasie przebiegu podstawy czasu.

Gdy napięcie na kondensatorze C dostatecznie spadnie, lampa L_3 zacznie przewodzić, ładując kondensator C. Ponieważ znikło ujemne napięcie z siatki, lampy L_2 , zaczyna ona znów przewodzić, co z kolei powoduje zatkanie lampy L_1 . W ten sposób kondensator C jest naładowany i pozostaje w tym stanie do nadejścia następnego impulsu wyzwalającego.

Ponieważ układ wyzwalany jest impulsami ujemnymi, wielkość napięcia impulsu wyzwalającego przekraczająca kilka woltów nie ma wpływu na działanie układu; jest to jedną z jego zalet. Dioda D_2 zapobiega możliwości przedostania się na siatkę L_2 niepożądanych impulsów dodatnich. Natomiast dioda D_1 służy jedynie do tego, aby opór wejściowy układu dla impulsów wyzwalających był wielki. Gdyby lampy D_1 nie było, opór wejściowy układu równałby się oporowi R_6 , który jest mały (kilkaset Ω). W wielu przypadkach byłoby to niewygodne. Dzięki zastosowaniu diody, opór wejściowy dla ujemnych impulsów wyzwalających równa się oporowi siatkowemu R_3 , który może być duży.

Jeżeli natomiast obserwowane impulsy występują nie częściej, niż 200 — 300 c/s, można

dać zamiast lampy L_3 opór, przez co schemat znacznie się uprości. Amplituda podstawy czasu będzie się wtedy jednak nieco zmieniać, zależnie od częstotliwości.

Impuls rozjaśniający, jak widać ze schematu, jest pobierany z anody lampy L_2 . Szybkość podstawy czasu można zmieniać, przełączając kondensator C lub regulując prąd anodowy pentody rozładowującej.

Welotron może być zbudowany na różnych typach lamp, zależnie od wymagań; dla przykładu podam, że przy zastosowaniu zwykłych lamp stosowanych w odbiornikach (6SJ7 i 6V6) uzyskuje się dobrą liniowość przy długości podstawy czasu około jednej mikrosekundy, opóźnienie trwa zaledwie setną część mikrosekundy (10^{-8} s), co wystarcza do większości zastosowań. Gdyby chodziło o uzyskanie jeszcze mniejszych opóźnień, należy zastosować lampy o dużym nachyleniu, jak 6AG7 lub 6AQ5.

Należy dodać, że opisany układ łatwo można przełączyć tak, aby działał jako normalna podstawa czasu, na przykład w układzie duotronowym (Elektronik Nr 11/51 r.), przez co ten sam przyrząd może działać jako synchroskop lub też jako zwykły oscylograf.

Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI

631.396.662

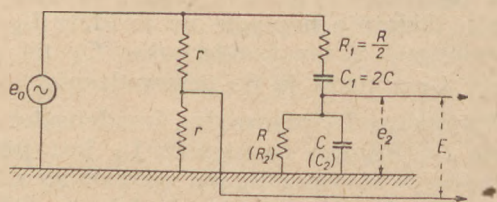
Możliwości nowych sposobów strojenia

(d. c. do str. 51 PT. Nr 2/1952 r.)

8. Sprężenie zwrotne ujemne

W celu otrzymania ostrych krzywych rezonansu zarówno w układach RC rezonansowych, jak i w układach oscylacyjnych używa się przeważnie sprzężenia zwrotnego ujemnego, tj. takie sprzężenie, które nie zwiększa sygnału, a odwrotnie zmniejsza go.

Układy ze sprzężeniem tego rodzaju odznaczają się większą stabilizacją.



Rys. 42. Mostek Wien'a dla ujemnego sprzężenia zwrotnego; w układzie takim jedna tylko częstotliwość daje $E = 0$, wszystkie inne dają $E \gg 0$.

Ponieważ jednak przy takich układach chodzi o dyskryminację jednej wybranej częstotliwości wobec wszelkich innych, to układy tego rodzaju są tak pomyślane i skonstruowane, że dla pew-

nej częstotliwości sprzężenie zwrotne jest minimalne lub nawet równa się zeru, dla wszelkich innych jest natomiast duże albo nawet bardzo duże.

Jak dotąd najczęściej używano tzw. układy mostkowe, np. mostek Wien'a (rys. 42). Jeżeli układ taki załączymy na wyjściu wzmacniacza w odnodze powodującej sprzężenie zwrotne, wówczas możemy obliczyć, że napięcie e_2 będzie

$$\frac{e_2}{e_0} = \frac{1}{1 - \frac{C_2}{C_1} - \frac{R_1}{R_2} - j \left[R_1 \omega C_2 - \frac{1}{R_2 \omega C_1} \right]}$$

Zwykle w takich układach bierze się

$$C_1 = 2C_2 \text{ i } R_1 = \frac{R_2}{2}$$

Wówczas:

$$\frac{e_2}{e_0} = \frac{1}{2 + j \frac{R_2}{2} \left[\omega C_2 - \frac{1}{R_2 C_2 \omega} \right]}$$

Jeżeli napięcie na mostku oznaczmy przez E , to:

$$\frac{E}{e_0} = \frac{e_0 - e_2}{2e_0} = \frac{R_2^2 \left[\omega C_2 - \frac{1}{R_1 \omega C_2} \right]^2 + j 4 R_2 \left(\omega C_2 - \frac{1}{R_1 \omega C_2} \right)}{32 - 2 R_1^2 \left[\omega C_2 - \frac{1}{R_2 \omega C_2} \right]} = \beta$$

Możemy również obliczyć fazę tego napięcia, która będzie:

$$\varphi = a_r \operatorname{ctg} \frac{4 \left[\omega C_2 - \frac{1}{R_2 \omega C_2} \right]}{R \left[\omega C_2 - \frac{1}{R_2 \omega C_2} \right]^2} = a_r \operatorname{ctg} \frac{4}{R_2 \left[\omega C_2 - \frac{1}{R_2 \omega C_2} \right]}$$

Na podstawie powyższych wzorów możemy łatwo stwierdzić, że przy częstotliwości rezonansowej napięcie zwrotne E będzie równe zeru

tj. dla $\left(\omega = \frac{1}{R_2 C_2} \right)$ i przy odejściu od rezonansu w obydwie strony będzie wzrastać.

Przesunięcie fazowe w punktach oddalonych od rezonansu będzie małe i w miarę przybliżania

do rezonansu $\left(\omega = \frac{1}{R_2 C_2} \right)$ będzie przybliżać się

do ok. 90° , przeskakując w punkcie rezonansowym z plus ok. 90° do minusa ok. 90° .

Jeżeli przyjmujemy, że wzmacniacz bez sprzężenia zwrotnego daje wzmocnienie A_0 , to przy sprzężeniu zwrotnym otrzymamy wzmocnienie

$$A = \frac{A_0}{1 \pm \beta A_0}$$

przy czym plus przed A_0 używamy wtedy, kiedy sprzężenie zwrotne jest ujemne. Wtedy $A < A_0$. W przypadku dodatniego sprzężenia $A > A_0$.

Podstawiając wyżej podane wyrażenie dla β do wzoru $A = f(A_0)$, będziemy mogli obliczyć krzywe rezonansu.

Krzywe te będą tym ostrzejsze, im większe jest A_0 .

