

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK X

ZESZYT 3(52)

WARSZAWA 1963

WYDAWNICTWA NAUKOWO - TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

	Str.
1. <i>Tadeusz Tomankiewicz, Daniel Józef Bem</i> — Uniwersalny szerokopasmowy element antenowy typu EA-4-VH/III na III zakres częstotliwości OIRT	3
2. <i>Tadeusz Tomankiewicz, Daniel Józef Bem</i> — Projektowanie nadawczych anten ultrakrótkofalowych do celów rozslawczych	23
3. <i>Alina Karwowska</i> — Pomiar czasu narastania i zanikania impulsów synchronizujących sygnału emitowanego przez nadajnik telewizyjny	57
4. <i>Elżbieta Pleszczyńska, Halina Żołnowska</i> — Badanie na maszynie cyfrowej modelu układu zarzęcia lamp elektronowych w zdalnie zasilanych wzmacniakach telefonii nośnej	75

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
1. <i>Т. Томанкевич, Д. И. Бем</i> — Универсальный широкополосный антенный излучатель для III диапазона ОИРТ EA-4-VH/III	3
2. <i>Т. Томанкевич, Д. И. Бем</i> — Проектирование передающих телевизионных антенн	23
3. <i>А. Карвовска</i> — Измерение времени нарастания и исчезновения синхронизирующих импульсов сигнала излучаемого телевизионным передатчиком	57
4. <i>Э. Плесциńska, Г. Жолновска</i> — Исследования с помощью цифровой машины модели системы накала дистанционно питаемых телефонных усилителей высокой частоты	75

CONTENTS

	Page
1. <i>T. Tomankiewicz, D. J. Bem</i> — General purpose broad-band elementary aerial EA-4-VH/III for the third OIRT frequency band	3
2. <i>T. Tomankiewicz, D. J. Bem</i> — Designing of transmitting television antennas	23
3. <i>A. Karwowska</i> — Measurements of rise time and decay time of synchronizing impulses emitted by the television transmitters	57
4. <i>E. Pleszczyńska, H. Żolnowska</i> — The research after a model of filament set of valves in a bay of remote supplied amplifiers of a carrier current telephony system	75

SOMMAIRE

	Page
1. <i>T. Tomankiewicz, D. J. Bem</i> — Le bain d'antenne universel à large-bande type EA-4-VH/III pour la bande de fréquence OIRT/III	3
2. <i>T. Tomankiewicz, D. J. Bem</i> — Projets des antennes emettrices pour la télévision	23
3. <i>A. Karwowska</i> — Mesure du temps de montée et du temps de descente des impulsions synchronisant du signal émis par l'émetteur de télévision	57
4. <i>E. Pleszczyńska, H. Żolnowska</i> — Les études à l'aide d'une calculatrice numérique sur un modèle d'ensemble des filements de tubes téléalimentés dans un bâti d'amplificateurs de téléphonie à courants porteurs	75

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
1. <i>T. Tomankiewicz, D. J. Bem</i> — Universales Breitbandantennenelement EA-4-VH/III für den dritten OIRT Frequenzbereich	3
2. <i>T. Tomankiewicz, D. J. Bem</i> — Projektierung von Sendeantennen für das Fernsehen	23
3. <i>A. Karwowska</i> — Die Messung der Auf- und Abbauzeit von Synchronisierimpulsen des von einem Fernsendeder gesendeten Signals	57
4. <i>E. Pleszczyńska, H. Żolnowska</i> — Untersuchung eines Modelles der Röhrenheizanordnung in ferngespeisten TF-Verstärkern mit einem Digitalrechner	75

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK X

ZESZYT 3 (52)

WARSZAWA 1963

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

Komitet Redakcyjny
Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów:
adj. inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski
doc. mgr inż. Lesław Kędzierski
Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

Adres Redakcji
Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

WNT Warszawa 1964. Wydanie 1. Nakład 589 egz. Ark. wyd. 6,5. Ark. druk. 7,69/A.
Format B5; Pap. ilustr. kl. V, 70 g. 700×1000/16. Maszynopis oddano do składu
nia 10. 1. 64. Podpisano do druku 9. 4. 64. Druk ukończono w kwietniu 1964.
Symbol 80340/INB. Cena zł 25.—

ZAKŁADY GRAFICZNE IM. M. KASPRZAKA W POZNANIU — 161/64 — O-2

621.396.874.3:621.397

TADEUSZ TOMANKIEWICZ
DANIEL JÓZEF BEM

UNIWERSALNY SZEROKOPASMOWY ELEMENT ANTENOWY TYPU EA-4-VH/III¹⁾ NA III ZAKRES CZĘSTOTLIWOŚCI OIRT

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego

27. 2. 1962 r. (1 redakcja)

11. 6. 1963 r. (2 redakcja)

W pracy opisano element antenowy typu EA-4-VH/III służący do składania systemów antenowych pracujących w III zakresie częstotliwości, o prawie dowolnym kształcie poziomej charakterystyki promieniowania, dużym zysku mocy i dla fali spolaryzowanej poziomo lub pionowo. Współczynnik odbicia na wejściu elementu nie przekracza 4% w całym pasmie, a zysk mocy dla średniej częstotliwości wynosi 7.

W pracy omówiono rozwiązanie konstrukcyjne, pomiary i strojenie elementu antenowego. Opisano telewizyjną antenę nadawczą, zbudowaną z elementów antenowych typu EA-4-VH/III.

1. WSTĘP

Rozwijająca się krajowa sieć telewizyjna stwarza ogromne zapotrzebowanie, między innymi, na anteny nadawcze, i to zarówno dla dużych ośrodków nadawczych, jak i dla małych stacji retransmisyjnych. W dzisiejszym stanie techniki telewizyjnej stosowane są bardzo liczne i odmienne systemy antenowe.

W ostatnich latach rozwoju telewizyjnych urządzeń antenowych większe firmy produkujące sprzęt nadawczy skierowały swój wysiłek na budowę uniwersalnego elementu antenowego, który można by łączyć, w zależności od potrzeby, w mniejsze lub większe zespoły. Ten sposób budowy anten nadawczych został również przyjęty przy projektowaniu krajowej sieci telewizyjnej i radiofonicznej ultrakrótkofalowej [1]. Autorzy opracowali elementy antenowe na III zakres częstotliwości dla poziomej polaryzacji fali promieniowanej [2] oraz na I zakres częstotliwości fal o polaryzacji poziomej lub pionowej.

¹⁾ Patent PRL Nr 45774.

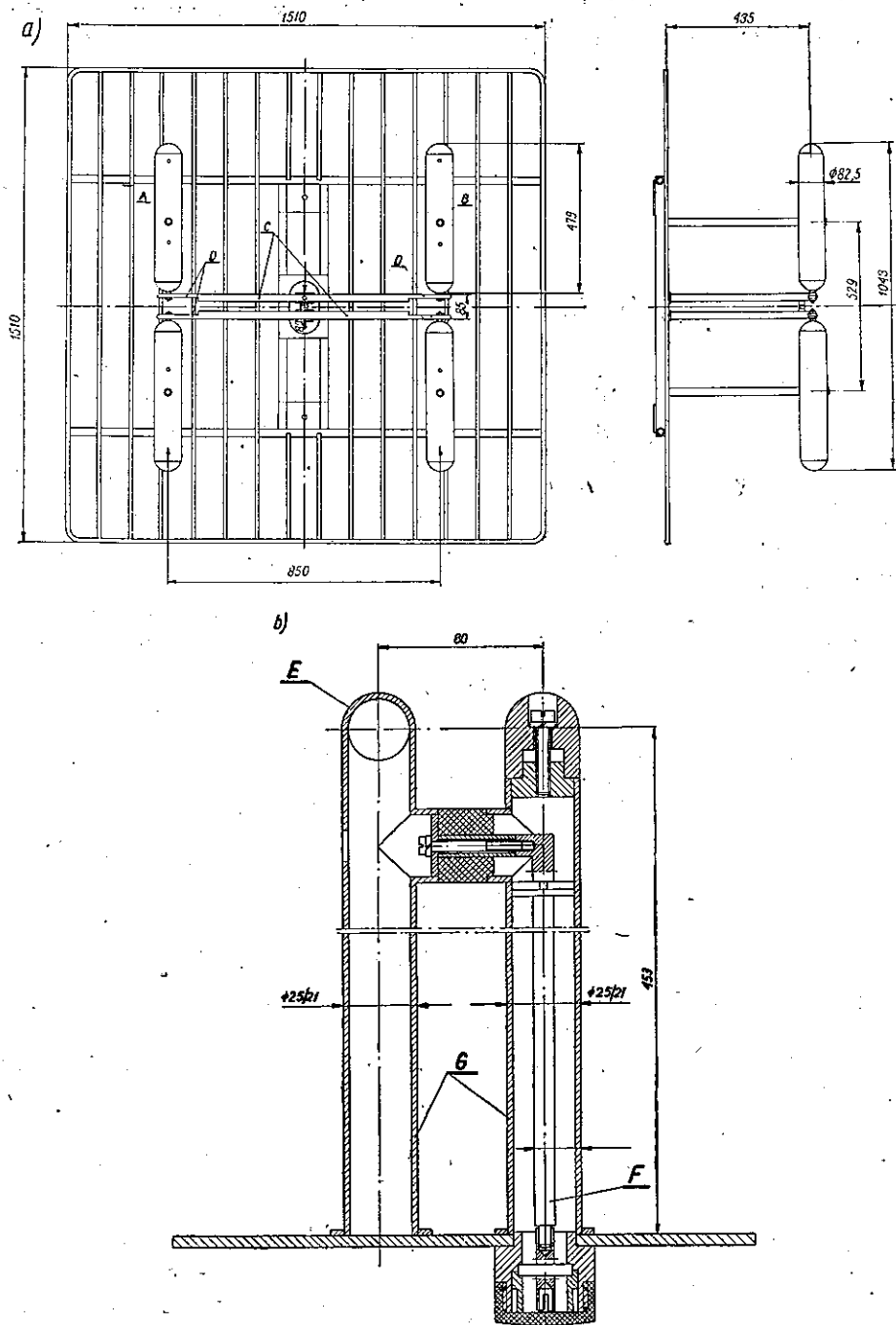
W związku z budową jednego z ośrodków nadawczych powstała również konieczność opracowania elementu antenowego na III zakres częstotliwości dla fali polaryzowanej pionowo. Podejmując to zadanie autorzy postanowili opracować element uniwersalny, który mógłby być używany do budowy anten o poziomej lub pionowej polaryzacji fali promieniowanej. Jednocześnie, postanowiono uprościć konstrukcję tego elementu, w celu obniżenia kosztów jego produkcji, oraz zmniejszyć jego ciężar, aby umożliwić stosowanie elementu przy budowie anten dla stacji retransmisyjnych.

Podjęte zadanie zostało zrealizowane i w ten sposób powstał element antenowy EA-4-VH/III.

2. OPIS ELEMENTU ANTENOWEGO

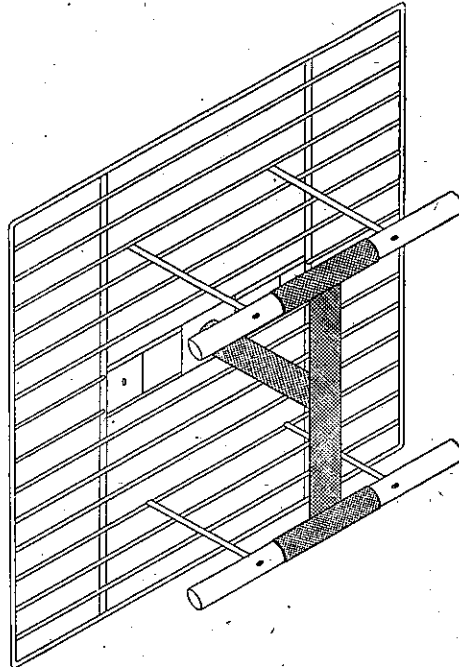
Element antenowy EA-4-VH/III (rys. 1) składa się z dwóch całofalowych dipoli, zasilanych w środku, i umieszczonych w odległości około 0,3 długości fali od ekranu wykonanego z rur stalowych. Dipole *AB* są połączone linią dwuprzewodową *C* wykonaną ze stali. W punktach dołączenia linii do dipoli wykonano specjalne podcięcia *D* wprowadzające indukcyjność, kompensującą zmiany reaktancji wejściowej dipola. W środku linii dwuprzewodowej dołączono transformator symetryzujący *E* (rys. 1b). Dzięki jednakowej długości linii zasilających uzyskano synfazowość zasilania dipoli. Impedancja wejściowa elementu wynosi 60Ω (niesymetryczna) i zmienia się w znikomych granicach w zakresie częstotliwości pracy ($174 \div 230$ MHz). Współczynnik odbicia na wejściu elementu nie przekracza wartości 4% ($WFS \leq 1,08$). Charakterystyka promieniowania elementu w płaszczyznach poziomej i pionowej zapewnia wygodne kształtowanie charakterystyk promieniowania w płaszczyźnie poziomej układów antenowych dla fal promieniowanych spolaryzowanych zarówno poziomo, jak i pionowo. Zysk mocy w całym zakresie częstotliwości zmienia się w granicach od 6 do 8. Maksymalna moc doprowadzona wynosi 4 kW. Ograniczenie mocy doprowadzonej jest podyktowane konstrukcją transformatora symetryzującego i gniazda koncentrycznego. Konstrukcja elementu zapewnia odprowadzenie ładunków statycznych i wyładowań atmosferycznych (wszystkie fragmenty elementu, poprzez konstrukcję masztu, są połączone galwanicznie z ziemią).

Element antenowy EA-4-VH/III charakteryzuje się bardzo małym ciężarem (25 kg bez osłon zmniejszających wpływ oblodzenia) i minimalnym zużyciem metali kolorowych. Wszystkie części stalowe są cynkowane w ogniu w celu poprawienia ich własności elektrycznych i ochrony



Rys. 1. Element antenowy typu EA-4-VH/III: a) ekran z dipolami, b) transformator symetryzujący

przed korozją. Element EA-4-VH/III może być wyposażony w specjalne osłony (rys. 2), zmniejszające wpływ oblodzenia.



Rys. 2. Element antenowy typu EA-4-VH/III z osłonami zmniejszającymi wpływ oblodzenia

3. IMPEDANCJA WEJŚCIOWA DIPOLA

Impedancja wejściowa dipola zależy od impedancji własnej oraz od impedancji wzajemnych pomiędzy dipolami i ekranem. Impedancje własne i wzajemne są funkcjami wymiarów geometrycznych dipoli i odległości pomiędzy nimi a ekranem. W literaturze [3] podano wartości impedancji własnych i wzajemnych dla dipoli o stosunkowo dużej smukłości

$$\Omega = 2 \ln \frac{2h}{a} \geq 10$$

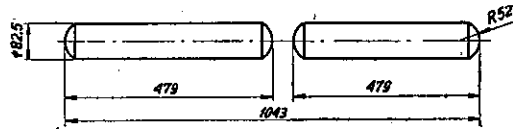
gdzie:

$2h$ — długość dipola,

a — promień dipola.

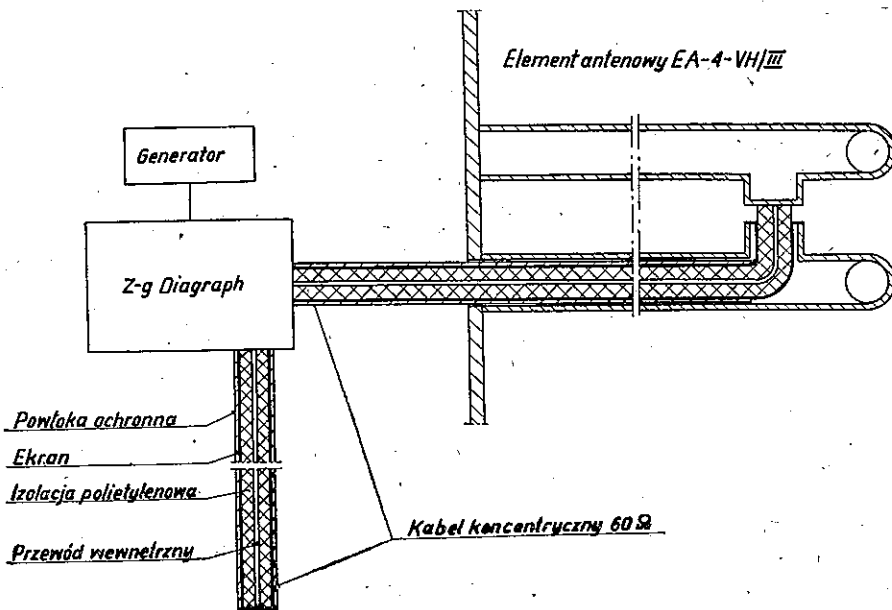
Dla uzyskania dobrego dopasowania w szerokim zakresie częstotliwości w elemencie antenowym EA-4-VH/III zastosowano dipole (rys. 3) o bardzo małej smukłości ($\Omega = 6,3$).

Impedancja wejściowa tak grubych dipoli, z uwzględnieniem wpływu sąsiedniego dipola i ekranu, nie może być w chwili obecnej określona teoretycznie. Opracowano więc specjalny układ pomiarowy, pozwalający na względnie dokładne określenie przebiegu impedancji wejściowej takiego dipola w funkcji częstotliwości.



Rys. 3. Dipol

Pomiaru impedancji wejściowej dipola dokonano w układzie przedstawionym na rys. 4, za pomocą Z-g Diagraphu. Do rury stanowiącej przewód zewnętrzny linii koncentrycznej transformatora symetryzującego wsunięto odcinek kabla koncentrycznego i dołączono do linii sy-

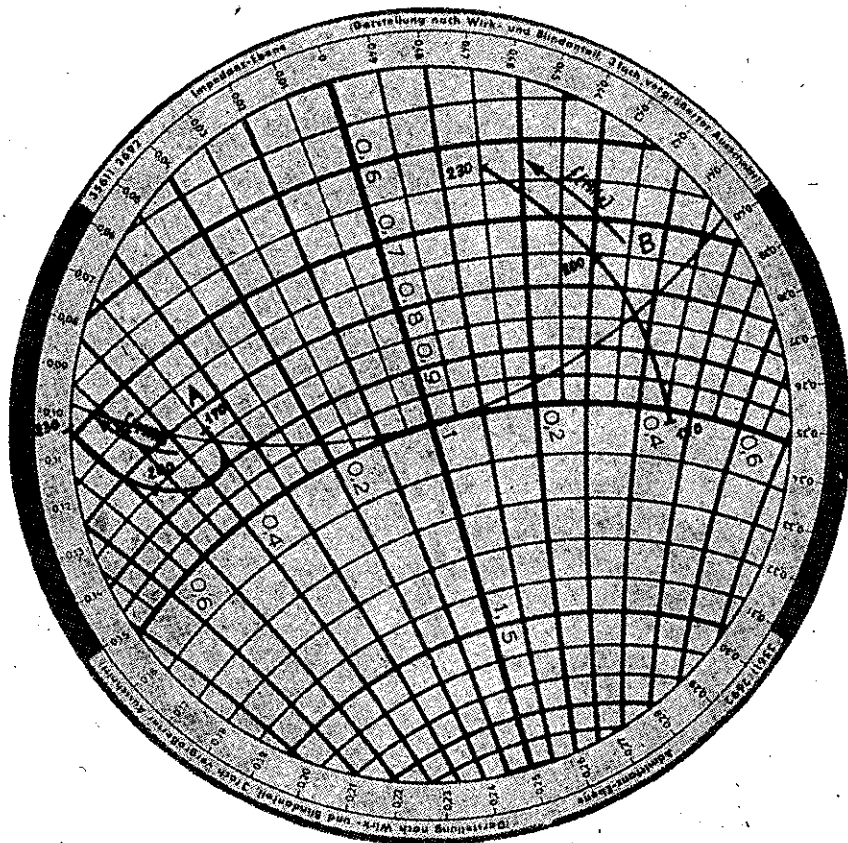


Rys. 4. Układ do pomiaru impedancji wejściowej dipola

metrycznej elementu antenowego. Drugi odcinek kabla koncentrycznego, o takiej samej długości, zwarto na jednym końcu. Uzyskano w ten sposób pewnego rodzaju parę kabli zrównoważonych. Dołączenie do wejścia pomiarowego Z-g Diagraphu kabla, wprowadzonego do elementu antenowego oraz kabla zwartego na końcu do wejścia pomocniczego umo-

żliwiło bezpośredni pomiar admitancji, w punkcie dołączenia transformatora symetryzującego (rys. 5, krzywa *A*). Admitancja ta składa się z połączonych równolegle:

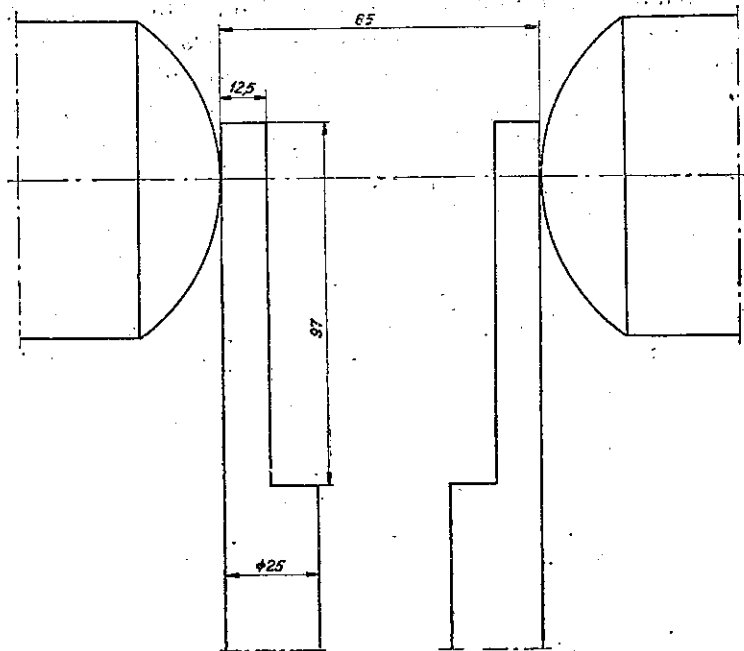
— admitancji wejściowej dipola *A*, przetransformowanej przez odcinek linii symetrycznej (od dipola do punktu podłączenia transformatora);



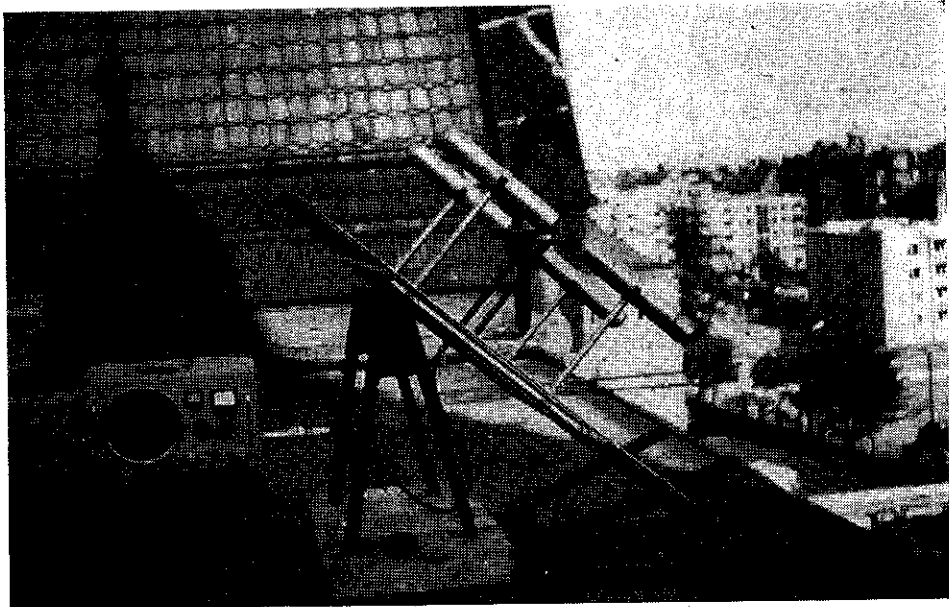
Rys. 5. Admitancja wejściowa dipola

- admitancji wejściowej dipola *B*, przetransformowanej przez analogiczny odcinek linii symetrycznej;
- admitancji wejściowej linii symetrycznej transformatora symetryzującego.

Oba dipole *A* i *B* mają jednakowe wymiary geometryczne i znajdują się w jednakowej sytuacji względem ekranu i linii zasilających. Wskutek tego admitancje wejściowe, a także przetransformowane admitancje obu

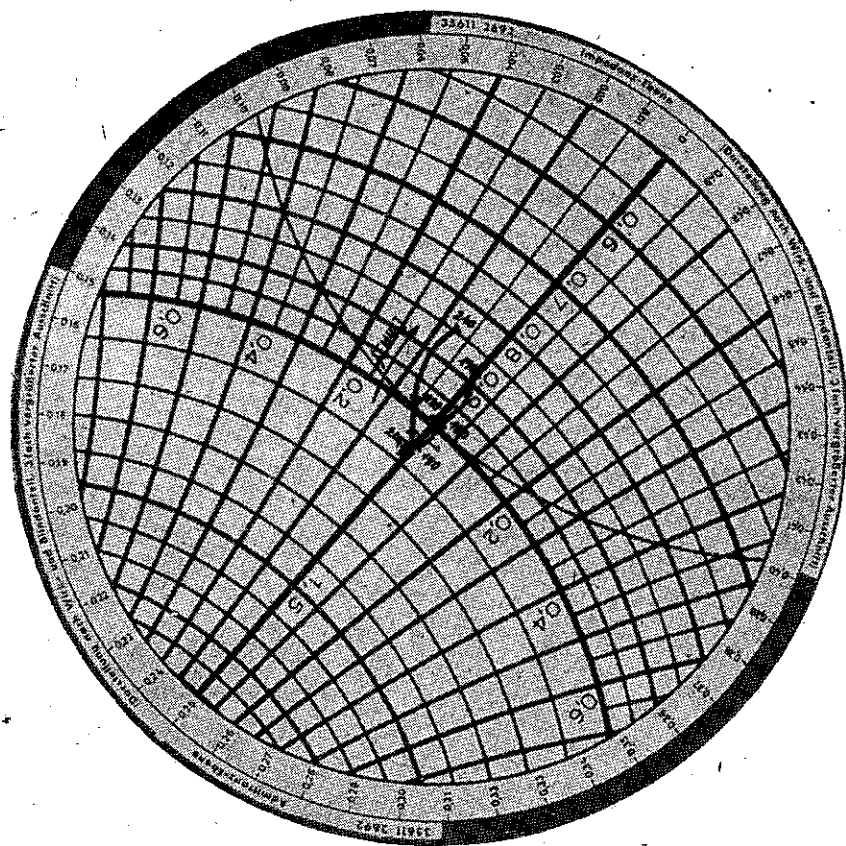


Rys. 6. Podcięcia, kompensujące wpływ składowej pojemnościowej impedancji wejściowej dipola



Rys. 7. Strojenie elementu antenowego typu EA-4-VH/III

dipoli są jednakowe. Admitancja wejściowa linii symetrycznej transformatora symetryzującego może być określona na podstawie wymiarów geometrycznych. Odejmując admitancję wejściową linii symetrycznej od admitancji zmierzonej i dzieląc wynik przez dwa otrzymuje się przetransformowaną admitancję dipola. Na podstawie znanych wymiarów geometrycznych linii łączących dipole można z kolei obliczyć admitancję wejściową dipola (rys. 5, krzywa B).

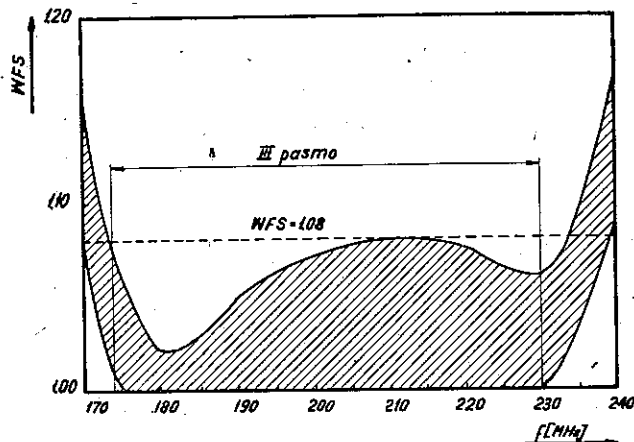


Rys. 8. Impedancja wejściowa elementu antenowego typu EA-4-VH/III

Przebieg admitancji wejściowej dipola wykazuje charakter pojemnościowy dla wszystkich częstotliwości III zakresu, przy czym wartość składowej pojemnościowej admitancji maleje ze wzrostem częstotliwości. Kompensację składowej pojemnościowej uzyskuje się przez włączenie w szereg z dipolami odpowiednio dobranych indukcyjności. W wykonaniu praktycznym indukcyjności te uzyskano przez podcięcie linii symetrycz-

nych łączących dipole (rys. 6). Wielkość podcięcia dobrano eksperymentalnie w czasie strojenia elementu antenowego (rys. 7). Przebieg impedancji wejściowej zestrojonego elementu przedstawiono na rys. 8.

