

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 84 / 1978

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

<i>Daniel Józef Bem</i> : Analiza teoretyczna i badania modelowe anteny Warszawskiej Radiostacji Centralnej	3
<i>Edward Dumania</i> : Modelowanie konfiguracji sieci rozszewczej. (Metodyka i badania modelowe)	77 2-3
<i>Alina Karwowska-Lamparska, Andrzej Gawel</i> : Wizjotelefoniczny cyfrowy koder-dekoder	89 2-6
<i>Michał Nowicki</i> : Koncepcje rozwiązań układowych miernika mocy średniej sygnałów losowych o dynamice powyżej 100 dB	105 2-11
<i>Krystyna Palmowska</i> : Modelowanie sieci transmisji danych za pomocą podsystemu informatycznego „Teledacja”	125 2-3
<i>Romuald Białobrzęski, Kazimierz Sosin</i> : Komparator napięciowy z próbkowaniem.	131 2-12

РЕЗЮМЕ

<i>Бем Д. Я.</i> : Теоретический анализ и модельные испытания антенны для Центральной Варшавской Станции Радиовещания	3
<i>Думаня Э.</i> : Моделирование конфигурации сети вещания (Методика и модельные испытания)	77
<i>Карвовска-Лямпарска А., Гавел А.</i> : Видеотелефонный цифровой кодер-декодер	89
<i>Новицкий М.</i> : Концепции схемных решений измерителя средней мощности сигналов случайного характера с динамикой свыше 100 дБ	105
<i>Пальмовска К.</i> : Моделирование сети передачи данных с помощью информатической подсистемы „Теледация”	125
<i>Бялобжецкий Р., Сосин К.</i> : Компаратор напряжений с контролем граничной величины действия	131

SUMMARY

<i>Daniel Joseph Bem</i> : Theoretical analysis and model researches of antenna for the Warsaw Central Broadcasting Radio Station	3
<i>Edward Dumania</i> : Modeling of broadcasting network configuration (Method and Model Tests)	77
<i>Alina Karwowska-Lamparska, Andrzej Gawel</i> : Videotelephone digital coder-decoder.	89
<i>Michał Nowicki</i> : Concepts of scheme solutions of the random signal mean power meter with dynamic of over 100 dB	105
<i>Krystyna Palmowska</i> : Modeling of data transmission network by means of the informatic subsystem „Teledacja”	125
<i>Romuald Białobrzęski, Kazimierz Sosin</i> : Voltage comparator with sampling.	131

RÉSUMÉ

<i>Daniel Józef Bem</i> : Analyse théorique et recherches sur les modèles de la station radio-émettrice centrale de Varsovie	3
<i>Edward Dumania</i> : Simulation de configuration du réseau de diffusion (Méthode et essais de simulation)	77
<i>Alina Karwowska-Lamparska, Andrzej Gawel</i> : Codeur-décodeur vidéophonique numérique	89
<i>Michał Nowicki</i> : Conceptions de solution du schéma de l'appareil de mesure de la puissance moyenne des signaux aléatoires ayant la dynamique au-dessus de 100 dB.	105
<i>Krystyna Palmowska</i> : Modelage du réseau de transmission des données au moyen de sousystème informatique „Teledacja”	125
<i>Romuald Białobrzęski, Kazimierz Sosin</i> : Comparsateur des tensions avec échantillonnage	131

ZUSAMMENFASSUNG

<i>Daniel Józef Bem</i> : Theoretische Analyse und Modellprüfungen der Antenne der Warschauer Rundfunkstation.	3
<i>Edward Dumania</i> : Konfigurationsmodellierung des Verteilungsnetzes (Methode und Modellprüfungen)	77
<i>Alina Karwowska-Lamparska, Andrzej Gawel</i> : Videotelefonischer digitaler Koder-Dekoder	89
<i>Michał Nowicki</i> : Monzeptionen der Schaltungslösungen des Mittelwertleistungsmessers mit Dynamik grösser als 100 dB	105
<i>Krystyna Palmowska</i> : Komputermulierung des Datennetzes mittels Programmsystems „Teledacja”	125
<i>Romuald Białobrzęski, Kazimierz Sosin</i> : Spannungskomparator mit Abtastung.	131

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 84

WARSZAWA
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. *Lesław Kędzierski*

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. *Władysław Cetner*, doc. mgr inż. *Adam Moniuszko*
doc. dr inż. *Krzysztof Plewko* (Z-ca Redaktora Naczelnego)

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, 04-894 Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1978

Wydawnictwo nieperiodyczne

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1978

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 8,72. Ark. druk. 8,25. Oddano do składania w marcu 1978 r. Podpisano do druku i druk ukończono w październiku 1978. Papier druk. sat. kl. V. 70 g. 70×100. Zam. P/39/78.K/8270. Indeks aktualny

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 161/78

Daniel Józef Bem

ANALIZA TEORETYCZNA I BADANIA MODELOWE ANTENY WARSZAWSKIEJ RADIOSTACJI CENTRALNEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 14.IV.1977 r.

Podjęcie decyzji o budowie w Polsce nowej radiostacji długofalowej (WRC), wyposażonej w nadajniki o mocy 2 MW, stworzyło potrzebę opracowania anteny o właściwościach przeciwwzanikowych. Stwierdzono, że optymalne pokrycie terenu zapewnia antena półfalowa, co oznaczało konieczność budowy masztu stalowego o wysokości 640 m. W pracy przedstawiono wyniki analizy teoretycznej, dotyczącej rozkładu prądu wzdłuż anteny, impedancji wejściowej oraz charakterystyki promieniowania. Opisano też sposób obliczania napięć statycznych i wielkiej częstotliwości na izolatorach odciągowych. Wyniki analizy teoretycznej sprawdzono na modelach anteny. Badania modelowe wykonano w dwóch etapach. W pierwszym etapie, na modelach w małej skali, ustalono parametry anteny do projektu mechanicznego. W drugim etapie – po wykonaniu projektu konstrukcyjnego anteny – zbudowano model w skali 1:40, będący wierną kopią rzeczywistej anteny. Celem pomiarów tego modelu było ostateczne ustalenie parametrów elektrycznych anteny.

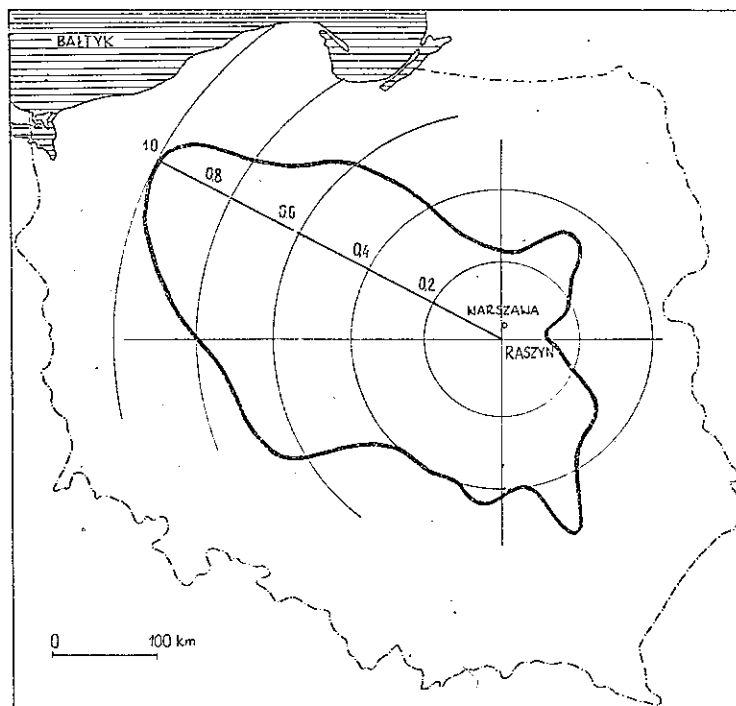
Pomiary rzeczywistej anteny wykazały bardzo dużą zgodność przebiegu impedancji na wejściu układu dopasowującego z przebiegiem określonym teoretycznie i zmierzonym na modelu w skali 1:40. Również charakterystyka promieniowania rzeczywistej anteny, zmierzona za pomocą śmigłowca, pokrywa się z charakterystyką teoretyczną. Opisany w pracy sposób postępowania może być wykorzystany przy projektowaniu innych anten radiofonicznych długo- i średniofalowych.

1. WSTĘP

W ostatnich latach obserwuje się tendencję do zwiększania zasięgów radiostacji długo- i średniofalowych przez stosowanie nadajników bardzo dużej mocy. Mając na względzie potrzebę zapewnienia dobrego odbioru programu radiowego na terenie całego kraju, podjęto w 1965 r. decyzję o budowie radiostacji długofalowej bardzo dużej mocy. Dotychczas pracująca radiostacja długofalowa położona w okolicach Raszyna nie zapewniała właściwych warunków odbioru, ze względu na zbyt małą moc nadajników oraz niekorzystną lokalizację.

Zasięg radiostacji długofalowej jest określony przez zasięg fali powierzchniowej, której tłumienie gwałtownie wzrasta przy dużych odległościach. Na przykład przy częstotliwości 227 kHz i konduktywności ziemi 10^{-3} S/m, zwiększenie zasięgu radiostacji z 400 do 460 km wymaga dwukrotnego zwiększenia promieniowanej mocy.

Na rysunku 1 przedstawiono charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej, jaką powinna mieć radiostacja w Raszynie, aby zapewnić stałą wartość natężenia pola na granicach Polski. Uzyskanie takiej charakterystyki promieniowania w zakresie fal długich jest technicznie niemożliwe. Z tego względu nową

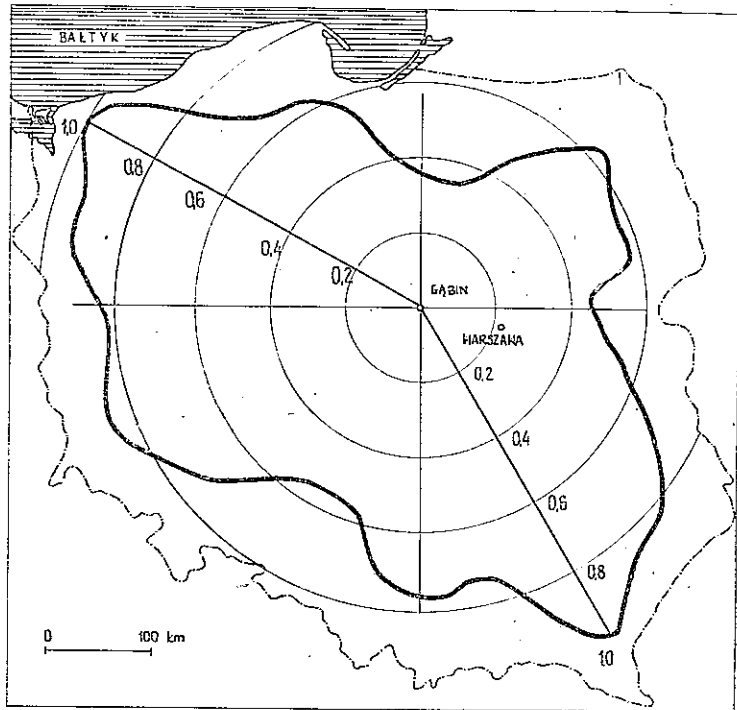


Rys. 1. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej, jaką powinna mieć radiostacja w Raszynie aby zapewnić stałą wartość natężenia pola na granicach Polski

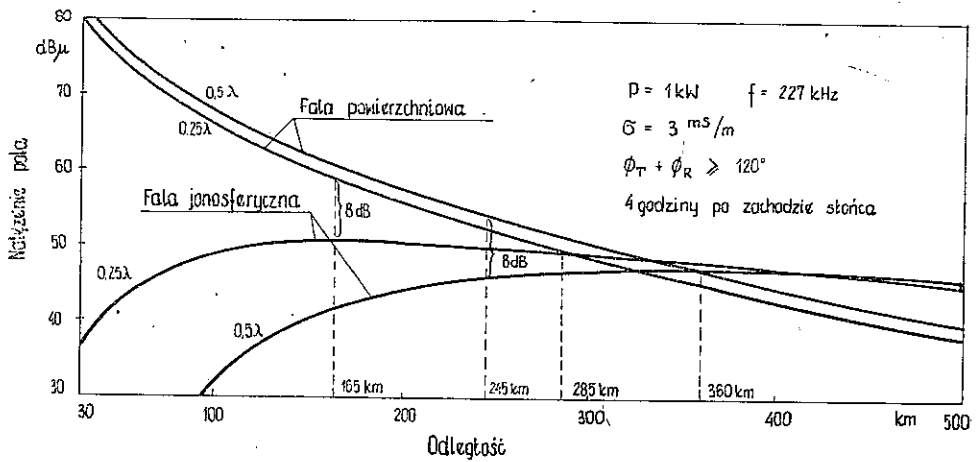
radiostację zlokalizowano w okolicy Gąbina, w pobliżu geograficznego środka Polski. Kształt poziomej charakterystyki promieniowania anteny, wymagany do optymalnego pokrycia kraju, jest w tym przypadku zbliżony do koła (rys. 2). Charakterystykę taką zapewnia pojedynczy maszt promieniujący.