Dla zwykłych obwodów LC pewną miarą ostrości krzywych jest współczynnik Q , który, jak wiadomo, jest miarą zwiększenia napięcia w obwodzie i równa się

$$Q = \frac{L\omega}{R}$$

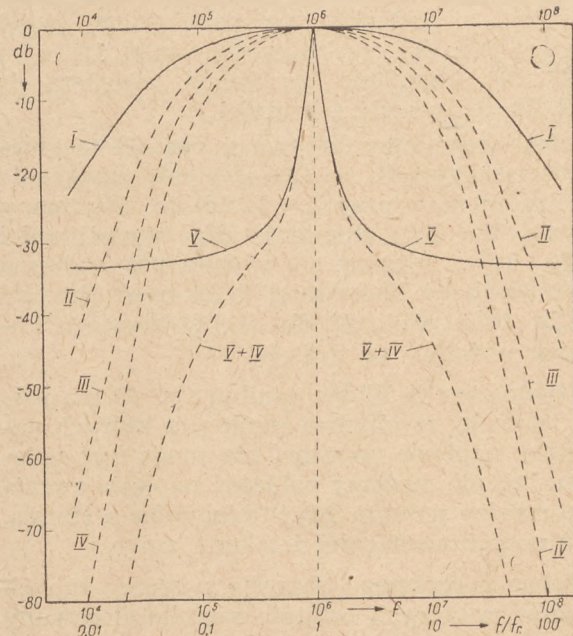
Dla układów ze sprzężeniem zwrotnym można też obliczyć Q i dla układu aperiodycznego (wzmacniacza) ze sprzężeniem zwrotnym według rys. 43 otrzymamy

$$Q = \frac{A_0 - 1}{4} \quad (\text{p. Literatura, odnośnik 9})$$

A więc jeżeli mamy $A_0 = 100$,

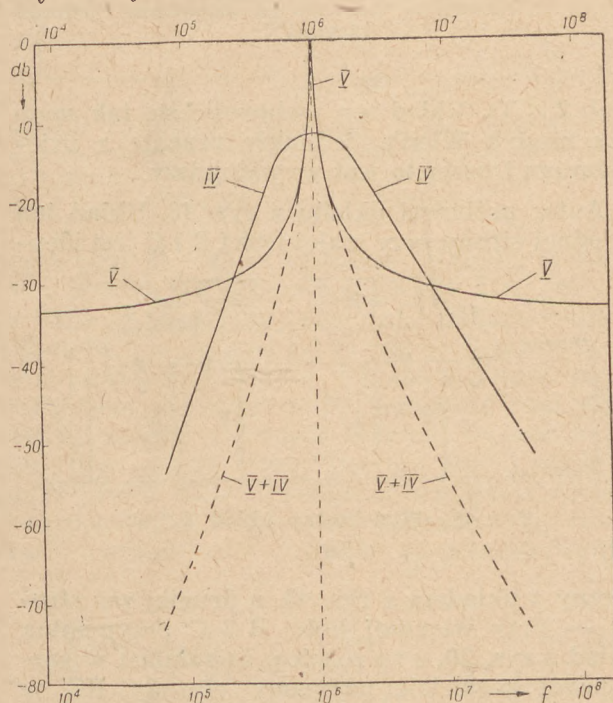
$$\text{to } Q = \frac{51}{4} = 12,75.$$

Na rys. 43 krzywa V odpowiada właśnie takiemu układowi.



Rys. 43. Kaskada obwodów CR + LR (lub RC) ze sprzężeniem zwrotnym ujemnym i mostkiem lub układem $2 \times T$ w gałęzi ujemnego sprzężenia. Krzywa V+IV daje pojęcie o selektywności całego układu.

Jeżeli weźmiemy wzmacniacz dający wzmocnienie 100, jednakże posiadający już pewną dyskryminację częstotliwości, np. wzmacniacz z



Rys. 44. Krzywe obwodów $4C+1L$ z rys. 30 ze sprzężeniem zwrotnym ujemnym; V+IV ogólna krzywa rezonansu; V-krzywa sprzężenia zwrotnego tj. aperiodycznego wzmacniacza i układu np. $2 \times T$ w przewodzie sprzężenia; IV-krzywa $4C+1L$ z rys. 30 tj. krzywa asymetryczna.

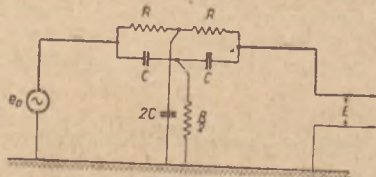
rys. 20, z krzywymi według rys. 22 i użyjemy mostkowe sprzężenie zwrotne, to otrzymamy krzywe $V + IV$, jak na rys. 43.

Z tego widzimy, że stosowanie układu z rys. 20 z ujemnym sprzężeniem zwrotnym daje duże korzyści, gdyż o ile nie zmienia wierzchołka krzywej, to jednakże polepsza dolne części krzywej. Np. dla częstotliwości $\omega = 2\pi \cdot 10^5$ i $\omega = 2\pi \cdot 10^7$ tłumienie przeszkód zwiększa się o 12 db (tj. prawie 4-krotnie).

Jeżeli weźmiemy krzywą z rys. 30 (asymetryczną krzywą $4C + L$) i użyjemy sprzężenie zwrotne ujemne (przy $Q = 12,75$), to otrzymamy krzywą $V + IV$: tłumienie dla częstotliwości $\omega = 2\pi \cdot 10^5$ zwiększy się w tym przypadku o około 33 db (tj. 40-krotnie) i dla częstotliwości $\omega = 2\pi \cdot 10^7$ o ok. 22 db (tj. 12-krotnie). Powyższe widzimy na rys. 44.

Użycie mostka Wiena według rys. 42 ma jednak tę wadę, że obydwa punkty, z których pobieramy napięcie zwrotne, nie mogą być uziemione, tj. nie możemy pobierać napięcia zwrotnego między jednym z tych biegunów a ziemią, gdyż natychmiast całe działanie znika.

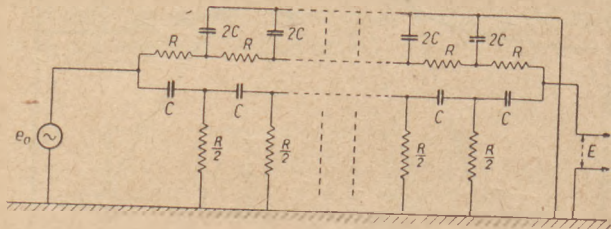
Wobec powyższego obmyślono szereg innych układów, z których ostatnio szeroko stosowany jest układ z rys. 45, tzw. układ równoległych T



Rys. 45. Układ $2 \times T$, który działa tak samo jak układ z rys. 43, jednakże pozwala na uziemienie jednego bieguna.

(lub $2 \times T$). Układ ten zachowuje się tak samo jak mostek Wiena, jednakże pracuje z uziemieniem i przez to jest wygodniejszy.

Autor próbował układu z rys. 46. Układ ten z jednej strony przy małej ilości R i C jest iden-

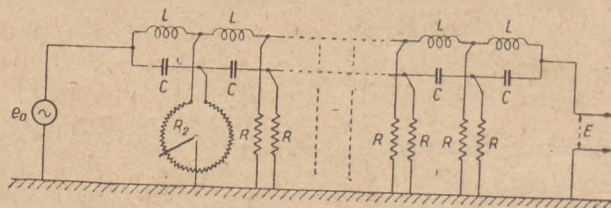


Rys. 46. Wielokrotny układ $2 \times T$.

tyczny z układem z rys. 45, z drugiej zaś strony — przy większej ilości R i C przypomina układ z rys. 20, z tą różnicą, że zamiast w szeregowej kaskadzie używamy obwodów RC w równoległym połączeniu.

Oczywiście, dyskryminacja częstotliwości jest tutaj zależna od ilości obwodów, a zatem krzywa rezonansu będzie tym ostrzejsza, im więcej obwodów będzie użytych.