Do korekcji nieuniknionych rozrzutów w czasie produkcji przewidziano możliwość podstrajania elementów, przez zmianę impedancji charaktery-



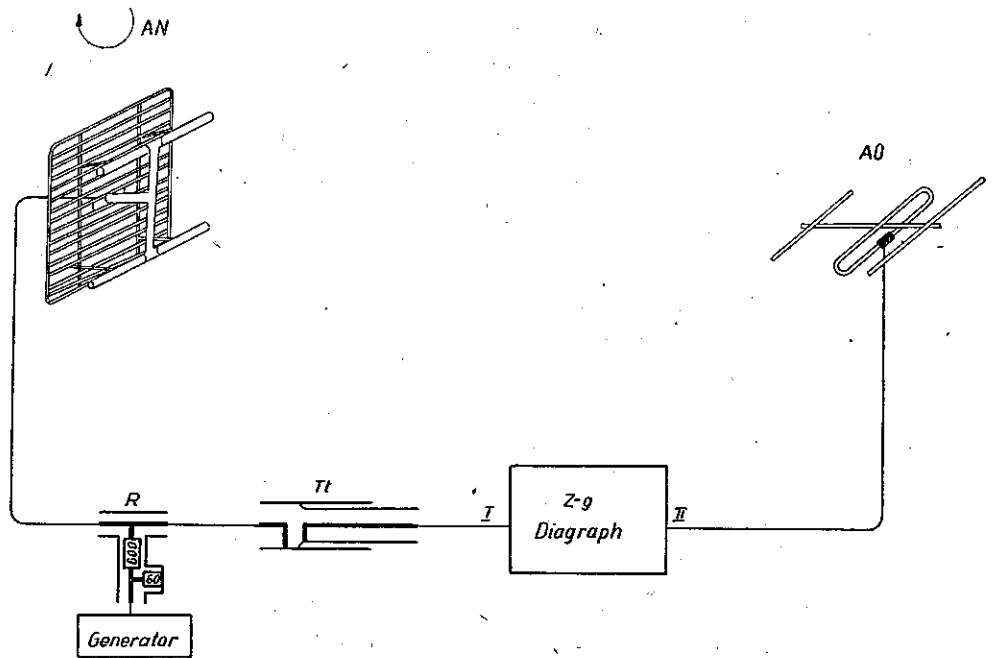
Rys. 9. Rozrzut WFS dla elementów antenowych typu EA-4-VH/III. (Pole zakreskowane obejmuje charakterystyki $WFS = f(f)$ zmierzone dla siedmiu różnych egzemplarzy elementu EA-4)

stycznej linii symetrycznej (w punkcie dołączenia transformatora symetryzującego), oraz przez zmianę stopnia zbieżności tej linii. Obu zmian dokonuje się za pomocą specjalnych podkładek. Opisany system podstrajania został z powodzeniem wypróbowany w czasie przygotowywania elementów antenowych (rys. 9).

4. POMIAR CHARAKTERYSTYK PROMIENIOWANIA ELEMENTU ANTENOWEGO EA-4-VH/III

Pomiary charakterystyk promieniowania elementu antenowego EA-4-VH/III przeprowadzono na specjalnym polu pomiarowym. Układ pomiarowy przedstawiono na rys. 10. Generator mocy dostarcza energię wielkiej częstotliwości do elementu antenowego AN umieszczonego na specjalnej konstrukcji obrotowej. Równolegle do elementu antenowego, poprzez tłumik falowodowy $T\lambda$, dołączono wejście pomocnicze Z-g Dia-

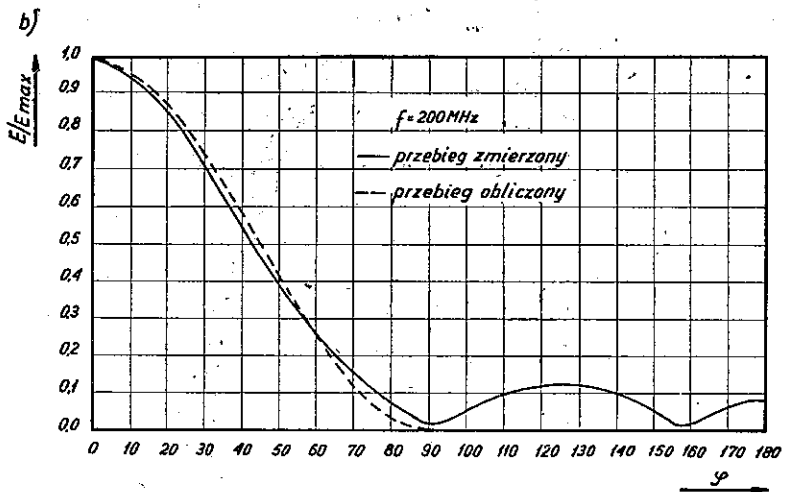
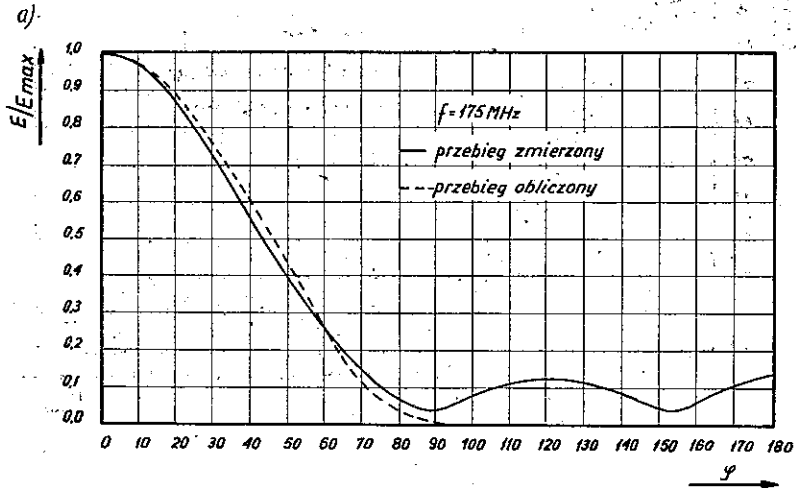
graphu I. Wejście pomiarowe II połączono z antenką odbiorczą AO umieszczoną w odległości ca 70 m. Z-g Diagraph dokonuje porównania napięć doprowadzonych do obu wejść przyrządu, zarówno co do ich amplitud, jak i faz. Przy równoległym ustawieniu anten dobiera się napięcie generatora i tłumienie tłumika w taki sposób, aby moduły napięć doprowadzonych do obu wejść Z-g Diagraphu były jednakowe i równe jedności. Różnicę faz pomiędzy tymi napięciami można sprowadzić do zera za pomocą pokrętła korekcji fazy. Przy obrocie anteny nadawczej zmienia się w punkcie odbioru zarówno moduł, jak i faza natężenia pola elektroma-



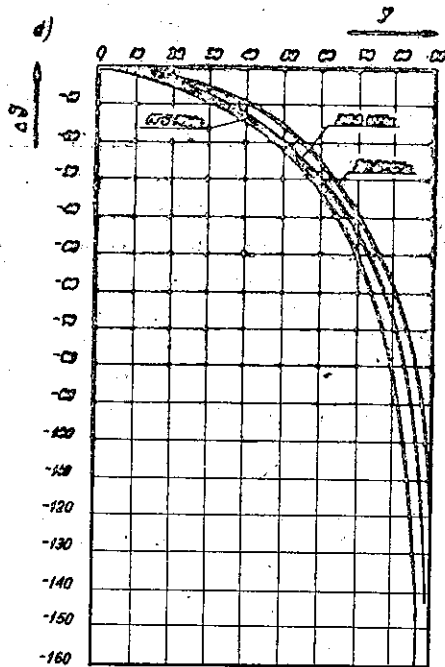
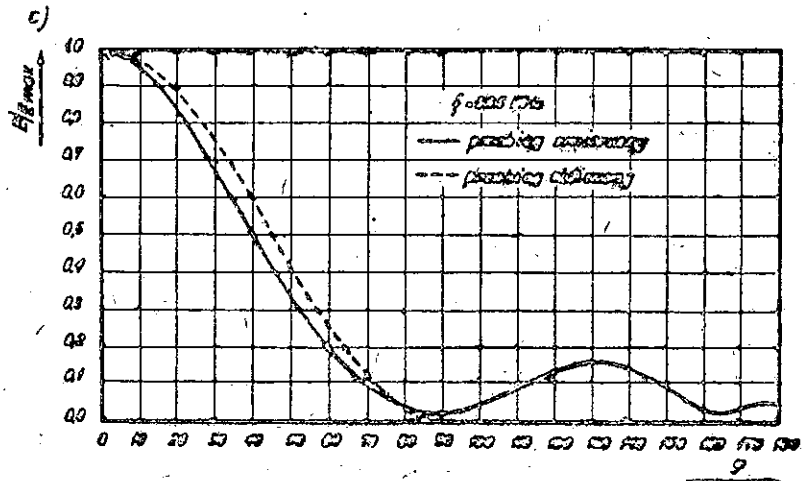
Rys. 10. Układ do pomiaru charakterystyk promieniowania

gnetycznego. Za pomocą Z-g Diagraphu można określić stosunek natężenia pola przy danym położeniu anteny do maksymalnego natężenia pola, jak również różnicę faz. Pomiarów charakterystyk promieniowania w płaszczyznach poziomej i pionowej przeprowadzono przy częstotliwościach 175, 200 i 225 MHz (rys. 11 i 12). Wyniki pomiarów porównano z charakterystykami obliczonymi, przy założeniu ciągłego i nieskończone rozległego ekranu.

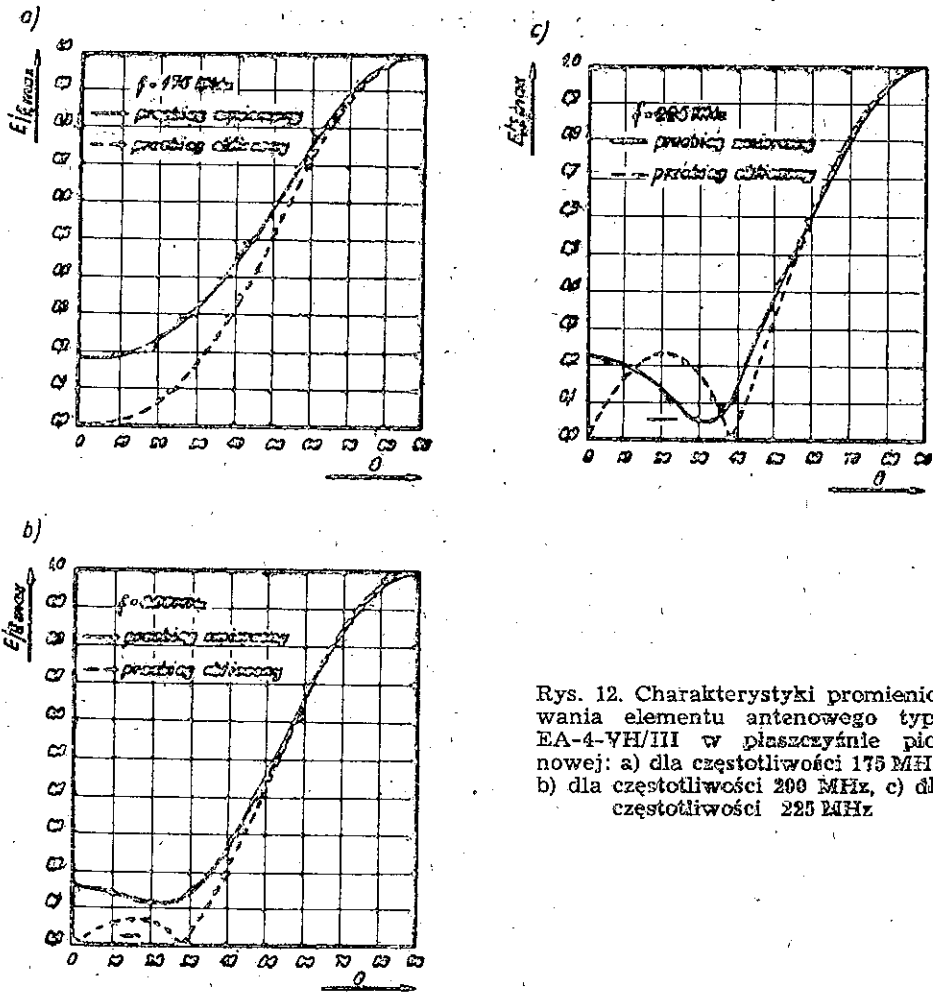
Na podstawie zmierzonych charakterystyk promieniowania obliczono, metodą planimetrowania, zysk energetyczny elementu (rys. 13).



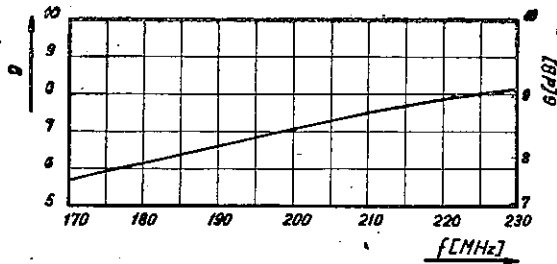
Rys. 11. Charakterystyki promieniowania elementu antenowego typu EA-4-VH/III w płaszczyźnie poziomej: a) dla częstotliwości 175 MHz, b) dla częstotliwości 200 MHz



Rys. 11. Charakterystyki promieniowania elementu antenowego typu EA-4-VH/III w płaszczyźnie poziomej: c) dla częstotliwości 225 MHz, d) przebieg charakterystyk fazowych



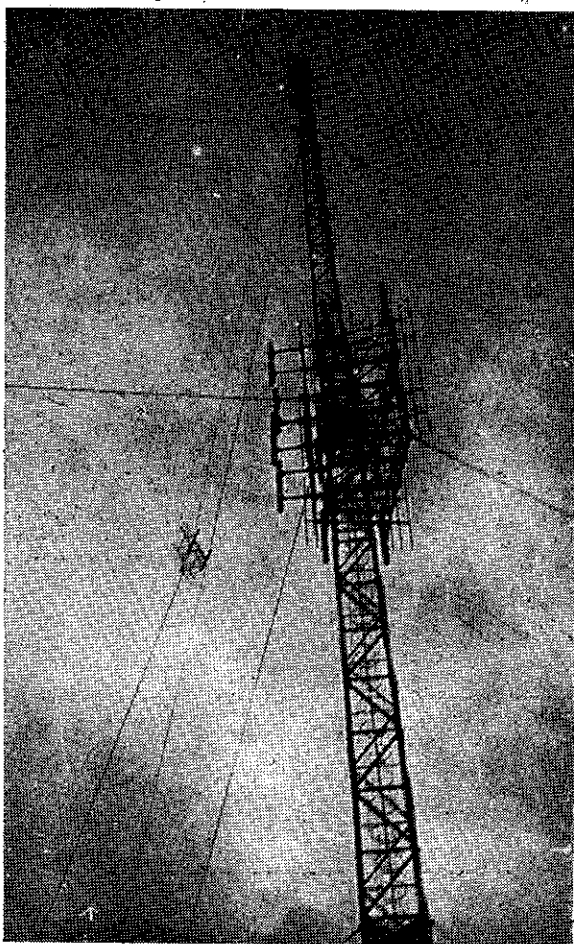
Rys. 12. Charakterystyki promieniowania elementu antenowego typu EA-4-VH/III w płaszczyźnie pionowej: a) dla częstotliwości 175 MHz, b) dla częstotliwości 200 MHz, c) dla częstotliwości 225 MHz



Rys. 13. Zależność zysku energetycznego elementu antenowego typu EA-4-VH/III od częstotliwości

5. ANTENA TELEWIZYJNA

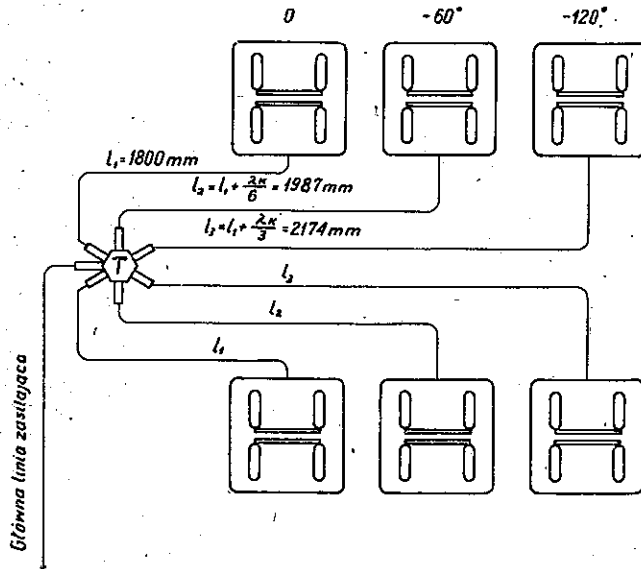
Omówione poprzednio elementy antenowe typu EA-4-VH/III posłużyły do zbudowania anteny telewizyjnej dla jednego z ośrodków nadawczych w Polsce (rys. 14). Antena składa się z sześciu elementów umieszczonych w dwóch poziomach, po trzy elementy w każdym poziomie. Do rozdziału



Rys. 14. Montaż anteny telewizyjnej

energii pomiędzy elementami antenowymi służy specjalny transformator rozdzielczy [4]. Układ zasilania (rys. 15) zapewnia kompensację fali odbitej [5]. Antena jest przystosowana do pracy w 6 kanale ($174 \div 182$ MHz), przy czym WFS w głównej linii zasilającej w pasmie częstotliwości 6 kanału nie przekracza wartości 1,06, a w całym pasmie 1,10. Antena promie-

niuje falę spolaryzowaną pionowo. Charakterystyka promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej zapewnia wytłumienie mocy promieniowanej w kierunku niepożądanym. Zysk mocy anteny wynosi 4,5 (6,5 dB),

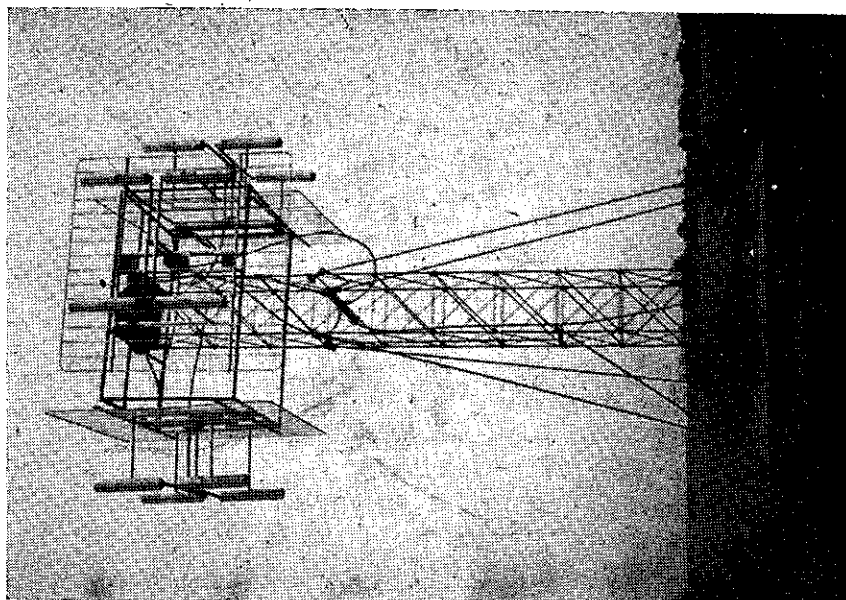


Rys. 15. Układ połączeń anteny telewizyjnej

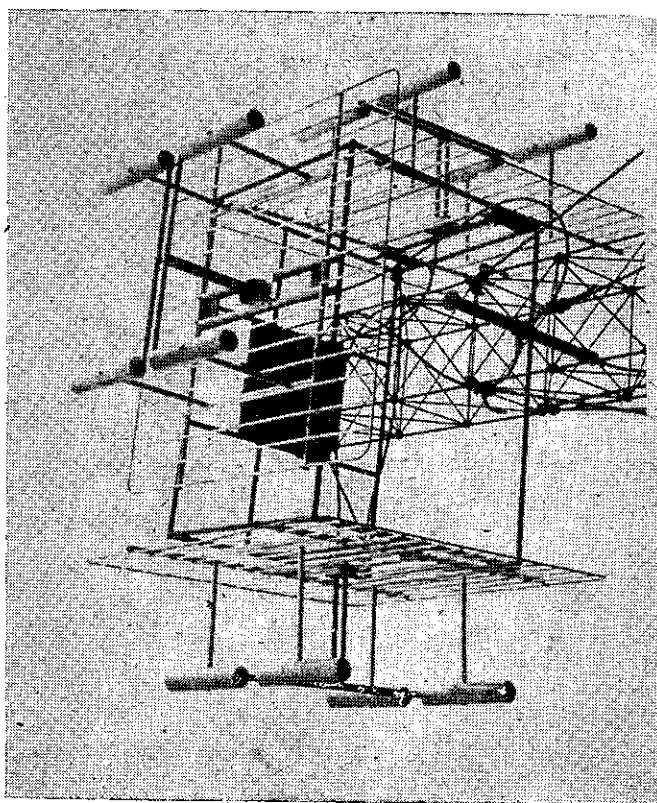
a maksymalna moc promieniowana (po uwzględnieniu sprawności linii zasilającej) przy mocy nadajnika 300 W — osiąga 830 W.

6. POMIAR CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA ANTENY W PŁASZCZYŹNIE POZIOMEJ

Mały ciężar elementów antenowych pozwolił na pomiar tej charakterystyki dla całej anteny. W tym celu elementy antenowe zamontowano na specjalnej ramie w taki sposób, w jaki mają pracować w antenie rzeczywistej. Dla określenia charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej wystarczy model tylko jednego poziomu anteny (rys. 16). Ramę wraz z elementami umieszczono więc na lekkim maszcie o wysokości 4 m, ustawionym na konstrukcji obrotowej, używanej do pomiaru charakterystyk promieniowania elementów antenowych (rys. 17). Pomiar przeprowadzono za pomocą Z-g Diagraphu, w układzie opisanym

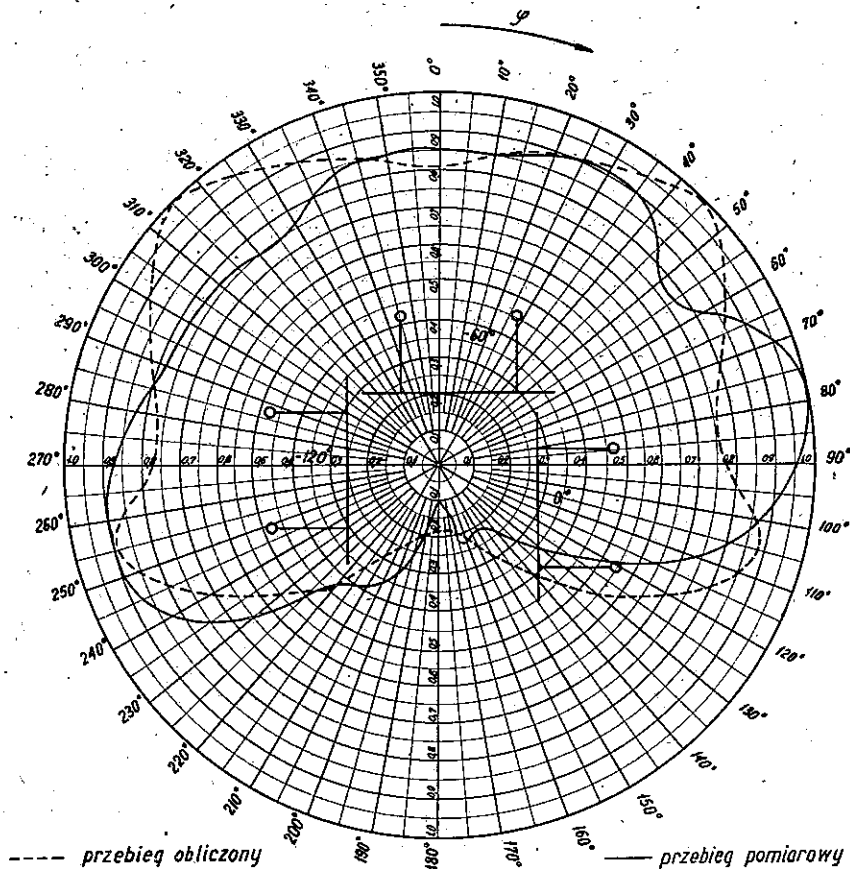


Rys. 17. Pomiar charakterystyki promieniowania anteny telewizyjnej w płaszczyźnie poziomej



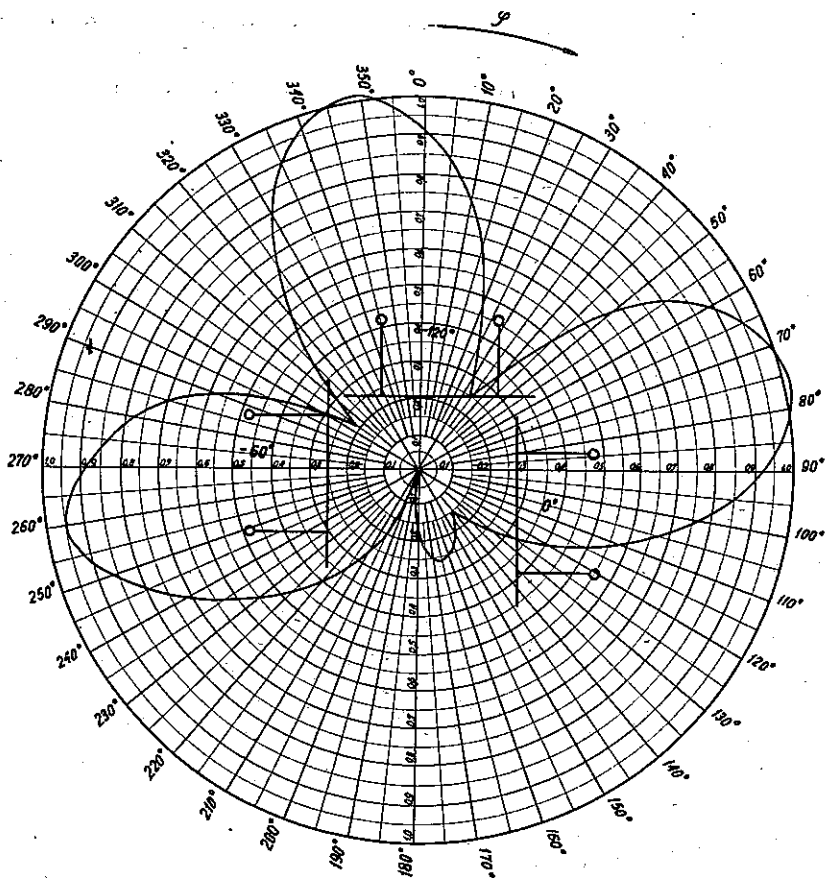
Rys. 16. Model anteny telewizyjnej

w rozdz. 4. Wynik pomiaru podano na rys. 18, na którym naniesiono także przebieg obliczony teoretycznie. Pewne rozbieżności pomiędzy charakterystyką obliczoną i zmierzoną wynikają z pominięcia przy liczeniu wstęcznego promieniowania elementów.



Rys. 18. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej anteny telewizyjnej

Na rysunku 19 przedstawiono charakterystykę promieniowania, zmierzoną po zamianie miejscami kabli łączących. Uzyskany wynik zwraca uwagę na konieczność rozszerzenia badań w czasie odbioru technicznego anteny, o przynajmniej jakościowe określenie kształtu poziomej charakterystyki promieniowania, jak również zysku energetycznego anteny [6, 7, 8].



Rys. 19. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej anteny telewizyjnej po zamianie miejscami kabli łączących

WYKAZ LITERATURY

1. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Anteny nadawcze dla krajowej sieci telewizyjnej i radiofonii w zakresie fal ultrakrótkich. Biuletyn Techniczny Ministerstwa Łączności 1961, nr 5/26, s. 6.
2. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Szerokopasmowy element antenowy na III pasmo OIRT EA-1-H/III — Przegląd Telekomunikacyjny 1962, nr 10, s. 296.
3. King R. W. P.: The Theory of Linear Antennas. Harvard University Press Cambridge, Massachusetts 1956.
4. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Szerokopasmowe transformatory antenowe — Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, Łączność IV, s. 81.

5. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Kompensacja fali odbitej w telewizyjnych liniach zasilających — Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, Łączność IV, s. 37.
6. Stohr W.: Fernseh-Sendeantennen für den Bereich der Dezimeterwellen, Rundfunktechnische Mitteilungen, Band V, 1961; s. 123.
7. Bem D. J.: Wyniki pomiarów: poziomej charakterystyki promieniowania telewizyjnej anteny nadawczej na Ślęży. Biuletyn Techniczny Ministerstwa Łączności (w druku).
8. Kear F. G., Kershner S. W.: Determining the Operational Patterns of Directional TV Antennas, PIRE June 1960; s. 1088.

T. Tomankiewicz

D. I. Bem

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ АНТЕННЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ДЛЯ III ДИАПАЗОНА ОИРТ EA-4-VH/III

Резюме

В работе описан антенный излучатель типа EA-4-VH/III предназначенный для сборки антенных систем, работающих в III диапазоне ОИРТ с почти производной горизонтальной диаграммой излучения, большим выигрышем в мощности, а также вертикальной либо горизонтальной поляризацией. Коэффициент отражения на входе элемента не превышает 4% во всем диапазоне, а большой выигрыш в мощности для средней частоты диапазона равен 7.

В работе описаны измерения, конструктивное исполнение и настройка антенного излучателя. Описана также телевизионная передающая антенна составленная из антенных элементов типа EA-4-VH/III.

T. Tomankiewicz

D. J. Bem

GENERAL PURPOSE BROAD-BAND ELEMENTARY AERIAL EA-4-VH/III FOR THE THIRD OIRT FREQUENCY BAND

Summary

In the paper is described an elementary aerial EA-4-VH/III used for the construction of antenna arrays for the third OIRT frequency band. The reflection coefficient at the input of the elementary aerial is smaller than 4% for the whole band; the power gain for the mean frequency is equal to 7. The antenna arrays show large power gain, horizontal or vertical polarization, and may be made to have an almost arbitrary horizontal radiation pattern.

The mechanical design, measurements and tuning of the elementary aerial are discussed. A television transmitting antenna composed of the above elementary aeriels is described.