Częstotliwość pracy nowej radiostacji nie uległa zmianie i wynosi 227 kHz ($\lambda = 1322$ m). W celu zapewnienia wymaganej wartości natężenia pola na krańcach zasięgu, zastępcza moc promieniowana powinna wynosić około 3 MW. Zdecydowano wyposażyć stację w dwa nadajniki o mocy 1 MW każdy. Brakujący 1 MW mocy zapewnia zysk energetyczny anteny.

Dotychczas typową anteną nadawczą dla zakresu fal długich był maszt ćwierćfalowy, zasilany w różny sposób (u podstawy, bocznikowo, jako dipol pętlowy) [1, 2, 3]. Wzrost promieniowanej mocy i związany z tym wzrost zasięgu fali po-



Rys. 2. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej, jaką powinna mieć radiostacja w Gąbinie aby zapewnić stałą wartość natężenia pola na granicach Polski



Rys. 3. Rozkład natężenia pola fali jonosferycznej i fali powierzchniowej

wierzchniowej wymaga stosowania anten o zawężonej pionowej charakterystyce promieniowania, umożliwiającej ograniczenie fali jonosferycznej. Na rys. 3 przedstawiono rozkłady natężenia pola fali jonosferycznej i fali powierzchniowej dla anteny ćwierćfalowej i półfalowej. Odległość, w której natężenie pola fali powierzchniowej przewyższa natężenie pola fali jonosferycznej o 8 dB wynosi 165 km — przy antenie ćwierćfalowej i 245 km — przy antenie półfalowej. Zrównanie natężeń pól obu fal następuje w odległości 285 km i 360 km odpowiednio przy antenie $\lambda/4$ i $\lambda/2$. Wpływ fali jonosferycznej na warunki odbioru w zakresie fal długich nie jest tak dokuczliwy jak w zakresie fal średnich. Niemniej jednak w obszarze, w którym natężenia pól obu fal są porównywalne mogą wystąpić trudności w odbiorze.

Otrzymanie charakterystyki przeciwzanikowej jest możliwe przez zastosowanie układu pierścieniowego [4] lub przez zwiększenie wysokości anteny do połowy długości fali. Analiza pierścieniowych układów antenowych wykazuje, że w celu otrzymania odpowiedniej charakterystyki promieniowania, układ musi pracować w warunkach superkierunkowości [5]. Praktycznie osiągalny zysk energetyczny takiego układu jest niewielki, ograniczone są również możliwości kształtowania charakterystyki promieniowania. Uwzględniając powyższe, wybrano dla nowej radiostacji długofalowej antenę półfalową. Oznaczało to konieczność wybudowania masztu stalowego o wysokości około 640 m. Miała to być pierwsza na świecie półfalowa antena długofalowa. Konieczne było więc przeprowadzenie wnikliwej analizy teoretycznej i rozległych badań modelowych. W dalszym ciągu będą przedstawione wyniki tych badań oraz porównane z wynikami pomiarów rzeczywistej anteny.

2. ANALIZA TEORETYCZNA

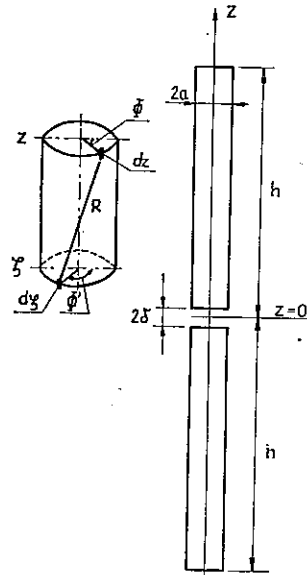
2.1. Rozkład prądu i impedancja wejściowa anteny

Podstawowe znaczenie dla określenia właściwości elektrycznych anteny ma znajomość rozkładu prądu. Rozkład ten w przypadku symetrycznej anteny cylindrycznej (rys. 4) opisuje równanie Halléna

$$\frac{1}{4\pi j\omega\epsilon_0} \int_{-h}^h I(\zeta) K(z, \zeta) d\zeta = C \cos kz - \frac{V_0}{2k} \sin k|z| \quad (1)$$

w którym:

- $I(\zeta)$ — prąd w antenie,
- $2h$ — długość anteny,
- a — promień anteny,
- k — liczba falowa,
- V_0 — skok potencjału,



Rys. 4. Symetryczna antena cylindryczna

$K(z, \zeta)$ – jądro równania całkowego,

C – stała, którą wyznacza się z warunku granicznego

$$I(\pm h) = 0 \quad (2)$$

$$K(z, \zeta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} d\Phi \quad (3)$$

$$R = \sqrt{(z-\zeta)^2 + 4a^2 \sin^2 \frac{\Phi}{2}} \quad (4)$$

Rygorystyczne rozwiązanie równania całkowego dla prądu w antenie cylindrycznej nie jest znane. Poszukuje się więc różnymi metodami rozwiązań przybliżonych. Ograniczając zainteresowanie do smukłych anten ($h/a \gg 1$) King [6] podał następujące wyrażenie na rozkład prądu wzdłuż anteny

$$I(z) = \frac{jV_0}{60\psi \cos kh} \left\{ \sin [k(h-|z|)] + T_U(\cos kz - \cos kh) + T_D \left(\cos \frac{kz}{2} - \cos \frac{kh}{2} \right) \right\} \quad (5)$$

w którym:

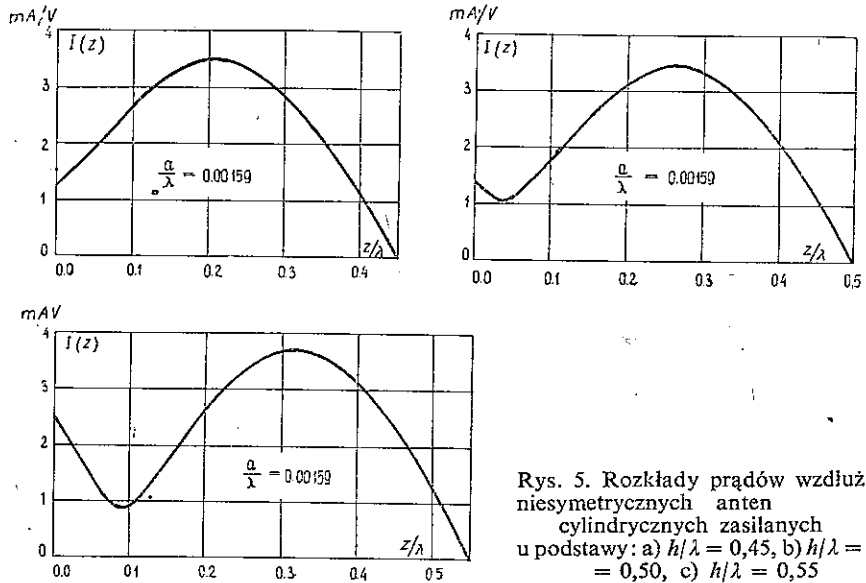
ψ – współczynnik rzeczywisty zależny od h/λ i a/λ ,

T_U, T_D – współczynniki zespolone zależne od h/λ i a/λ .

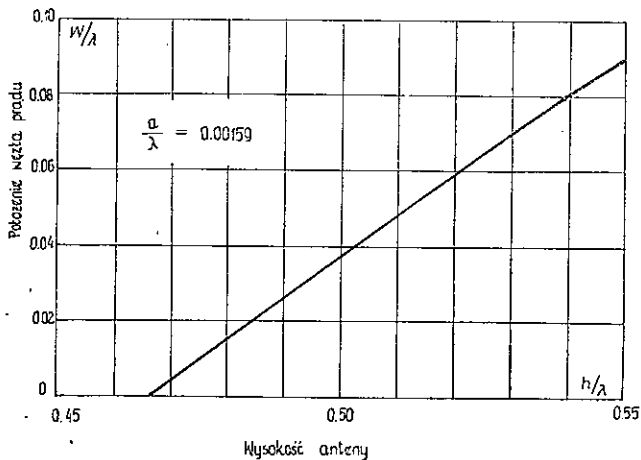
Wyrażenia na współczynniki ψ , T_U i T_D podano w dodatku I.

Ze wstępnych rozważań teoretycznych i obliczeń konstrukcyjnych wynikało, że antena będzie miała kształt trójkątnego masztu stalowego o wysokości około 640 m

i boku 5 m. Do obliczeń teoretycznych maszt ten zastąpiono ekwiwalentnym cylindrem o tej samej wysokości i promieniu $a = 2,1$ m. Smukłość anteny jest więc dostatecznie duża ($h/a = 305$), aby można było stosować przybliżoną teorię Kinga.



Wartości współczynników ψ , T_U i T_D dla stosunku a/λ odpowiadającego projektowanej antenie ($a/\lambda = 0,00159$) podano w tabelicy 1. Korzystając z zależności (5) i współczynników zawartych w tabelicy 1 przeliczono rozkłady prądu dla kilku wysokości anteny (rys. 5) oraz określono położenie węzła prądu w funkcji wysokości anteny (rys. 6). Należy zwrócić uwagę, że dla anteny niesymetrycznej zasilanej



Tablica 1
Wartości współczynników ψ , T_U i T_D dla symetrycznej anteny cylindrycznej ($a/\lambda = 0,00159$)

h/λ	kh	ψ	T'_U	T''_U	T'_D	T''_D
0,400	2,5133	9,2419	-0,0799	0,1099	-0,0836	0,2076
0,405	2,5447	9,2103	-0,0780	0,1067	-0,0828	0,2050
0,410	2,5761	9,1781	-0,0764	0,1037	-0,0819	0,2021
0,415	2,6075	9,1456	-0,0750	0,1009	-0,0810	0,1988
0,420	2,6389	9,1128	-0,0740	0,0983	-0,0801	0,1953
0,425	2,6704	9,0800	-0,0731	0,0959	-0,0792	0,1914
0,430	2,7018	9,0472	-0,0725	0,0937	-0,0782	0,1872
0,435	2,7332	9,0146	-0,0722	0,0916	-0,0771	0,1828
0,440	2,7646	8,9824	-0,0720	0,0898	-0,0761	0,1781
0,445	2,7960	8,9508	-0,0720	0,0882	-0,0750	0,1732
0,450	2,8274	8,9197	-0,0722	0,0868	-0,0738	0,1679
0,455	2,8588	8,8895	-0,0725	0,0855	-0,0727	0,1625
0,460	2,8903	8,8602	-0,0730	0,0845	-0,0715	0,1568
0,465	2,9217	8,8319	-0,0737	0,0836	-0,0703	0,1508
0,470	2,9531	8,8049	-0,0745	0,0830	-0,0691	0,1447
0,475	2,9845	8,7791	-0,0754	0,0825	-0,0678	0,1383
0,480	3,0159	8,7547	-0,0765	0,0823	-0,0665	0,1317
0,485	3,0473	8,7319	-0,0776	0,0823	-0,0653	0,1249
0,490	3,0788	8,7107	-0,0789	0,0824	-0,0640	0,1180
0,495	3,1102	8,6912	-0,0803	0,0828	-0,0627	0,1109
0,500	3,1416	8,6736	-0,0818	0,0835	-0,0614	0,1036
0,505	3,1730	8,6578	-0,0834	0,0843	-0,0601	0,0961
0,510	3,2044	8,6440	-0,0851	0,0854	-0,0587	0,0885
0,515	3,2358	8,6323	-0,0869	0,0867	-0,0574	0,0808
0,520	3,2673	8,6226	-0,0888	0,0883	-0,0562	0,0729
0,525	3,2987	8,6151	-0,0907	0,0901	-0,0549	0,0649
0,530	3,3301	8,6098	-0,0927	0,0922	-0,0536	0,0568
0,535	3,3615	8,6068	-0,0948	0,0946	-0,0524	0,0487
0,540	3,3929	8,6060	-0,0969	0,0972	-0,0512	0,0404
0,545	3,4243	8,6074	-0,0991	0,1002	-0,0500	0,0320
0,550	3,4558	8,6112	-0,1013	0,1035	-0,0489	0,0236
0,555	3,4872	8,6172	-0,1036	0,1071	-0,0478	0,0151
0,560	3,5186	8,6256	-0,1059	0,1111	-0,0467	0,0066
0,565	3,5500	8,6362	-0,1083	0,1155	-0,0458	-0,0019
0,570	3,5814	8,6490	-0,1107	0,1202	-0,0448	-0,0105
0,575	3,6128	8,6641	-0,1131	0,1254	-0,0440	-0,0191
0,580	3,6442	8,6813	-0,1155	0,1310	-0,0433	-0,0277
0,585	3,6757	8,7007	-0,1179	0,1371	-0,0426	-0,0363
0,590	3,7071	8,7221	-0,1203	0,1438	-0,0420	-0,0449
0,595	3,7385	8,7455	-0,1226	0,1509	-0,0416	-0,0535
0,600	3,7699	8,7709	-0,1249	0,1587	-0,0413	-0,0620
0,605	3,8013	8,7981	-0,1272	0,1672	-0,0411	-0,0705
0,610	3,8327	8,8271	-0,1293	0,1764	-0,0411	-0,0790
0,615	3,8642	8,8577	-0,1314	0,1864	-0,0413	-0,0873
0,620	3,8956	8,8900	-0,1333	0,1973	-0,0416	-0,0956
0,625	3,9270	8,9237	-0,1350	0,2091	-0,0422	-0,1038