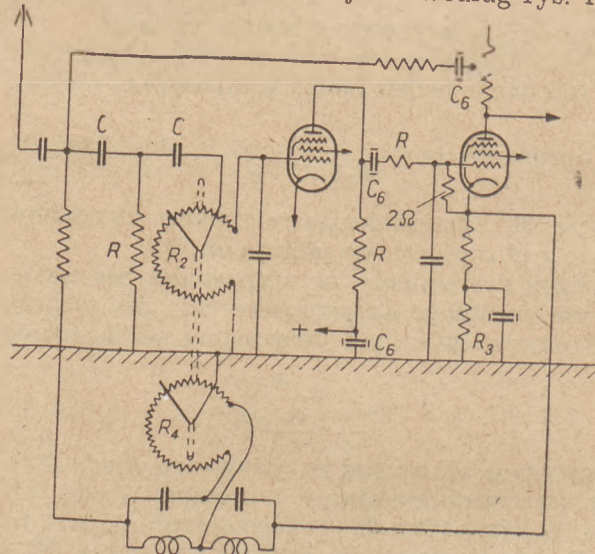
Wszystkie powyższe układy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym są z punktu widzenia krzywej rezonansu bardzo dobre, jeżeli chodzi o wzmocnienie jednej niezmienniej stałej częstotliwości.



Rys. 47. Układ $2 \times T$ z indukcyjnościami L i kondensatorami C oraz z możliwością przestrajania za pomocą opornika R_2 .

Jeżeli chcemy skonstruować wzmacniacz na pewien zakres różnych częstotliwości, to w tych układach mostkowych itp. musimy zmieniać jednocześnie więcej niż jeden element (tj. opornik lub kondensator), a to stwarza już pewną komplikację. Jeżelibyśmy zastosowali układ $2 \times T$ z indukcyjnością, pojemnością i opornością, to moglibyśmy stroić odbieraną falę według schematu z rys. 47.

Można by skonstruować prosty odbiornik z dwoma opornikami do strojenia według rys. 48.



Rys. 48. Eksperymentalny odbiornik z obwodami CR i RC i dodatnim oraz ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

9. Zakończenie

Reasumując powyższe eksperymenty, koncepcje i wywody, łatwo przyjdzie do następujących wniosków:

1. Jeżeli chodzi o generatory, to wszystkie opisane obwody mają pewne zalety, zwłaszcza przy zastosowaniu sprzężenia zwrotnego dodatniego. Zalety te polegają głównie na tym, że można stroić czyli zmieniać częstotliwość generatora za pomocą oporników i w pewnych wypadkach za pomocą jednego opornika.

Nawet i w tym przypadku, gdy z takich czy innych względów będziemy chcieli stroić za pomocą kondensatorów, wyżej podane układy mają pewną zaletę, a mianowicie uproszczone

przełączanie z jednego zakresu fal na drugi przez przełączenie tylko oporników.

Strojenie opornikowe zasadniczo daje dużą oszczędność, gdyż oporniki zmienne są tańsze, niż kondensatory obrotowe. Doświadczenia autora wykazały, że strojenie takie (przy dobrych potencjometrach) nie daje trzasków, zużycie zaś potencjometrów, chociaż jest cokolwiek szybsze niż kondensatorów obrotowych, jednakże jest praktycznie dosyć długie, tak, że pod tym względem kondensatory obrotowe nie mają znacznej przewagi.

2. Jeżeli natomiast chodzi o obwody strojone, tj. nie oscylatory, to sprawa jest znacznie trudniejsza.

Jak wynika z powyższych wywodów, w celu osiągnięcia żądanych charakterystyk odbiorczych (tj. krzywych rezonansu), można używać sprzężenia zwrotne albo dodatnie albo ujemne, lub nawet obydwa razem.

Jeżeli chodzi o częstotliwości małe, to tam zastosowanie powyższych obwodów jest znacznie łatwiejsze i ze względów ekonomicznych znacznie praktyczniejsze, dlatego jest już szeroko stosowane.

Jeżeli natomiast chodziłoby o fale krótsze, np. zakres radiofoniczny, to zasadniczo można stworzyć, że się tak wyrażę, imitację zwykłych obwodów i osiągnąć żądane charakterystyki. Jednakże sprzężenia zwrotne niezbędne do tego celu są znacznie więcej skomplikowane, zwłaszcza jeżeli chodzi o układy dla pewnego zakresu fal, to znaczy ze strojeniem zmiennym.

Oczywiście, najważniejszą tutaj sprawą jest strona ekonomiczna.

Podany na rys. 40 układ superheterodynu z jednooporowym lub jednokondensatorowym strojeniem jest, można powiedzieć, układem bardzo ekonomicznym. Jeżeli jednak zaczniemy go rozpracowywać, to zobaczymy, że przełączniki niezbędne dla zmiany zakresu fal będą bardzo skomplikowane. Jeżeli, z drugiej strony, będziemy chcieli zrobić wspomnianą superheterodynę ze stałą pośrednią częstotliwością, to z miejsca będziemy musieli zastosować, podobnie jak w zwykłych superheterodynach, dwa strojenia. Podane przy tym metody wyostrzenia krzywej przez sprzężenie zwrotne powodują duże komplikacje. Jednakże rozpracowanie strony wejściowej w superheterodynach — według podanych koncepcji — może dać pewne korzyści.

System strojeń zespołowych, jak to pokazano na rys. 49, rzecz jasna, mógłby być też użyty z powodzeniem, jednakże konstrukcje takie nie są proste.

System polegający na grupowaniu elementów jednego rodzaju w siatce lampy (np. kondensatorów), zaś indukcyjności w anodzie daje pewne korzyści, gdyż pozwala uniknąć niepożądanych sprzężeń między cewkami lub kondensatorami i upraszcza konstrukcję, jednak trudno przewidzieć, jakie będą dalsze wyniki praktyczne.

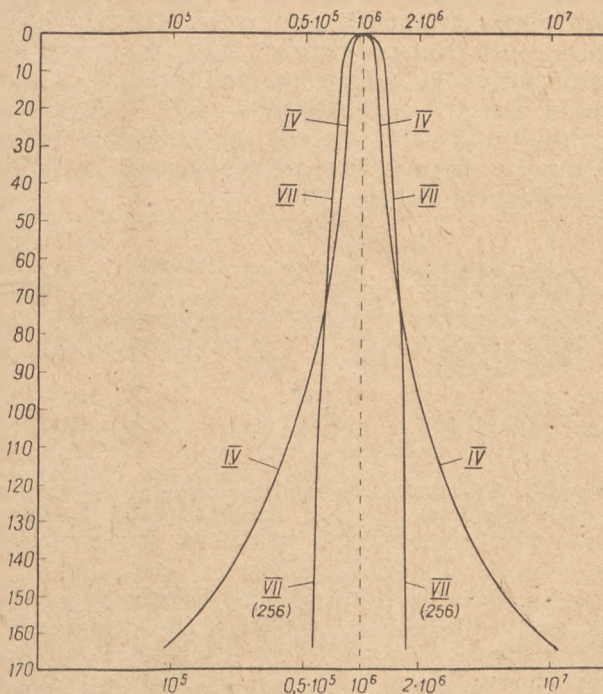
Z powyższego wynika, że poza specjalnymi odmianami, do których wspomniane układy

fazowe nadają się bardzo dobrze, o ogólnym ich zastosowaniu jeszcze na razie mowy być nie może.

Naturalnie, w tej sprawie może nastąpić radykalna zmiana, jeżeli pojawią się lepsze koncepcje, zwłaszcza odnośnie napięć zwrotnych.