T. Tomankiewicz
D. J. Bem

LE BRIN D'ANTENNE UNIVERSEL À LARGE-BANDE TYPE EA-4-VH/III POUR
LA BANDE DE FRÉQUENCE OIRT/III

Resumé

Dans l'article est décrit un brin d'antenne type EA-4-VH/III destiné à former les associations d'antennes pour la bande de fréquence OIRT/III. Ces associations doivent présenter le diagramme de rayonnement presque horizontal, avec le gain considérable de puissance, à la polarisation horizontale ou verticale. Le coefficient de reflexion à l'entrée du brin ne dépasse pas 4% dans la bande entière, la gain de puissance pour la fréquence médiane de la bande est 7.

Sont ensuite traitées les solutions constructives, ainsi que les mesures et le mode d'ajustage des brins.

Enfin est décrite l'antenne émettrice de télévision, composée des brins en question.

T. Tomankiewicz
D. J. Bem

UNIVERSALES BREITBANDANTENNENELEMENT EA-4-VH/III FÜR DEN
DRITTEN OIRT FREQUENZBEREICH

Zusammenfassung

Im Aufsatz wird ein Antennenelement EA-4-VH/III beschrieben, welches zum Aufbau von Antennenanlagen benutzt wird, die im dritten Frequenzbereich mit einer beinahe beliebigen horizontalen Strahlungscharakteristik, grossem Leistungsgewinn und bei horizontaler und vertikaler Polarisation arbeiten. Der Reflexionsfaktor an Eingangsklemmen des Antennenelementes ist kleiner als 4% im ganzen Frequenzbereich; der Leistungsgewinn für die Mittelfrequenz des Bandes beträgt 7.

Es wird konstruktive Aufbau, die Messungen und die Abstimmung des Antennenelementes besprochen. Es wird eine aus obenerwähnten Antennenelementen bestehende Fernsehsendeantenne beschrieben.

TADEUSZ TOMANKIĘWICZ
DANIEL JÓZEF BEM

621.396.67.029.62

PROJEKTOWANIE NADAWCZYCH ANTEN ULTRAKRÓTKOFALOWYCH DO CELÓW ROZSIEWCZYCH

Manuskrypt dostarczono do Komitetu Redakcyjnego
27. 2. 1962 r. (1 redakcja)
11. 6. 1963 r. (2 redakcja)

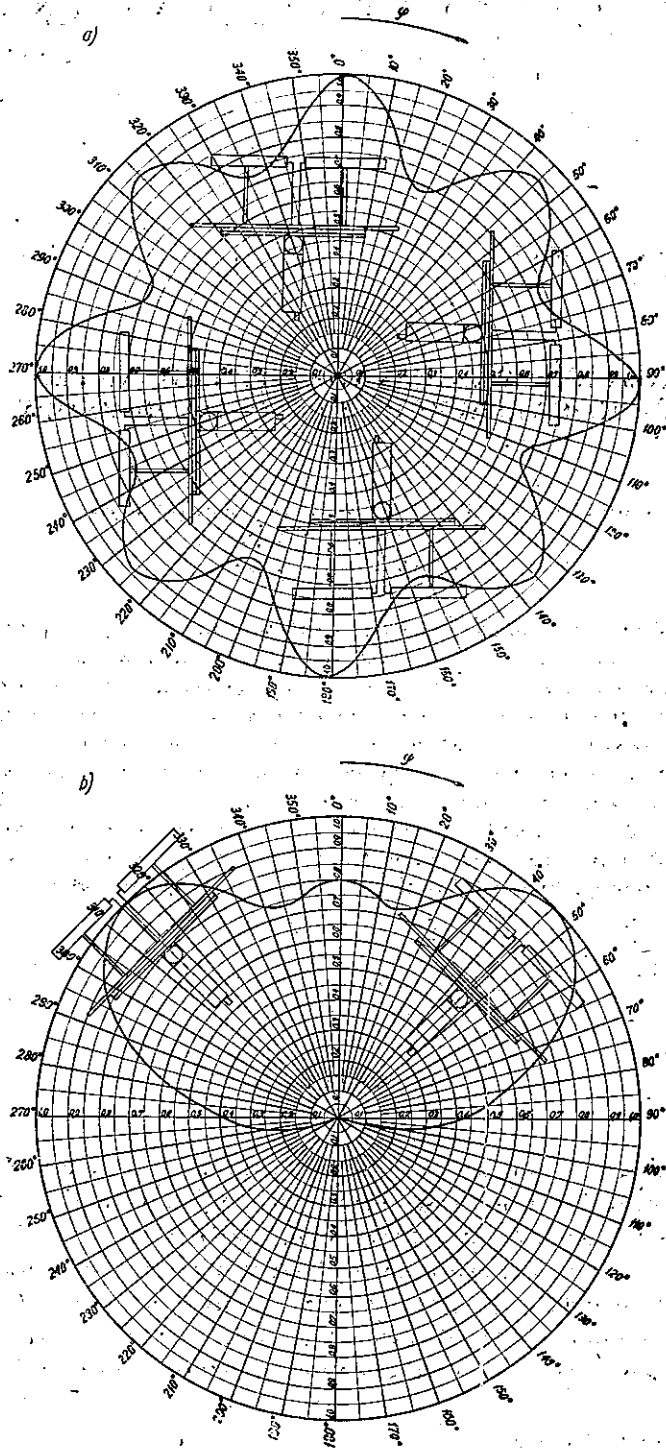
W pracy przedyskutowano wpływ rozmieszczenia elementów antenowych na kształt poziomej charakterystyki promieniowania. Opisano metody liczenia poziomej i pionowej charakterystyki promieniowania oraz zysku energetycznego anteny. Omówiono sposób zasilania elementów antenowych z uwzględnieniem kompensacji fali odbitej. Podano liczne przykłady obliczeń i rozwiązań układów antenowych. Omówiono wpływ pionowej charakterystyki promieniowania anteny na rozkład natężenia pola elektromagnetycznego na małych odległościach. Podano wymagania dotyczące konstrukcji masztu, w szczególności przedyskutowano wpływ odchylenia masztu od pionu pod wpływem wiatru i nasłonecznienia.

1. WSTĘP

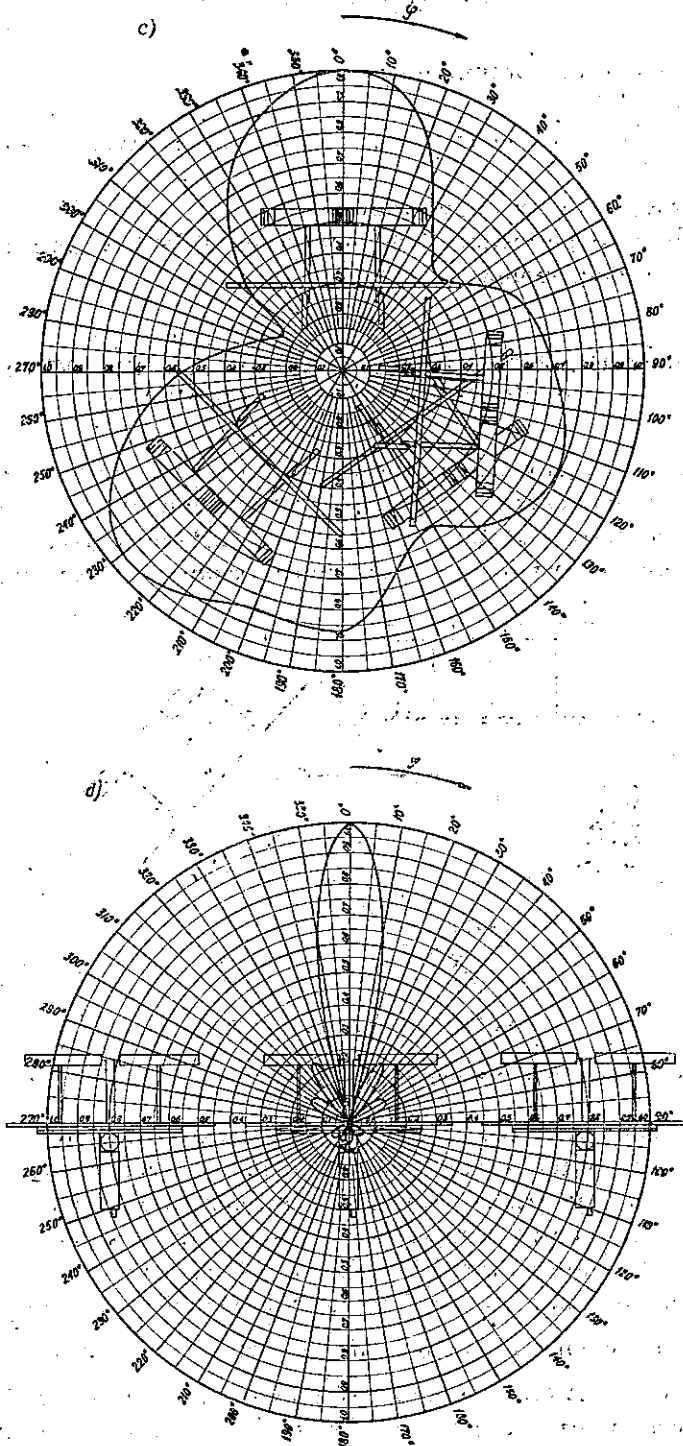
Ogólne założenia do projektu anteny wynikają z projektu sieci telewizyjnej lub radiofonicznej i są kompromisem pomiędzy współczynnikiem pokrycia i kosztami inwestycyjnymi, dla ustalonej jakości służby.

Przy projektowaniu krajowej sieci telewizyjnej i radiofonicznej ultrakrótkofalowej zdecydowano się budować anteny nadawcze z typowych elementów antenowych [1]. Konstruktor anteny nadawczej otrzymuje więc następujące dane i warunki techniczne, które ma spełniać projektowana antena:

- zakres częstotliwości,
- kształt charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej,



Rys. 1. Przykłady charakterystyk promieniowania anten w płaszczyźnie poziomej:
 a) charakterystyka dookólna anteny (przykład 1); b) charakterystyka kardoidalna anteny stacji retransmisyjnej (przykład 2);

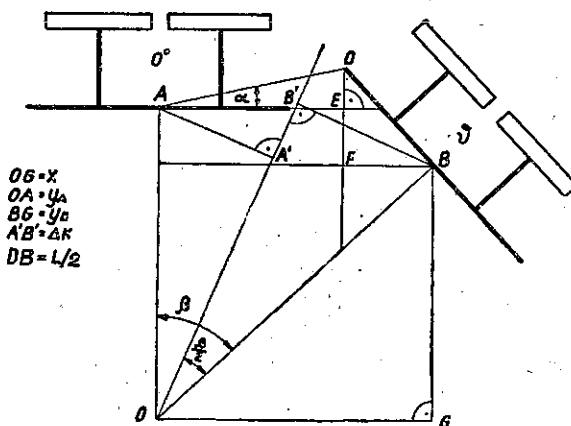


c) charakterystyka anteny (przykład 3) z wytłumieniem w trzech kierunkach;
 d) charakterystyka jednokierunkowa (Ballempfang)

- maksymalną moc promieniowaną,
- moc nadajnika,
- sposób zasilania (niedzielona, dwudzielna z czynną rezerwą linii zasilającej),
- polaryzację fali promieniowanej,
- impedancję dopasowania i dopuszczalny WFS ¹⁾ w linii zasilającej,
- wysokość zawieszenia.

2. ROZMIESZCZENIE ELEMENTÓW ANTENOWYCH W PŁASZCZYZNIE POZIOMEJ

Projektowanie anteny należy rozpocząć od rozmieszczenia elementów antenowych w płaszczyźnie poziomej. Liczbę elementów i kierunki ich rozmieszczenia można ustalić na podstawie zadanego kształtu charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej. W przypadku cha-



Rys. 2. Rozmieszczenie elementów antenowych w płaszczyźnie poziomej

rakterystyki dookólnej stosuje się cztery elementy ustawione symetrycznie (rys. 1a). Charakterystykę promieniowania o kształcie zbliżonym do kardioidy można uzyskać za pomocą dwóch elementów (rys. 1b). Dalsze przykłady charakterystyk promieniowania i odpowiadające im ustawienie elementów antenowych podano na rys. 1c i 1d.

Ze względu na kompensację fali odbitej elementy antenowe są zasilane z przesunięciem fazy o kąt $\frac{\pi}{n}$ lub $\frac{2\pi}{n}$, gdzie n jest liczbą elementów w płaszczyźnie poziomej (ścian). Wyrównanie przesunięć fazowych wprowadzanych przez kompensację uzyskuje się przez takie ustawienie

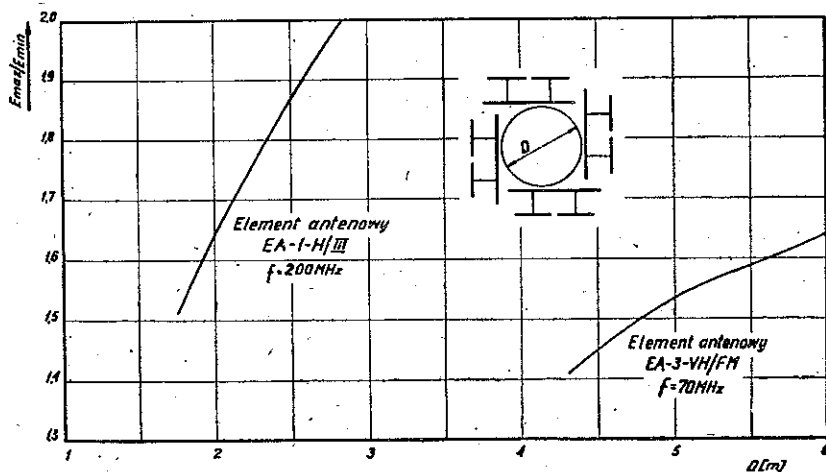
¹⁾ WFS — współczynnik fali stojącej.

elementów, aby rzuty ich środków elektrycznych na kierunek dwusiecznej kąta pomiędzy normalnymi do elementów były przesunięte o odciinek ΔK , określony równaniem (rys. 2)

$$\Delta K = \frac{\nu}{2\pi} \lambda \quad (1)$$

gdzie:

- ν — przesunięcie fazy w zasilaniu elementów,
- λ — długość fali.



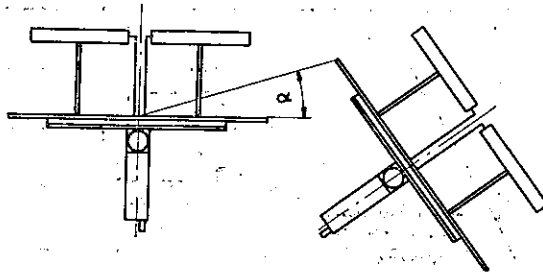
Rys. 3. Zależność nierównomierności charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej od średnicy koła, na którym rozmieszczono elementy antenowe

Można wykazać, że nierównomierności charakterystyki promieniowania zależą od średnicy koła, na którym rozmieszczone są elementy antenowe. Wyniki obliczeń dla stosowanych w kraju elementów antenowych przedstawiono na rys. 3. W związku z tym dąży się do możliwie ciasnego umieszczenia elementów, dopuszczając nawet pewne zacielenie (rys. 4). Dopuszczalną, ze względu na zniekształcenie charakterystyki promieniowania anteny, wielkość kąta zacielenia ustalono doświadczalnie równą 10° . Uwzględniając powyższe, dla elementów rozmieszczonych jak na rys. 2, otrzymuje się następujące równania na współrzędne ich środków elektrycznych:

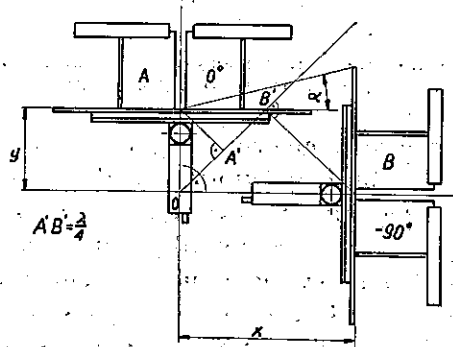
$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{2 \Delta K \cos \alpha + L \cos \frac{\beta}{2} \sin(\beta + \alpha)}{\cos \alpha - \cos(\beta + \alpha)} \sin \frac{\beta}{2} \\ Y_A &= \frac{X - 2 \Delta K \sin \frac{\beta}{2}}{\sin \beta} \\ Y_B &= X \operatorname{ctg} \beta \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Dla elementów ustawionych prostopadłe (rys. 5) — $\beta = 90^\circ$ i równania (2) sprowadzają się do postaci:

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{L + 2\sqrt{2}\Delta K}{2(1 + \operatorname{tg} \alpha)} \\ Y &= \frac{L - 2\sqrt{2}\Delta K \operatorname{tg} \alpha}{2(1 + \operatorname{tg} \alpha)} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$



Rys. 4. Kąt zacienienia elementów antenowych



Rys. 5. Prostopadłe ustawienie elementów antenowych

3. METODY OBLICZANIA CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE POZIOMEJ

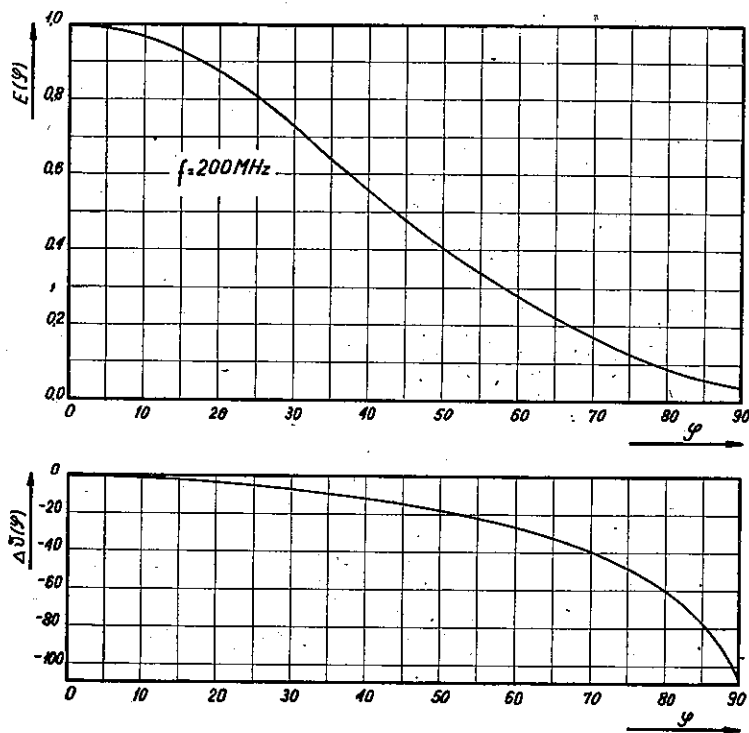
W ogólnym przypadku charakterystyka promieniowania elementu antenowego jest zespoloną funkcją dwóch zmiennych θ i φ / θ i φ współrzędne układu biegunowego/. Przy obliczaniu charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej interesuje nas tylko charak-

terystyka promieniowania elementu dla $\Theta = \frac{\pi}{2}$, która jest już funkcją jednej zmiennej i może być przedstawiona w postaci (rys. 6) [10]

$$\hat{E}(\varphi) = E(\varphi) e^{j\Delta\nu(\varphi)} \quad (4)$$

gdzie:

$$\Delta\nu(\varphi) = \nu(\varphi) - \nu(0).$$



Rys. 6. Charakterystyka promieniowania elementu antenowego w płaszczyźnie poziomej EA-1-H

W zależności od rozmieszczenia elementów w płaszczyźnie poziomej promieniowanie do odległego punktu M dociera od jednego lub większej liczby elementów (rys. 7). Określenie charakterystyki promieniowania polega na zsumowaniu wektorów natężeń pól od wszystkich elementów. Przy sumowaniu natężeń dla poszczególnych kierunków należy uwzględnić różnicę faz wynikłą wskutek:

- przesunięcia fazy w zasilaniu ν ,
- zespolonego charakteru charakterystyki promieniowania,
- różnicy długości dróg do poszczególnych elementów do punktu, w którym określa się natężenie pola $A' B'$.

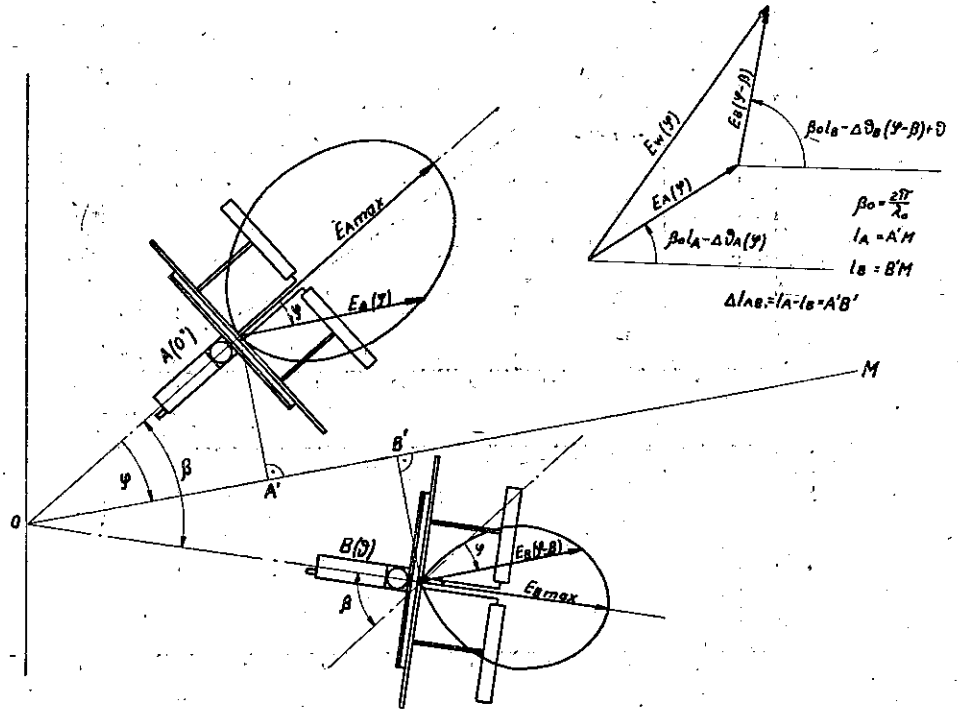
Dla przypadku dwóch elementów (rys. 7), pole w odległym punkcie jest wyrażone zależnością

$$E(\varphi) = \sqrt{E_A^2(\varphi) + E_B^2(\varphi - \beta) + 2E_A(\varphi)E_B(\varphi - \beta)\cos\nu_{AB}} \quad (5)$$

gdzie:

$$\nu_{AB} = \beta_0 \Delta L_{AB} + \nu + \Delta\nu_B - \Delta\nu_A$$

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$$



Rys. 7. Sumowanie natężeń pól od dwóch elementów antenowych

Różnica dróg od elementów antenowych do punktu M jest określona równaniem:

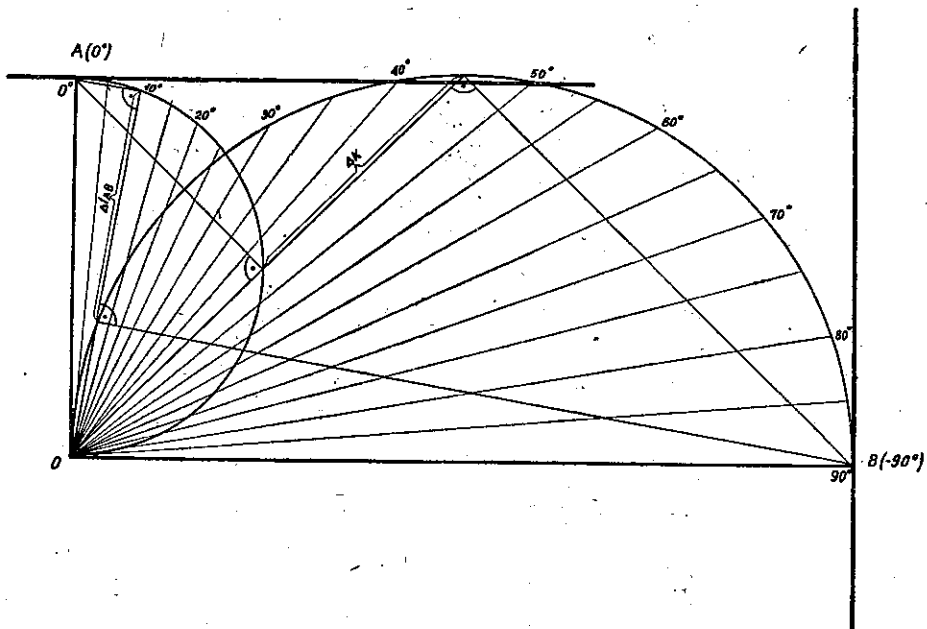
$$\Delta L_{AB} = \sqrt{x^2 + y_B^2} \cos(\beta - \varphi) - y_A \cos \varphi \quad (6)$$

Dla elementów ustawionych prostopadłe — $\beta = \frac{\pi}{2}$ i wyrażenie (6) sprowadza się do postaci:

$$\Delta L_{AB} = \frac{x}{\cos \kappa} \sin(\varphi - \kappa) \quad (7)$$

gdzie: $\kappa = \arctg \frac{\varphi}{x}$.

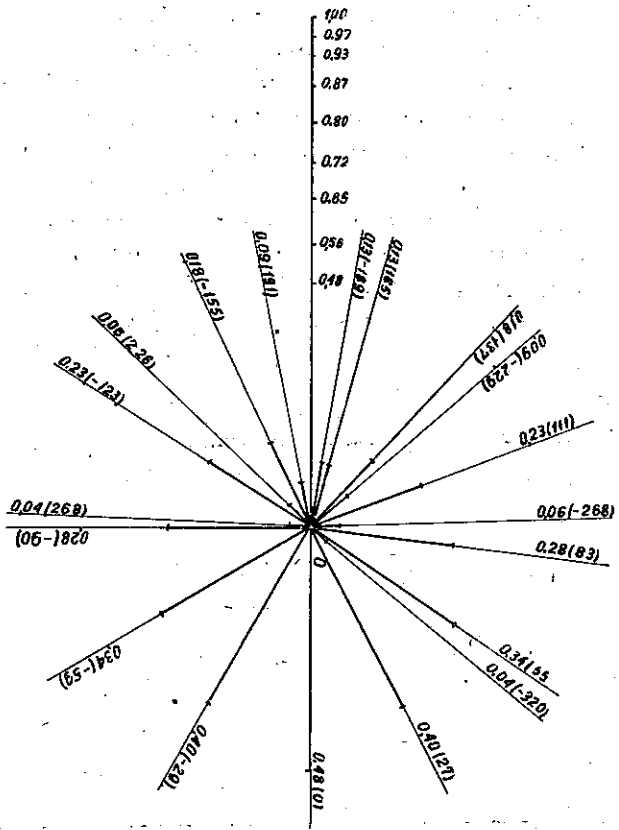
Określenie charakterystyki promieniowania anteny na podstawie zależności (5) jest bardzo żmudne. Znaczne przyspieszenie obliczeń uzyskuje się przez zastosowanie opisanej poniżej metody graficznej. Dokładność obliczenia tą metodą jest zupełnie wystarczająca do celów praktycznych. Obliczenia rozpoczyna się od wykonania w odpowiedniej skali (1:10; 1:20) rysunku rozmieszczenia elementów antenowych w płaszczyźnie poziomej (rys. 8). Z punktu przecięcia normalnych do elementów O rysujemy pęk półprostych. Kąt pomiędzy półprostymi wybieramy w zależności od żądanej dokładności obliczania. Dla obszarów wyrównanej charakterystyki wystarczy przyjąć punkty obliczeniowe



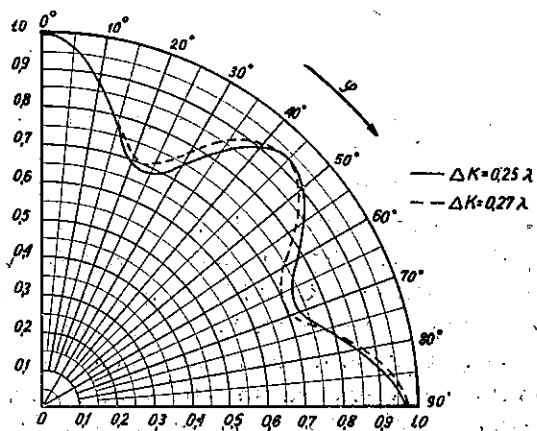
Rys. 8. Wykres pomocniczy do obliczania charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej

co 5° ; dla miejsc o szybkich zmianach kształtu charakterystyk punkty obliczeniowe należy zagęścić. Na odcinkach OA i OB (jako średnicach) wrysowujemy dwa półokręgi. Odcinek półprostej, zawarty pomiędzy półokręgami i oznaczony na rys. 8 ΔK lub Δl_{AB} , wyznacza w skali różnicę dróg, jaką przebywa promieniowanie od elementów promieniujących do odległego punktu. Obliczenia można dla wygody ująć w tabelkę.