u podstawy parametr ψ przyjmuje wartość równą połowie wartości podanej w tablicy 1. Na podstawie wykonanych obliczeń ustalono, że charakterystykę przeciwanikową zapewnia antena o wysokości $0,485 \lambda$, tzn. 641 m. Węzeł prądu na antenie o tej wysokości leży w odległości $0,021 \lambda$ tzn. 28 m od zacisków wejściowych.

Stosunek skoku potencjału pobudzającego antenę d prądu płynącego przez jej zaciski wyznacza impedancję wejściową anteny

$$Z_A = \frac{V_0}{I(0)} \quad (6)$$

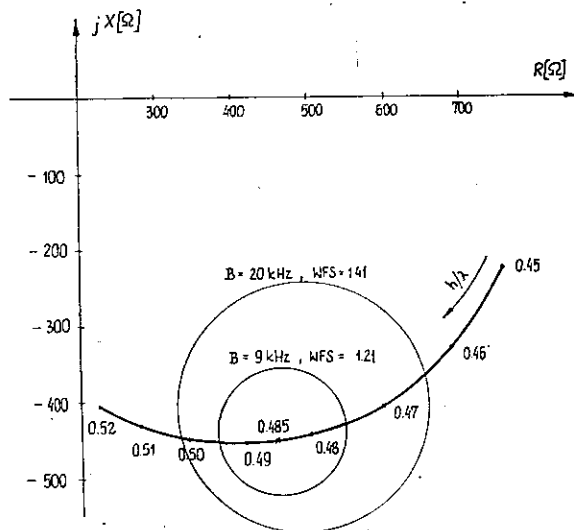
Kładąc w zależności (5) $z = 0$ i podstawiając otrzymany rezultat do wzoru (6) można określić impedancję wejściową anteny. Sposób ten jest jednak za mało dokładny. W celu otrzymania dokładniejszych wartości impedancji wejściowej zastosowano iteracyjną metodę rozwiązania równania całkowego (1), zaproponowaną przez Kinga i Middletona [7]. Wyniki obliczeń przedstawiono w tablicy 2. Impedancja wejściowa anteny niesymetrycznej zasilanej u podstawy jest oczywiście równa połowie impedancji wejściowej anteny symetrycznej. Na rys. 7 pokazano przebieg impedancji wejściowej anteny niesymetrycznej.

Tablica 2
Impedancja i admitancja wejściowa symetrycznej anteny cylindrycznej ($a/\lambda = 0,00159$)

h/λ	R_A [Ω]	jX_A [Ω]	Z_A [Ω]	G_A [mS]	jB_A [mS]
0,450	1509	-449	1575	0,609	0,181
0,460	1365	-670	1521	0,590	0,290
0,470	1185	-816	1438	0,573	0,394
0,480	999	-892	1339	0,557	0,497
0,485	912	-906	1286	0,552	0,548
0,490	831	-911	1233	0,547	0,599
0,500	684	-898	1129	0,537	0,705
0,510	562	-865	1032	0,528	0,813
0,520	467	-819	943	0,525	0,922

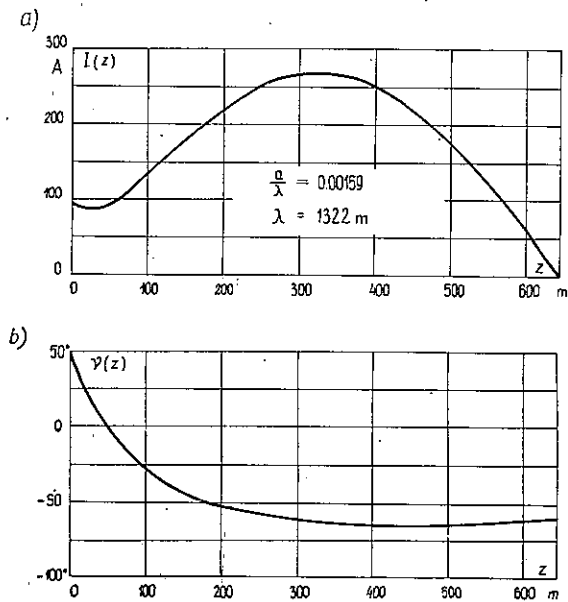
Impedancja wejściowa anteny przy częstotliwości fali nośnej ($h/\lambda = 0,485$) wynosi $456-j453 \Omega$. Na rysunku zaznaczono także koła określające współczynniki fali stojącej (WFS) w pasmie 9 kHz i 20 kHz. W obu przypadkach wartość WFS jest znacznie mniejsza niż wartość dopuszczalna.

Znajomość impedancji wejściowej pozwala na określenie bezwzględnych wartości prądu i napięcia na zaciskach anteny. Przy mocy doprowadzonej do anteny 2 MW (fala nośna) amplituda prądu płynącego przez zaciski wejściowe wynosi 93,7 A, natomiast amplituda napięcia – 120,4 kV. Maksymalna amplituda prądu (270 A) występuje w odległości $0,238 \lambda$, tzn. 315 m od końca anteny. Przy dodatnim szczycie modulacji ($P = 8$ MW) amplitudy napięcia i prądu wzrastają dwukrotnie. Na rys.



Rys. 7. Impedancja wejściowa niesymetrycznej anteny cylindrycznej zasilanej u podstawy

8 przedstawiono rozkład prądu wzdłuż anteny WRC obliczony według zależności (5), ale ze skorygowaną wartością na zaciskach wejściowych, stosownie do wartości impedancji wejściowej podanej w tabelicy 2.



Rys. 8. Rozkład prądu wzdłuż anteny WRC: a) amplituda, b) faza

2.2. Charakterystyka promieniowania

Charakterystyka promieniowania anteny liniowej jest związana z rozkładem prądu znaną zależnością

$$f(\theta) = \int_{-h}^h I(z) \sin \theta e^{jkz \cos \theta} dz \quad (7)$$

Podstawiając na $I(z)$ zależność (5) otrzymuje się następujące wyrażenie na charakterystykę promieniowania anteny

$$f(\theta) = |f_1(\theta) + T_U f_2(\theta) + T_D f_3(\theta)| \quad (8)$$

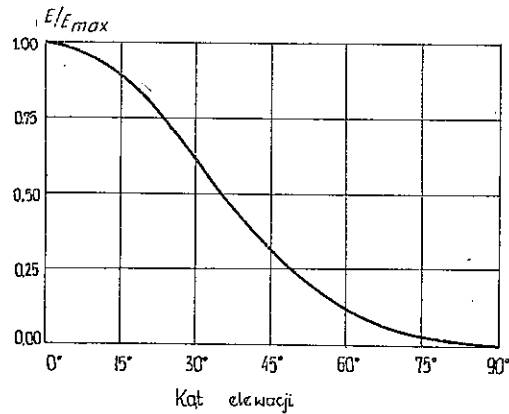
przy czym:

$$f_1(\theta) = \frac{\cos(kh \cos \theta) - \cos kh}{\sin \theta}$$

$$f_2(\theta) = \frac{\sin kh \cos(kh \cos \theta)}{\sin \theta} - 2 \frac{\cos kh \sin(kh \cos \theta)}{\sin 2\theta}$$

$$f_3(\theta) = \frac{2 \sin \frac{kh}{2} \cos \theta \cos(kh \cos \theta) - \cos \frac{kh}{2} \sin(kh \cos \theta)}{1 - 4 \cos^2 \theta} \operatorname{tg} \theta$$

Unormowaną charakterystykę promieniowania anteny WRC pokazano na rys. 9.



Rys. 9. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej anteny WRC

Całkując kwadrat charakterystyki promieniowania można obliczyć kierunkowość anteny. Dla anteny zasilanej u podstawy obowiązuje zależność

$$D = \frac{2f_{max}}{\int_0^{\pi/2} f^2(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (9)$$

przy czym:

f_{\max} – maksymalna wartość wyrażenia (8).

W przypadku anten zasilanych u podstawy przyjęło się operowanie raczej wskaźnikiem promieniowania aniżeli kierunkowością anteny. Wskaźnik promieniowania określa wartość skuteczną natężenia pola elektrycznego w mV/m w odległości 1 km od anteny, do której doprowadzono moc 1 kW i jest związany z kierunkowością następującą zależnością

$$E = 173 \sqrt{\eta D} \quad (10)$$

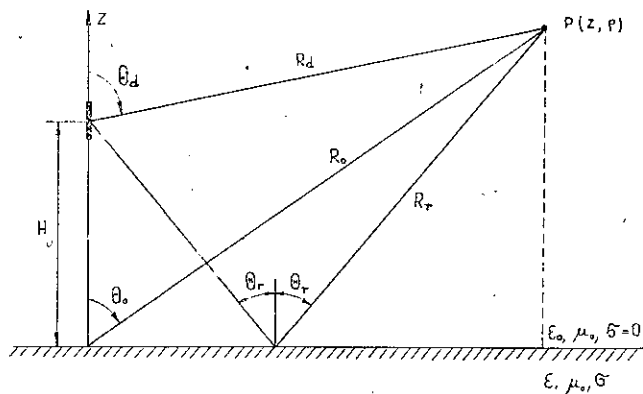
przy czym η – sprawność anteny.

Obliczona na podstawie zależności (9) i (10) kierunkowość anteny WRC wynosi 4,75. Przy założeniu, że sprawność anteny $\eta = 90\%$ (patrz dodatek III) wskaźnik promieniowania przyjmuje wartość $E = 358$ mV/m.

2.3. Wpływ skończonej konduktywności ziemi

W warunkach rzeczywistych antena jest umieszczona nad ziemią o skończonej konduktywności. Wpływ konduktywności ziemi uwidacznia się na charakterystyce promieniowania i impedancji wejściowej anteny.

Pole elektryczne w obszarze najbliższym wytwarzane przez elementarny dipol elektryczny umieszczony pionowo na wysokości H nad ziemią o skończonej konduktywności (rys. 10) wyraża się następującym wzorem [7]



Rys. 10. Elementarny dipol elektryczny nad ziemią o skończonej konduktywności

$$E(z, \rho) = \frac{k_0^2 p}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{e^{-jk_0 R_d}}{R_d} \sin^2 \theta_d + R_V \frac{e^{-jk_0 R_r}}{R_r} \sin^2 \theta_r + (1 - R_V) \frac{e^{-jk_0 R_r}}{R_r} W \sin^2 \theta_r \right] \quad (11)$$

w którym:

R_V – współczynnik odbicia przy polaryzacji pionowej,

$$W = \frac{\sin^2 \theta_r}{jk_0 R_r} \frac{n^4}{n^2 - 1}$$

$n = \sqrt{\epsilon_r - j 60 \lambda_0 \sigma}$ – zespolony współczynnik załamania,

ϵ_r, σ – względna przenikalność elektryczna i konduktywność ziemi,

p – moment dipola,

pozostałe oznaczenia według rys. 10.