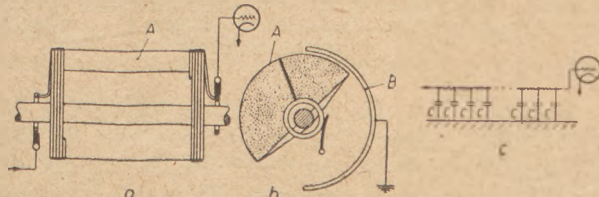
Z drugiej strony — ponieważ, jak wynika z wyżej podanych rozważań, główną zaletą obwodów fazowych jest łatwy sposób ich kaskadowania, przeto należałoby zbadać czy bardzo duże ilości kaskadowo połączonych obwodów RC przy pewnej dogodnej konstrukcji nie dadzą większych korzyści pod względem selektywności.

Weźmy np. rys. 49. Krzywa IV jest charakterystyką 4 obwodów LC (zwykłych rezonanso-



Rys. 49. IV krzywa rezonansu z rys. 21A dla 4 zwykłych obwodów rezonansowych CL (przy $Q = 25$) w kaskadzie i dla porównania krzywa VII — 256 obwodów CR w kaskadzie.

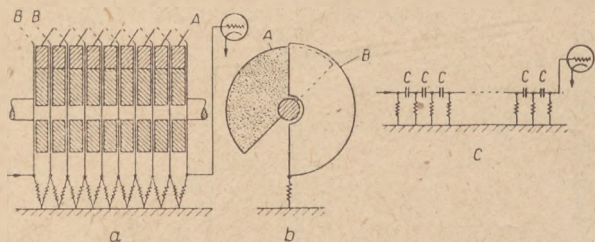
wych przy $Q=25$) w kaskadzie. Krzywa ta została podana już poprzednio na rys. 21A. Jeżeli weźmiemy teoretyczny przypadek 256 obwodów CR (i RC) w kaskadzie, to nawet bez regeneracji otrzymamy krzywą VII. Jak widzimy, jest ona lepsza, niż krzywa IV, ponieważ boki ma więcej strome i czubek szerszy. Czubek też może być jeszcze lepszy (jeszcze więcej płaski) przez pewne małe rozstrojenie względem siebie poszczególnych elementów. Jednakże tego rodzaju kaskada z 256 obwodów na pierwszy rzut



Rys. 50. Konstrukcja zastępująca układ c (na prawo) i pozwalająca na obrotowe strojenie całej kaskady przez zmianę pojemności.

oka wydaje się zupełnie niepraktyczną. Jeżeliby się jednak udało użyć konstrukcję zastępczą, np. według rys. 50, tj. półcylinder A nawinięty drutem oporowym w kształcie zygzaków (ażeby zmniejszyć do minimum indukcyjność tego uzwojenia), mogący być obracany wewnątrz walca metalowego A (rys. 50b), to otrzymamy konstrukcję zastępczą kaskady wielu elementów według rys. 50c. Obrotowy ruch półcylindra pozwoli zmieniać jednocześnie wszystkie pojemności C, czyli pozwoli na strojenie całej kaskady.

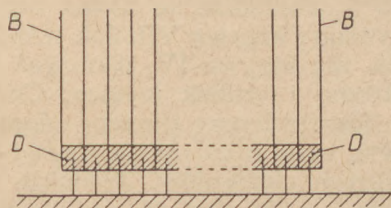
W podobny sposób możemy użyć konstrukcję z rys. 51, składającą się z dużej ilości płytek kondensatorowych B, uziemionych przez oporniki, jak to pokazano na rys. 51a i 51b. W celu zmiany pojemności można by wprowadzać między płytki segmenty z jakiegoś dielektryku o dużej stałej dielektrycznej, np. 7 i więcej. W tym przypadku zmiana pojemności przy obracaniu części A wynosiłaby $1:7 = 1:2,64$ i w tym stosunku zmieniałyby się wszystkie indywidualne pojemności międzyplótkowe (tj. kondensatory C na rys. 51c).



Rys. 51. Konstrukcja zastępująca układ c (na prawo) i pozwalająca na obrotowe strojenie całej kaskady przez jednoczesną zmianę wszystkich pojemności C.

Tego rodzaju lub podobne konstrukcje pozwoliłyby na umieszczenie w małej przestrzeni dużej ilości elementów. Na przykład, cały zespół mógłby mieć średnicę 60—100 mm przy długości ok. 100 mm i przy 100—200 elementach.

Zamiast drutu oporowego (na rys. 50) można by użyć półcylinder nawęglony (lub jakiś inny półprzewodnik), zaś zamiast oporników z rys. 51 można by użyć nawęglane (lub inne) wkładki międzyplótkowe, jak to podano na rys. 52.



Rys. 52. Układ zastępczy dla układu pokazanego na rys. 51a; B — segmenty kondensatorowe, D — wkładki z półprzewodników.

Ciekawe jest, że tego rodzaju agregat z 256 elementów, dający krzywą VII na rys. 49, dawałby tłumienie w przybliżeniu ok. 30 db, dla częstotliwości rezonansowej. Znaczący to, że jedna lampa może z łatwością pokryć tę stratę z nawiązką.

Pewną trudnością konstrukcyj z rys. 50 i 51 są małe stosunkowo pojemności między półcylindrem A i półcylindrem B na rys. 50. To samo możemy powiedzieć o pojemnościach między sąsiednimi płytkami B na rys. 51. Jednak te małe pojemności możemy konstrukcyjnie skompensować przez odpowiednio duże oporności. Na rys. 49 dla kaskady 256 obwodów przyjęto indywidualne pojemności $14,4 \text{ pF} = C$ i $R = 100.000$ w (schemacie 51c) i $R = 1000$ oraz $C = 1,44 \text{ pF}$ w schemacie z rys. 50c.

Do konstrukcji filtrów podobnych do rys. 50 i 51 prawdopodobnie udałoby się użyć pewne kryształ.

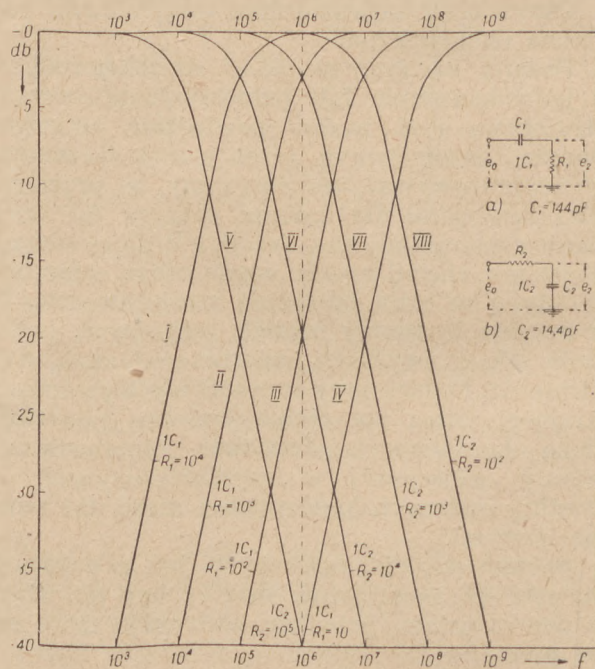
Jeżeliby chodziło o konstrukcję filtrów podobnych do np. 50 i 51, jednakże na jedną stałą częstotliwość lub na pewną wstęgę częstotliwości, to konstrukcje takie, rzecz jasna, byłyby prostsze i łatwiejsze do wykonania.

W następnym artykule na powyższy temat będą podane układy praktyczne, użyte przez autora.