W tabelicy 1 podano przykład obliczeń dla układu elementów z rys. 8 ($x = 1040$ mm; $y = 510$ mm; $\Delta K = 0,25 \lambda$). Po wyznaczeniu kąta φ_{AB} sumowanie natężeń pól od elementów A i B przeprowadzamy również



Rys. 9. Graficzne sumowanie natężeń pól



Rys. 10. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej (ilustracja do tablicy 1)

Tablica 1

Przeliczenie charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej

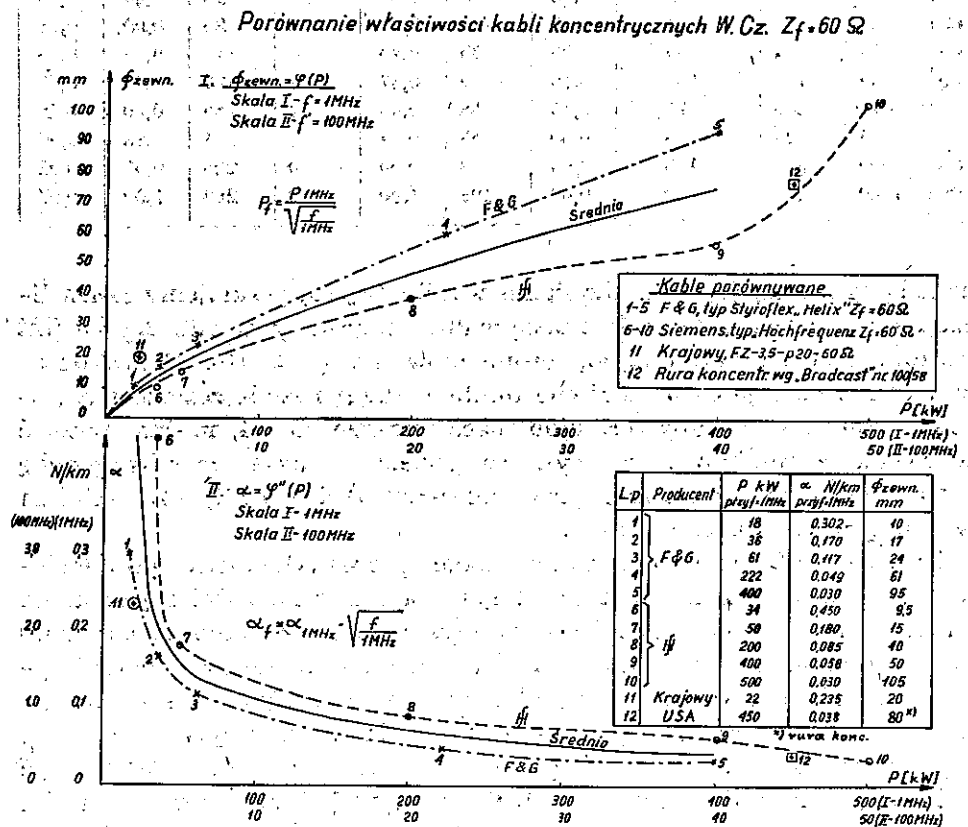
φ	Δl_{AB}	$\beta \Delta l_{AB}$	$\beta \Delta l_{AB} - 90^\circ$	$E_A(\varphi)$	$\Delta v_A(\varphi)$	$E_B(\varphi)$	$\Delta v_B(\varphi)$	$v_{AB}(\varphi)$	$E_w(\varphi)$	$E_w^*(\varphi)$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	-510	-122	-212	1,00	0	0,04	-108	-320	1,03	1,00
5	-415	-100	-190	0,99	0	0,06	-78	-268	0,99	0,96
10	-340	-82	-172	0,97	-1	0,09	-58	-229	0,91	0,88
15	-220	-53	-143	0,93	-2	0,13	-48	-189	0,80	0,78
20	-125	-30	-120	0,87	-4	0,18	-39	-155	0,71	0,69
25	-25	-6	-96	0,80	-6	0,23	-33	-123	0,70	0,68
30	80	19	-71	0,72	-8	0,28	-27	-90	0,77	0,75
35	180	43	-47	0,65	-10	0,34	-22	-59	0,87	0,84
40	275	66	-24	0,56	-12	0,40	-19	-31	0,93	0,90
45	375	90	0	0,48	-15	0,48	-15	0	0,96	0,93
50	465	112	22	0,40	-19	0,56	-12	29	0,93	0,90
55	555	133	43	0,34	-22	0,65	-10	55	0,89	0,86
60	640	154	64	0,28	-27	0,72	-8	83	0,80	0,78
65	725	174	84	0,23	-33	0,80	-6	111	0,75	0,73
70	800	192	102	0,18	-39	0,87	-4	137	0,75	0,73
75	870	209	119	0,13	-48	0,93	-2	165	0,80	0,78
80	935	224	134	0,09	-58	0,97	-1	191	0,88	0,85
85	990	238	148	0,06	-78	0,99	0	226	0,95	0,92
90	1040	250	160	0,04	-108	1,00	0	268	1,00	0,97

metodą graficzną (rys. 9). Uzyskane wyniki ($E_w(\varphi)$) poddajemy normalizacji dzieląc przez wartość maksymalną. Uzyskany wynik $E_w^*(\varphi)$ jest poszukiwaną charakterystyką promieniowania (rys. 10). Charakterystyka ta wykazuje dwa nierówne minima. Przez rozmieszczenie elementów w taki sposób, aby ΔK było nieco większe od $\lambda/4$, można uzyskać wyrównanie minimów. Na rys. 10 pokazano także charakterystykę promieniowania przeliczoną przy założeniu $\Delta K = 0,27\lambda$; oba minima w tym przypadku są jednakowe.

Przy skomplikowanym kształcie żądanej charakterystyki promieniowania może się okazać, że charakterystyka obliczona różni się znacznie od założonej. Wynik obliczeń należy wykorzystać do skorygowania rozmieszczenia elementów antenowych i ponownie przeliczyć charakterystykę promieniowania. Należy podkreślić, że nie można uzyskać dowolnego kształtu charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej. Wymagania dotyczące jej kształtu powinny więc być formułowane dość ogólnie, na przykład przez określenie kąta, w którym charakterystyka powinna być maksymalnie wyrównana, oraz kierunków i stopnia wytłumienia promieniowania.

4. WYBÓR GŁÓWNEJ LINII ZASILAJĄCEJ

Zadaniem głównej linii zasilającej jest doprowadzenie energii z nadajnika do anteny, przy możliwie dużej sprawności układu. Sprawność przenoszenia energii zależy od tłumienia linii zasilającej i dopasowania impedancji. W urządzeniach telewizyjnych znacznie ostrzejsze warunki dopasowania impedancji stawia występowanie odbić energii, powodujących powstawanie tzw. zjaw na obrazie. Wynikająca stąd maksymalna, dopuszczalna wartość WFS w linii zasilającej wynosi 1,06. Na tę wartość składają się: niedopasowanie anteny, tolerancja impedancji charakterystycznej i niejednorodności linii zasilającej. Główna linia zasilająca może być wykonana ze sztywnych rur miedzianych (fider rurowy) lub z kabla koncentrycznego o budowie półelastycznej, z izolacją polietylenowo-powietrzną (fider kablowy). W fiderach rurowych występują poważne trudności z zachowaniem jednorodności impedancji i uszczelnieniem



Rys. 11 Wykres do porównania parametrów kabli koncentrycznych.

wszystkich połączeń, dla zabezpieczenia się przed wpływem warunków atmosferycznych.

Przy wyborze kabla koncentrycznego na główną linię zasilającą należy uwzględnić moc przenoszoną i tłumienie linii. Szczególnie, przy nadajnikach małej mocy, może zaistnieć potrzeba stosowania kabla przenoszącego większą moc, dla uzyskania żądanej sprawności. W tabl. 2 podano przykładowo parametry kilku typów kabli koncentrycznych. Dla porównania własności kabli różnych producentów wygodnie jest sporządzić wykresy porównawcze (rys. 11).

Sprawność głównej linii zasilającej wyznacza się z równania

$$\eta_l = e^{-2\alpha L_l} \quad (8)$$

gdzie:

α — tłumienność kabla [N/km],

L_l — długość linii [km].

5. OKREŚLENIE LICZBY ELEMENTÓW ANTENOWYCH

Moc P_a doprowadzona do anteny wyraża się równaniem

$$P_a = \eta_l P_n \quad (9)$$

gdzie P_n — moc nadajnika.

Przy określonej, maksymalnej mocy promieniowanej P_{max} można wyznaczyć potrzebny zysk energetyczny anteny jako:

$$G = \frac{P_{max}}{P_a} \quad (10)$$

W pierwszym przybliżeniu zysk energetyczny anteny może być określony na podstawie zależności

$$G = \frac{m}{n} G_1 \quad (11)$$

gdzie:

n — liczba ścian,

m — liczba elementów antenowych w ścianie,

G_1 — zysk jednego elementu.

Zysk energetyczny G_1 pojedynczego elementu anteny może być zmierzony lub obliczony na podstawie znanych jego charakterystyk promieniowania metodą omówioną poniżej w rozdz. 7.

Liczba ścian (liczba elementów w płaszczyźnie poziomej) została już wyznaczona przy obliczaniu charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej. Na podstawie (10) i (11) można wyznaczyć teraz liczbę elementów w ścianie, a więc i całkowitą liczbę elementów.

Tablica 2

Parametry niektórych typów kabli koncentrycznych

Typ	Producent	Izolacja	Impe- dancja charakter. Ω	Pojemn. jednostk. nF/km	Tłumienie N/km				Moc kW				\varnothing przew. mm	\varnothing ekranu mm	Ciężar kg/km	
					30 MHz	100 MHz	200 MHz	300 MHz	30 MHz	100 MHz	200 MHz	300 MHz				
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
2YCC2Y 2,2/9,5	S&H	polietylenowa	$60 \pm 2\%$	85-90	2,8	6,0	8,8	11,0	1,8	0,9	0,6	0,48	14,3	2,2	0,95	
2YZKY 4/18	S&H	polietylenowa	$60 \pm 2\%$	85-90	1,4	2,9	4,4	5,4	6,5	3,5	2,5	2,0	22,5	4	18	
5/15 h, Ts	S&H	poliet.-pow.	$60 \pm 1\%$		1,1	2,0	2,8	3,4	5,1	2,8	2,0	1,6	24,5	5	15	680
LsSkb2Y 14/40	S&H	poliet.-pow.	$60 \pm 1\%$		0,5	0,9	1,4	1,6	55	30	20	16	50	14	40	1640
LsSkb2Y 20/58	S&H	poliet.-pow.	$60 \pm 1\%$		0,32	0,6	0,83	1,1	90	48	31	25	72	20	58	3400
LsSkb2Y 36/105	S&H	poliet.-pow.	$60 \pm 1\%$		0,18	0,33	0,5	0,7	180	90	63	51	121	36	105	7000
3 1/8-5(51,5)	F&G	poliet.-pow.	50, 51,5 $\pm 1\%$	72 70	0,25	0,5	0,7	0,9	75	40	27	20	79,4	29,4	70,3	4320
8/24 W	Telefunken	poliet.-pow.	$60 \pm 2\%$	60	0,65	1,2	1,6	2,0	10	5	3,2	2,5				
4/18	Telefunken	poliet.-pow.	$60 \pm 5\%$	84	1,6	3,2			4,5	2						

W równaniu (11) zakłada się, że liczba elementów we wszystkich ścianach jest jednakowa. Jeśli liczba elementów w ścianach jest różna, to zysk energetyczny anteny może być oszacowany na podstawie zależności

$$G = \frac{m'}{w} G_1 \quad (12)$$

gdzie:

- w — całkowita liczba elementów antenowych,
 m' — największa liczba elementów antenowych w ścianie.

6. CHARAKTERYSTYKA PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ

Rozmieszczenie elementów antenowych w płaszczyźnie pionowej jest podyktowane wymaganym kształtem charakterystyki promieniowania w tej płaszczyźnie oraz sprzężeniami występującymi pomiędzy elementami. W tabl. 3 podano optymalne odległości pomiędzy środkami elementów w płaszczyźnie pionowej.

Tablica 3

Optymalne odległości pomiędzy elementami w płaszczyźnie pionowej

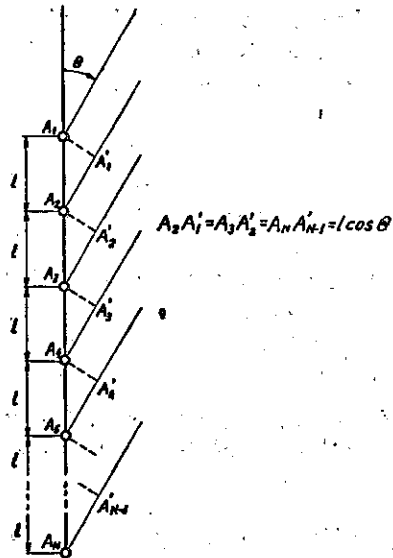
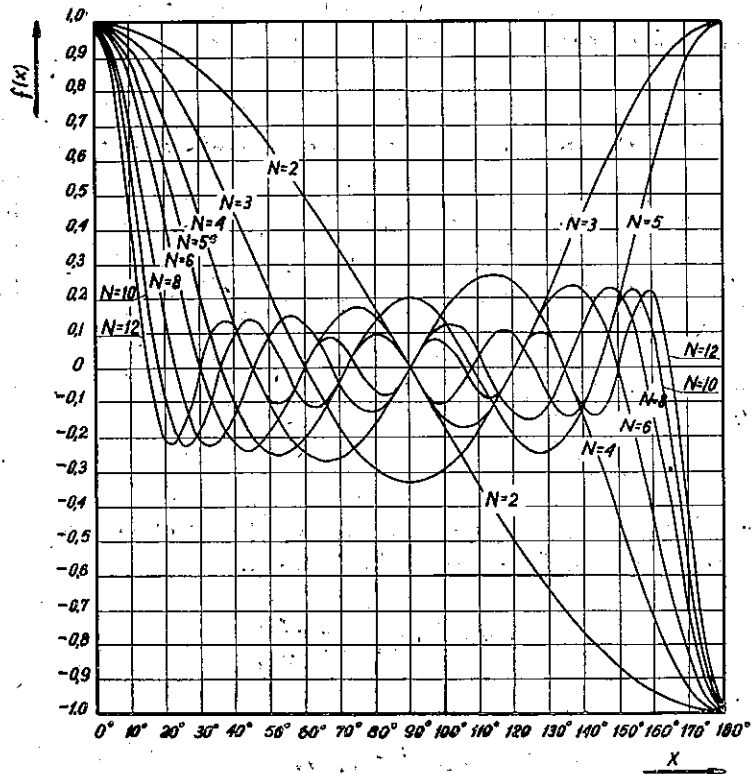
Typ elementu		EA-1- -H/III	EA-2- -VH/FM	EA-3- -VH/I	EA-4- -VH/III	EA-5- -H/II	EA-6- -V/III
Optymalna odległość pomiędzy środkami elementów w płaszczyźnie pionowej	polaryzacja pozioma	3800	4400	8650	2100	8700	—
	polaryzacja pionowa	—	4400	7500	2100	—	3800

Charakterystyka promieniowania N źródeł izotropowych, osiowo ułożonych (rys. 12), jest określona równaniem

$$f'(\theta) = f(x) = \frac{\sin Nx}{N \sin x} \quad (13)$$

gdzie:

$$x = \frac{\pi L}{\lambda_0} \cos \theta$$

Rys. 12. Układ N osiowo ułożonych źródeł izotropowychRys. 13. Wykres funkcji $f(x)$

Wykres funkcji $f(x)$ dla kilku wartości N podano na rys. 13 [2]. Charakterystyka promieniowania źródeł rzeczywistych jest z kolei określona równaniem

$$E_w^*(\theta) = f(x) \cdot E_1(\theta) \quad (14)$$

gdzie $E_1(\theta)$ — jest charakterystyką promieniowania źródła rzeczywistego.

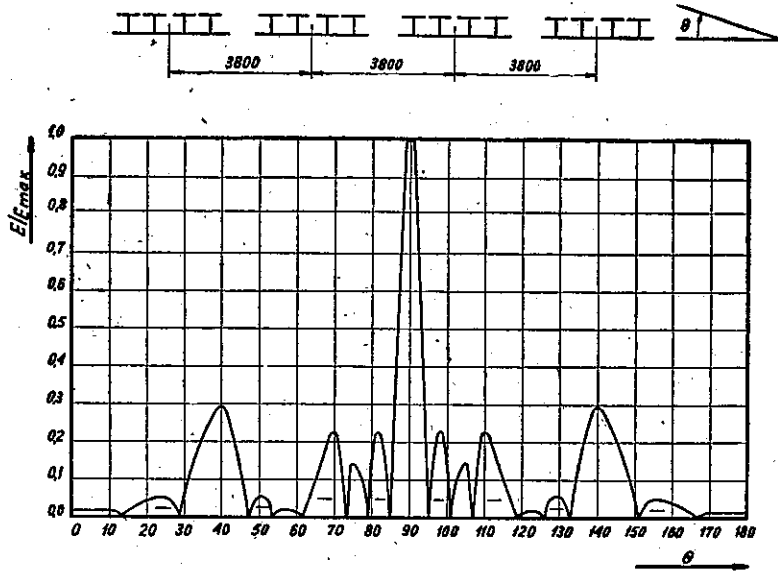
Tablica 4

Przeliczenie charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej

θ	$\cos \theta$	x	$f(x)$	$E_1(\theta)$	$E_w(\theta)$
1	2	3	4	5	6
0	1,0000	462	0,1899	0,06	0,01
5	0,9965	460	0,1632	0,08	0,01
10	0,9848	455	0,0858	0,10	0,01
13	0,9740	450	0,0000		0,00
15	0,9659	446	-0,0691	0,14	-0,01
20	0,9397	434	-0,2338	0,16	-0,04
25	0,9063	419	-0,2418	0,19	-0,05
28,7	0,8770	405	0,0000		0,00
30	0,8660	400	0,1330	0,23	0,03
35	0,8192	378	0,7694	0,27	0,21
40	0,7760	358	0,9970	0,29	0,29
45	0,7071	326	0,3106	0,30	0,09
47	0,6810	315	0,0000		0,00
50	0,6428	297	-0,2668	0,27	-0,07
54,1	0,5850	270	0,0000		0,00
55	0,5736	265	0,0858	0,19	0,02
60	0,5000	231	0,1308	0,05	0,01
61,3	0,4880	225	0,0000		0,00
65	0,4226	195	-0,8365	0,11	-0,09
70	0,3420	158	-0,6670	0,35	-0,23
73	0,2930	135	0,0000		0,00
75	0,2588	119	0,2569	0,59	0,15
78	0,2079	96	0,1022	0,72	-0,07
78,7	0,1950	90	0,0000		0,00
80	0,1736	80	-0,1632	0,81	-0,13
82	0,1392	64	-0,2699	0,87	-0,23
84	0,1045	48	-0,0699	0,92	-0,06
84,4	0,0973	45	0,0000		0,00
86	0,0698	32	0,3718	0,96	0,36
88	0,0349	16	0,8152	0,98	0,80
89	0,0175	8	0,9519	0,99	0,94
90	0,0000	0	1,0000	1,00	1,00

Jeśli liczba elementów w ścianach nie jest jednakowa, to charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie pionowej należy przeliczyć dla kierunku każdej ściany.

Przykład obliczenia charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej podano w tabl. 4, a wykres charakterystyki promieniowania podano na rys. 14.



Rys. 14. Charakterystyka promieniowania anteny telewizyjnej w płaszczyźnie pionowej (przykład 4)

7. ZYSK ENERGETYCZNY [3]

W ogólnym przypadku charakterystyka promieniowania anteny jest funkcją dwóch zmiennych: θ i φ

$$E^* = E(\theta, \varphi) \quad (15)$$

Zgodnie z definicją, zysk anteny względem anteny izotropowej jest określony równaniem

$$G_0 = \frac{4\pi}{\int E^2(\theta; \varphi) d\Omega} \quad (16)$$

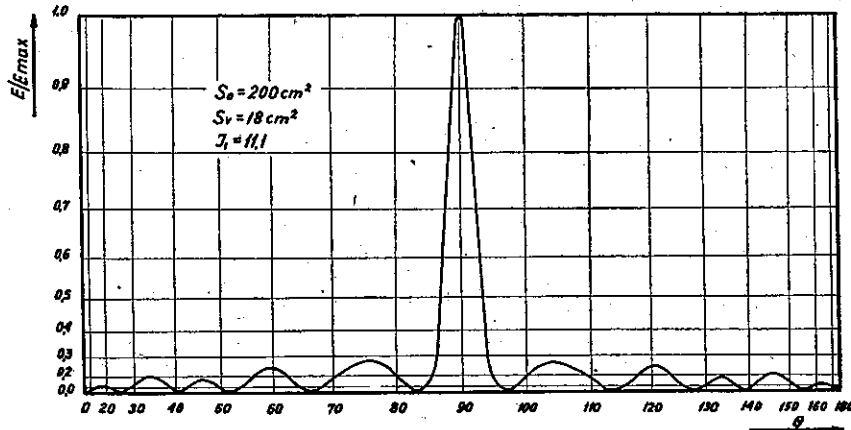
W pewnych przypadkach charakterystyki dla wszystkich kątów φ są podobne i różnią się tylko wielkością maksymalnego promieniowania. Matematycznie oznacza to, że E^* jest iloczynem dwóch funkcji, z których każda jest funkcją jednej zmiennej

$$E^* = E(\theta, \varphi) = H(\varphi) \cdot V(\theta) \quad (17)$$

$H(\varphi)$ reprezentuje tu charakterystykę promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej, a $V(\theta)$ — w płaszczyźnie pionowej. Biorąc pod uwagę, że $d\Omega = \sin \theta d\theta d\varphi$ całkę w mianowniku (16) można przedstawić w postaci

$$\begin{aligned} I &= \int E^2(\theta, \varphi) d\Omega = \int H^2(\varphi) V^2(\theta) \sin \theta d\theta d\varphi = \\ &= \int_0^\pi V^2(\theta) \sin \theta d\theta \int_0^{2\pi} H^2(\varphi) d\varphi \end{aligned} \quad (18)$$

Obie całki w (18) mogą być określone metodą graficzną. Dla ułatwienia obliczeń można wprowadzić specjalne prostokątne układy współrzędnych. Skalę kwadratową na osi rzędnych i kosinusoidalną na osi odciętych przyjmuje się dla określenia pierwszej całki. W uzyskany układ współrzędnych (rys. 15) wrysowuje się charakterystykę promie-



Rys. 15. Układ współrzędnych do całkowania charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej

niowania anteny w płaszczyźnie pionowej. Powierzchnia prostokąta tworzącego układ współrzędnych odpowiada całce $\int_0^\pi \sin \theta d\theta$ o wartości 2. Powierzchnię pod krzywą można wyznaczyć, na przykład, za pomocą planimetru. Stosunek obu powierzchni jest równy

$$J_1 = \frac{2}{\int_0^\pi V^2(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (19)$$

Dla określenia drugiej całki przyjmujemy układ współrzędnych ze skalą liniową na osi odciętych i kwadratową na osi rzędnych (rys. 16), w który wrysowujemy charakterystykę promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej.

szczyźnie poziomej. Stosunek powierzchni układu współrzędnych, równej 2π , do powierzchni pod krzywą jest

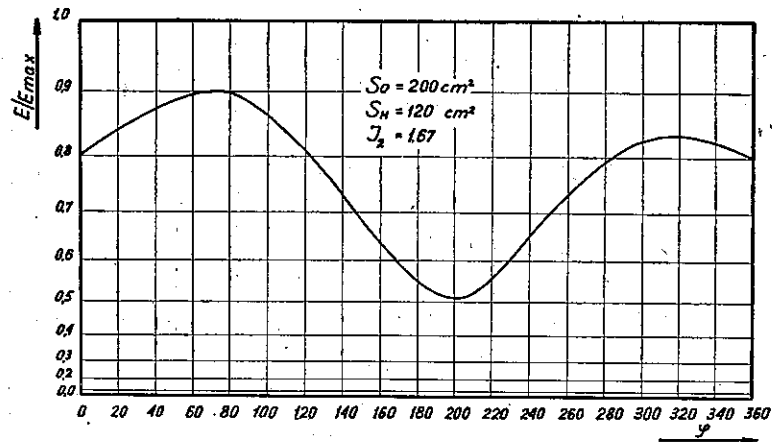
$$J_2 = \frac{2\pi}{\int_0^{2\pi} H^2(\varphi) d\varphi} \quad (20)$$

Iloczyn tych wartości jest zyskiem energetycznym anteny

$$G_0 = J_1 J_2 \quad (21)$$

Zysk energetyczny anteny (względem anteny półfalowej) uzyskamy dzieląc obliczoną poprzednio wartość przez 1,64

$$G_{1/2} = \frac{G_0}{1,64} \quad (22)$$



Rys. 16. Układ współrzędnych do całkowania charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej

W ogólnym przypadku charakterystyka w płaszczyźnie pionowej może być różna dla różnych φ . Można wtedy do obliczenia zysku podejść następująco:

Dzielimy kąt 2π na n części (w szczególności równych); całkę I możemy przedstawić w postaci

$$I = \int E^2(\Theta, \varphi) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E^2(\Theta, \varphi) d\Omega = \quad (23)$$

$$= \int_0^{\varphi_1} \int_0^\pi E^2(\Theta, \varphi) d\Omega + \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_0^\pi E^2(\Theta, \varphi) d\Omega + \dots + \int_{\varphi_{n-1}}^{2\pi} \int_0^\pi E^2(\Theta, \varphi) d\Omega$$

Wewnątrz przedziału $\varphi_K; \varphi_{K+1}$ możemy założyć, że $E(\Theta, \varphi)$ nie zależy od φ i jest równe wartości $E(\Theta, \varphi)$ w środku przedziału, więc

$$I = \int_0^{\varphi_1} d\varphi \int_0^{\pi} E^2 \left(\frac{\varphi_1}{2}, \Theta \right) \sin \Theta d\Theta + \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} d\varphi \int_0^{\pi} E^2 \left(\frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}, \Theta \right) \sin \Theta d\Theta + \dots + \int_{\varphi_{n-1}}^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} E^2 \left(\frac{2\pi + \varphi_{n-1}}{2}, \Theta \right) \sin \Theta d\Theta \quad (24)$$

Jeżeli 2π zostało podzielone na n równych części, to

$$\varphi_{K+1} - \varphi_K = \Delta\varphi \quad (25)$$

$$i \quad \int_{\varphi_K}^{\varphi_{K+1}} d\varphi = \frac{2\pi}{n} \quad (26)$$

$$w\acute{e}c \quad I = \frac{2\pi}{n} \left\{ \int_0^{\pi} E^2 \left(\frac{\Delta\varphi}{2}, \Theta \right) \sin \Theta d\Theta + \int_0^{\pi} E^2 \left(\frac{3\Delta\varphi}{2}, \Theta \right) \sin \Theta d\Theta + \dots + \int_0^{\pi} E^2 \left[\frac{(2n-1)\Delta\varphi}{2}, \Theta \right] \sin \Theta d\Theta \right\} \quad (27)$$

Każda z całek w (27) może być obliczona graficznie (I_i), ostatecznie więc

$$I = \frac{2\pi}{n} \sum_0^{n-1} I_i \quad (28)$$

Jeśli charakterystyka ma kilka przedziałów, wewnątrz których jest podobna, to obszar całkowania można rozbić na te przedziały i przyjąć, że wewnątrz każdego przedziału charakterystyka jest iloczynem dwóch funkcji jednej zmiennej.

8. KOMPENSACJA FALI ODBITEJ [4]

W celu poprawienia dopasowania anteny do głównej linii zasilającej stosuje się skompensowany system zasilania elementów antenowych. Zasada kompensacji polega na takim doborze długości kabli łączących poszczególne elementy, aby fale odbite od tych elementów wzajemnie znosiły się.

W przypadku dwóch elementów efekt taki można uzyskać, jeśli jeden z kabli łączących będzie względem drugiego dłuższy elektrycznie o 90° . Fala odbita w kablu dłuższym powraca do punktu zasilania z fazą opóźnioną o 180° , w stosunku do fali odbitej w kablu krótszym. Obie fale odbite wzajemnie kompensują się, powodując wydatne zmniejszenie fali odbitej w głównej linii zasilającej.

Jeśli współczynnik odbicia od elementu jest p , to wypadkowy współczynnik określony jest równaniem

$$p_w = p^2 \quad (29)$$

Przesunięcia fazy w zasilaniu, zapewniające kompensację fali odbitej przy większej liczbie elementów antenowych, podano w tabl. 5.

Tablica 5
Długość kabli zasilających przy kompensacji fali odbitej

Ilość elementów antenowych	Przesunięcie fazy w zasilaniu elementów antenowych	Długość kabli zasilających	Wypadkowy współczynnik odbicia
2	$\nu_1 = 0^\circ$ $\nu_2 = -90^\circ$	$l_1 = l_0$ $l_2 = l_0 + \frac{\lambda k}{4}$	p^2
3	$\nu_1 = 0^\circ$ $\nu_1 = 0^\circ$ $\nu_2 = -60^\circ$ lub $\nu_2 = -120^\circ$ $\nu_3 = -120^\circ$ $\nu_3 = -240^\circ$	$l_1 = l_0$ $l_1 = l_0$ $l_2 = l_0 + \frac{\lambda k}{6}$ lub $l_2 = l_0 + \frac{\lambda k}{3}$ $l_3 = l_0 + \frac{\lambda k}{3}$ $l_3 = l_0 + \frac{2\lambda k}{3}$	p^3
4	$\nu_1 = 0^\circ$ $\nu_1 = 0^\circ$ $\nu_2 = -45^\circ$ lub $\nu_2 = -90^\circ$ $\nu_3 = -90^\circ$ $\nu_3 = -180^\circ$ $\nu_4 = -135^\circ$ $\nu_4 = -270^\circ$	$l_1 = l_0$ $l_1 = l_0$ $l_2 = l_0 + \frac{\lambda k}{8}$ lub $l_2 = l_0 + \frac{\lambda k}{4}$ $l_3 = l_0 + \frac{\lambda k}{4}$ $l_3 = l_0 + \frac{\lambda k}{2}$ $l_4 = l_0 + \frac{3\lambda k}{8}$ $l_4 = l_0 + \frac{3\lambda k}{4}$	p^4 lub p^2

9. UKŁAD ZASILANIA ELEMENTÓW ANTENOWYCH

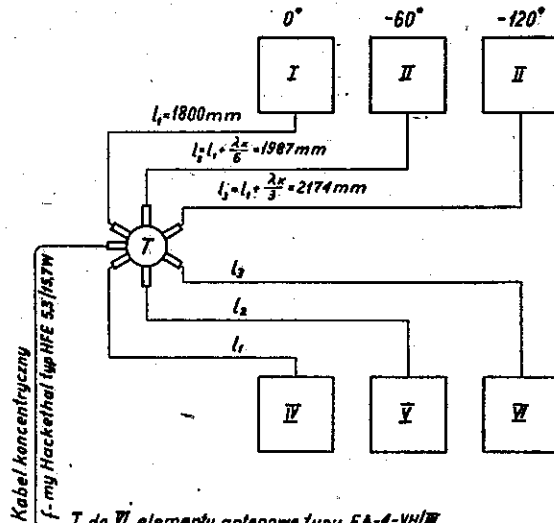
Rozdział energii pomiędzy elementami antenowymi odbywa się za pomocą transformatorów rozdzielczych [5]. Pojedyncze transformatory mają krotność rozdziału 2 do 8 i pracują w szerokim zakresie częstotliwości, przy minimalnym współczynniku odbicia. Typowe transformatory rozdzielcze buduje się na moc przenoszoną 4 kW (tabl. 6). Transformatory na większe moce projektuje się indywidualnie. Dalszy rozdział energii uzyskuje się przez szeregowe łączenie transformatorów. Łączenie to można wykonać przez bezpośrednie osadzenie małych trans-

formatorów na dużym lub przy wykorzystaniu kabli łączących poszczególne transformatory.