Dwa pierwsze człony w nawiasie kwadratowym po prawej stronie zależności (11) opisują falę bezpośrednią i falę odbitą od powierzchni ziemi, człon trzeci reprezentuje falę powierzchniową.

Na powierzchni ziemi doskonale przewodzącej współczynnik odbicia jest równy 1, wobec czego znika fala powierzchniowa, a amplituda pola ulega podwojeniu w stosunku do wartości w swobodnej przestrzeni. Na powierzchni ziemi rzeczywistej o skończonej konduktywności w dostatecznie dużej odległości od anteny takiej, aby $\theta_d \approx \theta_r \approx \pi/2$, współczynnik odbicia jest równy -1 , wobec czego fala bezpośrednia i fala odbita wzajemnie kompensują się, a całe pole jest określone przez falę powierzchniową

$$E_z(\rho) = \frac{k_0^2 p}{2\pi\epsilon_0} \frac{e^{-jk_0 \rho}}{\rho} W \quad (12)$$

przy czym: W – współczynnik osłabienia.

Pole wytwarzane przez antenę nad ziemią rzeczywistą można obliczyć dzieląc antenę na nieskończenie wiele elementarnych dipoli elektrycznych i sumując pola wytwarzane przez te dipole. Współczynnik osłabienia jest funkcją parametrów elektrycznych ziemi oraz odległości od anteny. W związku z tym pojęcie pionowej charakterystyki promieniowania anteny pionowej nad ziemią o skończonej konduktywności należy stosować bardzo ostrożnie, bowiem charakterystyka promieniowania jest funkcją odległości od anteny. W dostatecznie dużej odległości fala powierzchniowa zostaje całkowicie stłumiona i przyjmując rozkład prądu według zależności (5) otrzymuje się następujące wyrażenie na charakterystykę promieniowania anteny nad ziemią rzeczywistą

$$f(\theta) = |(1 + R_V) [f_1(\theta) + T_U f_2(\theta) + T_D f_3(\theta)] + j(1 - R_V) [f_4(\theta) + T_U f_5(\theta) + T_D f_6(\theta)]| \quad (13)$$

w którym:

$$f_4(\theta) = \frac{\sin(kh \cos \theta) - \cos \theta \sin kh}{\sin \theta}$$

$$f_5(\theta) = \frac{\sin kh \sin (kh \cos \theta) - \cos \theta [1 - \cos kh \cos (kh \cos \theta)]}{\sin \theta} +$$

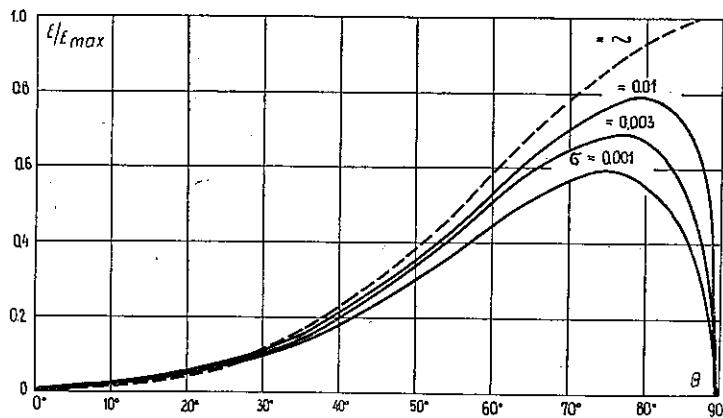
$$- [1 - \cos (kh \cos \theta)] \cos kh \operatorname{tg} \theta$$

$$f_6(\theta) = 2 \sin \theta \frac{\sin \frac{kh}{2} \sin (kh \cos \theta) + 2 \cos \theta \cos \frac{kh}{2} \cos (kh \cos \theta) - 2 \cos \theta}{1 - 4 \cos^2 \theta} +$$

$$- \cos \frac{kh}{2} [1 - \cos (kh \cos \theta)] \operatorname{tg} \theta$$

$f_1(\theta), f_2(\theta), f_3(\theta)$ – zostały określone przy wzorze (8).

Wyniki obliczeń charakterystyki promieniowania anteny WRC nad ziemią o różnej konduktywności pokazano na rys. 11.



Rys. 11. Wpływ skończonej konduktywności ziemi na charakterystykę promieniowania anteny WRC

Impedancja wejściowa anteny umieszczonej nad ziemią i zasilanej u podstawy zależy w pewnym stopniu od parametrów elektrycznych ziemi

$$Z_A = Z_{A0} + \Delta Z_1 + \Delta Z_2 \quad (14)$$

przy czym:

- Z_{A0} – impedancja wejściowa anteny nad ziemią idealną,
- ΔZ_1 – zmiana impedancji wejściowej, gdy instalacja uziemiająca ma postać metalowego dysku o promieniu r_0 ,
- ΔZ_2 – zmiana impedancji wejściowej spowodowana zastąpieniem metalowego dysku przez sieć N przewodów o długości r_0 rozchodzących się promieniście od anteny.

Poprawki ΔZ_1 i ΔZ_2 są określone zależnościami (patrz dodatek II):

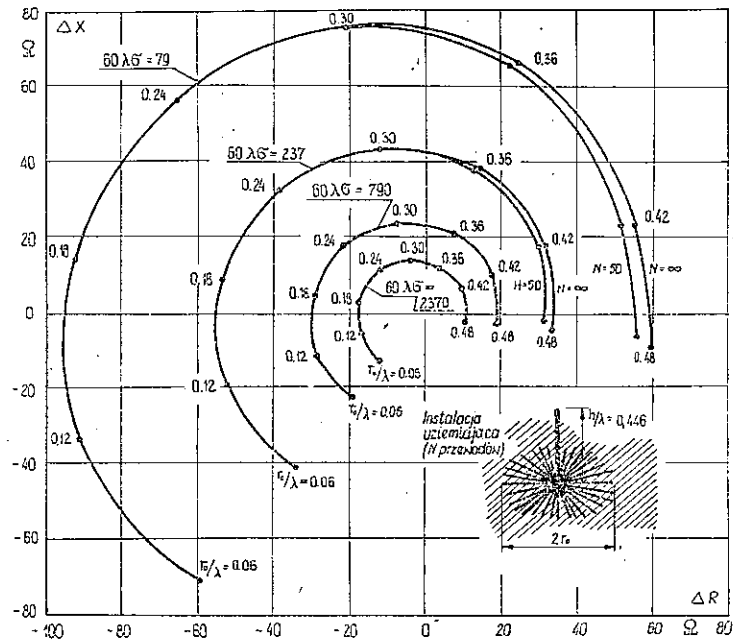
$$\Delta Z_1 = \frac{2\pi\zeta_z}{I_0^2} \int_{r_0}^{\infty} H_{\phi}^2 \varrho d\varrho \quad (15)$$

$$\Delta Z_2 = \frac{2\pi}{I_0^2} \int_0^{r_0} \frac{\zeta_s \zeta_z}{\zeta_s + \zeta_z} H_{\phi}^2 \varrho d\varrho \quad (16)$$

w których:

- ζ_z – impedancja charakterystyczna ziemi,
- ζ_s – impedancja charakterystyczna sieci N przewodów,
- H_{ϕ} – pole magnetyczne wytworzone przez antenę na powierzchni doskonale przewodzącej, płaskiej ziemi.

Wyniki obliczeń sumarycznej poprawki $\Delta Z = \Delta Z_1 + \Delta Z_2$ przedstawiono na rys. 12. Obliczenia wykonano dla czterech wartości konduktywności ziemi: 1, 3,

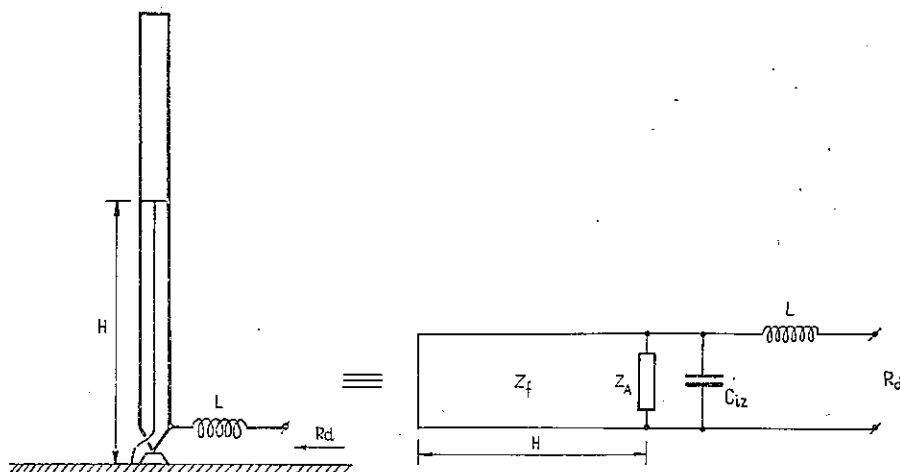


Rys. 12. Zależność zmian impedancji wejściowej anteny od promienia instalacji uziemiającej i konduktywności ziemi

10 i 30 mS/m oraz dla trzech liczb przewodów w instalacji uziemiającej: 50, 100 i 150. Jak wynika z przedstawionego wykresu, impedancja wejściowa anteny silnie zależy od konduktywności ziemi i promienia instalacji uziemiającej, natomiast w mniejszym stopniu zależy od liczby przewodów w instalacji.

2.4. Układ dopasowujący

Do połączenia anteny z nadajnikiem przewidziano fider współosiowy o impedancji falowej 120Ω . W celu dopasowania impedancji wejściowej anteny do impedancji falowej fidera między anteną a fider należy włączyć czwórnik dopasowujący. Zdecydowano się zastosować czwórnik typu L, w którym równoległą pojemność zastąpiono odcinkiem toru zwartego o odpowiednio dobranej długości i impedancji falowej. Tor ten utworzono przez wprowadzenie do środka masztu rury stalowej połączonej galwanicznie z masztem na odpowiednio dobranej wysokości i uziemionej na dolnym końcu. Sposób ten jest o tyle atrakcyjny, że pozwala na uniknięcie stosowania kondensatora w czwórniku dopasowującym, zapewnia dobre uziemienie masztu dla ładunków statycznych i wyładowań atmosferycznych oraz ułatwia wprowadzenie na maszt przewodów energetycznych. Schemat układu dopasowującego pokazano na rys. 13.



Rys. 13. Układ dopasowujący impedancję wejściową anteny do impedancji falowej toru zasilającego

W celu przetransformowania składowej rzeczywistej impedancji wejściowej anteny należy równolegle do jej zacisków dołączyć susceptancję $1,729 \text{ mS}$. Susceptancja ta jest utworzona przez pojemność izolatora bazowego ($400 \text{ pF} \Rightarrow 0,571 \text{ mS}$) oraz przez admitancję wejściową linii dostrojczej ($1,158 \text{ mS}$). Długość linii dostrojczej przy założeniu impedancji falowej 250Ω i prędkości fazowej $0,9 c$ wynosi $350,7 \text{ m}$. Impedancja wejściowa anteny z dołączoną linią dostrojczą ma składową urojoną równą -307Ω . Do kompensacji tej składowej należy w szereg z anteną włączyć cewkę o indukcyjności $215 \mu\text{H}$. Teoretyczny przebieg impedancji na wejściu układu dopasowującego podano w tabelicy 3.