DODATEK TEORETYCZNY

W odniesieniu do rys. 50 do 52 należy wyjaśnić co następuje:

Jak już poprzednio wyjaśniano, w obwodach RC, jeżeli chodzi o napięcie na wyjściu każdego człona tj. inaczej mówiąc o stosunek napięcia e_2 do napięcia e_0 (p. rys. 53a i b), to odnośne krzywe przy zmianie stosunku pojemności do oporności przedstawiają się tak, jak na rys. 53. Oznacza to, że zmieniając ten stosunek, przesuwamy krzywe w prawo albo w lewo. Nachylenie tych krzywych (a to jest miarodajne dla selek-



Rys. 53. Krzywe $\frac{e_2}{e_0}$ w decybelach w funkcji f_w (logarytmach). Zwiększenie lub zmniejszenie oporności R_1 lub R_2 przy tym samym C_1 lub C_2 (inaczej mówiąc zmiana stosunku $\frac{1}{C_1 R_1}$ lub $R_2 C_2$) przesuwają krzywe w prawo lub w lewo. Selektowność określana jako nachylenie $\Delta \frac{e_2}{e_1}$ jest stałą i nie ulega zmianie.

tywności kombinowanych obwodów) przy pojedynczych obwodach jest zawsze jednakowe, jak to dokładnie widzimy na wspomnianym rysunku. Oczywiście, nachylenie to rozumiemy (i tak są krzywe narysowane) jako stosunek $\text{tg } \alpha = \frac{\Delta \lg e_2}{\Delta \lg f} = \text{const.}$

Jeżeli teraz złożymy krzywe I i V lub też II i V lub także III i V, to ogólna krzywa rezonansu będzie zawsze ta sama z tą różnicą, że w pierwszym przypadku tłumienie dla częstotliwości rezonansowej będzie 2×10 tj. 20 db., w drugim 40 db, a w trzecim 60 db.

Z powyższego wynika, jak tego zresztą należało oczekiwać z poprzednio podanych rozważań, że zmiana stosunku pojemności do oporności zmienia tylko strojenie, na selektywność nie ma żadnego wpływu.

Jeżeli chodzi o otrzymanie bardziej ostrych krzywych rezonansu, to pozostaje jedyna droga (nie biorąc pod uwagę regeneracji lub też ujemnego sprzężenia zwrotnego, tzn. jeżeli skonstruować dobre filtry RC bez sprzężenia zwrotnego) — kaskadowanie obwodów.

Jeżeli podejmiemy do tej sprawy tak, że postawimy pytanie, jakie krzywe możemy otrzymać przy kaskadowaniu obwodów RC i jakie tłumienie będzie w takich filtrach dla częstotliwości rezonansowej, to odpowiedź na to otrzymamy, rozpatrując rys. 54.

Krzywa 1 na tym rysunku odpowiada krzywej VII z rys. 53.

Jeżeli teraz weźmiemy kaskadę obwodów VII z rys. 53, to otrzymamy krzywe dla $\frac{e_2}{e_0}$ jak to pokazano na rys. 54. Krzywa 2 będzie krzywą dla kaskady 2 obwodów RC i dalsze krzywe 4, 8 256-krzywe dla kaskady 4, 8 256 obwodów.

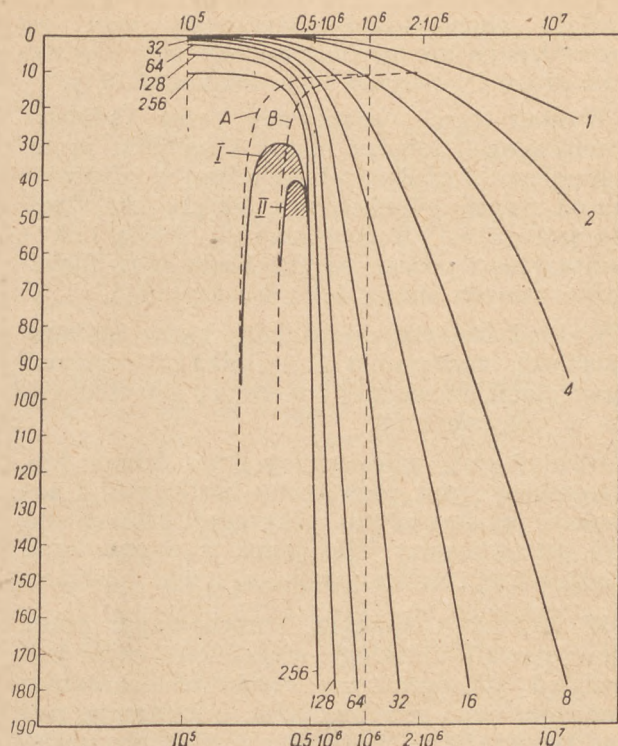
Jeżeli teraz szeregowo połączymy kaskadowane obwody II z rys. 53, np. kaskadę i 256 obwodów według rysunku 53a. (krzywa A na rys. 54), to otrzymamy ogólną krzywą I, przy tłumieniu 30 db dla częstotliwości rezonansowej. Jeżeli będziemy chcieli selektywność względnie szerokości wstęgi zmniejszyć, to musimy krzywą A na rys. 54 cokolwiek przesunąć w prawo (zmieniając odpowiednio stosunek C do R) i wtedy otrzymamy krzywą II. Tłumienie częstotliwości rezonansowej wzrośnie do 40 db. Jeżeli krzywą B przesuniemy jeszcze więcej na prawo, to otrzymamy jeszcze węższą krzywą, jednakże przy jeszcze większym tłumieniu częstotliwości rezonansowej.

Jednakże i w tym przypadku tak samo jak to jest na rys. 53, dla zwązania wstęgi istnieje tutaj pewien limit (przy tej samej ilości obwodów połączonych w kaskadzie). Limit ten osiągamy wtedy, gdy przez przesuwanie krzywej B dochodzimy do prostolinijnych części krzywych.

RECENZJE

„Wykłady z dokumentacji naukowo-technicznej” — wydawnictwo opracowane zbiorowo pod redakcją T. Zamoyskiego. Format A5, str. 144, rys. 21. Państwowe Wydawnictwa Techniczne, 1951 r. klas. 002.

Treścią broszury jest dziewięć wykładów, opracowanych przez pracowników naukowych Głównego Instytutu Dokumentacji Naukowo-Technicznej, którzy podjęli się przedstawić w możliwie skróconej formie istotę dokumentacji naukowo-technicznej, jej założenia, metodę i technikę pracy dokumentacyjnej oraz jej formy praktyczne. Całość materiału jest tak ułożona, że z broszury tej może korzystać zarówno



Rys. 54. Obliczanie krzywych rezonansu większej ilości obwodów RC w kaskadzie. Chcąc osiągnąć węższą wstęgę należy przesunąć krzywą A w prawo (krzywa B) jednakże tłumienie częstotliwości rezonansowej wzrasta.

Należy dodać, że rozważanie to jest słuszne tylko w przybliżeniu, ponieważ przyjmujemy, że między sąsiednimi obwodami są załączone lampy elektronowe, które potem usuwamy i twierdzimy, jak to robiliśmy i poprzednio, że nasze wywody w przybliżeniu są słuszne.

Dodać należy, że i obliczone krzywe zostały przeprowadzone względnie krzywe narysowane w założeniu, że wszystkie obwody RC w kaskadzie są idealnie równe. Jeżeli nie są równe, co ze względów praktycznych nie da się osiągnąć, to lekkie rozstrojenie spowoduje jedynie to, że czubek będzie więcej prostokątny, a to również będzie pożyteczne.

Krzywe podane na rys. 54 są, rzecz jasna, tylko teoretyczne. W praktyce, żeby się do nich zbliżyć jak najbardziej, prawdopodobnie wymagane będzie staranne ekranowanie.

opracowujący dokumentację, jak i jej użytkownik, względnie może służyć ona w pewnym zakresie jako podręcznik do kształcenia kadr dokumentacyjnych.

Jeżeli chodzi o bliższe zapoznanie się z treścią broszury, to wykład pierwszy, opracowany przez Wiktora Chitruka, jest właściwie krótkim wstępem o objętości 3 stron, mającym na celu omówienie znaczenia dokumentacji dla postępu technicznego.