Tabela 6

Dane techniczne transformatorów rozdzielczych

Typ transformatora	Zakres częstotliwości	Krotność rozdziału	Impedancja dopasowania Ω	Moc przenoszona kW	Współczynnik odbicia
T-I/2 ÷ 6/60	48 ÷ 66	2 ÷ 6	60	4	1%
T-II/2 ÷ 8/60	66 ÷ 84	2 ÷ 8	60	4	1%
T-II bis/2 ÷ 8/60	84 ÷ 100	2 ÷ 8	60	4	1%
T-III/2 ÷ 6/60	170 ÷ 250	2 ÷ 6	60	4	1%
T-III/7 ÷ 8/60	174 ÷ 230	7 ÷ 8	60	4	1%



I do VI elementy antenowe typu EA-4-VH/II

T-transformator rozdzielczy typu T-III/6/60

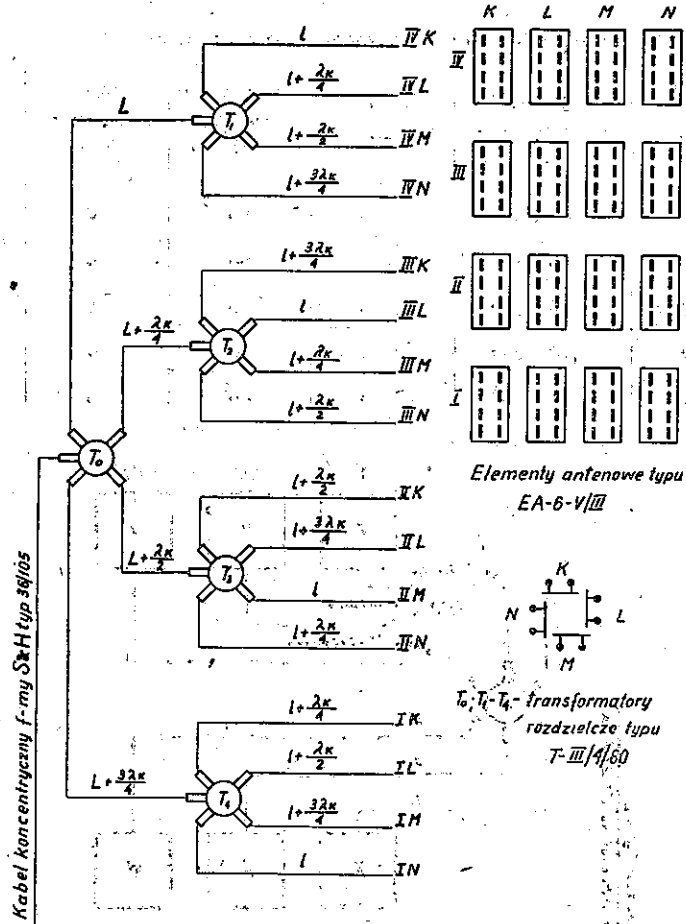
l_1, l_2, l_3 - kabel koncentryczny f-my Siemens
typu 2YCC2Y 22/95

Rys. 17. Schemat zasilania anteny z pojedynczą kompensacją fali odbitej (przykład 5)

Wymagane do kompensacji przesunięcia fazowe uzyskuje się przez odpowiedni dobór długości kabli zasilających (tablica 5), (rys. 17). Przy dużej liczbie elementów antenowych można stosować podwójną kompensację fali odbitej (rys. 18).

Dopasowanie impedancji wejściowej anteny do impedancji charak-

terystycznej głównej linii zasilającej uzyskuje się w głównym transformatorze rozdzielczym.



Rys. 18. Schemat zasilania anteny z podwójną kompensacją fali odbitej (przykład 4)

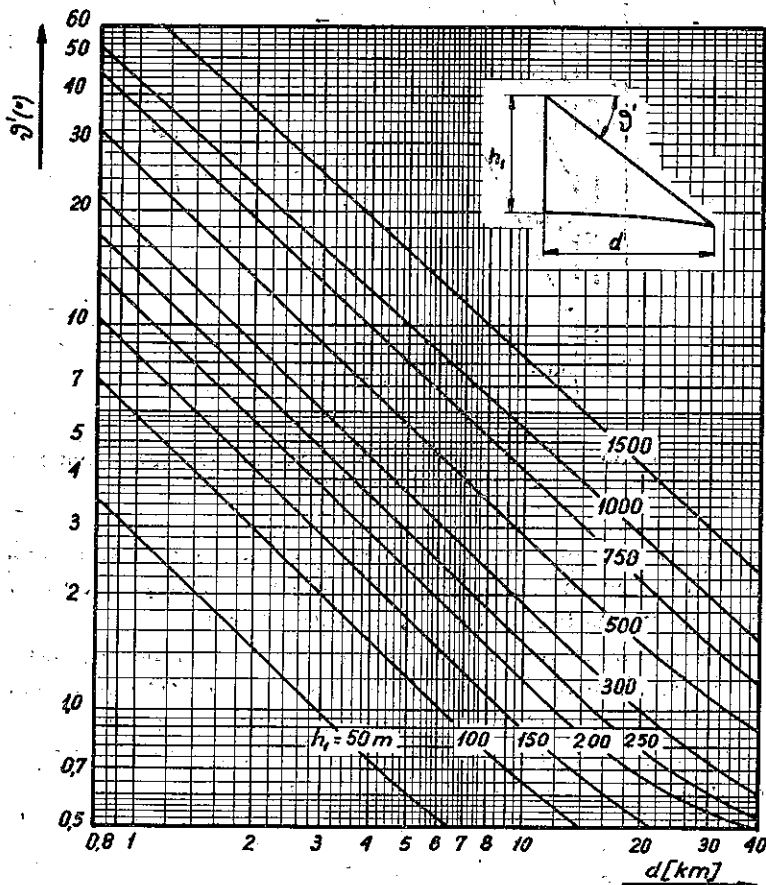
Elementy antenowe, kable łączące i transformatory rozdzielcze należy sprawdzić na obciążenie mocą. Maksymalna moc doprowadzona do jednego elementu jest określona równaniem

$$P_e = \sigma \frac{\sum P_n}{w} \quad (30)$$

W równaniu (30) na σ należy przyjąć maksymalną wartość WFS elementu, występującą w najniekorzystniejszych warunkach atmosferycznych. $\sum P_n$ określa sumę mocy wszystkich nadajników pracujących na daną antenę, przy czym dla nadajników wizyjnych należy przyjąć 60% mocy znamionowej.

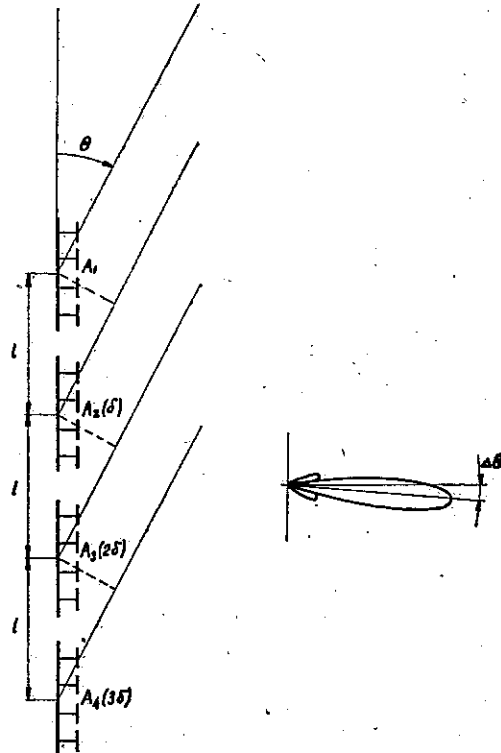
10. WPŁYW CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA ANTENY W PŁASZCZYZNIE PIONOWEJ NA ROZKŁAD NATEŻENIA POLA NA MAŁYCH ODLEGŁOŚCIACH

Dla uzyskania dużego zysku energetycznego stosuje się bardzo silne spłaszczenie charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej, tak że przy niewielkim odchyleniu od kierunku poziomego, promieniowanie bardzo szybko maleje, a nawet spada do zera. Anteny odbiorcze umieszczone w pobliżu anteny nadawczej widzą ją pod dużym kątem (rys. 19). W pobliżu anteny nadawczej występują więc obszary o bardzo dużym gradiencie natężenia pola. Jeśli gęstość zaludnienia w pobliżu anteny nadawczej jest duża, to mogą w pewnych miejscach wystąpić trudności w odbiorze. Zagadnienie to, niezbyt istotne dla anten w zakresach częstotliwości I, II i III, staje się krytyczne dla anten zakresów IV i V [3, 6, 7, 8].



Rys. 19. Kąt ν' , jako funkcja odległości pomiędzy anteną nadawczą i odbiorczą. Wysokość anteny nadawczej = h_1 ; odbiorczej = $h_2 = 0$

Poprawę sytuacji uzyskuje się przez odpowiednie pochylenie charakterystyki promieniowania lub przez wypełnienie miejsc zerowych charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej, tak aby natężenie pola nie spadało do zera, a tylko osiągało pewne określone



Rys. 20. Sposób zasilania elementów antenowych, powodujący zmianę kierunku maksymalnego promieniowania

minimum. Realizuje się to przez mechaniczne pochylenie niektórych elementów antenowych lub przez wprowadzenie odpowiednich przesunięć fazowych w zasilaniu elementów antenowych.

Jeśli elementy antenowe w jednej ścianie są zasilane w taki sposób, że sygnał doprowadzony do każdego następnego elementu jest przesunięty w fazie o δ w stosunku do sygnału zasilającego element poprzedni (rys. 20), to charakterystyka promieniowania ściany w płaszczyźnie pionowej jest określona równaniem

$$E_w(\theta) = \frac{\sin N \left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \cos \theta - \frac{\delta}{2} \right)}{N \sin \left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \cos \theta - \frac{\delta}{2} \right)} E_1(\theta) \quad (31)$$

gdzie $E_1(\Theta)$ — charakterystyka promieniowania elementu antenowego w płaszczyźnie pionowej.

Maksymalne promieniowanie występuje przy tym dla kąta Θ_m , określonego równaniem

$$\cos \Theta_m = \frac{\delta \lambda_0}{2\pi L} \quad (32)$$

Odchylenie kierunku maksymalnego promieniowania od poziomu wynosi

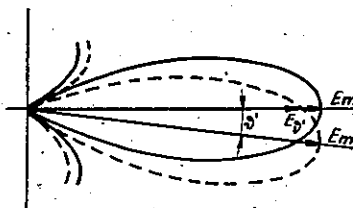
$$\Delta \Theta = \arccos \frac{\delta \lambda_0}{2\pi L} - \frac{\pi}{2} \quad (33)$$

Jeśli elementy antenowe są zasilane w ten sposób, że opóźnienie fazy wzrasta ku dołowi, to pochylenie kierunku maksymalnego promieniowania nastąpi również ku dołowi.

Wprowadzenie przesunięcia fazy tylko do jednego elementu antenowego nie spowoduje zmiany kierunku maksymalnego promieniowania, a tylko wypełnienie miejsc zerowych. Obliczanie charakterystyki promieniowania rozpoczyna się od określenia charakterystyki elementów zasilanych synfazowo, a następnie zastępuje się je źródłem punktowym i oblicza charakterystykę promieniowania układu, utworzonego z elementu zasilanego z przesunięciem fazy i zastępczego źródła punkowego. Podobnie postępuje się, jeśli przesunięcie fazy wprowadzono do kilku elementów.

11. WPLYW ODCHYLENIA MASZTU OD PIONU

Na skutek nasłonecznienia i parcia wiatru występują odchylenia masztu od pionu [9]. Przy bardzo wąskiej charakterystyce promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej odchylenia te mogą spowodować

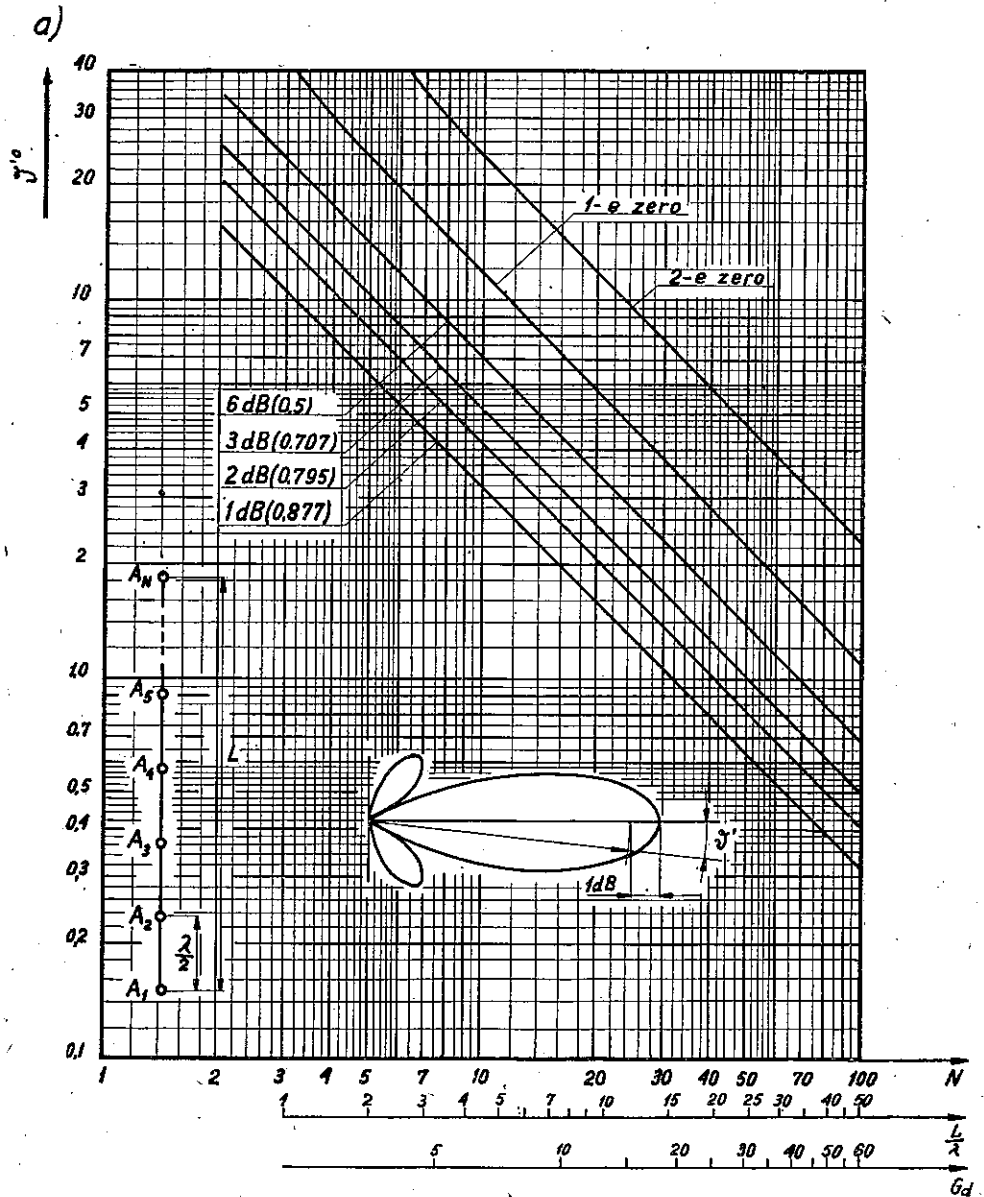


Rys. 21. Zmiana natężenia pola na skutek nachylenia anteny

nadmierne wahania natężenia pola w danym punkcie odbioru (rys. 21). Dopuszczalna wielkość odchylenia zależy tu od szerokości charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej. Na rys. 22 podano kąt

odchylenia, powodujący określony spadek mocy promieniowanej, w zależności od liczby radiatorów, dla osiowego układu źródeł izotropowych.

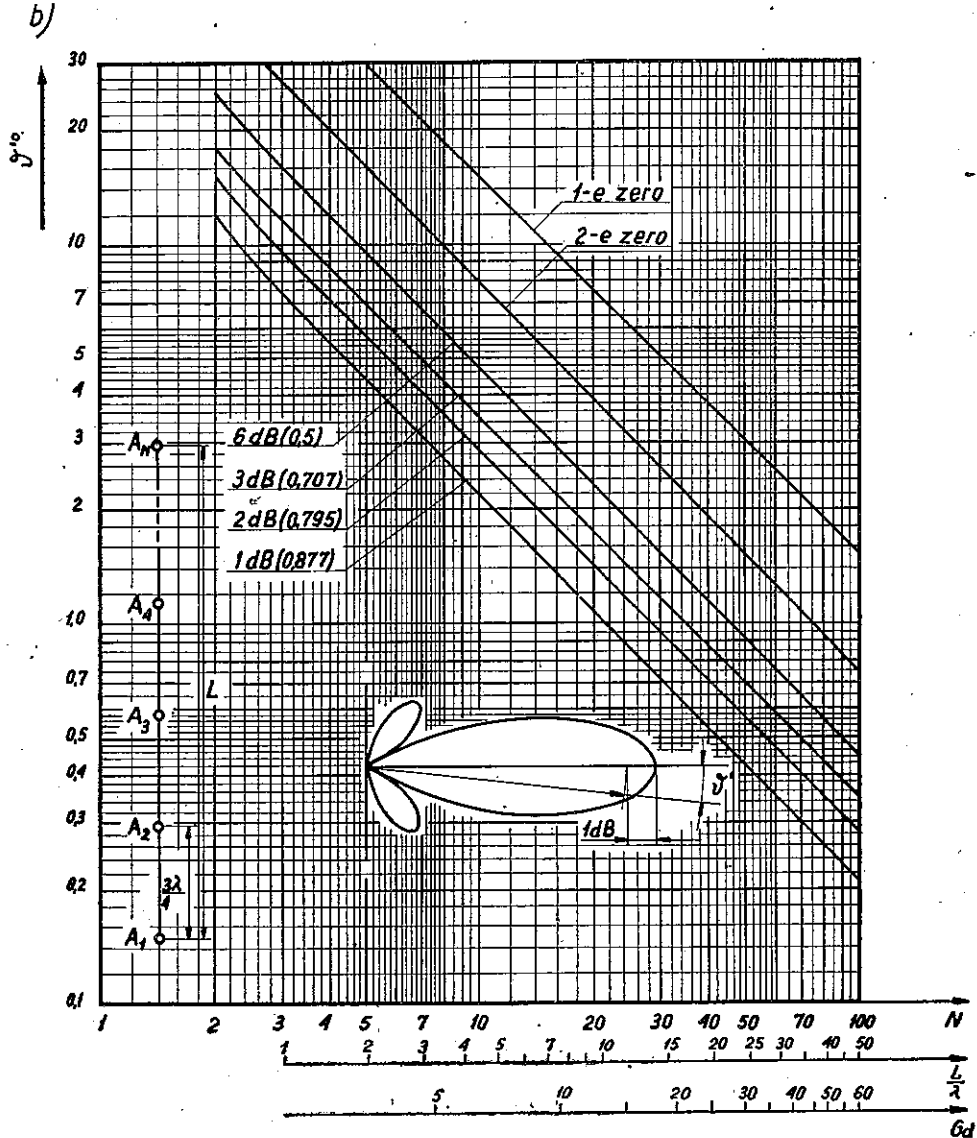
Według źródeł niemieckich [3] konstrukcja masztu powinna być tak zaprojektowana, aby jej odchylenie od pionu przez wiatry o sile wy-



Rys. 22. Kąt pochylenia, jako funkcja liczby źródeł (izotropowych), względnej całkowitej długości masztu (a) i odległości pomiędzy radiatorami (b).

stępującej przez 99% czasu powodowało zmniejszenie, mocy promieniowanej w kierunku poziomym nie więcej niż o 2 dB (spadek natężenia pola do wartości 79,5%). Dla anteny o zysku 25 odpowiada to odchyleniu o kąt około 1° .

Dla odchylenia powstałego na skutek nachłonecznienia, ze względu na dłuższy okres występowania zjawiska, dopuszcza się zmniejszenie mocy



witej odległości i zysku (anteny dookólnej): a) odległość pomiędzy źródłami $0,5 \lambda$; źródłami $0,75 \lambda$.

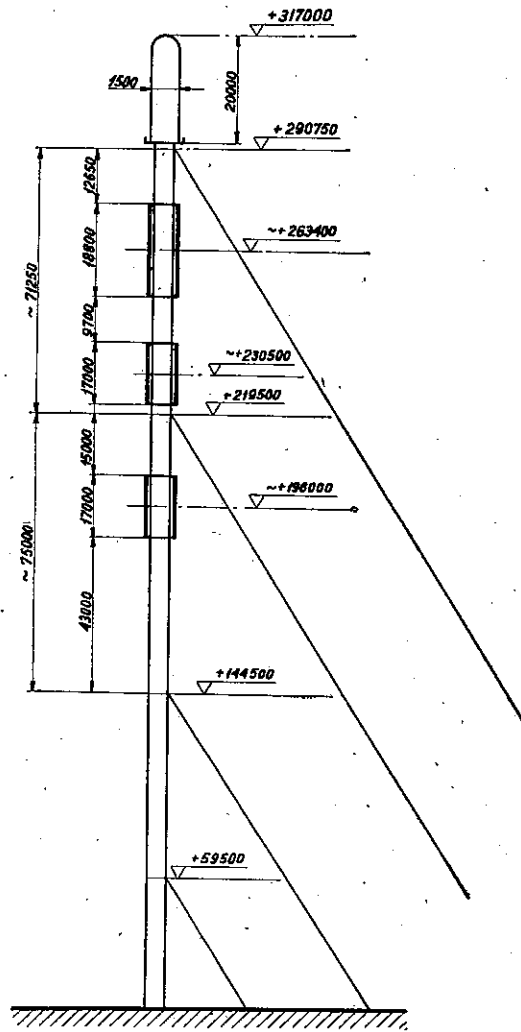
promieniowanej w kierunku poziomym o 1 dB (spadek natężenia pola do wartości 87,7%). Dla anteny o zysku 25 odpowiada to odchyleniu o kąt około 0,8°.

12. WSKAZÓWKI DLA KONSTRUKTORA MASZTU

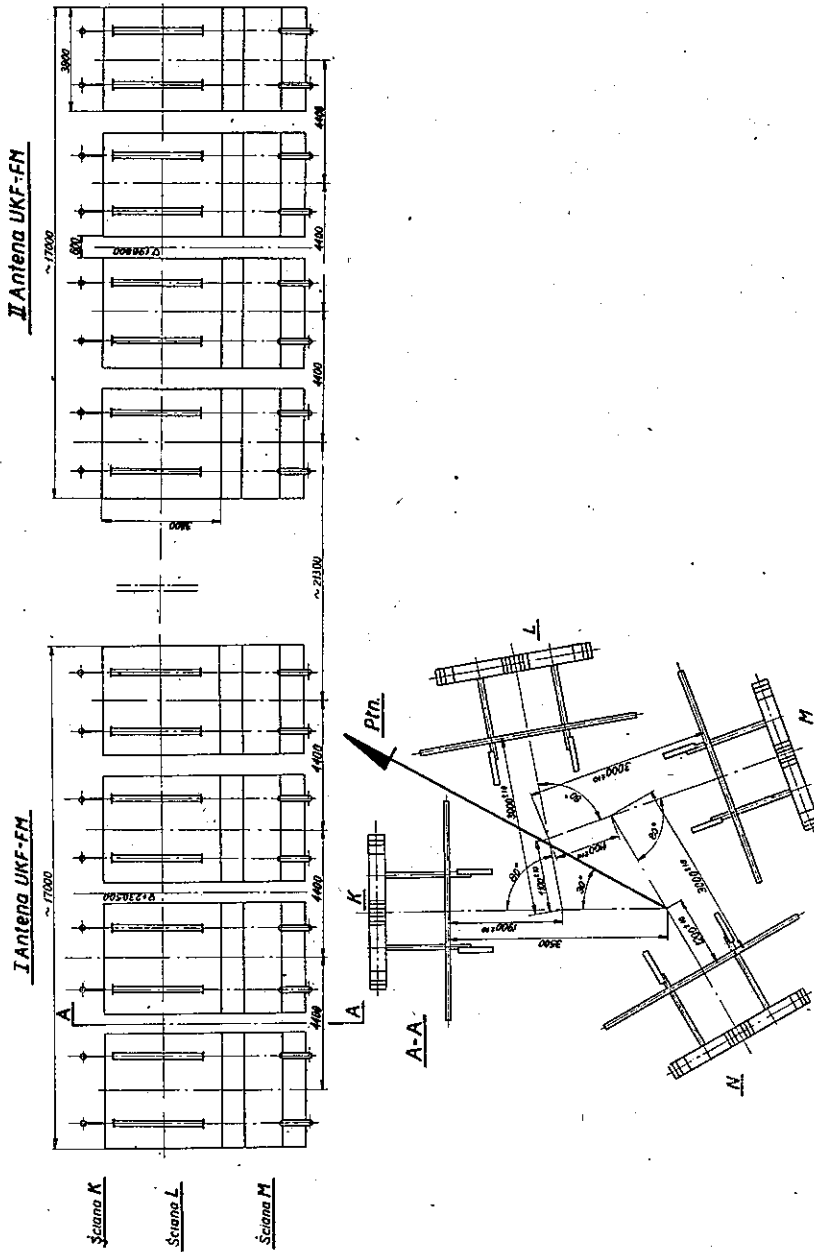
Na jednym maszcie umieszcza się zwykle kilka anten.

Konstruktor masztu powinien otrzymać od projektanta anteny następujące informacje:

- wzajemne usytuowanie anten (rys. 23),



Rys. 23. Sylwetka masztu (przykład 3)



Rys. 24. Rozmieszczenie elementów antenowych na maszcie (anteny radiofoniczne ON z przykładu 3)

- rozmieszczenie elementów antenowych na maszcie (dla wszystkich anten) (rys. 24),
- wymiary gabarytowe, ciężar i szczegóły mocowania elementów antenowych,
- trasy ciągów kablowych i sposób mocowania kabli,
- ciężar i dopuszczalny promień zginania kabli,
- liczbę i rodzaj pomostów,
- sposób dostępu do elementów antenowych,
- orientację masztu w terenie,
- rozstawienie odciągów,
- dopuszczalne odchylenie wierzchołka masztu.

WYKAZ LITERATURY

1. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Anteny nadawcze dla krajowej sieci telewizyjnej i radiofonii w zakresie fal ultrakrótkich. Biuletyn Techniczny Ministerstwa Łączności 1961, nr 5(26), s. 6.
2. King R. W. P.: The Theory of Linear Antennas. Harvard University Press, Cambridge Massachusetts 1956.
3. Scheuerecker F.: Zur Projektierung von VHF-Antennenanlagen, insbesondere FM- und FS- Sendeantennenanlagen. Rohde-Schwarz Mitteilungen 1960, nr 14, s. 362.
4. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Kompensacja fali odbitej w telewizyjnych liniach zasilających. Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, Łączność IV 1961 s. 37.
5. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Szerokopasmowe transformatory antenowe. Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej — Łączność IV 1961, s. 31.
6. Greif R.: Fernseh-Sendeantennen für die UHF-Frequenzbander IV und V. Rohde Schwarz Mitteilungen 1960, nr 13, s. 301.
7. Becker R.: TV — Sendeantennen im Frequenzbereich 470...790 MHz. Telefunken 1961, nr 132, s. 163.
8. Stöhr W.: Fernseh-Sendeantennen für den Bereich der Dezimeterwellen. Rundfunktech. Mitt. t. 5, 1961, nr 3, s. 123.
9. Steiger F.: Winddruck auf Antennenträger in grosser Höhe über den Meeresspiegel. Rundfunktech. Mitt. t. 6, 1962, nr 1, s. 39.
10. Bem D. J.: Dokumentacja techniczna elementu antenowego EA-3-VH/I (praca niepublikowana).

T. Томашкевич
Д. И. Вем

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕРЕДАЮЩИХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ АНТЕНН

Резюме

В работе обсуждено влияние распределения антенных излучателей на форму горизонтальной диаграммы излучения антенны. Описан метод расчета горизонтальной и вертикальной диаграммы излучения, а также коэффициента направленного действия антенны. Описан способ питания антенных элементов с учетом компенсации отраженной волны. Поданы многочисленные примеры исчислений и решения антенных систем. Описано влияние вертикальной диаграммы излучения антенны на распределение напряженности электромагнитного поля на небольших расстояниях. Даны требования относительно конструкции мачты, особенно обсуждено влияние отклонения мачты от вертикального направления под влиянием ветра и солнца.