Tablica 3

Teoretyczny przebieg impedancji na wejściu układu dopasowującego
 ($Z_f = 250 \Omega$ $v = 0,9c$ $H = 350,7 \text{ m}$ $C_{iz} = 400 \text{ pF}$ $L = 215 \mu\text{H}$)

f [kHz]	215	217,5	220	222,5	225	227	230	232,5	235	237,5	240
R_A [Ω]	688	641	592	542	493	456	405	365	328	296	267
X_A [Ω]	-329	-374	-408	-433	-448	-453	-456	-452	-446	-437	-426
G_A [mS]	1,183	1,164	1,145	1,126	1,112	1,103	1,090	1,080	1,070	1,061	1,055
B_A [mS]	0,566	0,678	0,789	0,900	1,010	1,096	1,227	1,340	1,455	1,570	1,686
R_{we} [Ω]	245	209	179	154	134	120	103	91	80	71	64
X_{we} [Ω]	-94	-75	-55	-32	-16	0	22	39	55	72	86
WFS	2,42	1,93	1,72	1,41	1,18	1,00	1,28	1,59	1,97	2,48	3,05

2.5. Izolacja masztu

Bardzo wielka moc nadajników oraz duża wysokość masztu antenowego WRC stawiają duże wymagania jego izolacji. Zagadnienie izolacji bardzo wysokich masztów antenowych nie było dostatecznie znane zarówno od strony teoretycznej, jak i eksploatacyjnej. W przypadku anteny WRC wystąpiły dwa zagadnienia: izolacja podstawy masztu i podział lin odciągowych. Izolacja podstawy masztu nie stwarza większych trudności. Okazało się natomiast, że podział lin odciągowych musi być dobrany nie ze względu na parametry wielkiej częstotliwości, lecz ze względu na ładunki statyczne, jakie indukują się w izolowanych odcinkach lin odciągowych pod wpływem elektryczności atmosferycznej. W przypadku wystąpienia silnych zaburzeń stanu atmosfery (burza, silny wiatr, burza śnieżna) izolowane odcinki lin odciągowych ładują się do wysokich potencjałów. Jeżeli różnica potencjałów przekroczy napięcie przeskoku izolatora, to następuje wyładowanie, które jest niegroźne, gdy nie ma równoczesnego oddziaływania pola w. cz. W przeciwnym przypadku – zwłaszcza gdy moc doprowadzona do anteny jest duża – istnieje poważne niebezpieczeństwo, że wyładowanie zainicjowane przez ładunki statyczne będzie w sposób ciągły zasilane energią wielkiej częstotliwości i samoistnie nie zgaśnie.

2.5.1. Rozkład potencjału wzdłuż anteny

Rozkład potencjału skalarnego tuż przy powierzchni symetrycznej anteny cylindrycznej wyraża się zależnością

$$V(z) = C' \sin kz + \frac{V_0}{2} \cos kz \quad (17)$$

przy czym stałą C' należy wyznaczyć z równania

$$C' \sin kz + \frac{V_0}{2} \cos kz = \frac{1}{4\pi \epsilon_0} \int_{-h}^h q(\zeta) \frac{e^{-jkR}}{R} d\zeta + V_0 \quad (18)$$

dla dowolnej wartości z . Pod całką po prawej stronie równania (18) występuje rozkład ładunków wzdłuż anteny, który jest związany z rozkładem prądu równaniem ciągłości

$$\frac{dI(z)}{dz} + j\omega q(z) = 0 \quad (19)$$

Różniczkując wyrażenie (5) i korzystając z równania (19) otrzymuje się następujące wyrażenie na rozkład ładunków wzdłuż anteny.

$$q(z) = \frac{2\pi \epsilon_0 V_0}{\psi \cos kh} \left\{ \cos [k(h-z)] + T_U \sin kz + \frac{1}{2} T_D \sin \frac{kz}{2} \right\} \quad (20)$$

Rozkład potencjału skalarnego wzdłuż anteny WRC dla dodatniego szczytu modulacji ($P = 8$ MW) przedstawiono na rys. 14. Amplitudy napięć w charakterystycznych punktach masztu podano w tablicy 4.

Tablica 4

Amplitudy napięć w.cz. w charakterystycznych punktach masztu ($P = 8$ MW)

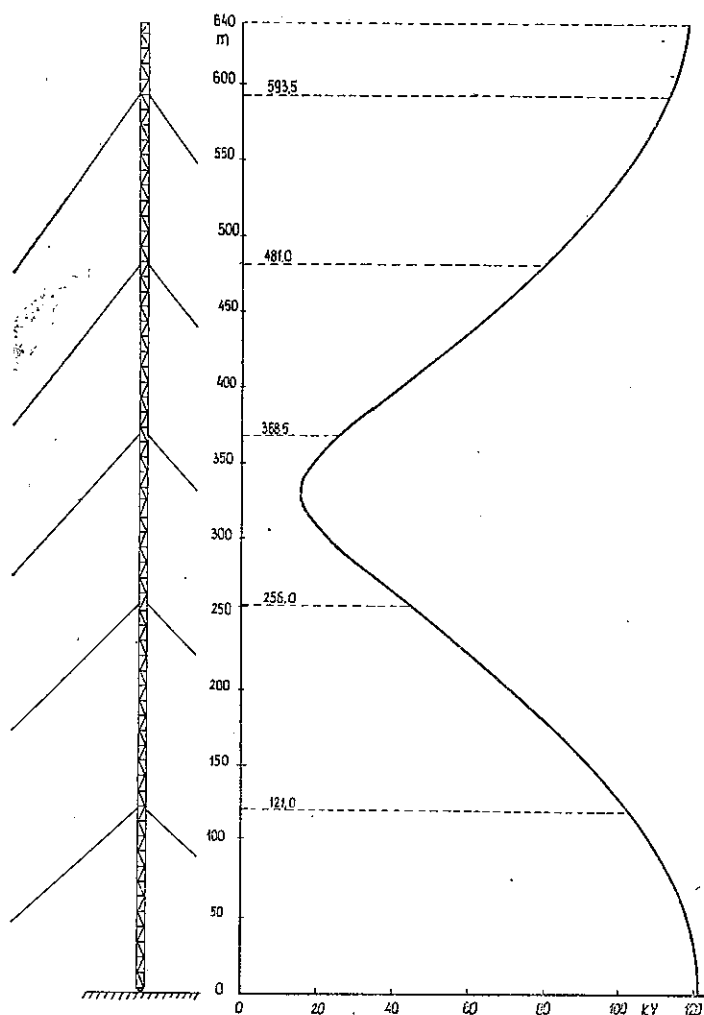
Nazwa punktu	Wysokość [m]	Napięcie [kV]
Punkt zasilania	~2,5	120,4
1. poziom odciągów	121,0	101,5
2. poziom odciągów	256,0	43,8
3. poziom odciągów	368,5	25,9
4. poziom odciągów	481,0	78,6
5. poziom odciągów	593,5	112,5

Ze względu na możliwość występowania zjawiska ulotu należy jeszcze określić składową radialną natężenia pola na powierzchni anteny. Z warunku granicznego na powierzchni doskonałego przewodnika wynika, że

$$E_e(z) = \frac{q(z)}{2\pi \epsilon_0 a} \quad (21)$$

Najtrudniejsze warunki występują w pobliżu punktu zasilania. Przyjmując w zależności (20) $z = 0$ i podstawiając rezultat do wzoru (21) otrzymuje się

$$E_e(z) = \frac{V_0}{\psi a} \quad (22)$$



Rys. 14. Rozkład potencjału wzdłuż anteny WRC

Po podstawieniu wartości liczbowych okazuje się, że maksymalna wartość składowej radialnej natężenia pola elektrycznego (13.1 kV/m) jest znacznie mniejsza niż wartość krytyczna.

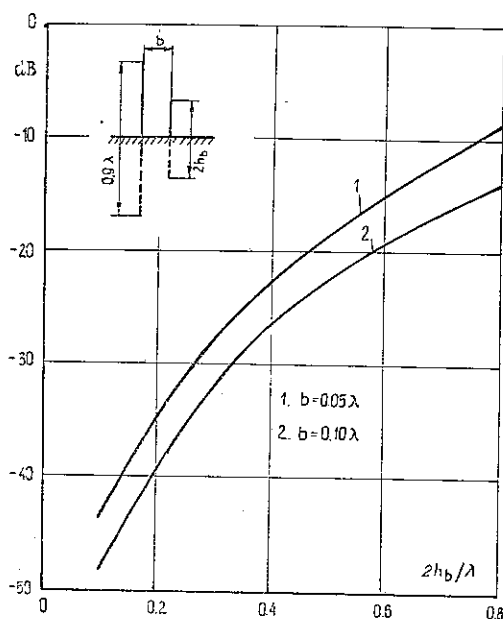
2.5.2. Wpływ odciągów na pracę anteny

Pod wpływem pola elektromagnetycznego anteny (masztu) w linach odciągowych indukują się prądy, które są źródłem wtórnego (rozproszanego) pola elektromagnetycznego. To wtórne pole elektromagnetyczne interferuje z polem pierwotnym, zniekształcając charakterystykę promieniowania anteny. Prądy płynące w linach

odciągowych wpływają również na impedancję wejściową anteny. Wpływ lin odciągowych można przeanalizować traktując je jako anteny bierne ze zwartymi zaciskami wejściowymi. Rygorystyczne rozwiązanie wpływu odciągów wymagałoby wyznaczenia prądów płynących we wszystkich linach odciągowych, a następnie określenia charakterystyki promieniowania układu złożonego z anteny czynnej, ziemi i tyłu anten biernych, na ile odcinków podzielono liny odciągowe. Tak postawione zadanie może być rozwiązane, jest ono jednak bardzo pracochłonne. W związku z tym zdecydowano się tylko na orientacyjne określenie wpływu odciągów. W tym celu rozpatrzmy układ symetryczny złożony z anteny czynnej o długości $2h$ i równoległej do niej anteny biernej o długości $2h_b$. Środki obu anten leżą w jednej płaszczyźnie. Omawiany układ jest symetrycznym odpowiednikiem anteny niesymetrycznej zasilanej u podstawy i pionowo zwisającej liny odciągowej o długości h_b , której dolny koniec znajduje się na powierzchni ziemi. Wpływ tak usytuowanej liny odciągowej jest największy.

Stosunek mocy promieniowanej przez antenę bierną do mocy promieniowanej przez antenę czynną wyraża się zależnością

$$\frac{P_b}{P} = \frac{|\Delta R|}{R_{11}} \quad (23)$$



Rys. 15. Stosunek mocy promieniowanej przez antenę bierną do mocy promieniowanej przez antenę czynną

w której:

$$\Delta R = - \frac{R_{22}(R_{12}^2 - X_{12}^2) + 2R_{12} X_{12} X_{22}}{R_{22}^2 + X_{22}^2}$$

– rezystancja wnoszona przez antenę bierną,

R_{11} – rezystancja własna anteny czynnej,

$R_{22} + jX_{22}$ – impedancja własna anteny biernej.

Zależność stosunku P_b/P od długości anteny biernej dla dwóch odległości między antenami przedstawiono na rys. 15. Z przedstawionego wykresu wynika, że moc promieniowana przez antenę bierną nie przekracza poziomu -20 dB, jeśli długość anteny biernej jest mniejsza niż $0,46 \lambda$. Na tej podstawie można założyć, że odcinki liny odciągowej o długości nie przekraczającej $0,2 \lambda$ będą w znikomy sposób wpływały na parametry radiowe anteny.

2.5.3. Napięcia w.c.z. na izolatorach odciągowych

Przy obliczaniu napięć w.c.z. na izolatorach odciągowych rozróżnia się izolatory położone w bezpośrednim sąsiedztwie masztu (do $0,1 \lambda$) oraz izolatory w dużej odległości od masztu.