Wykład drugi, opracowany przez Zygmunta Majewskiego, obejmuje założenia i rolę dokumentacji naukowo-technicznej pod kątem ujęcia tej dokumentacji jako samodzielnej dyscypliny naukowej, przedstawienia jej charakteru,

podłoża ekonomiczno-politycznego, celu jej prowadzenia, sposobu organizacji oraz charakteru pracy i istotnych cech dokumentalisty.

Wykład trzeci, opracowany przez Tadeusza Zamoyskiego, dotyczy metod i techniki pracy dokumentacji naukowo-technicznej w odróżnieniu od innych dokumentacji, jak np. lekarskiej, czy prawniczej. Rozpatrzone są źródła dokumentacyjne i podane są przykłady prawidłowo opracowanych analiz dokumentacyjnych.

Wykład czwarty, opracowany przez Stefanię Osmólską, zaznajamia Czytelnika z zasadami klasyfikacji dziesiętnej i techniką klasyfikowania w dokumentacji.

Wykład piąty, opracowany przez Adama Łysakowskiego, jest poświęcony bibliografii i zadaniom, jej stawianym, przy czym bibliografia jest potraktowana jako jedna z najstarszych i najbardziej rowiniętych gałęzi nauki o książce.

W wykładzie szóstym, opracowanym przez Władysława Balińskiego, wyjaśniono, czym jest przegląd bibliograficzny naukowo-techniczny; omówiono jego cele i zadania, organizację, postać typograficzną i sposoby jego przygotowania.

Sposoby uwielokrotniania dokumentacji naukowo-technicznej są omówione w wykładzie siódmym, opracowanym przez Ludwika Zaturskiego. Rozpatrzone są tu w sposób ogólny różne metody i sposoby uwielokrotniania dokumentów, jakie mogą być potrzebne dokumentalistom i pracownikom naukowym ośrodków dokumentacyjnych.

Założenia rozpowszechniania dokumentacji naukowo-technicznej i metody jej rozpowszechniania są omówione w rozdziale ósmym, opracowanym przez Janusza Zborsztyna.

Rozdział dziewiąty, opracowany przez Zofię Kossonogową, zawiera zasadnicze wiadomości o organizacji bibliotek, gromadzeniu i opracowywaniu zbiorów, ich inwentaryzacji i udostępnianiu dla Czytelników.

Wszystkie te wykłady, opracowane w postaci oddzielnych rozdziałów, są powiązane ze sobą z punktu widzenia stopniowego wprowadzania Czytelnika w dziedzinę dokumentacji naukowo-technicznej pod kątem poznania jej założeń, istoty i znaczenia dla rozwoju postępu nauki i techniki. W ten sposób omawiana praca zbiorowa może być do pewnego stopnia traktowana jako pierwszy polski podręcznik z dziedziny dokumentacji naukowo-technicznej, która staje się obecnie zupełnie odrębną umiejętnością, opartą na własnych i właściwych sobie metodach pracy.

Państwowe Wydawnictwa Techniczne wydały tę pracę bardzo starannie w ilości 5000 egzemplarzy, ilustrując ją ładnymi zdjęciami fotograficznymi celem łatwiejszego zrozumienia w odpowiednich miejscach tekstu.

Bernard Lovell. Elektronika i jej zastosowanie w przemyśle i w badaniach naukowych (tytuł oryginału — *Electronics and their application in industry and research*). Wydanie II, str. XV + 660. Chapman and Hall Ltd. Londyn, 1951.

Drugie poprawione wydanie książki pt. „Elektronika i jej zastosowanie w przemyśle i w badaniach naukowych” ukazało się w 1951 r. Jest to praca zbiorowa stanowiąca szereg odrębnych artykułów, tak że każdy z nich może być czytany niezależnie od pozostałych. Autorzy poszczególnych rozdziałów są wybitnymi specjalistami angielskimi. Redaktor całości B. Lovell niewątpliwie wpłynął na wybór zagadnień oraz na pewne ujednolicenie formalne całości, jednak jego ingerencja nie mogła sięgać zbyt daleko. Dlatego na przykładzie niniejszej książki można zaobserwować ogólny mankament prac zbiorowych, a mianowicie trudność kompromisu między pogłębieniem omawianych zagadnień, — zjawiskiem naturalnym w przypadku opracowań przez najwybitniejszych fachowców — oraz harmonijną budową całości. Różnorodność ujęcia treści leży zapewne nie tylko w różnorodności umysłowości i temperamentów pisarskich autorów (jeśli tak można się wyrazić w odniesieniu do pracy naukowej), ale również w różnorodności tematów objętych wspólną nazwą elektroniki. Terminem tym, dziś jeszcze dość często niejednakowo rozumianym, określa się obecnie w literaturze zagranicznej całokształt zjawisk związanych z przewodnictwem elektronów w próżni i w rozrzedzonych gazach, elementy elektronowe oparte na tych zjawiskach oraz obwody elektryczne współpracujące z lampami elektronowymi. W tym ujęciu elektronika obejmuje niezmiernie szeroki wachlarz zagadnień, w którym zasady komunikacji przy pomocy fal elektromagnetycznych stanowią część niezbyt wielką, choć najbardziej rozbudowaną technicznie. Jest zatem oczywiste, że książka tego typu musi ograniczać się do wybranych zagadnień. Niewątpliwie druga część tytułu „...zastosowanie w przemyśle i w badaniach naukowych” wytycza kierunek wyboru tych zagadnień. Wprawdzie możnaby się tu dopatrzeć pewnych niekonsekwencji bowiem rozdziały: IV — Elektronowe wytwarzanie sygnałów telewizyjnych, V — Lampy elektronowe bardzo wielkich częstotliwości oraz VI — Radar, są związane raczej z zastosowaniem elektroniki w radiokomunikacji (w ogólnym tego słowa znaczeniu), aniżeli w przemyśle i w nauce, jednak drugim, podkreślonym w przedmowie, aspektem wyboru było położenie nacisku na te tematy, które znamionował największy rozwój w ostatnich latach. Trzecim, obok wytkniętych tytułem oraz indywidualnością autorów, czynnikiem wpływającym na zestawienie i ujęcie zagadnień książki jest ogólna tendencja, zapewne świadomy cel redakcji, skoncentrowania rozważań raczej na elementach i urządzeniach elektroniki, aniżeli na zjawiskach warunkujących konstrukcję i technologię tych elementów. Stanowi to

główną różnicę między omawianą książką, a podobnym w założeniach rocznikiem amerykańskich pt. „Postępy elektroniki“, pracą zbiorową pod redakcją L. Martona, gdzie faworyzowane jest stworzenie syntetycznego obrazu współczesnego stanu badań nad podstawowymi zjawiskami elektronowymi. Oczywiście oba te ujęcia nie dadzą się wyodrębnić w czystej formie ani w jednym, ani w drugim dziele. W książce Lovella dominują wprawdzie aspekty technologiczne, konstrukcyjne i układowe, jednak rozdziały VI — Radar oraz X — Zasady elektroniki serwomechanizmów idą po linii przedstawienia zagadnień od strony teorii ogólnej. Dochodzimy tu do czwartego czynnika: Ujęcie tematu jest uwarunkowane przez stan badań w danej dziedzinie. Wszędzie tam, gdzie mamy do czynienia ze zjawiskami elektronowymi w półprzewodnikach, (np. emisja fotoelektronowa), a częściowo i w próżni, dominuje materiał doświadczalny nad teorią, która jest trudna, mało przydatna i ciągle jeszcze gubi się w powodzi faktów; wszędzie tam gdzie wchodzi w grę przebiegi elektryczne w obwodach, ścisła teoria jest podstawą wykonania urządzeń technicznych. Stąd np. wypływa nieunikniona konieczność zupełnie innego potraktowania komórek fotoelektrycznych, niż zagadnień radarowych.