T. Tomankiewicz
D. J. Vem

DESIGNING OF TRANSMITTING TELEVISION ANTENNAS

Summary

In the paper is discussed the influence of spatial distribution of elementary aeriels on the shape of horizontal radiation pattern of antenna. The methods of computation of horizontal and vertical radiation pattern and power gain of antenna are described. The methods of feeding elementary aeriels are discussed taking into account the compensation of the reflected wave. A number of examples of computations and antenna array designs are given. The influence of vertical radiation pattern on the distribution of electromagnetic field at small distances is discussed. The technical requirements with respect to aerial mast are formulated and the influence of mast deviation from the vertical caused by wind and solar irradiation are discussed.

T. Tomankiewicz
D. J. Vem

PROJETS DES ANTENNES ÉMETTRICES POUR LA TÉLÉVISION

Resumé

Dans l'article est étudiée l'influence de l'emplacement des brins d'antenne sur le diagramme horizontal de rayonnement. Sont présentées les méthodes du calcul des caractéristiques horizontale et verticale de rayonnement ainsi que de gain énergétique

de l'antenne. Est traité le mode d'alimentation des brins, tenant compte de la compensation de l'onde réfléctée. On donne des nombreux exemples et des solutions constructives des associations d'antennes. Est ensuite traitée l'influence du diagramme vertical de rayonnement d'antenne sur la répartition du champ électromagnétique dans les distances limitées. Enfin sont donnés les cahiers de charges concernant la construction du mât d'antenne. Est en particulier étudiée l'influence de la déviation du mât de la ligne verticale provoquée par le vent et l'ensoleillement.

T. Tomankiewicz

D. J. Bem

PROJEKTIERUNG VON SENDEANTENNEN FÜR DAS FERNSEHEN

Zusammenfassung

In der Arbeit wird der Einfluss der Unterbringung von Antennenelementen auf die Form der horizontalen Strahlungscharakteristik diskutiert. Es werden Rechenmethoden für die horizontale und vertikale Strahlungscharakteristik und für den Antennenleistungsgewinn beschrieben. Dann wird die Speisungsart von Antennenelementen unter Berücksichtigung der Kompensation der reflektierten Welle besprochen. Ferner werden zahlreiche Beispiele von Berechnungen und Lösungen der Antennenanordnungen angegeben. In der Reihenfolge wird der Einfluss der vertikalen Strahlungscharakteristik der Antenne auf die Verteilung des elektromagnetischen Feldes auf kleinen Entfernungen besprochen. Endlich werden die den Aufbau des Antennenmastes betreffenden Anforderungen angegeben; im Besonderen wird der Einfluss der Ablenkung des Mastes unter der Einwirkung des Windes und der Sonnenbestrahlung besprochen.

ALINA KARWOWSKA

621.317.35:621.397.335

**POMIAR CZASU NARASTANIA I ZANIKANIA
IMPULSÓW SYNCHRONIZUJĄCYCH
SYGNAŁU EMITOWANEGO PRZEZ NADAJNIK
TELEWIZYJNY**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego

26. 3. 1962 r. (1 redakcja)

24. 4. 1963 r. (2 redakcja)

W artykule omówiono opracowaną w Zakładzie Telewizji Instytutu Łączności metodę pomiaru czasu narastania i zanikania impulsów, polegającą na pomiarze amplitudy napięcia zróżniczkowanego impulsu mierzonego. Amplituda napięcia takiego impulsu jest funkcją czasu narastania bądź zanikania tego impulsu.

Podano podstawy matematyczne omawianej metody oraz przeanalizowano wpływ szeregu czynników na wyniki pomiarów.

W zakończeniu podano dane techniczne i sposób dokonywania pomiarów za pomocą opracowanego miernika.

1. WSTĘP

Procesy analizy i syntezy obrazu w telewizji wymagają bardzo dokładnej i stabilnej synchronizacji. Synchronizację obu tych procesów uzyskuje się za pomocą odpowiedniego ciągu impulsów prostokątnych.

W urządzeniu analizującym kontrolują one kolejność przemiany treści optycznej poszczególnych elementów obrazu na impulsy elektryczne, w urządzeniu zaś syntezującym — proces odwrotny.

Dokładność synchronizacji ruchów wybierających zależy przede wszystkim od czasu narastania ewentualnie zanikania impulsów synchronizujących. W standardzie OIRT czasy narastania i zanikania zboczy impulsów synchronizujących zostały ustalone w granicach $(0,13 \div \pm 0,26) \mu\text{sek}$. Wobec tego, zachodzi konieczność pomiaru czasów trwania

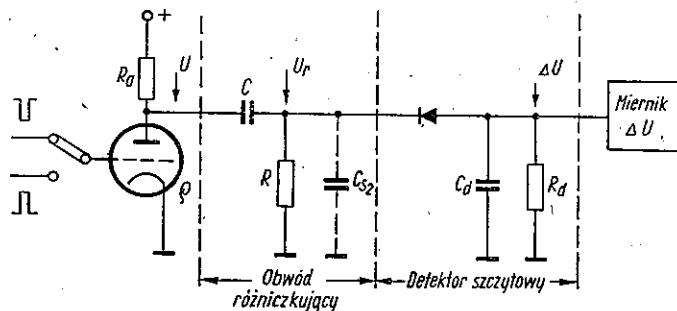
tych zboczy w czasie transmisji programu w celu zapewnienia odbiorcom prawidłowej synchronizacji ich odbiorników.

Powszechnie stosowana dotychczas metoda pomiaru czasów narastania i zanikania impulsów za pomocą oscyloskopu wymaga jednak stosowania wysokiej klasy oscyloskopów-synchroskopów, zawierających wzmacniacz odchyłania pionowego o dużym wzmocnieniu i szerokim pasmie przenoszonych częstotliwości oraz układy rozszerzające skalę czasu i wytwarzające znaczniki czasowe w odstępach około $0,01 \mu\text{sek}$. Każdorazowe dokonanie pomiaru wymaga przy tym wykonaniu szeregu dokładnych operacji. Przy ciągłej kontroli jest to uciążliwe i pracochłonne.

Opracowana przez Zakład Telewizji nowa metoda pomiaru pozwala na bezpośredni odczyt mierzonych czasów narastania i zanikania impulsów synchronizujących na przyrządzie wskazówkowym. Opiera się ona na pomiarze amplitudy napięcia zróżniczkowanego impulsu, która jest funkcją czasu narastania lub zanikania tego impulsu.

2. ZASADA POMIARU CZASU TRWANIA ZBOCZY IMPULSÓW

W rozważaniach teoretycznych rozpatruje się przeważnie wyidealizowany ciąg impulsów prostokątnych, to znaczy takich, których czasy narastania i zanikania są równe zero. W praktyce, wskutek wpływu pojemności bocznikujących, czasy te mają wartości skończone, a narastanie i zanikanie takich impulsów odbywa się według krzywej wykładniczej.

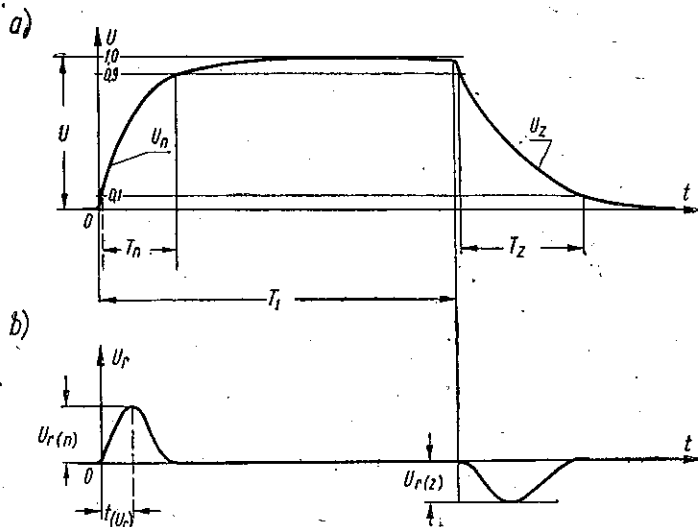


Rys. 1. Zasadniczy układ do pomiaru czasu trwania zboczy impulsów

Opisywana poniżej zasada pomiaru jest oparta na, jak już wspomniano, wykorzystaniu napięcia, jakie otrzymuje się po zróżniczkowaniu ciągu mierzonych impulsów.

Na rysunku 1 jest przedstawiony zasadniczy układ zastosowany do pomiaru czasu trwania zboczy impulsów. Napięcie impulsowe o ampli-

tudzie U i polaryzacji dodatniej, rys. 2a, (lub ujemnej) jest przyłożone do obwodu różniczkującego CR . Ze względu na małą stałą czasową tego obwodu ($CR \leq 5 T_1$, gdzie T_1 jest szerokością impulsu mierzonego), powstaje na oporze R dwukierunkowy przebieg napięcia (rys. 2b), którego amplitudy $U_{r(n)}$ i $U_{r(z)}$ zależą od czasów narastania i zanikania impulsu T_n , T_z .



Rys. 2. Kształt impulsu wejściowego (a) i jego różniczka (b)

Zróżniczkowane napięcie doprowadza się z kolei do układu detektora szczytowego, na wyjściu którego otrzymuje się napięcie ΔU . Napięcie to, na odpowiednio przeskalowanym mierniku, jest funkcją czasu narastania lub zanikania mierzonego impulsu.

Schemat zastępczy obwodu różniczkowania jest przedstawiony na rysunku 3a

gdzie:

$$r_w = \frac{Ra \cdot \varrho}{Ra + \varrho} \cong Ra \text{ — zastępcza oporność źródła impulsu,}$$

ϱ — oporność wewnętrzna lampy,

C_{sz} — pojemność szkodliwa na wyjściu obwodu.

Oznaczając przez f_{max} górną częstotliwość pasma przeniesionego, niezbędną do odtworzenia zboczy impulsów i przy założeniu, że

$$\frac{1}{2\pi f_{max} C_{sz}} \geq 10 R \quad (1)$$

wpływ pojemności C_{sz} może być pominięty, a rozpatrywany obwód sprowadza się praktycznie do prostego obwodu różniczkującego (rys. 3b).

Równania przebiegów napięcia wejściowego wyrażają się: w okresie narastania impulsu ($t = 0 \div T_1$)

$$u_n = U(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}}) \quad (2)$$

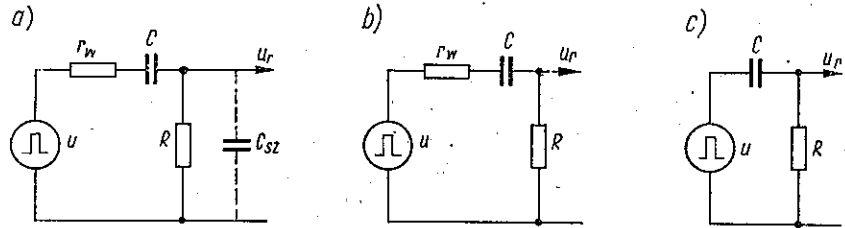
oraz w okresie zanikania impulsu, licząc czas od momentu spadku amplitudy

$$u_z = -U(1 - e^{-\frac{t}{\tau_z}}) \quad (3)$$

gdzie:

$\tau_n \cong \frac{T_n}{2,2}$ — stała czasowa układu przy narastaniu impulsu wejściowego,

$\tau_z \cong \frac{T_z}{2,2}$ — stała czasowa układu przy zanikaniu impulsu wejściowego.



Rys. 3. Schematy zastępcze obwodu różniczkowania

Dla obwodu podanego na rys. 3b, w okresie narastania impulsu, można napisać równanie:

$$u_n = U(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}}) = ir_w + iR + \frac{1}{C} \int idt \quad (4)$$

Rozwiązując powyższe równanie względem prądu i , przy założeniu $r_w \ll R$, tzn. praktycznym pominięciu oporu r_w (rys. 3c) i oznaczeniu $A = \frac{RC}{\tau_n}$, otrzymuje się równanie przebiegu napięcia na oporności R jako różniczkę napięcia impulsu wejściowego

$$u_{r(n)} = iR = U \frac{A}{1-A} e^{-\frac{t}{\tau_n}} (1 - e^{-\frac{1-A}{A} \cdot \frac{t}{\tau_n}}) \quad (5)$$

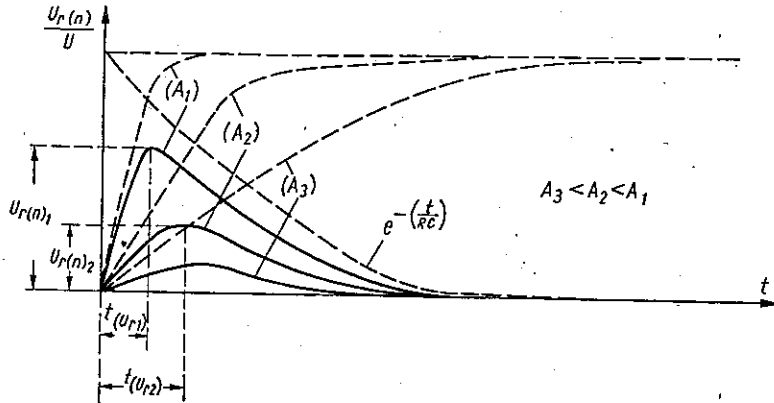
Maksimum przebiegu zależności (5) uzyskuje się dla $\frac{d}{dt}(U_{r(n)}) = 0$, skąd amplituda napięcia zróżniczkowanego impulsu wynosi

$$U_{r(n)} = U \cdot A e^{\left(\frac{A}{1-A} \ln A\right)} \quad (6)$$

Amplituda ta występuje w momencie czasu

$$t_{(U_r)} = -\tau_n \frac{A \cdot \ln A}{(1-A)} \quad (7)$$

Charakter przebiegów funkcji, wyrażonej równaniem (5), dla różnych wartości parametru A podaje rys. 4.



Rys. 4. Przebieg funkcji $U_{r(n)}(t) = f(t)$, dla różnych wartości parametru A

Jak wynika z analizy równania (5), napięcie na oporze R w początkowym okresie narastania impulsu wejściowego rośnie, w momencie czasu $t_{(U_r)}$ osiąga wartość maksymalną $U_{r(n)}$, a następnie maleje do zera. Wpływ parametru A na charakter przebiegu napięcia na oporze R wyraża się w ten sposób, że dla mniejszych wartości A odpowiednie wartości napięć chwilowych, a więc i amplitud, są mniejsze. Oznacza to, że dla danego obwodu różniczkującego otrzymuje się mniejsze wartości napięcia dla impulsów o większym czasie narastania. Maksymalna wartość napięcia

$$u_{r(n)} = U e^{-\frac{t}{RC}}$$

występuje przy $A = \infty$, co odpowiada idealnemu impulsowi wejściowemu ($T_n = 0$).

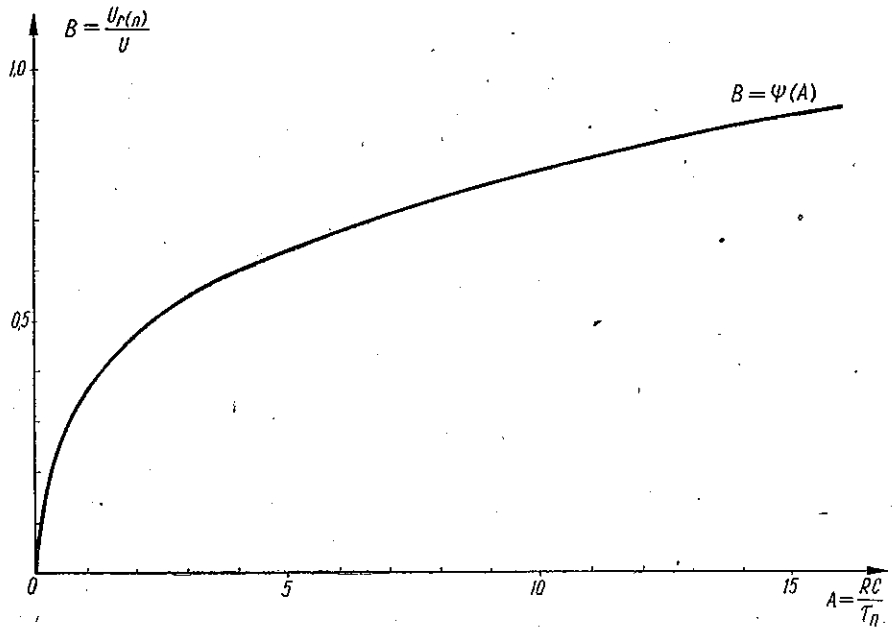
Amplitudę napięcia zróżniczkowanego impulsu podaje wzór (6), z którego wyraźnie widać, że jest ona, przy stałej amplitudzie impulsu wejściowego U , funkcją parametru A , a więc dla danego obwodu różniczkującego ($RC = \text{const}$), wyłącznie funkcją czasu narastania mierzonego impulsu. Dla celów obliczeniowych wygodne jest przedstawienie tej amplitudy w postaci stosunku

$$B = \frac{U_{r(n)}}{U} = \psi(A)$$

Przebieg tej funkcji jest podany na rys. 5.

W przypadku ogólnym, gdy oporność wewnętrzna źródła r_w ma wartość znaczącą w stosunku do oporności R , parametr równania przyjmie wartość

$$A' = \frac{(R + r_w)C}{\tau_n}$$



Řys. 5. Przebieg zależności $B = \frac{U_r(n)}{U} = \varphi(A)$

W tym przypadku charakter przebiegu napięcia na oporności R nie zmieni się, zmaleje tylko amplituda napięcia różniczkowanego odpowiednio do wartości dzielnika $\frac{R}{R + r_w}$, a więc

$$U'_{r(n)} = U \cdot \frac{R}{R + r_w} \cdot A'e^{\left(\frac{A'}{1-A'} \cdot \ln A'\right)} \quad (8)$$

Jeżeli warunek (1) nie zostanie zachowany, to zależnie od wartości elementów obwodu, zmniejszy się skuteczność różniczkowania mierzonego impulsu.

Podobną analizę można przeprowadzić w odniesieniu do okresu zanikania impulsu. Przyjmując w tym przypadku za początek skali czasu moment początkowy zanikania impulsu otrzymuje się równania analogiczne do równań (5), (6), (7) i (8). Różnica polega tu tylko na przeciwnym znaku napięcia powstającego na oporności R .

Pomiar napięcia różniczkowanego impulsu może się odbywać bądź

przy użyciu lampy oscyloskopowej, bądź też za pomocą woltomierza szczytowych wartości napięć — na przyrządzie wskazówkowym. Ze względu na trzy różne rodzaje impulsów, które zawiera całkowity sygnał synchronizujący (impulsy synchronizujące odchylenia poziomego, pionowego i impulsy wyrównawcze), a więc i możliwość istnienia trzech różnych nachyleń zboczy impulsów, najbardziej wskazany byłby miernik oscylograficzny o odpowiedniej skali czasu, pozwalający obserwować właściwy okres analizy. Biorąc jednak pod uwagę, że czasy trwania zboczy tych impulsów powinny być według norm jednakowe oraz dopuszczając w praktyce tylko niewielkie różnice ich wartości, można się w tym przypadku posłużyć miernikiem wskazówkowym, mierzącym uśrednioną wartość czasu trwania zboczy wszystkich tych impulsów. Wartość mierzona, ze względu na okresy trwania poszczególnych impulsów, będzie przy tym najbardziej zbliżona do wartości czasu trwania zboczy impulsów synchronizujących odchylenie poziome.

Ponieważ pomiar ma się odbywać w oparciu o sygnał emitowany przez nadajnik telewizyjny w czasie transmisji programu, zadanie więc komplikuje się głównie z tego powodu, że sygnał odbierany zawiera oprócz impulsów synchronizujących również i sygnał wizyjny. Należy więc dodatkowo wyseparować impulsy synchronizujące, przy czym separacja musi zachodzić dokładnie u ich podstawy, to znaczy na poziomie wygaszania.

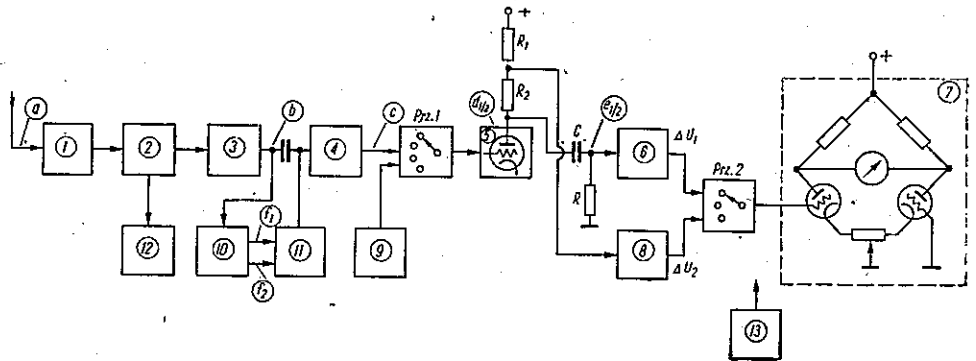
3. ROZWIĄZANIE MIERNIKA

Koncepcja rozwiązania miernika jest podana na rys. 6. W skład przyrządu wchodzi:

- 1) wzmacniacz w.cz., generator lokalny, mieszacz i wzmacniacz p.cz.,
- 2) detektor sygnału wizyjnego,
- 3) wzmacniacz sygnału wizyjnego,
- 4) separator impulsów synchronizujących,
- 5) wzmacniacz impulsów synchronizujących, RC — układ różniczkujący,
- 6) detektor szczytowy,
- 7) mostkowy układ pomiarowy,
- 8) detektor szczytowy do pomiaru amplitudy impulsu mierzonego,
- 9) generator impulsów wzorcowych do cechowania układu,
- 10) układ wytwarzający impulsy komutujące,
- 11) układ stabilizacji poziomu wygaszania,
- 12) wskaźnik dostrójenia,
- 13) zasilacz.

Pobierany z anteny sygnał wejściowy jest sygnałem wielkiej często-

tliwości, modulowany sygnałem wizyjnym (rys. 7a). Ponieważ pomiar odbywa się po detekcji tego sygnału oraz ponieważ do pomiaru jest potrzebna stosunkowo duża amplituda mierzonego napięcia, sygnał więc wielkiej częstotliwości zostaje wzmacniony w układzie 1, skąd jako sygnał pośredniej częstotliwości zostaje doprowadzony do układu 2. Na wyjściu tego układu otrzymuje się całkowity sygnał wizyjny (rys. 7b). Następnie, po wzmacnieniu tego sygnału w układzie 3, zostają wydzielone z niego impulsy synchronizujące za pomocą układu 4, (rys. 7c) dokładnie na poziomie wygaszania. Układ 5 wzmacnia otrzymane im-



Rys. 6. Układ blokowy miernika czasu narastania i zanikania zboczy impulsów synchronizujących

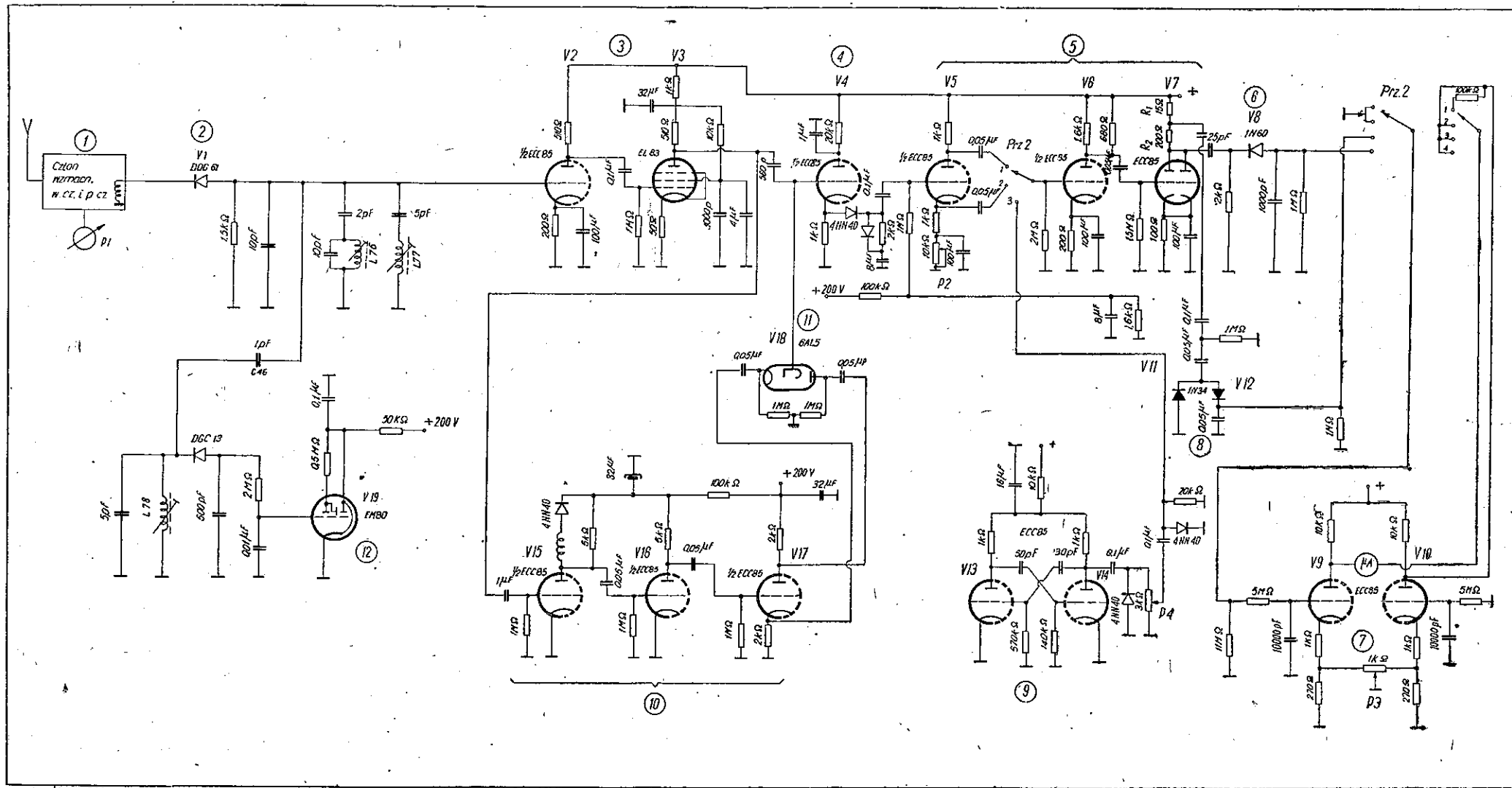
pulsy synchronizujące (rys. 7d), które są następnie różniczkowane (rys. 7e) w układzie RC. Układ 7 jest mostkowym układem pomiarowym prądu stałego, do jednej z gałęzi którego doprowadza się wyprostowany sygnał zróżniczkowanego impulsu (ΔU_1), uzyskany w układzie detektora szczytowego 6. Do ustalenia właściwej amplitudy impulsu mierzonego stanowiącej poziom odniesienia służy układ detektora szczytowego 8, wytwarzający napięcie stałe (ΔU_2).

Układ 9 wytwarza ciąg impulsów o częstotliwości odchylenia poziomego i o ustalonym czasie narastania, które służą jako impulsy wzorcowe do kontrolowania wskazań przyrządu.

W celu uzyskania odcięcia impulsów synchronizujących na poziomie wygaszania na wejściu układu 4 stabilizuje się poziom sygnału przez zastosowanie komutowanego stabilizatora poziomu (układ 11). Układ ten jest zasilany impulsami komutacyjnymi (rys. 7f), wytworzonymi w układzie 10.

Właściwe dostrojenie członów w.cz. (układ 1) do częstotliwości odbieranego sygnału umożliwia układ 12 (oko magiczne). Całość urządzenia jest zasilana przez zasilacz sieciowy stabilizowany elektronowo (układ 13).

Schemat ideowy istotnej części miernika jest podany na rys. 8.



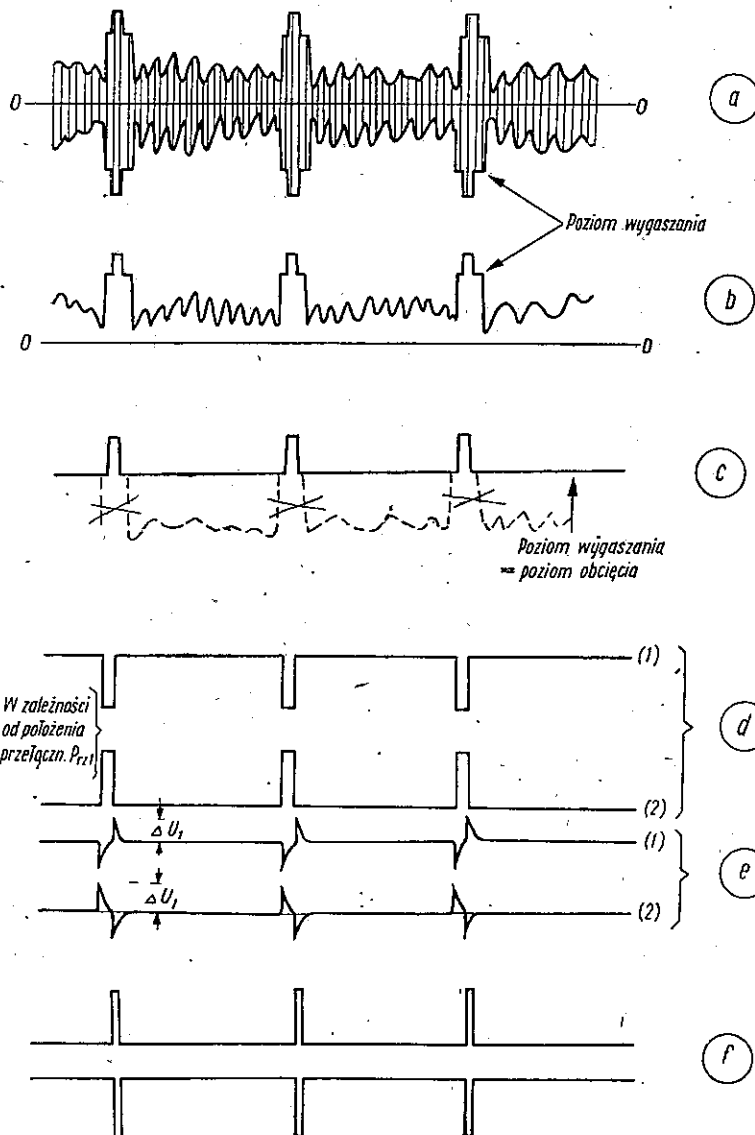
71806/247-756.