Rozkład potencjału w odległości do $0,1 \lambda$ od osi masztu jest w przybliżeniu określony przez ładunki quasistacjonarne [9]. Rozkład potencjału jest więc taki sam, jak w przewodzie współosiowym, którego przewód wewnętrzny ma średnicę równą zastępczej średnicy masztu, a impedancja falowa jest równa impedancji falowej anteny. Zakłada się przy tym, że wprowadzenie lin odciągowych nie powoduje deformacji pola oraz, że odcinek liny przyjmuje potencjał równy potencjałowi w punkcie odpowiadającym środkowi odcinka. Rozkład potencjału jest więc w przybliżeniu opisany zależnością

$$V(\varrho, z) = V(z) \left(1 - \frac{60}{Z_f} \ln \frac{\varrho}{a} \right) \quad (24)$$

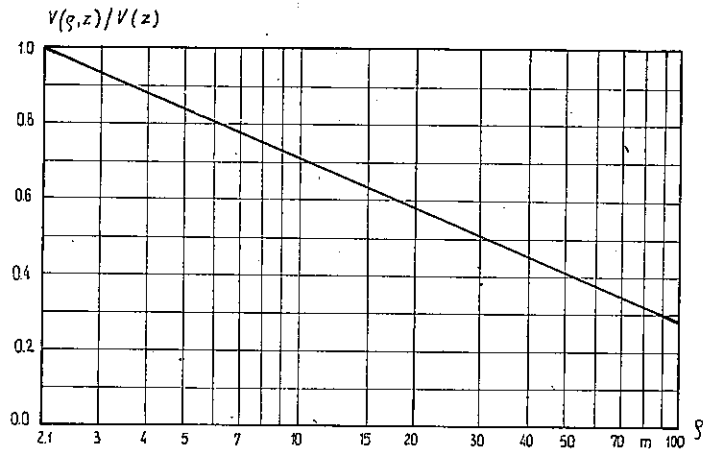
w której:

$Z_f = 60 \left(\ln \frac{2h}{a} - 1 \right)$ – impedancja falowa anteny,

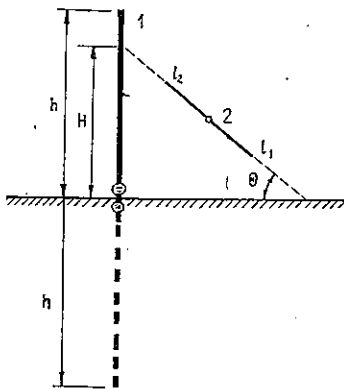
$V(z)$ – rozkład potencjału na powierzchni anteny.

Impedancja falowa anteny WRC wynosi 325Ω . Rozkład potencjału w bezpośrednim sąsiedztwie masztu przedstawiono na rys. 16.

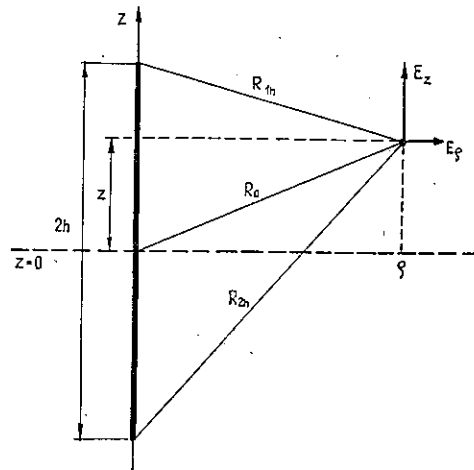
Napięcia w.c.z. na dalszych izolatorach można obliczyć traktując odcinki liny odciągowej jako ramiona anteny. Przy częstotliwości 227 kHz można zaniedbać wpływ izolatorów. Mamy więc do czynienia z anteną bierną o rozwartych zaciskach umieszczoną w polu bliskim anteny czynnej – masztu (rys. 17). Ponieważ prąd płynący przez zaciski anteny biernej jest równy zeru, więc napięcie na wejściu an-



Rys. 16. Rozkład potencjału w bezpośrednim sąsiedztwie masztu



Rys. 17. Dwa odcinki linii odciągowej tworzą antenę bierną umieszczoną w polu bliskim anteny czynnej (masztu)



Rys. 18. Pole bliskie anteny czynnej (masztu)

teny – będące jednocześnie napięciem na izolatorze między dwoma odcinkami linii odciągowej – jest równe

$$U_{iz} = \frac{1}{I_{2m}} \int_{l_1}^{l_2} I_2(l) E_{21}(l) dl \quad (25)$$

przy czym:

- $I_2(l)$ – rozkład prądu w antenie biernej,
- I_{2m} – maksymalna wartość prądu w antenie biernej,
- $E_{21}(l)$ – składowa styczna pola elektrycznego od anteny czynnej wzdłuż anteny biernej.

Dla uproszczenia obliczeń przyjmuje się sinusoidalny rozkład prądu w obu antenach, z tym, że amplitudę prądu w strzałce na antenie czynnej wyznacza się z przybliżonej teorii Kinga. Pole anteny symetrycznej o długości $2h$ (rys. 18) z sinusoidalnym rozkładem prądu jest dane następującymi wzorami [7]:

$$E_{\theta} = \frac{jI_m \zeta_0}{4\pi Q} \left(\frac{z-h}{R_{1h}} e^{-jkR} 1h + \frac{z+h}{R_{2h}} e^{-jkR} 2h - \frac{2z}{R_0} \cos kh e^{-jkR_0} \right) \quad (26a)$$

$$E_{\phi} = 0 \quad (26b)$$

$$E_z = \frac{-jI_m \zeta_0}{4\pi} \left(\frac{e^{-jkR} 1h}{R_{1h}} + \frac{e^{-jkR} 2h}{R_{2h}} - \frac{2}{R_0} \cos kh e^{-jkR_0} \right) \quad (26c)$$

w których:

I_m – amplituda prądu w strzałce,

ζ_0 – impedancja falowa swobodnej przestrzeni,

$$R_0 = \sqrt{z^2 + \rho^2},$$

$$R_{1h} = \sqrt{(z-h)^2 + \rho^2},$$

$$R_{2h} = \sqrt{(z+h)^2 + \rho^2}.$$

Składowa styczna pola wzdłuż linii odciągowej

$$E_{21}(l) = E_z \sin \theta - E_{\theta} \cos \theta \quad (27)$$

Rozkład prądu w linii odciągowej

$$I_2(l) = I_{2m} \sin \left[k \left(\frac{l_2 - l_1}{2} - \left| l - \frac{l_1 + l_2}{2} \right| \right) \right] \quad (28)$$

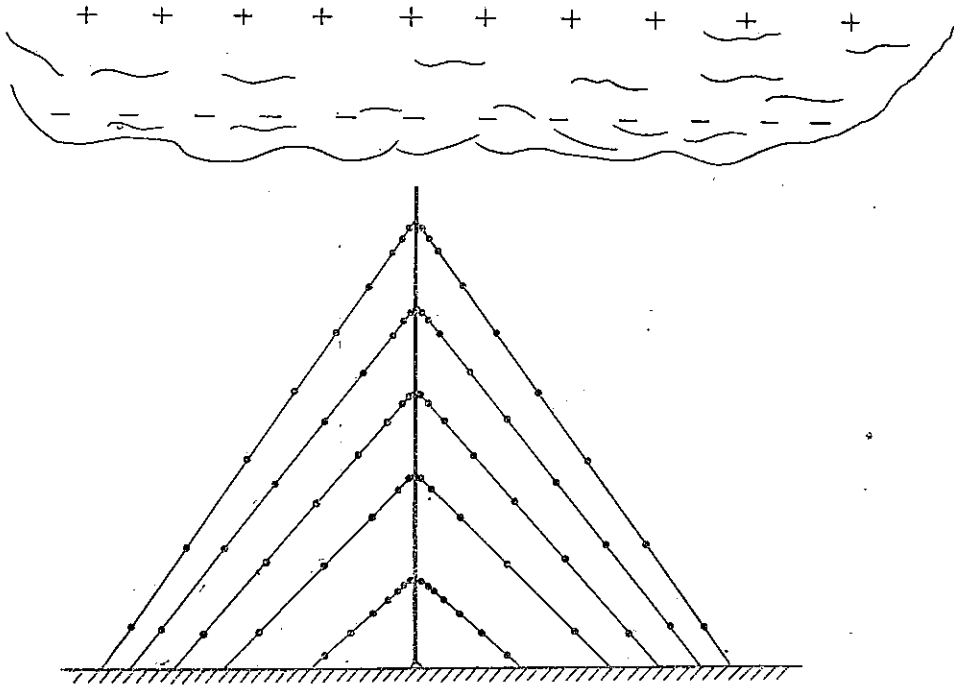
Przedstawiony sposób nie pozwala na obliczenie napięcia na izolatorze w bezpośrednim sąsiedztwie ziemi. W przybliżeniu można przyjąć, że jest ono równe napięciu na końcu anteny utworzonej przez odcinek linii odciągowej, znajdującej się bezpośrednio nad nim.

2.5.4. Napięcia statyczne na izolatorach odciągowych

W dolnych warstwach atmosfery, w czasie bezchmurnej pogody występuje pole elektryczne, którego kierunek wskazuje, że atmosfera ma ładunek dodatni w stosunku do powierzchni ziemi. Natężenie tego pola zmienia się od kilkudziesięciu do kilkuset woltów na metr z częstotliwością 10^{-5} – 10^{-3} Hz [10]. Jako wartość średnią przyjmuje się 130 V/m. Obecność chmur zmienia kierunek i natężenie pola elektrycznego. W wyniku niezupełnie jeszcze wyjaśnionego mechanizmu polaryzacji cząstek chmurowych, zwłaszcza chmur burzowych, następuje rozdzielanie ładunków o przeciwnych znakach i powstają duże ładunki przestrzenne. W dolnej części chmur burzowych zwykle rozłożony jest ładunek ujemny, a w górnej – dodatni. W rezultacie, w chmurach i w obszarze burzy powstaje pole elektryczne o natężeniu do kilku tysięcy woltów na metr i kierunku odwrotnym do normalnie obserwowanego.

nego. Wzrost natężenia pola odbywa się w czasie od kilkudziesięciu minut do 10 s, co odpowiada częstotliwości zmian w granicach $10^{-3} \div 10^{-1}$ Hz.

Przy określaniu napięć statycznych na izolatorach odciągowych przyjmujemy, że maszt wraz z odciągami jest zanurzony w jednorodnym polu elektrostatycznym o natężeniu E_0 (rys. 19). Dla ładunków statycznych maszt jest uziemiony, natomiast



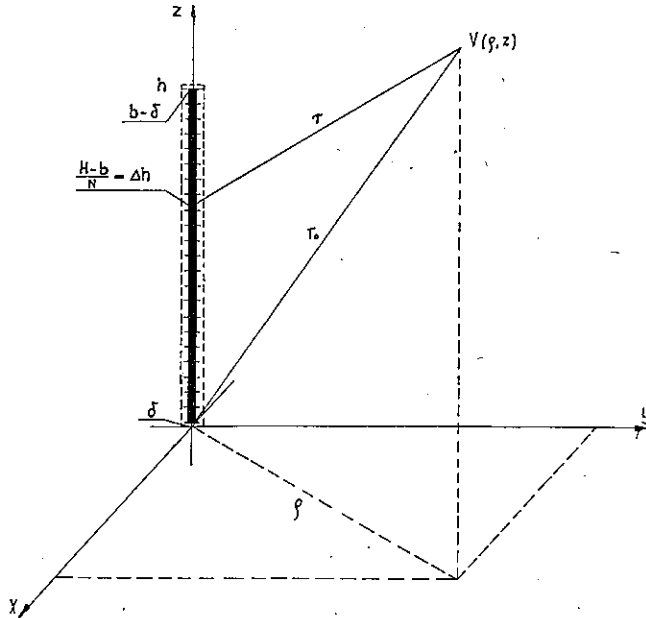
Rys. 19. Maszt antenowy pod chmurą burzową

odciągi są izolowane. Wprowadzenie masztu powoduje zniekształcenie pola pierwotnego. Zniekształcenie pola przez odciągi można w pierwszym przybliżeniu pominąć. W celu obliczenia napięć statycznych na izolatorach odciągowych należy wyznaczyć pole elektrostatyczne w obecności masztu. Sprowadza się to do rozwiązania równania Laplace'a i spełnienia warunku brzegowego na powierzchni masztu i na powierzchni ziemi. Dla uproszczenia obliczeń maszt o przekroju trójkątnym zastępuje się masztem o przekroju kołowym. Zastępczy promień masztu wynosi 2,02 m przy długości boku masztu rzeczywistego 4,8 m.

Będziemy poszukiwali rozwiązania przybliżonego. Obecność masztu zastąpimy ładunkami rozłożonymi wzdłuż jego osi, tak dobranymi, aby na powierzchni ekwiwalentnego cylindra i na powierzchni ziemi spełniony był warunek $V = 0$. Ponadto,

ciągły rozkład ładunku wzdłuż osi masztu zastąpimy odcinkami, wzdłuż których ładunek jest rozłożony równomiernie.