Mówiąc o zastosowaniach elektroniki w przemyśle i w badaniach naukowych należy wyrazić zdziwienie, że nie uwzględniono lamp oscyloskopowych, pomijając zarówno sprawę dział elektronowych, jak i techniczne aspekty luminescencji. Wprawdzie ogólne zasady optyki elektronowej zostały poruszone w rozdziale o mikroskopie elektronowym, jednak ze względu na rozwój tematu w ostatnim dziesięcioleciu, pożądane byłoby jego wyodrębnienie.

Drugim brakiem książki jest nieuwzględnienie spektroskopii mikrofalowej, jednego z najnowocześniejszych narzędzi współczesnej fizykochemii. Możliwe, że wynika to z osiągnięcia przez spektroskopy mikrofalowe poważnego znaczenia w badaniach fizyko - chemicznych dopiero po 1947 r. tj., po roku pierwszego wydania niniejszej książki.

Nieomówienie spektrografu mas oraz omówienie betatronu jako jedynego z akceleratorów można uzasadnić ograniczeniem się do rozważań zjawisk elektronowych z zasadniczym pominięciem zjawisk jonowych.

Podamy obecnie tytuły poszczególnych rozdziałów książki. Ponieważ każdy z nich stanowi zamkniętą całość, należy je krótko niezależnie przeanalizować.

Wstęp.

1. Fizyka elektronowa
2. Komórki fotoelektryczne czułe na światło widzialne i ultrafioletowe.
3. Ostatnie osiągnięcia w dziedzinie komórek fotoelektrycznych czułych na podczerwień.
4. Elektronowe wytwarzanie sygnałów telewizyjnych.

5. Lampy elektronowe bardzo wielkich częstotliwości.
6. Radar.
7. Zastosowania lamp z zimną katodą.
8. Grzanie energią wielkiej częstotliwości.
9. Elektronowa kontrola wilgotności.
10. Zasady elektroniki serwomechanizmów.
11. Elektronika w medycynie.
12. Elektronika w fizjologii.
13. Betatron.
14. Mikroskopia i dyfrakcja elektronowa.

W rozdziale I podano konspekt teorii podstawowych zjawisk elektronowych w metalach i półprzewodnikach. Na tle modelu energetycznego ciała stałego zanalizowano zjawiska wszystkich rodzajów emisji elektronowej, luminescencji i fotoprzewodnictwa, jak również kontaktowej różnicy potencjałów i własności kontaktu metal - półprzewodnik i metal - izolator. Rozdział ten stanowi podbudowę teoretyczną do następnych rozdziałów szczegółowych.

Rozdział II poświęcony jest komórkom fotoelektrycznym próżniowym i gazowym oraz fotoelementom oporowym i voltaicznym. Obok analizy zjawiska fotoelektrycznego zewnętrznego i wewnętrznego autor omówił własności zasadniczych typów komórek fotoelektrycznych i fotoelementów, zagadnienia technologiczne fotokatod Ag-O-Cs oraz Sb-Cs i fotoelementów selenowych, jak również kierunki i ograniczenia zastosowań przetworników fotoelektrycznych.

W rozdziale III podano w uzupełnieniu rozdziału drugiego specjalne rozwiązania w dziedzinie wykorzystania wewnętrznego zjawiska fotoelektrycznego do wykrywania promieni podczerwonych. Omówiono krótko własności oraz niektóre aspekty technologiczne fotoelementów typu voltaicznego TI S i Pb S oraz, znacznie obszerniej, własności, technologię i zastosowania fotoelementów typu oporowego TI S, Pb S, Pb Se Pb Te.

Rozdział IV zawiera analizę zjawisk zachodzących w obrazowych lampach telewizyjnych. Po krótkim przeglądzie historycznym, rozpoczynającym się od mechanicznej analizy obrazu i pierwszych koncepcji analizy elektronowej, omówiono współczesne rozwiązania, dzieląc je na dwie grupy. 1) Lampy obrazowe o wybieraniu promieniem szybkich elektronów oraz 2) Lampy obrazowe o wybieraniu promieniem powolnych elektronów. Typowym przedstawicielem pierwszej grupy jest ikonoskop Zworykina, który w standardowym współczesnym wykonaniu nazwy jest przez autora emitronem. Podano szczegółowy opis działania emitronu, zarys technologii mozaiki, własności elektryczne lampy oraz teorię wytwarzania sygnałów. Omówiono również krótko inne typy lamp pierwszej grupy: emitron o półprzezroczystej fotokatodzie, tzw. super emitron, super emitron z dwustronną mozaiką i inne. Głównym przedstawicielem drugiej grupy lamp jest ortikon, którego działanie i własności również omówiono szczegółowo. Na zakończenie rozdziału podano porównawcze zestawienie najważniejszych własności obrazo-

wych lamp telewizyjnych. Rozdział uzupełniają fotografie kamer telewizyjnych z emitronem.

Rozdział V poświęcony jest tym lampom elektronowym, które wg opinii autora zrewolucjonizowały technikę mikrofal. Lampami tymi są klystron i magnetron. Na 24-ech zaledwie stronicach podano opis zjawisk zachodzących w wymienionych lampach, nie przytaczając teorii, lecz akcentując przesłanki teoretyczne w momentach koniecznych. Poruszono nadto pewne aspekty konstrukcyjne. Fotografie elementów magnetronu i klystronu refleksowego uzupełniają rozdział.

Rozdział VI. Poświęcenie radarowi przeszło 1/8 objętości książki tj. prawie dwa razy więcej niż przypada przeciętnie na jeden rozdział, świadczy o szerokości tematu oraz pozycji, jaką w ocenie redakcji, zajmuje zagadnienie radiolokacji w rozwoju nowoczesnej elektroniki. Jak wspomnieliśmy w pierwszej części recenzji, temat zaatakowano od strony teorii. Z punktu widzenia zastosowań, rozpatrzono zjawiska rozchodzenia się i odbioru mikrofal oraz zagadnienia szerokości pasma impulsów i modulacji impulsowej. Na tym tle dopiero omówiono urządzenie radarowe dzieląc je na cztery części: anteny, nadajniki, odbiorniki oraz sposoby uzyskiwania informacji. Rozważono główne aspekty teoretyczne rozwiązań technicznych oraz kierunki i ograniczenia tych rozwiązań. Na zakończenie rozpatrzono zastosowanie radaru przy pomiarach współrzędnych położenia ruchomego obiektu w przestrzeni.

Lampy z zimną katodą omówiono w rozdziale VII. Głównymi przesłankami stosowania tych lamp są: wymaganie dużej trwałości oraz bezustannej gotowości do pracy przy jednoczesnym krótkim okresie działania. Podano zasadę działania, zasadnicze dane elektryczne oraz rysunki techniczne następujących lamp: triody z zimną katodą, ignitronu, serwotronu, lampy sriboskopowej oraz impulsowej diody spustowej. Omówiono typowe zastosowania tych lamp.

W rozdziale VIII podano teorię grzania indukcyjnego i dielektrycznego oraz typowe obwody generatorów grzejnych. W dziale poświę-

conym generatorom uwzględniono układy oscylatorów, układy zasilające, obwody wyjściowe oraz automatyczną regulację mocy wyjściowej. Porusono sprawę nowoczesnych lamp elektronowych stosowanych w tego rodzaju generatorach.

Rozdział IX jest siedmiostronicowym artykułem poświęconym elektronowej kontroli wilgotności.