Rys. 8. Schemat ideowy miernika czasu narastania i zanikania zboczy impulsów synchronizujących

Z wymienionych powyżej członów miernika w szczególności trzy układy wymagają szczegółowego omówienia, a mianowicie:

- 1) układ różniczkujący RC,
- 2) układ woltomierza lampowego,
- 3) układ wydzielający impulsy synchronizujące z całkowitego sygnału wizyjnego.

Pozostałe układy są raczej typowe i nie będą tutaj opisywane.



Rys. 7. Przebiegi napięć w poszczególnych punktach układu: a, b, c, d, e, f

3.1. Wybór stałych układu różniczkującego RC

Wybór właściwych wartości R i C obwodu różniczkującego może być dokonany w oparciu o zależność (1) i wykres podany na rys. 5. Z zależności (1) określamy maksymalną dopuszczalną wartość oporu R .

Jeśli np. dla prawidłowego przeniesienia impulsu o czasie narastania $T_n = (0,13 \div 0,26) \mu\text{sek}$ jest niezbędne, aby graniczna częstotliwość układu wynosiła

$$f_{max} \cong \frac{0,35}{T_{n(min)}} \cong \frac{0,35}{0,13} \cong 2,7 \text{ MHz}$$

to zakładając np. $C_{sz} = 3 \text{ pF}$ otrzymamy wartość oporności R obwodu różniczkującego

$$R \leq \frac{1}{2\pi \cdot 10 f_{max} C_{sz}} \leq 2 \text{ k}\Omega$$

W celu uniknięcia wpływu oporu anodowego poprzedniego stopnia na wartość zróżniczkowanego napięcia, oporność ta nie powinna być więc większa niż

$$R_a \leq \frac{R}{10} = 200 \Omega$$

Stałą czasu obwodu różniczkującego RC otrzymujemy z kolei z rys. 5, biorąc za podstawę żądany zakres pomiaru czasów narastania T_n . Na przykład dla zakresu pomiaru $T_n = (0,05 \div 0,5) \mu\text{sek}$

$$\frac{A_{max}}{A_{min}} = \frac{\tau_{n(max)}}{\tau_{n(min)}} = \frac{T_{n(max)}}{T_{n(min)}} = 10$$

więc, przyjmując zależnie od warunków, np. $A_{max} = 5$, otrzymamy

$$A_{min} = \frac{A_{max}}{10} = 0,5$$

oraz odpowiadający z rys. 5 zakres B

$$B = 0,26 \div 0,64$$

Wówczas, stała czasowa obwodu różniczkującego wyniesie:

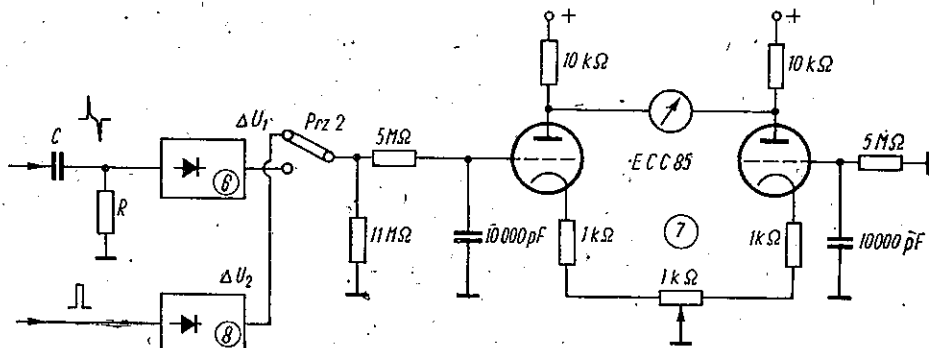
$$RC \cong \frac{A_{min} T_{n(max)}}{2,2} = \frac{0,5 \cdot 0,5}{2,2} = 0,114 \mu\text{sek}$$

i dla przyjętego $R = 2 \text{ k}\Omega$

$$C = \frac{0,114 \cdot 10^6}{2000} = 45,5 \text{ pF}$$

3.2. Układ woltomierza lampowego

Zastosowany układ woltomierza lampowego, oprócz zasadniczej roli, jaką jest pomiar amplitudy napięcia zróżniczkowanego impulsu mierzonego, powinien również umożliwiać dokładne określenie amplitudy mierzonego impulsu, dla którego układ został przeskalowany. Na rys. 9 jest podany układ tego woltomierza (układ 7). Dolne ramiona mostka stanowią



Rys. 9. Układ woltomierza lampowego

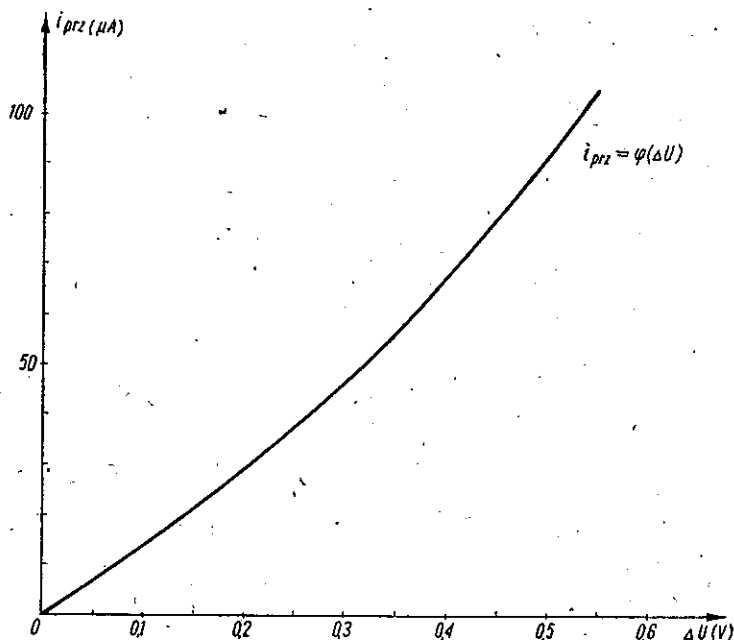
dwa systemy lampowe umieszczone we wspólnej bańce szklanej. Jeden system stanowi stały opór (siatka sterująca na potencjale masy), podczas gdy do siatki sterującej drugiego systemu doprowadza się poprzez przełącznik *Prz 2* napięcia stałe z wyjścia krystalicznych detektorów szczytowych (układy 6 i 8). Detektor układu 8 pracuje w układzie prostowania dwukierunkowego, dając na wyjściu napięcie równe międzyszczytowej wartości napięcia zróżniczkowanego impulsu, które służy do ustalania amplitudy, przy której należy dokonywać pomiarów czasu trwania zbroczy. Detektor układu 6 pracuje natomiast w układzie prostowania jednokierunkowego, dając na wyjściu napięcie zróżniczkowanego impulsu mierzonego.

W ten sposób po ustaleniu, za pomocą detektora układu 8, właściwej amplitudy mierzonego impulsu oraz „wyzerowaniu” przyrządu, należy za pomocą przełącznika *Prz 2* zamienić napięcie doprowadzane z detektora układu 8 na napięcie wytwarzane w układzie 6, aby odczytać czas trwania zbrocza impulsu, bezpośrednio na skali miernika wyskalowanej w mikrosekundach.

W celu uniknięcia szkodliwych wpływów starzenia się lamp, i zachowania właściwych stosunków amplitud impulsu mierzonego i jego różniczki — do obu detektorów są doprowadzane napięcia z wyjścia tego

samego wzmacniacza poprzez odpowiedni dzielnik $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$, uwzględniając również sprawność detekcji obu detektorów szczytowych.

Dla zwiększenia stabilności wskazań miernika napięcia w obu gałęziach układu mostkowego wprowadzono silne sprzężenie zwrotne w obwodach katodowych obu lamp. Zmniejsza to czułość przyrządu, jednak korzystnie wpływa na stabilność pracy układu. Charakterystykę wskazań przyrządu podano na rys. 10.

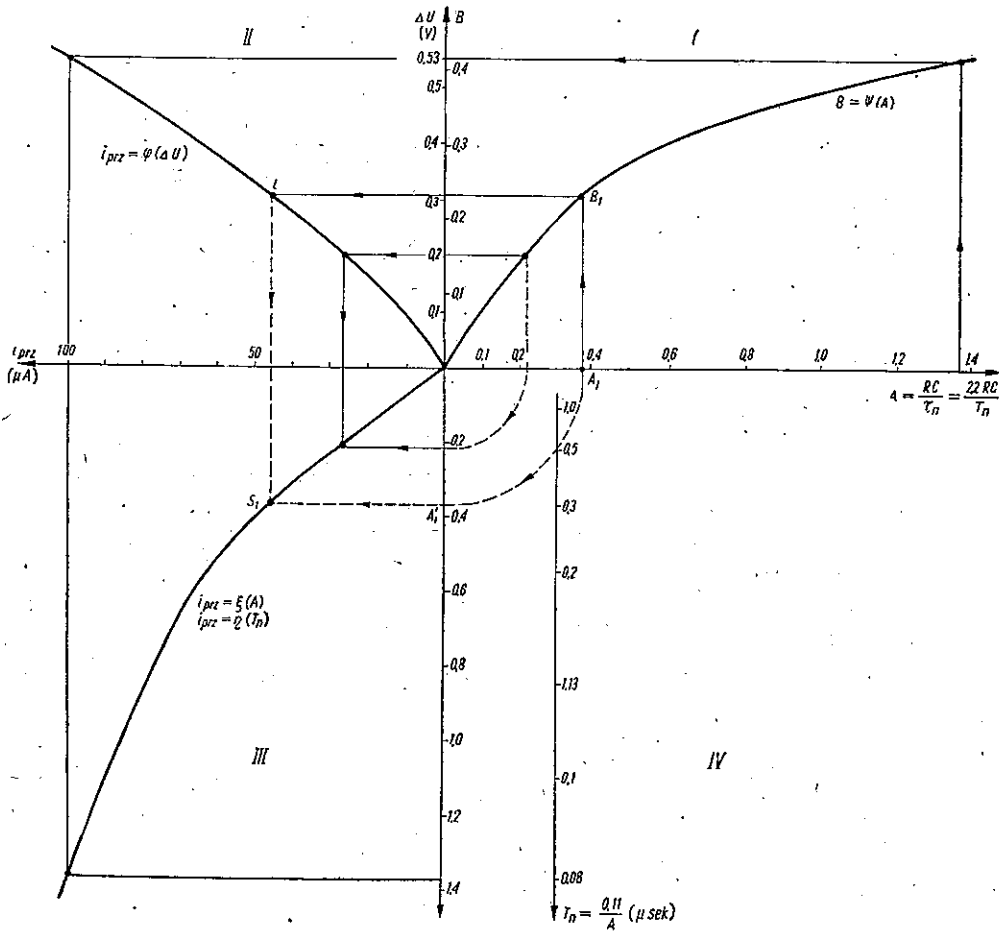


Rys. 10. Charakterystyka woltomierza lampowego

Skala miernika została obliczona teoretycznie na podstawie wykresu podanego na rys. 5, w sposób przedstawiony na rys. 11. Jakkolwiek wymagany zakres pomiaru leży w granicach $T_n = T_z = (0,13 \div 0,26) \mu\text{sek}$, to jednak ze względu na możliwość szerszego zastosowania przyrządu może być korzystne, aby objąć pomiarami i inne impulsy występujące w technice telewizyjnej (np. impulsy gaszące), ustalając ostatecznie zakres pomiaru czasów trwania impulsów w granicach $(0,08 \div 2,0) \mu\text{sek}$.

Ze względu na nieliniowy przebieg zależności (6) i związane z tym zagęszczenie skali w obszarze większych wartości T_n , postanowiono najbardziej interesujący zakres pomiarowy $(0,08 \div 0,5) \mu\text{sek}$ umieścić w granicach $i_{prz} = (100 \div 30) \mu\text{A}$. Stąd, $T_n = 0,5 \mu\text{sek}$ powinno się znajdować w okolicach punktu skali, odpowiadającego $i_{prz} = 30 \mu\text{A}$. Aby nadmiernie nie zagęszczać skali przyrządu w obszarze dużych T_n oraz nie zmniejszać

zbytnio jego czułości, przyjęto pracę na początkowym odcinku charakterystyki $B = \psi(A)$, do punktu $B_{max} = 0,41$, któremu odpowiada wartość $A_{max} = 1,37$.



Rys. 11. Obliczenie skali przyrządu

Wymagana stąd stała czasu obwodu różniczkującego wyniesie:

$$RC = \frac{T_n(\min) \cdot A_{max}}{2,2} = \frac{0,08 \cdot 1,37}{2,2} = 0,05 \text{ } \mu\text{sek}$$

Dla tej wartości RC współczynnik A_{min} będzie równy:

$$A_{min} = \frac{2,2 RC}{T_n(\max)} = \frac{2,2 \cdot 0,05}{0,5} = 0,22$$

oraz z wykresu $B = \psi(A)$ wartość $B_{min} = 0,15$.

Znając wartość B_{min} oraz zakładając z pewnym przybliżeniem, że skala woltomierza lampowego jest liniowa, można otrzymać z prostej proporcji pożądany prąd przyrządu:

$$i_{min} \cong 100 \frac{B_{min}}{B_{max}} = 100 \frac{0,15}{0,41} = 36,5 \mu A$$

Przy $i_{prz} = 30 \mu A$ odpowiada to $T_n = 0,5 \mu sek.$

Dla $B_{max} = 0,41$ wychylenie przyrządu wynosi $i_{prz} = 100 \mu A$, co z rys. 10 odpowiada napięciu stałemu przyłożonemu na wejście woltomierza lampowego $\Delta U_1 = 0,53 V$.

Zakładając sprawność detektora $\eta_d = 0,6$ oraz uwzględniając $B_{max} = 0,41$ uzyskamy przybliżoną wartość niezbędnej amplitudy impulsu na wejściu obwodu różniczkującego RC:

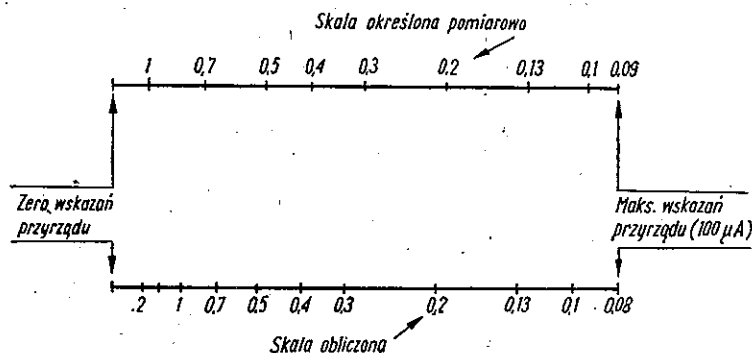
$$U = \frac{\Delta U_1}{\eta_d \cdot B_{max}} = \frac{0,53}{0,6 \cdot 0,41} \cong 2,15 V$$

Idealną skalę miernika można obliczyć metodą wykreślną, np. w układzie współrzędnych prostokątnych (rys. 11). W tym przypadku w pierwszej ćwiartce należy wykreślić funkcję $B = \psi(A)$. Następnie w drugiej ćwiartce wykreśla się charakterystykę wskazań woltomierza lampowego $i_{prz} = \varphi(\Delta U)$ w ten sposób, aby wartość $B_{max} = 0,41$ odpowiadała maksymalnemu wychyleniu przyrządu, to znaczy w danym przypadku $\Delta U = 0,53 V$. W trzeciej ćwiartce otrzymamy charakterystykę miernika $i_{prz} = \xi(A)$ lub uwzględniając zależność $T_n = \frac{2,2 RC}{A}$, ostatecznie interesującą nas charakterystykę $T_n = \eta(i_{prz})$. Dla określenia dowolnego punktu skali miernika należy np. dla danego $T_{n1} = 0,3 \mu sek$ i przyjętej wartości $RC = 0,05 \mu sek$ obliczyć odpowiednią wartość

$$A_1 = \frac{2,2 RC}{T_n} = \frac{0,11}{0,3} = 0,367$$

Z obliczonego w ten sposób punktu A_1 w pierwszej ćwiartce kreślimy linię prostą do przecięcia z krzywą $B = \psi(A)$ w punkcie B_1 , a następnie linię poziomą z tego punktu do przecięcia się z krzywą $i_{prz} = \varphi(\Delta U)$ w drugiej ćwiartce, w punkcie i_1 . Szukany punkt skali miernika S_1 otrzymamy w punkcie przecięcia linii pionowej, wystawionej z punktu i_1 z linią poziomą wystawioną z punktu $A_1 = A_1$ na pionowej osi trzeciej ćwiartki. W wyniku, otrzymuje się dla $T_{n1} = 0,3 \mu sek$ prąd miernika $i_1 = 46,5 \mu A$. Postępując w podobny sposób obliczono przewidywany przebieg wskazań przyrządu, podany na rys. 12. Na rysunku tym pokazano również skalę przyrządu uzyskaną na drodze pomiarowej,

Różnica pomiędzy skalą obliczoną a otrzymaną doświadczalnie (szczególnie w obszarze małych czasów narastania impulsów) tłumaczy się tym, że ponieważ w obszarze małych czasów narastania napięcia zróżniczkowane mają kształt wąskich impulsów, których szerokość rośnie ze wzrostem czasów narastania impulsów mierzonych. Sprawność prostowania wzrasta więc w miarę wzrostu czasu narastania. Dla impulsów



Rys. 12. Skala miernika obliczona i pomierzona

o mniejszym T_n otrzymuje się więc mniejsze wartości ΔU , niż to wynika z zależności obliczeniowej $B = \psi(A)$. Daje to odpowiednio mniejsze wartości prądu miernika (i_{prz}), a więc skala w tym obszarze rozrzedza się.

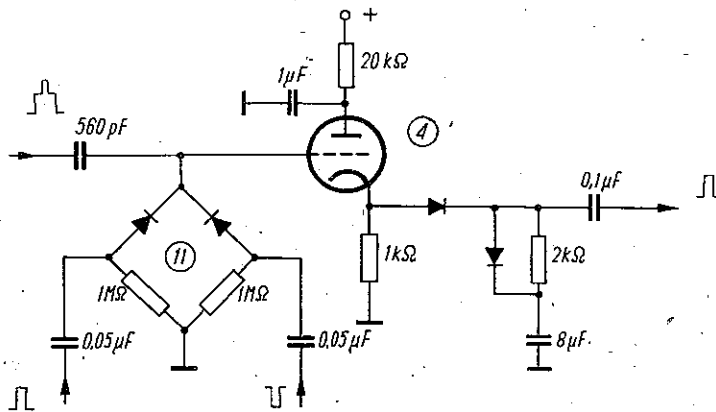
3.3. Układ wydzielania impulsów synchronizujących z całkowitego sygnału wizyjnego

Jak już poprzednio zaznaczono, układ ten powinien zapewnić:

- 1) dokładne odcięcie impulsów synchronizujących od poziomu wygaszania, niezależnie od treści sygnału wizyjnego, procesu starzenia się lampy, zmian napięć zasilających i innych czynników,
- 2) zmniejszenie do minimum zniekształceń liniowych i nieliniowych powstających w układzie, tak aby uzyskać praktycznie niezniekształcone przenoszenie zboczy impulsów.

Na rysunku 13 jest podany schemat zastosowanego układu odcinania. Proces odcinania zachodzi w obwodzie katodowym, w układzie detektora o bardzo dużej stałej czasowej (zarówno ładowania, jak i rozładowania) w stosunku do czasu repetycji impulsów synchronizujących. Dzięki temu na jego wyjściu otrzymuje się praktycznie niezniekształcone, wyseparowane impulsy. W celu uniknięcia wpływu treści obrazu na dokładność odcięcia na poziomie wygaszania zastosowano w obwodzie siatkowym komutowany układ stabilizacji poziomu.

Wartości elementów zaprojektowanego układu zostały dobrane doświadczalnie w taki sposób, aby układ spełniał postawione wymagania.



Rys. 13. Układ separujący impulsy synchronizujące z całkowitego sygnału wizyjnego

4. SPOSÓB DOKONYWANIA POMIARÓW I ICH DOKŁADNOŚĆ

Wykonany miernik pozwala na pomiar czasu trwania zboczy impulsów w zakresie $(0,08 \div 2,0) \mu\text{sek}$ w sposób stosunkowo prosty i nieskomplikowany, a mianowicie przez bezpośredni odczyt wartości czasu narastania lub zanikania impulsów synchronizujących na przyrządzie wskazówkowym, wyskalowanym w μsek .

Przed pomiarem należy dokonać cechowania przyrządu. Po nagraniu się przyrządu potrzebnym do ustalenia się jego warunków pracy należy wyzerować przyrząd i włączyć napięcie wzorcowe, otrzymywane z wbudowanego w miernik multiwibratora 9 (rys. 6). Multiwibrator ten daje ciąg impulsów o częstotliwości odchylenia poziomego, o określonym, z góry ustalonym, nachyleniu zboczy. Amplitudę impulsu wzorcowego należy dobrać tak, aby uzyskać oznaczoną na skali przyrządu, wartość czasu narastania impulsów cechujących. Następnie, należy przełączyć przyrząd na napięcie badane, i ustalić amplitudę badanego impulsu do wartości oznaczonej na skali przyrządu.

Po wycechowaniu miernika przełącza się przełącznik *Prz2* na pozycję „Pomiar” i dokonuje odczytu czasu narastania impulsu badanego. Dokładność pomiaru miernika wynosi około 5%.

Pomiar czasu zanikania impulsu badanego wykonuje się podobnie, należy tylko przed pomiarem zmienić polaryzację impulsu wchodzącego na układ różniczkujący (za pomocą przełącznika *Prz1*).

Zaletą przyrządu jest możliwość ciągłej obserwacji i pomiaru czasów trwania zboczy impulsów, przy okresowym tylko kontrolowaniu jego czułości, a głównie ewentualnych zmian amplitudy impulsu mierzonego.

Opracowany miernik ma następujące dane techniczne:

Zakres częstotliwości nośnych	wszystkie kanały OIRT
Czułość przyrządu	$U_{we} = 1 \text{ mV}_{sk} \text{ (w. cz.)}$
Oporność wejściowa	$r_{we} = 280 \Omega$
Zakres pomiaru czasów trwania zboczy impulsów	$(0,08 \div 2,0) \mu\text{sek}$
Dokładność pomiaru	ok. 5%
Czas nagrzewania	ok. 20 min
Zasilanie	220 V, 50 Hz
Pobór mocy	ok. 100 W

A. Карвовска

ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ НАРАСТАНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ
СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ СИГНАЛА ИЗЛУЧАЕМОГО
ТЕЛЕВИЗИОННЫМ ПЕРЕДАТЧИКОМ

Резюме

В статье описан, разработанный Отделом телевидения Института связи, метод измерения времени нарастания и исчезновения импульсов, состоящий в измерении амплитуда напряжения измеряемого дифференцированного импульса. Амплитуд напряжения такого импульса является функцией времени нарастания или же исчезновения этого импульса.

Приведены математические основы представленного метода, а также проанализировано влияние ряда факторов на результаты измерений.

В заключении приведены технические данные и способ произведения измерений с помощью разработанного измерителя.

A. Karwowska

MEASUREMENTS OF RISE TIME AND DECAY TIME
OF SYNCHRONIZING IMPULSES EMITTED BY THE
TELEVISION TRANSMITTERS

Summary

The article deals with measurements of rise and decay time of synchronizing impulses.

This method consists in measurements of voltage of the differentiated impulse.

The amplitude of measured voltage is the function of the rise time and of the decay time of this impulse.

Further is presented the mathematical foundation of the method in question as well as the influence of different factors on the results of measurements.

In the final part are given technical data and the manner of measuring by means of the meter especially conceived for that purpose.

A. Karwowska

MESURE DU TEMPS DU MONTÉ ET DU TEMPS DE DESCENTE
DES IMPULSIONS SYNCHRONISANT DU SIGNAL ÉMIS PAR
L'ÉMETTEUR DE TÉLÉVISION

Resumé

Dans l'article est traitée la méthode de mesure du temps de montée et du temps de descente d'impulsions, consistant à mesurer l'amplitude de tension des impulsions différenciées. L'amplitude de tension d'une telle impulsion est la fonction du temps de monté et du temps de descente.

Sont présentés les fondements mathématiques de la méthode; est analysée l'influence de plusieurs facteurs sur les résultats obtenus.

Enfin sont présentées les données techniques ainsi que le mode d'effectuer les mesurés au moyen de l'appareil, conçu dans ce but.

A. Karwowska

DIE MESSUNG DER AUF- UND ABBAUZEIT VON SYNCHRONISIERIMPULSEN
DES VON EINEM FERNSEHSENDER GESENDETEN SIGNALS

Zusammenfassung

Das in dem Aufsatz besprochene, in dem Instytut Łączności entwickelte Messverfahren für die Auf- und Abbaupzeit von Impulsen, beruht auf einer Messung der Spannungsamplitude des differenzierten Impulses, die ihrerseits von der Auf- bzw. Abbaupzeit dieses Impulses abhängt.

Es werden mathematische Grundlagen des Verfahrens mitgeteilt; dann wird die Beeinflussung der Messergebnisse durch eine Reihe von Faktoren analysiert.

Den Schluss bilden technische Daten sowie Angaben darüber, wie man die Messung mit dem entwickelten Messgerät ausführt.

ELŻBIETA PLESZCZYŃSKA
HALINA ŻOŁNOWSKA

681.14-523.8.001.8:621.395.44

**BADANIE NA MASZYNE CYFROWEJ
MODELU UKŁADU ŻARZENIA LAMP ELEKTRONOWYCH
W ZDALNIE ZASILANYCH WZMACNIAKACH TELEFONII
NOŚNEJ**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego 19. 9. 1962 r.

Badany jest model urządzenia elektrycznego, o elementach którego poczyniono odpowiednie założenia natury statystycznej. Zadanie polega na wyznaczeniu rozkładu odpowiednio zdefiniowanej zmiennej losowej występującej w tym modelu. Mimo prostoty modelowanego urządzenia, analityczne wyznaczenie tego rozkładu przedstawia ogromne trudności, natomiast łatwo otrzymuje się oszacowanie rozkładu metodą Monte-Carlo.

Opis rozwiązania poprzedzono wstępem, w którym mówi się o wykorzystywaniu maszyn cyfrowych do tworzenia i badania modeli probabilistycznych.

**1. WYKORZYSTYWANIE MASZYNY CYFROWEJ
PRZY PRZEPROWADZANIU SKOMPLIKOWANYCH OBLICZEŃ**

Konstruktor reaktora jądrowego, organizator transportu, który ma wybrać optymalny plan przewozów, eksperymentator, który chce przeprowadzić rachunki na otrzymanych z doświadczenia danych, i wielu innych specjalistów w Polsce, którzy stają wobec konieczności przeprowadzenia długich i trudnych obliczeń, wiedzą już na ogół, że maszyna cyfrowa może ich w tym wyręczyć.

Pozostają wprawdzie nieraz liczne trudności: potencjalny klient maszyny cyfrowej często nie umie sprecyzować swoich problemów w języku matematycznym, a już z reguły nie wie, czy jego problem jest do zaprogramowania na maszynę łatwy czy trudny, czy wymaga sporządzenia nowego programu, czy też da się rozwiązać typowymi i wypróbowanymi już metodami, oraz jak wielka i szybka maszyna musi być użyta. Każdy

jednak problem, rozwiązany na jakiegokolwiek z maszyn cyfrowych, które pracują w Polsce, zwiększa wzajemne doświadczenia użytkowników maszyn i obsługujących je matematyków. Doświadczenia te trzeba jak najszerszej udostępnić, toteż obie strony — autorzy stawianych zagadnień i matematycy, którzy zagadnienia te rozwiązywali na maszynie cyfrowej — powinni o tym informować w odpowiednich pismach fachowych. Niniejszy artykuł jest napisany przez matematyków.

2. ZASTOSOWANIE MASZYN CYFROWYCH DO TWORZENIA I BADANIA MODELI PROBABILISTYCZNYCH

Ze względu na stale rozwijające się w naszym kraju zastosowanie maszyn cyfrowych do tworzenia i badania modeli probabilistycznych celowe jest poinformowanie szerokich rzesz techników o pracach i metodach stosowanych w tej dziedzinie.

Jako przykład modelu probabilistycznego może służyć model działania centrali telefonicznej, o którym mowa w rozdz. 3.

W modelach probabilistycznych niektóre parametry mają charakter losowy. Aby móc realizować je na maszynie cyfrowej, potrzebne są odpowiednie źródła liczb losowych, tak zwane generatory liczb losowych na maszynę cyfrową. Opis niektórych uruchomionych i sprawdzonych już generatorów, między innymi bardzo potrzebnego w teletechnice łączeniowej generatora liczb o rozkładzie wykładniczym, jest podany w [6].

Definicje i przykłady modeli, w szczególności modeli probabilistycznych, stosowanych w badaniach operacyjnych można znaleźć np. w [5].

3. O MODELU DZIAŁANIA CENTRALI TELEFONICZNEJ

Do stworzenia modelu działania centrali telefonicznej potrzebne jest przyjęcie odpowiednich założeń o procesie zgłoszeń do centrali, o systemie wykonywania połączeń, o czasie trwania rozmów. Do badania tego modelu potrzebne jest sprecyzowanie matematyczne co jest przedmiotem badania, a więc np. obliczenie ilości niezakończonych połączeń, czy też czasu zajętości wszystkich dróg połączeniowych według podanej metody lub porównanie zdefiniowanej w pewien sposób efektywności działania centrali przy różnych systemach wykonywania połączeń.