Niech oś masztu będzie podzielona na N jednakowych części (rys. 20), przy czym dla uniknięcia osobliwości w punktach $(0,0)$ i $(0,h)$ należy wybrać długość



Rys. 20. Podział osi masztu na N części

naładowanej linii, nieco mniejszą niż wysokość masztu. Pole wytworzone przez naładowaną linię wyraża się zależnością

$$V'(\varrho, z) = \frac{1}{4\pi \varepsilon_0 \Delta h} \sum_{n=1}^N Q_n \ln \frac{z - (n-1) \Delta h - \delta + \sqrt{\varrho^2 + [z - (n-1) \Delta h - \delta]^2}}{z - n \Delta h - \delta + \sqrt{\varrho^2 + [z - n \Delta h - \delta]^2}} \quad (29)$$

przy czym:

$$\Delta h = \frac{h-b}{N}$$

Q_n — ładunek na n -tym odcinku linii.

Pole to dodaje się do pierwotnego $E_0(z+C)$, przy czym C jest stałą, tworząc pole wypadkowe.

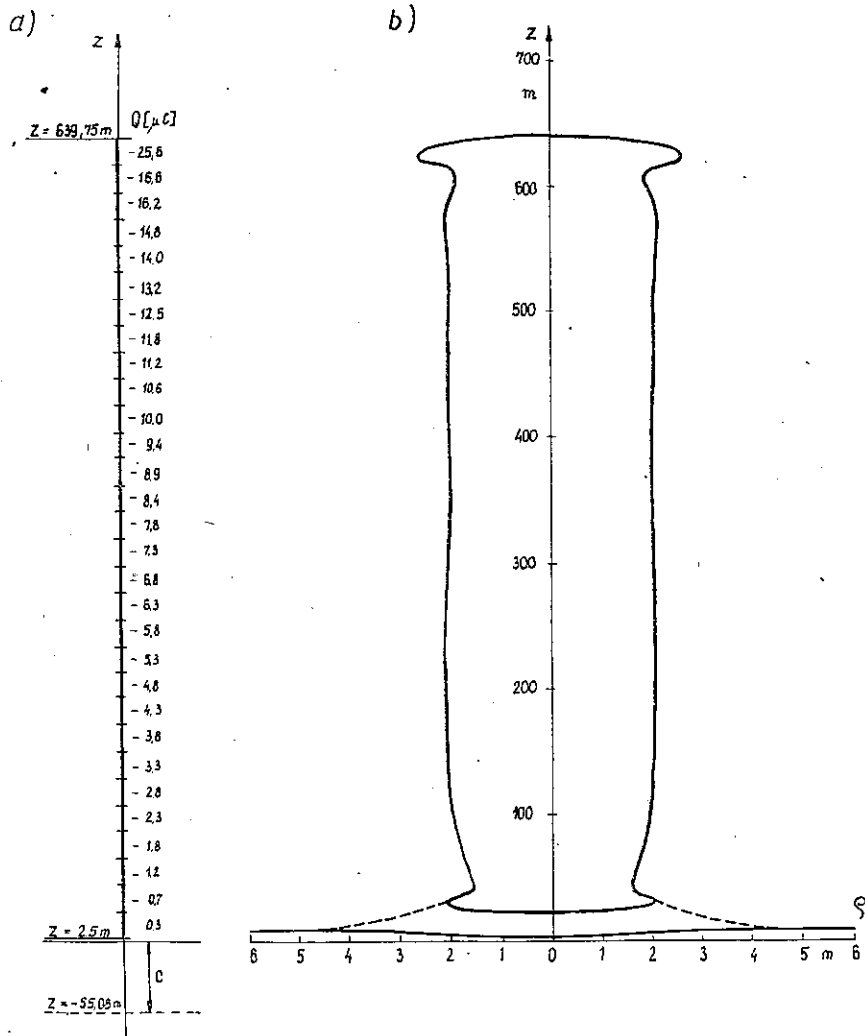
$$V(\varrho, z) = V'(\varrho, z) + E_0(z+C) \quad (30)$$

Ładunki Q_n oraz stałą C należy dobrać tak, aby powierzchnia zerowego potencjału pola wypadkowego dobrze aproksymowała powierzchnię ekwiwalentnego cy-

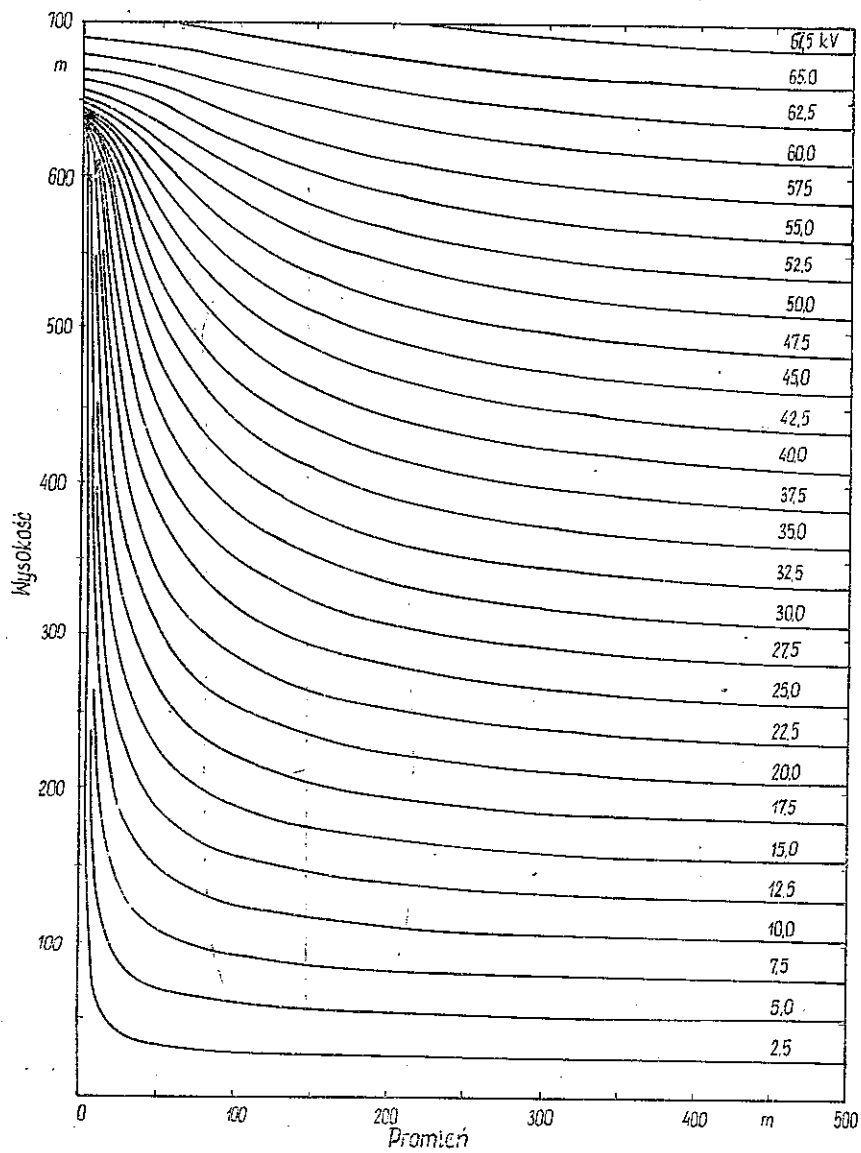
lindra i powierzchnię ziemi, co odpowiada znalezieniu minimum następującego funkcjonału

$$W = \int_0^h V^2(a, z) dz + \int_0^a V^2(\varrho, H) d\varrho + \int_a^{100a} V^2(\varrho, 0) d\varrho \quad (31)$$

Zadanie to rozwiązano numerycznie na elektronicznej maszynie cyfrowej. Stwierdzono, że dla masztu o wysokości 640 m i zastępczym promieniu 2,02 m dostatecznie przybliżenie otrzymuje się dla $N = 30$, $b = 2,75$ m, $\delta = 2,5$ m i $C = 55,08$ m. Rozkład ładunków wzdłuż osi masztu oraz kształt powierzchni zerowego potencjału przedstawiono na rys. 21.



Rys. 21. Rozkład ładunków wzdłuż osi masztu (a) oraz kształt powierzchni zerowego potencjału (b)



Rys. 22. Powierzchnie ekwipotencjalne w otoczeniu anteny WRC ($E_0 = 100 \text{ V/m}$)

Dla ustalonego rozkładu ładunków wyznaczono powierzchnie ekwipotencjalne, rozwiązując numerycznie równanie

$$V(\varrho, z) = \text{const} \quad (32)$$

Kształt powierzchni ekwipotencjalnych w otoczeniu anteny WRC pokazano na rys. 22.

Znając rozkład powierzchni ekwipotencjalnych można obliczyć napięcia statyczne na izolatorach, zakładając, że izolowane odcinki linii odciągowej przyjmują potencjały odpowiadające położeniom środków tych odcinków. Dla ułatwienia obliczeń wyznaczmy rozkład potencjału wzdłuż drogi odciążu

$$V(l) = V(H \text{ctg } \gamma - l \cos \gamma, l \sin \gamma) \quad (33)$$

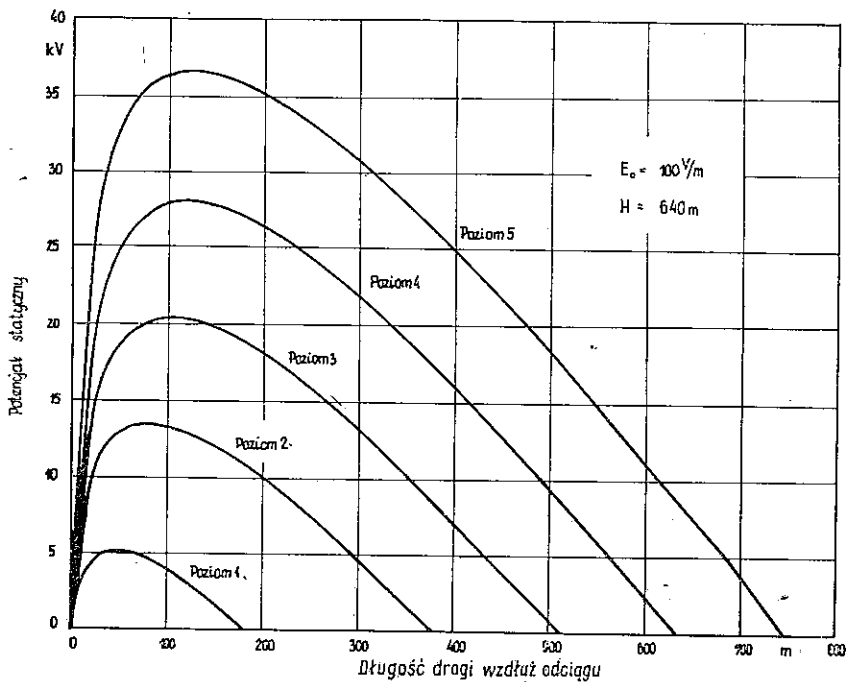
przy czym:

- H – wysokość zawieszenia odciążu,
- γ – kąt, jaki tworzy odciąg z powierzchnią ziemi.

Rozkład potencjału wzdłuż drogi odciągów dla anteny WRC przedstawiono na rys. 23. Do obliczeń przyjęto następujące dane:

$$H_1 = 121,0 \text{ m} \quad \gamma_1 = 41,75^\circ$$

$$H_2 = 256,0 \text{ m} \quad \gamma_2 = 44,83^\circ$$



Rys. 23. Rozkład potencjału statycznego wzdłuż drogi odciągów ($E_0 = 100 \text{ V/m}$)

$$H_3 = 368,5 \text{ m} \quad \gamma_3 = 49,00^\circ$$

$$H_4 = 481,0 \text{ m} \quad \gamma_4 = 52,00^\circ$$

$$H_5 = 593,5 \text{ m} \quad \gamma_5 = 54,83^\circ$$

Z obliczeń wynika, że nie da się w rozsądny sposób dobrać izolacji odciągów, zapewniającej bezpieczną pracę masztu przy ekstremalnych natężeniach pola elektrycznego w atmosferze. W związku z tym, dobrano izolację odciągów dla pola o natężeniu 400 V/m oraz przewidziano zastosowanie czujników ultrafioletu, wyłączających nadajnik w przypadku pojawienia się łuku na izolatorach. Ponadto zastosowano rezystory bocznikujące izolatory, umożliwiające swobodne spływanie nagromadzonych ładunków. Do podziału lin odciągowych zastosowano izolatory ceramiczne firmy C. H. Jucho-Dortmund, których parametry podano w tabelicy 5 [11]. Rozmieszczenie izolatorów odciągowych pokazano na rys. 24, a wartości napięć statycznych i dynamicznych podano w tabelicy 6.