Obszerny rozdział X poświęcony jest zagadnieniu serwomechanizmów. Podano ogólną klasyfikację i teorie serwomechanizmów oraz zasadnicze schematy współpracy układów elektronowych z układami elektromechanicznymi.

Rozdziały XI i XII poświęcono zastosowaniu elektroniki w medycynie i fizjologii. Przy omawianiu roli cząstek i promieni o wielkich energiach w radioterapii poruszono zagadnienia akceleratorów jonowych oraz sztucznej promieniotwórczości. Jednocześnie wspomniano o elektronowych wskaźnikach promieniowania i dawkomierzach. Dalszą część artykułu stanowią następujące zagadnienia: fale wielkiej częstotliwości w medycynie (diatermia), optyka elektronowa w medycynie (mikroskop elektronowy i diagnostyka rentgenowska), elektronowa rejestracja potencjałów biochemicznych (kardiograf, encefalograf) oraz elektroakustyka i komórki fotoelektryczne w medycynie.

Rozdział XIII. Teoria, elementy konstrukcyjne oraz kierunki zastosowań betatronu.

Rozdział XIV poświęcono wszechstronnemu i szczegółowemu rozważaniu zjawisk mikroskopii elektronowej. Autor przechodzi od ogólnych zagadnień optyki elektronowej, poprzez rozważania konstrukcyjne i układowe magnetycznego mikroskopu elektronowego, aż do techniki preparatów, gdzie podano szereg odbitek różnych mikrogramów. W drugiej części rozdziału omówiono inne typy mikroskopów elektronowych oraz teorię zjawiska dyfrakcji elektronowej.

Każdy z rozdziałów uzupełniony jest obszerną bibliografią.

mrg inż. Zdzisław Majewski

Dla ułatwienia pracy stowarzyszeniowej przypominamy zarówno Zarządom Oddziałów SEP, jak i zainteresowanym kolegom, że decyzją Obywatela Prezesa Rady Ministrów, potwierdzoną pismem z dnia 29.11.50 Nr OSD 110/68 przy zwalnianiu pracowników w godzinach pracy do prac w Naczelnej Organizacji Technicznej (a zatem i do prac w stowarzyszeniach, wchodzących w skład NOT) mają zastosowanie analogiczne zasady, jak przy zwalnianiu do prac związkowych.

Redakcja i Administracja „Przeglądu Telekomunikacyjnego“ celem upowszechnienia tego czasopisma, poświęconego zagadnieniom technicznym telefonii, telegrafii, sygnalizacji i radia postanowiła dla celów propagandowych pewną ograniczoną ilość posiadanych remanentów przeznaczyć na rozprowadzenie po specjalnie ulgowych cenach. Zamierzeniem tej akcji jest, aby z ulgowej ceny skorzystali przy zamówieniach zbiorowych przede wszystkim członkowie Klubów Racjonalizatorskich, Świetlice, uczniowie Szkół Zawodowych i studenci Wyższych Uczelni oraz pracownicy Instytucji Państwowych i Organizacji Społecznych.

Zamówienia indywidualne będą przyjmowane tylko na podstawie złożonego zaświadczenia, że dana Instytucja czy Organizacja nie składa zamówienia zbiorowego.

Zastosowano następujące zniżki:

Rok wydania	Rodzaj kompletu (numery)	zniżkowa cena kompletu w zł
1950	nr 4 — 12	5.40
1951	rocznik	14.40
1951	nr 1 — 5	6.00

Do powyższych cen dolicza się porto.

Zamówienia należy kierować na adres: Administracja Czasopism Technicznych NOT, W-wa, ul. Czackiego 3/5, Wydz. Upowszechniania i Współpracy z „Ruch“. Na podstawie zamówienia Administracja wystawi rachunek i prześle blankiet PKO celem dokonania wypłaty, po nadejściu której przekaże zamówione komplety.

Z A W I A D O M I E N I E

Podajemy do wiadomości wszystkich Kolegów, że legitymacje członków stowarzyszeń technicznych NOT na rok 1952 są do odebrania w Oddziałach Stowarzyszeń.

Jednocześnie komunikujemy, że począwszy od 1.I.1952 r. wprowadzony został nowy system kwitowania składek członkowskich przez wklejanie do legitymacji odpowiednich znaczków.

Koledzy, którzy dotychczas nie odebrali nowych legitymacji proszeni są o zgłaszanie się do swych Oddziałów terenowych.

DO NASZYCH CZYTELNIKÓW

Opłacanie prenumeraty zleconej u listonoszy lub placówek pocztowych jest najtańszym i najpraktyczniejszym sposobem regularnego otrzymywania Przeglądu Telekomunikacyjnego.

Przy dokonywaniu wpłaty, która wynosi w prenumeracie zleconej zł 18.—, półrocznie zł 36.—, rocznie 72.—, nie trzeba wypełniać blankietu i nie ponosi się dodatkowych kosztów przesyłki pieniędzy.

Przegląd Telekomunikacyjny jest doręczany przez listonosza do mieszkań czytelników.

Urzędy pocztowe i listonosze przyjmują wpłaty na prenumeratę zleconą dla miesięczników na II kwartał 1952 r. do 15 marca; na III kwartał do 15 czerwca; na IV kwartał do 15 września; dla dwumiesięczników na II-gie półrocze do 15 czerwca.

Opłacanie prenumeraty do końca roku zapewni regularne otrzymywanie Przeglądu Telekomunikacyjnego.

Powyższe dotyczy tylko prenumeraty normalnej, a nie ulgowej.

AKTUALNY WYKAZ KSIĘGARŃ „DOMU KSIĄŻKI“ SPECJALIZUJĄCYCH SIĘ W SPRZEDAŻY KSIĄŻEK TECHNICZNYCH I GOSPODARCZYCH

- | | |
|--------------------------------------|-----------------------------------|
| 1. Białystok, Rynek Kościuszki 12/14 | 20. Opole, Ozimska 8 |
| 2. Bielsko, Jagiellońska 10 | 21. Ostrów Wlkp. Pl. Stalina 9 |
| 3. Bydgoszcz, Dworcowa 4 | 22. Piotrków, Słowackiego 1 |
| 4. Bytom, Stalina 10 | 23. Poznań, Paderewskiego 6 |
| 5. Chorzów, Wolności 22 | 24. Radom, Żeromskiego 1 |
| 6. Cieszyn, Pl. Stalina 6 | 25. Rybnik, Zamkowa 8 |
| 7. Częstochowa, Al. N. M. P. 14 | 26. Rzeszów, 3 Maja 23 |
| 8. Elbląg, Królewiecka 14 | 27. Sosnowiec, 3 Maja 23 |
| 9. Gdańsk-Wrzeszcz, Grunwaldzka 8 | 28. Starogard, Świerczewskiego 15 |
| 10. Gdynia, 10 lutego 9 | 29. Szczecin, Sikorskiego 7 |
| 11. Gliwice, Zwycięstwa 31 | 30. Tczew, Dąbrowskiego 18 |
| 12. Katowice, Młyńska 2 | 31. Wałbrzych, Gdańska 3 |
| 13. Kielce, Kilińskiego 10 | 32. Warszawa, Bracka 20 |
| 14. Kraków, Rynek 36 | 33. Warszawa, Marszałkowska 62 |
| 15. Leszno, Rynek 28 | 34. Warszawa, Poznańska 12 |
| 16. Lublin, Krak. Przedm. 52 | 35. Wrocław, Stalingradzka 32 |
| 17. Łódź, Piotrkowska 45 | 36. Włocławek, Stalina 25 |
| 18. Łódź, Piotrkowska 193 | 37. Zabrze, ul. Wolności 288 |
| 19. Olsztyn, Pl. Wolności 2/3 | 38. Zielona Góra, Żeromskiego 11 |