Na podstawie [1], [2], [3], gdzie zawarty jest przegląd fachowych prac nad badaniem na maszynie cyfrowej modeli działania centrali telefonicz-

nej, można stwierdzić, że tego rodzaju prace są bardzo popularne w krajach używających dłużej niż my szybkie maszyny liczące. W pracach tych wyraża się również przekonanie, że maszyna cyfrowa lepiej się nadaje do badania modeli central telefonicznych niż specjalnie zbudowane maszyny analogowe, tak ze względu na koszt badania, jak i ze względu na łatwość zmiany założeń o modelu. Jeden z autorów [1] mianowicie *Eiichi Gambe* stwierdza, że sztuczny ruch wytworzony za pomocą maszyn cyfrowych jest wyjątkowo wartościową metodą rozwiązywania natężenia ruchu wytworzonego w grupach połączeniowych skomplikowanej centrali telefonicznej.

4. BADANIE NA MASZYNIE CYFROWEJ MODELU OBWODU ŻARZENIA LAMP ELEKTRONOWYCH WZMACNIAKÓW PRZELOTOWYCH TELEFONII NOŚNEJ ZDALNIE ZASILANYCH PRĄDEM STAŁYM

Współpraca matematyków z technikami przy rozwiązywaniu omawianego zagadnienia wyglądała w sposób następujący.

a. Autorzy zagadnienia przekazali matematykom założenia dotyczące budowy modelu i na tej podstawie wspólnie opracowano ściśle sformułowanie matematyczne, co jest przedmiotem badania.

Model jest następujący:

Dany jest obwód elektryczny przedstawiony na rys. 1, w którego skład wchodzi: stałe źródło napięcia U , dwa stałe opory A i B oraz 14 lamp elektronowych o oporze nominalnym R_{nom} każda. Lamy pochodzą z produkcji masowej i ich opory oznaczone przez $R_1, R_2 \dots R_{14}$ mogą się odchylić od wartości nominalnej R_{nom} o co najwyżej $\pm z$ % każda. Odchylenia te nazywamy tolerancjami oporności. Zakładamy, że populacja oporu lamp ma rozkład prawdopodobieństwa normalny z wartością średnią równą R_{nom} i odchyleniem średnim σ takim, że $3\sigma = z$ % R_{nom} .

Odchylenia opornościowe powodują odchylenia prądów, określonych jako bezwzględne wartości odchylenia od prądów nominalnych, przepływających przez poszczególne lampy. Największe z tych odchylenia oznaczamy przez Δmax . Przy różnych wartościach oporów poszczególnych lamp otrzymuje się różne wartości Δmax . Należy podać częstości, z jaką maksymalne odchylenie prądu Δmax nie przekracza wartości x dla $0 < x < \infty$. Funkcja taka (częstość nieprzekroczenia x w zależności od x) nosi nazwę dystrybuanty empirycznej.

Przedmiotem badania jest więc wyznaczenie dystrybuanty empirycznej.

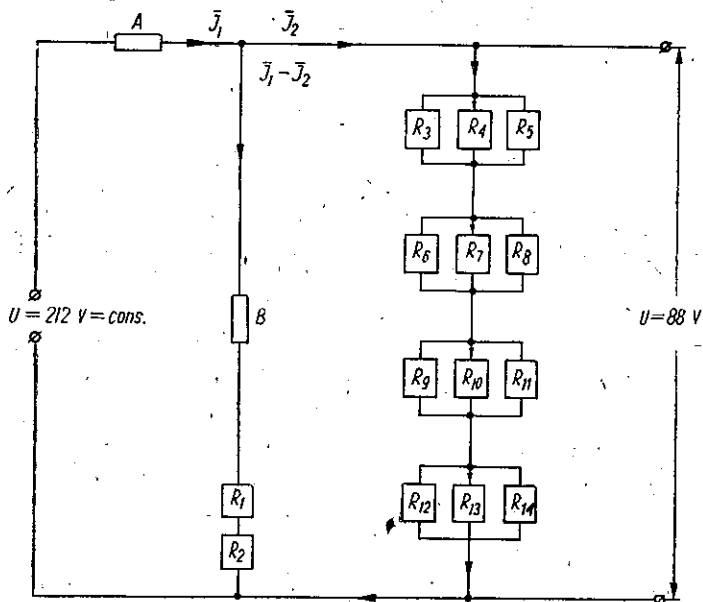
Aby móc zapisać zależność między oporami lamp a odchyleniami prądów, oznaczamy:

ΔI_j — odchylenie prądu na j -tej lampie,

I_j^{nom} — nominalny prąd płynący przez j -tą lampę, w przypadku gdy wszystkie opory lamp są równe nominalnemu,

\bar{I}_1 — prąd płynący przez opór A (patrz rys. 1),

\bar{I}_2 — prąd płynący w gałęzi złożonej z 12 lamp (patrz rys. 1).



Rys. 1. Schemat obwodu

Możemy teraz zapisać

$$\Delta \max = \sup (\Delta I_1, \Delta I_2, \dots, \Delta I_{14})$$

przy czym

$$\Delta I_j = |\bar{I}_1 - \bar{I}_2 - I_j^{nom}| \quad (j = 1, 2)$$

$$\Delta I_j = |I_j - I_j^{nom}| \quad (j = 3, \dots, 14)$$

$$I_j = \frac{U_{w_i}}{R_j} \quad (j = 3, 4, \dots, 14)$$

$$U_{w_i} = U_{w_{i+1}} = U_{w_{i+2}} = \bar{I}_2 R_{w_i} \quad (i = 3, 6, 9, 12)$$

$$R_{w_i} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{i+1}} + \frac{1}{R_{i+2}}} \quad (i = 3, 6, 9, 12)$$

zaś \bar{I}_1 i \bar{I}_2 spełniają układ równań

$$\bar{I}_1 (A + B + R_1 + R_2) - \bar{I}_2 (R_1 + R_2 + B) = U$$

$$\bar{I}_1 (B + R_1 + R_2) + \bar{I}_2 (R_{w_3} + R_{w_6} + R_{w_9} + R_{w_{12}} + R_1 + R_2 + B) = 0.$$

Zadanie należało rozwiązać dla: $U = 212$ V, $A = 310$ Ω , $B = 440$ Ω , $R_{nom} = 220$ Ω oraz dla z przybierającego kolejno wartości 5; 4; 3,5; 3; 2,5 i 2.

Wynikiem ostatecznym miało więc być sześć dystrybuant empirycznych dla sześciu różnych wartości z .

b. Dalszy ciąg pracy należał do matematyków. Przede wszystkim trzeba było rozstrzygnąć, czy rzeczywiście nie można rozwiązać zadania analitycznie. W sformułowaniu matematycznym postawione zadania sprowadza się do wyznaczenia dystrybuanty zmiennej losowej, będącej funkcją czternastu niezależnych zmiennych losowych o rozkładzie normalnym z parametrami R_{nom} i σ . Wzory wyrażające tę zależność są jednak na tyle skomplikowane, że rozwiązanie analityczne, o ile nawet można by je uzyskać, byłoby bardzo trudne. Wobec tego zdecydowano się na metodę Monte Carlo.

Zbiór możliwych wartości $\Delta max : 0 \leq x < \infty$ podzielono na 21 przedziałów.

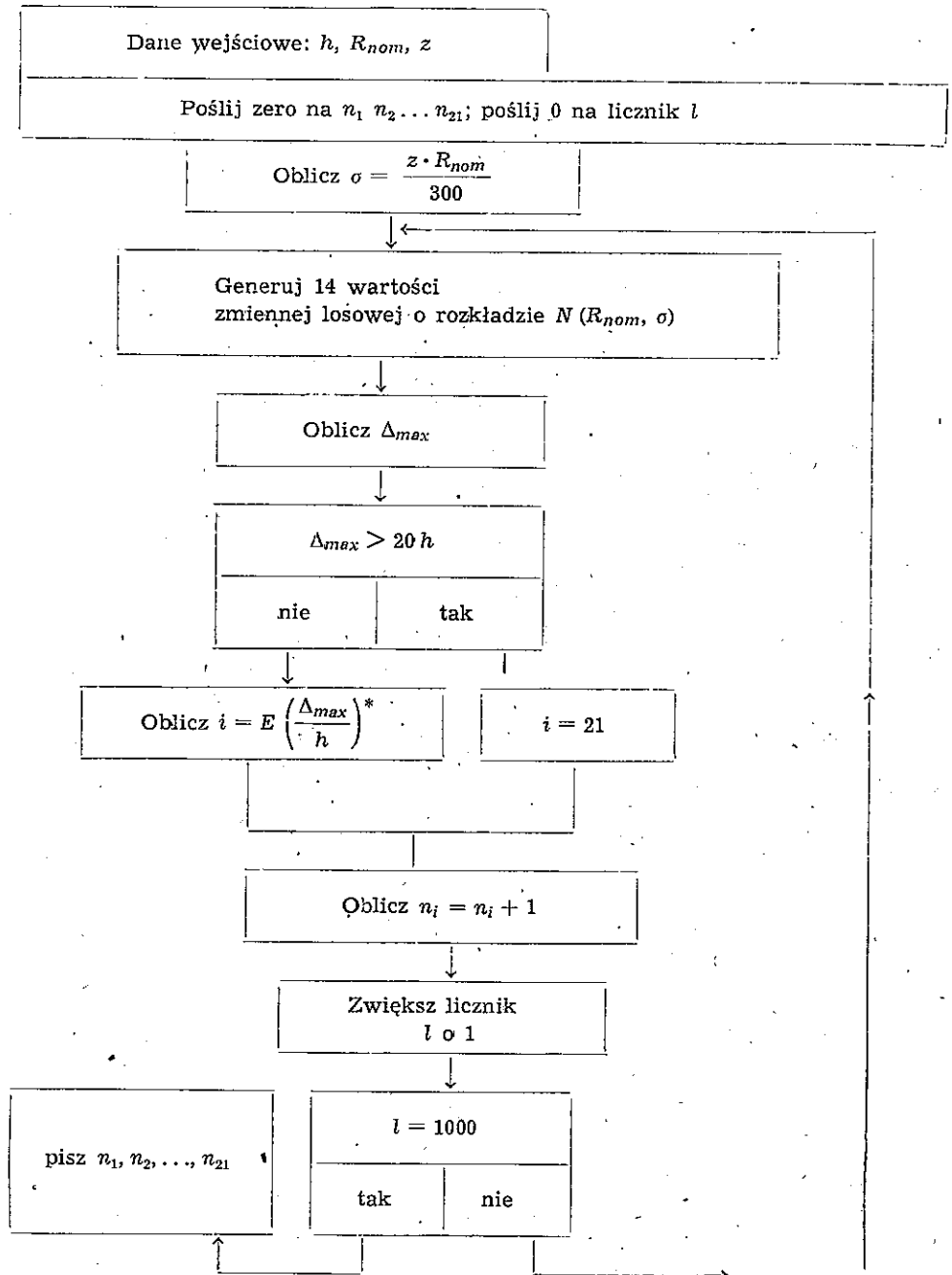
$$0 \leq x < h, \quad h \leq x < 2h, \quad \dots \quad 19h \leq x < 20h, \quad x \geq 20h$$

gdzie h jest tak dobrane, aby bardzo rzadko trafiały się wartości $\Delta max \geq 20h$. Postanowiono uzyskać próbkę 1000 wartości Δmax i obliczyć ile elementów tej próbki należy do pierwszego przedziału, następnie do drugiego itd. Liczność elementów w i -tym przedziale oznaczono przez n_i . Suma $n_1 + n_2 + \dots + n_i$ podzielona przez 1000 (liczność całej próbki), oznaczona przez $F(i \cdot h)$, stanowi częstość, z jaką zmienna losowa Δmax przyjmuje wartość mniejszą od $i \cdot h$ ($i = 1, \dots, 20$). Jest to właśnie poszukiwana dystrybuanta empiryczna $F(x)$. Dopiero teraz, po takim przygotowaniu rozwiązywanego zagadnienia, można było wykorzystać maszynę cyfrową.

Ułożono więc program na maszynę cyfrową ZAM-2 obejmujący następujące czynności:

- a) generowanie 14 wartości zmiennej losowej o rozkładzie normalnym z parametrami R_{nom} i σ ,
- b) obliczanie Δmax według wzorów w rozdz. 4,
- c) zbadanie, do którego z 21 przedziałów ono należy,
- d) zwiększenie liczności tego przedziału o jeden,
- e) powtórzenie a), b), c) i d) 1000 razy,
- f) obliczenie i wydrukowanie wielkości $F(ih) = \frac{n_1 + \dots + n_i}{1000}$.

Na to, aby program mógł działać, należy podać maszynie wartości h , R_{nom} i z ($3\sigma = z \cdot R_{nom}$). Generowanie 14 wartości zmiennej losowej o rozkładzie normalnym z danymi parametrami odbywało się za pomocą zaprogramowanego w maszynie i starannie sprawdzonego kilkoma różnymi testami generatora liczb losowych o rozkładzie normalnym. Na rys. 2 podano schemat blokowy programu.



*) $E\left(\frac{\Delta_{max}}{n}\right)$ oznacza całość z liczby rzeczywistej np. $E(2,112) = 2$.

Rys. 2. Schemat blokowy programu

Poprawność wyznaczania Δ_{max} przez program została sprawdzona na arytmometrze.

Program zajmował tylko pamięć szybką (wewnętrzną) maszyny ZAM-2, tj. 512 słów długich 36-bitowych. Czas trwania obliczeń dla jednej wartości z wynosił 40 min.

Obliczenia przeprowadzono dla następujących 6 wariantów:

Nr wariantu	R_{nom}	z	$(3\sigma = z\% R_{nom})$ σ	h
1	220 Ω	5	3,67 Ω	0,25 mA
2	220 Ω	4	2,93 Ω	0,25 mA
3	220 Ω	3,5	2,57 Ω	0,25 mA
4	220 Ω	3	2,20 Ω	0,125 mA
5	220 Ω	2,5	1,83 Ω	0,125 mA
6	220 Ω	2	1,47 Ω	0,125 mA

Tablica

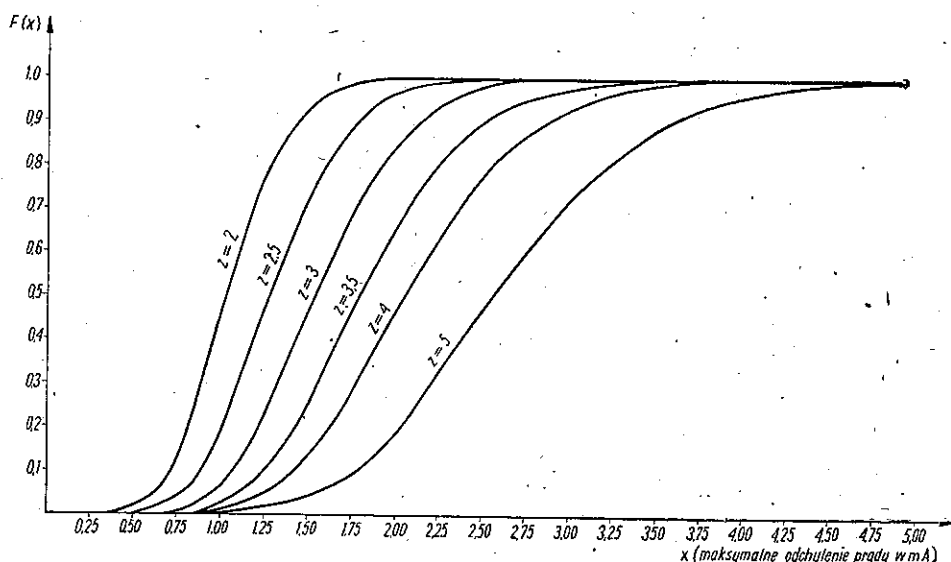
Dystrybuanty empiryczne $F(x)$

Nr wariantu		1	2	3		4	5	6
i	$x=0,25i$ (mA)				$x=0,125i$ (mA)			
1	0,25	0,000	0,000	0,000	0,125	0,000	0,000	0,000
2	0,50	0,000	0,000	0,000	0,250	0,000	0,000	0,000
3	0,75	0,000	0,001	0,004	0,375	0,000	0,000	0,001
4	1,00	0,001	0,018	0,028	0,500	0,001	0,002	0,018
5	1,25	0,018	0,044	0,100	0,625	0,003	0,018	0,044
6	1,50	0,055	0,133	0,254	0,750	0,018	0,034	0,134
7	1,75	0,088	0,283	0,475	0,875	0,029	0,090	0,281
8	2,00	0,193	0,474	0,660	1,000	0,070	0,191	0,475
9	2,25	0,325	0,637	0,805	1,125	0,133	0,324	0,636
10	2,50	0,475	0,778	0,901	1,250	0,231	0,476	0,778
11	2,75	0,603	0,870	0,955	1,375	0,354	0,605	0,867
12	3,00	0,731	0,931	0,983	1,500	0,477	0,730	0,930
13	3,25	0,814	0,969	0,993	1,625	0,584	0,815	0,970
14	3,50	0,887	0,987	0,998	1,750	0,692	0,885	0,986
15	3,75	0,932	0,994	1,000	1,875	0,780	0,931	0,995
16	4,00	0,961	0,998		2,000	0,841	0,962	0,998
17	4,25	0,970	1,000		2,125	0,896	0,981	1,000
18	4,50	0,991			2,250	0,931	0,991	
19	4,75	0,995			2,375	0,956	0,996	
20	5,00	0,998			2,500	0,975	0,998	
21	>5,00	1,000			>2,500	1,000	1,000	

W tabelicy przedstawionej powyżej zestawiono wielkości $F(i\bar{h})$ dla wszystkich 6 wariantów, a na rys. 3 przedstawiono wykresy tych dystrybuant empirycznych.

Z rysunku 3 widzimy, że im większe z (czyli im większe średnie odchylenie opornościowe lamp), tym częściej Δ_{max} przybiera duże wartości.

Należy pamiętać, że we wszystkich wariantach wartość R_{nom} była stała i równa 220Ω . Z otrzymanych wyników można więc korzystać tylko przy założeniu, że R_{nom} wynosi 220Ω .



Rys. 3. Dystrybuanty empiryczne $F(x)$

Przykład korzystania z tabelicy: przypuśćmy, że chcemy, aby co najmniej w 98% przypadków maksymalne odchylenie nie przekraczało 3 mA. Widzimy, że żądanie to jest spełnione już w wariacie 3 ($F(3mA) = 0,983$), a tym bardziej w następnych. Dla wariantu 3 mamy $z = 3,5$, a więc $\sigma = 2,57 \Omega$. Z tego wynika, że nasze żądanie będzie spełnione, jeśli zapewnimy sobie produkcję lamp o wartości średniej R_{nom} , i odchyleniu średnim nie większym niż $2,57 \Omega$.

Warto może zwrócić uwagę, że niekiedy może być interesująca nie tylko wielkość maksymalnego odchylenia ale jego lokalizacja. W opisanym wyżej programie dokonano dodatkowo częściowej lokalizacji, mianowicie zbadano, ile razy w tysiącu elementów maksymalne odchylenie powstało na pierwszej lub drugiej lampie (lampy o oporach R_1 i R_2 według rys. 1), a ile razy na pozostałych.

Okazało się, że w badanych próbkach 1000 wartości we wszystkich wariantach tylko 2 maksymalne odchylenia powstały na pierwszej lub drugiej lampie.

c. Z chwilą wyznaczenia dystrybuant empirycznych techniczna praca matematyków była zakończona. Wyniki doświadczeń i postać wzorów nasunęła im jednak jeszcze następujące refleksje.

Doświadczenia wykazują, że aby zapewnić sobie możliwy do przyjęcia rozkład maksymalnego odchylenia prądu, trzeba mieć dostatecznie mały rozrzut oporu lamp (dostatecznie małe σ). Tak jest rzeczywiście, gdy opory lamp montowanych w obwód nie są mierzone. Nastawienie się na produkcję lamp o bardzo małym rozrzucie może być jednak kosztowne. Dlatego też można zaproponować inny model, w którym lampy mogą mieć dość duży rozrzut, a mimo to rozkład maksymalnego odchylenia prądu będzie zapewne znacznie korzystniejszy dla nas niżby to wynikało z wyników wykonanego doświadczenia. Pociągałoby to jednak za sobą konieczność mierzenia oporów lamp przed montażem i następnie sortowanie lamp w opisany dalej sposób.

Jest oczywiste, że jeżeli odrzucimy lampy o skrajnie dużych i skrajnie małych oporach, to odchylenie średnie σ takiego uciętego rozkładu oporów będzie znacznie mniejsze niż σ rozkładu nieuciętego. Z drugiej strony, po obejrzeniu wzorów z rozdz. 4 widać, że maksymalne odchylenie prądu nie zależy osobno od oporów pierwszej i drugiej lampy R_1 i R_2 (rys. 1), a tylko od ich sumy $R_1 + R_2$. Wystarczy więc starać się zachować warunek $R_1 + R_2 \approx 2R_{nom}$. Te dwie lampy stanowią około 14% lamp w obwodzie. Nasuwa się więc wniosek, że należy postąpić następująco.

Rozpatrzmy przypadek, gdy $R_{nom} = 220 \Omega$ i $3\sigma = 5\% R_{nom}$. Odczytujemy z tablic dystrybuanty rozkładu normalnego, że mamy 7% lamp, w których $R > 225,3 \Omega$, 70% lamp, w których $R < 214,7 \Omega$ i 86%, w których $214,7 \Omega \leq R \leq 225,3 \Omega$. Przed montażem badamy opór lamp i sortujemy je na 3 grupy: do pierwszej zaliczamy te, w których $R > 225,3 \Omega$ do drugiej te, w których $R < 214,7 \Omega$, do trzeciej pozostałe.

Przy montażu lampy pierwszej grupy montujemy według rysunku 1 jako lampy o oporze R_1 , lampy drugiej grupy montujemy jako lampy o oporze R_2 , zaś lampy trzeciej grupy montujemy jako lampy o oporach R_3, R_4, \dots, R_{14} (według rys. 1).

Takie postępowanie powinno prowadzić do polepszenia rozkładu maksymalnego odchylenia prądu.

Po odpowiedniej zmianie dotychczasowego programu można by na maszynie cyfrowej znaleźć oszacowanie tego rozkładu. Pozwoliłoby to na ocenę przez fachowca, czy takie postępowanie przy montażu lamp

jest opłacalne. Ma ono tę dodatkową zaletę, że jednocześnie weryfikuje założenia o rozkładzie oporów lamp, gdyż wszystkie opory lamp są mierzone.

WYKAZ LITERATURY

1. Troisième Congrès International de Télétrafic, Paris, 11—16 Septembre 1961: Document № 16: A Study on the Efficiency of Graded Multiple Delay, by *Eiichi Gambe*.
Document № 18: The Results of Tests on Gradings devised by the Method of G.F.O'Dell using an Artificial Traffic Machine, by *A. T. Harmston*.
Document № 20: Artificial Traffic Trials Using a Digital Computer, by *D.G.N. Hunter*.
Document № 28: Loss Formula, Artificial Traffic Checks and Quality Standards for Characterising One Stage Gradings, by *A. Lotze*.
Document № 30: Tables Americaines et Europeennes de capacité de trafic et leur emploi, par *R. R. Mina*.
Document № 41A: Débordement dans un système à selection conjuguée à deux étages. Théorie du blocage et études en trafic artificiel, par *B. Wallström*.
2. *Neovius G.*: Artificial traffic trials using Digital Computers.
3. *Koşten L.*: Application of Artificial Traffic Methods to Telephone Problems.
4. Статистические методы исследования (Труды 1 международного конгресса международной федерации по автоматическому управлению). Издательство Академии Наук СССР, Москва 1961.
5. *Saaty T. L.*: Mathematical Methods of Operations Research, New York, Toronto, London, 1959.
6. *Pleszczyńska E.*: Niektóre metody generowania realizacji procesu Poissona, Algorytmy nr 2 (1963).

Э. Плесцинска

Г. Жолновска

ИССЛЕДОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ ЦИФРОВОЙ МАШИНЫ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ НАКАЛА ДИСТАНЦИОННО ПИТАЕМЫХ ТЕЛЕФОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Резюме

Исследуется модель электрического устройства, об элементах которого были сделаны соответственные предпосылки статистического характера. Задание состоит в том, чтобы получить распределение соответственно избранной случайной переменной, выступающей в этой модели. Помимо простоты моделированного устройства аналитическое получение этого распределения очень затруднительно, но легко получается оценка распределения по методу Монте Карло.

Описание решения предшествоует введением, в котором рассмотрено использование цифровых машин при конструировании и исследовании статистических моделей.

E. Pleszczyńska

H. Zołnowska

THE RESEARCH AFTER A MODEL OF FILAMENT SET
OF VALVES IN A BAY OF REMOTE SUPPLIED AMPLIFIERS
OF A CARRIER CURRENT TELEPHONY SYSTEM

Summary

A model of a set of electrical circuits is studied on the elements of which is made the assumption of a statistical nature. The work consists in determining the repartition of random variable in an appropriate manner as to model concerned. Despite the simplicity of this model the analytical determination of required repartition presents considerable difficulties but by means of method Monte Carlo the determining of the repartition becomes easy.

In the introduction preceding the description in question is dealt the utilisation of numerical computer for producing and study of the probabilistic models.

E. Pleszczyńska

H. Zołnowska

LES ÉTUDES À L'AIDE D'UNE CALCULATRICE NUMÉRIQUE
SUR UN MODÈLE D'ENSEMBLE DES FILEMENTS DE TUBES
TÉLÉALIMENTÉES DANS UN BÂTI D'AMPLIFICATEURS
DE TÉLÉPHONIE À COURANTS PORTEURS

Resumé

Est étudié le modèle de l'ensemble des circuits électriques aux éléments duquel sont faites les propositions de nature statistique. Le problème consiste à déterminer la repartition d'une variable aléatoire définie d'une manière appropriée, traitée dans le modèle en question. Malgré la simplicité du modèle étudié, la détermination analytique d'une telle repartition présente des difficultés considérables; par contre si l'on applique la méthode Monte Carlo l'appréciation de la repartition devient facile.

Dans l'introduction qui précède la description de la solution on parle de l'utilisation de la calculatrice numérique pour produire et étudier les modèles de probabilité.

E. Pleszczyńska
H. Zołnowska

UNTERSUCHUNG EINES MODELLS DER RÖHRENHEIZANORDNUNG
IN FERNGESPEISTEN TF-VERSTÄRKERN MIT
EINEM DIGITALRECHNER

Zusammenfassung

Es wird das Modell einer elektrischen Anlage untersucht, für dessen Elemente entsprechende Voraussetzungen statistischen Charakters festgelegt worden sind. Die Aufgabe besteht darin, die Verteilung einer in diesem Modell vorkommenden entsprechend definierten Zufallsvariablen zu bestimmen. Die modellierten Anlage ist an sich einfach; trotzdem bietet eine analytische Bestimmung dieser Verteilung erhebliche Schwierigkeiten; leicht lässt sich dagegen die Verteilung nach dem Monte-Carlo-Verfahren abschätzen.

Die Beschreibung der Lösung wird mit einer Besprechung der Anwendung von Digitalrechnern zur Bildung und Untersuchung probabilistischer Modelle eingeleitet.

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE
Warszawa, Mazowiecka 2/4

polecają:

Błocki F., Skarbiński Z.
SYSTEMY WIELOKROTNE W TELEKOMUNIKACJI
str. 432, rys. 316, tabl. 27, zł 68.—

Kassenberg K., Ruciński J.
ELEMENTY ŁĄCZENIOWE, SYGNALIZACYJNE I ZABEZPIECZAJĄCE
Tom. 1. Wyd. 2, str. 235, rysunki, tablice, zł 21.50
Tom 3. str. 604, rysunki, tablice, zł 25.—

Michel K.
URZĄDZENIA TELETRANSMISYJNE TELEFONII NATURALNEJ
str. 415, rys. 527, tabl. 40, zł 39.—

Fijałkowski W.
TELETRANSMISJA TELEGRAFICZNA
str. 332, rys. 262, tabl. 14, zł 49.—

Nowicki W.
ZASADY TELETRANSMISJI PRZEWODOWEJ
Tom 2, str. 478, rysunki, tablice, zł 44.—

Pomirski H., Szpigler Z.
KABLOWE LINIE TELEKOMUNIKACYJNE
str. 440, rysunki, tablice, zł 35.—

Do nabycia w księgarniach technicznych
„Domu Książki”

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE
Warszawa, Mazowiecka 2/4

polecają:

Chomicz W. J.

FERRYTOWE ANTENY ODBIORCZE

Tłum. z ros. S. Katz, str. 59, rys. 43, tabl. 3, zł 10.—

Dyjas Z., Szymel W.

RADIOKOMUNIKACJA RUCHOMA NA FALACH METROWYCH

str. 388, rys. 382, tabl. 12, zł 56.—

Ginztow E. L.

MIERNICTWO MIKROFALOWE

Tłum. z ang. A. Kraszewski, L. Sokołowski, S. Stuchty
str. 468, rys. 267, tabl. 26, zł 85.—

Panecki M., Litwin R., Drozdowicz L.

TEORIA I TECHNIKA MIKROFALOWA

str. 506, rys. 487, tab. 22, zł 89.—

Stewart J. L.

LINIE PRZESYŁOWE

Tłum. z ang. (USA) K. Kowalski, J. Majer
str. 206, rys. 72, tabl. 2, zł 23.—

Jonscher A. K.

PODSTAWY DZIAŁANIA PRZYRZĄDÓW PÓLPRAZEWODNIKOWYCH

Tłum. z ang. (USA) W. Rosiński
str. 220, rys. 58, tabl. 4, zł 25.—

Do nabycia w księgarniach technicznych
„Domu Książki”