Tabelica 5

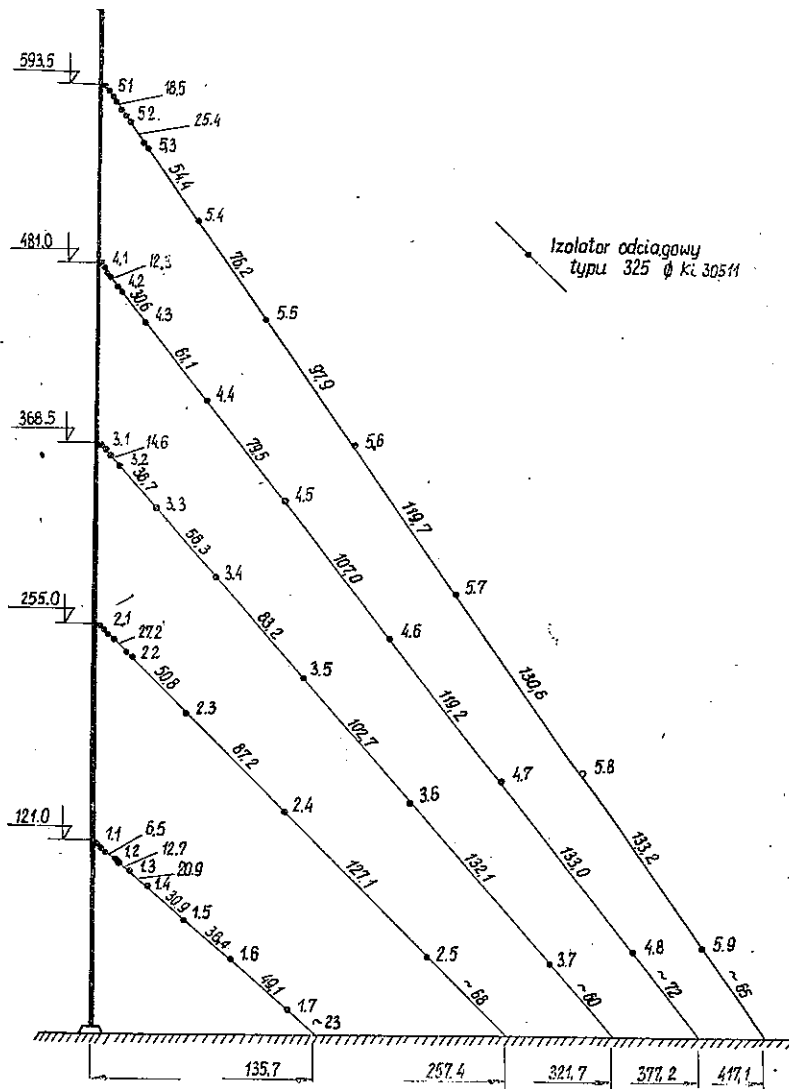
Parametry izolatorów odciągowych 325 \varnothing Ki 30511

Liczba ogniw	Obciążenie robocze [t]	Obciążenie maksymalne [t]	Ciężar [kg]	Długość [mm]	Napięcie przeskoku [kV _{ak}]			
					50 Hz		380 kHz	
					na sucho	na mokro	na sucho	na mokro
1	100	230	314	1170	70	45	45	28
2	100	230	532	1980	130	85	85	53
3	100	230	750	2790	170	110	110	68
4	100	230	968	3600	220	140	140	87

2.6. Pole bliskie

Ze względu na dużą moc nadajnika i zysk energetyczny anteny, poważny problem stanowi ochrona środowiska, a zwłaszcza ludzi pracujących na radiostacji lub mieszkających w jej pobliżu, przed szkodliwym działaniem promieniowania elektromagnetycznego. Rozporządzenie Ministrów Pracy, Płac i Spraw Socjalnych oraz Zdrowia i Opieki Społecznej z dnia 19.II.1977 r. (Dz. U. PRL nr 8 z dnia 19.III.1947, poz. 33) ustala dla zakresu częstotliwości od 0,1 do 10 MHz następujące strefy ochronne:

- strefę pośrednią, w której skuteczne wartości natężenia pola elektrycznego mieszczą się w przedziale 20 ÷ 70 V/m, pola magnetycznego – w przedziale 2 ÷ 10 A/m,
- strefę zagrożenia, w której skuteczne wartości natężenia pola elektrycznego mieszczą się w przedziale 70 ÷ 1000 V/m, pola magnetycznego w przedziale 10 ÷ 250 A/m,
- strefę niebezpieczną, w której skuteczna wartość natężenia pola elektrycznego przewyższa 1000 V/m, pola magnetycznego – 250 A/m.



Rys. 24. Rozmieszczenie izolatorów odciągawych

Tablica 6

Napięcia statyczne i dynamiczne na izolatorach odciągowych anteny WRC

Nr izolatora	Amplituda napięcia w.cz. przy $P = 8 \text{ MW}$ [kV]		Napięcie statyczne przy $E_0 = 400 \text{ V/m}$ [kV]	
	Obliczona	Zmierzona	Obliczone	Zmierzone
5.1	25,4	24,7	72,4	58,0
5.2	22,1	20,0	44,0	
5.3	3,0	4,5	23,2	
5.4	4,1	5,7	6,0	
5.5	4,4	5,2	9,2	
5.6	5,2	5,2	22,0	
5.7	6,0	5,2	27,2	
5.8	5,9	5,0	40,4	
5.9	3,0	4,9	46,8	
4.1	16,5	18,0	37,6	42,0
4.2	10,5	9,7	32,0	
4.3	4,1	4,9	27,6	
4.4	3,5	3,7	4,0	
4.5	3,9	4,5	12,0	
4.6	5,0	5,2	22,8	
4.7	5,5	5,2	31,6	
4.8	2,8	2,5	44,8	
3.1	7,6	5,1	37,6	35,2
3.2	9,4	8,1	33,2	
3.3	1,1	2,1	12,8	
3.4	2,4	4,5	2,0	
3.5	4,4	6,0	16,8	
3.6	6,0	6,0	26,8	
3.7	3,0	4,1	39,6	
2.1	9,6	7,5	33,6	20,4
2.2	5,3	5,5	17,6	
2.3	5,1	5,5	0,4	
2.4	8,3	10,0	17,2	
2.5	4,2	6,9	33,6	
1.1	12,2	17,5	7,2	6,4
1.2	17,9	8,8	8,4	
1.3	12,2	8,8	4,0	
1.4	10,2	9,3	0,4	
1.5	8,3	6,7	3,6	
1.6	7,2	5,7	6,8	
1.7	3,6	4,0	9,6	

Obszar poza strefami ochronnymi, tzn. obszar, w którym skuteczna wartość natężenia pola elektrycznego nie przekracza 20 V/m, a pola magnetycznego – 2 A/m, stanowi strefę bezpieczną.

W strefie pośredniej mogą przebywać pracownicy w czasie zmiany roboczej. Czas przebywania w strefie zagrożenia jest ograniczony, zależny od natężenia pola. Przebywanie ludzi w strefie niebezpiecznej jest zabronione.

Konstrukcja nadajnika oraz ekranowanie ścian budynku stacyjnego ograniczają natężenie pola wewnątrz budynku do wartości dopuszczalnych.

Pole wytworzone na powierzchni ziemi przez antenę o wysokości h zasilaną z podstawy wyraża się – przy założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu wzdłuż anteny – następującymi zależnościami:

$$E_z = \frac{-jI_m \varphi_0}{2\pi} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} - \cos kh \frac{e^{-jk\varrho}}{\varrho} \right) \quad (34a)$$

$$H_\phi = \frac{jI_m}{2\pi\varrho} (e^{-jkR} - \cos kh e^{-jk\varrho}) \quad (34b)$$

w których:

ϱ – odległość od anteny,

$$R = \sqrt{\varrho^2 + h^2}$$

Obliczając wartości skuteczne natężenia pola elektrycznego i magnetycznego otrzymuje się wyrażenia:

$$E_{sk} = \frac{60I_m}{\sqrt{2}\varrho} \sqrt{\cos^2 kh + \frac{\varrho^2}{R^2} - \frac{2\varrho \cos kh \cos k(R-\varrho)}{R}} \quad (35a)$$

$$H_{sk} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}\pi\varrho} \sqrt{1 + \cos^2 kh - 2 \cos kh \cos k(R-\varrho)} \quad (35b)$$

Przyjmując $I_m = 270,3$ A, co odpowiada mocy doprowadzonej do anteny równej 2 MW, otrzymuje się następujące granice stref ochronnych:

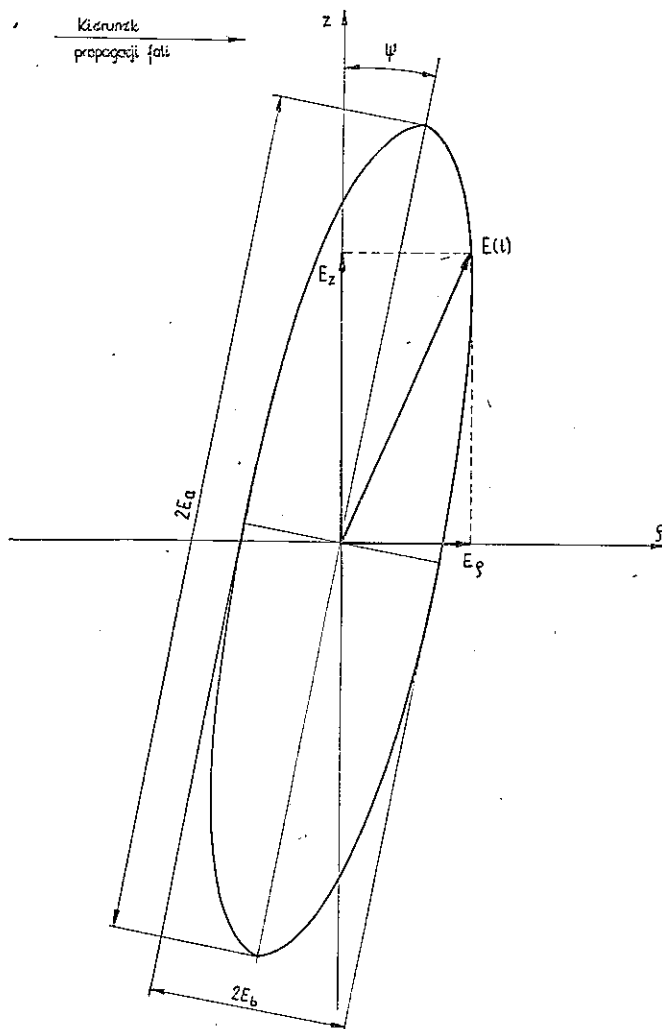
- strefa niebezpieczna $\varrho < 11$ m
- strefa zagrożenia $11 \leq \varrho < 140$ m
- strefa pośrednia $140 \leq \varrho < 930$ m
- strefa bezpieczna $\varrho \geq 930$ m

Decydujące znaczenie dla wyznaczenia stref ochronnych ma natężenie pola elektrycznego. Natężenie pola magnetycznego na granicy strefy bezpiecznej wynosi 0,416 A/m, jest więc mniejsze niż wartość uznana za bezpieczną.

3. POMIAR KONDUKTYWNOŚCI ZIEMI W REJONIE RADIOSTACJI

Konduktywność ziemi w rejonie radiostacji ma duże znaczenie przy określaniu sprawności anteny oraz rozmiarów instalacji uziemiającej. Do pomiaru konduktyw-

ności ziemi w rejonie WRC zastosowano metodę elipsy polaryzacji. Przy propagacji fali – wypromieniowanej przez pionową antenę – wzdłuż stratnej powierzchni ziemi pojawia się składowa radialna natężenia pola elektrycznego [12], a pole wypadkowe jest spolaryzowane eliptycznie (rys. 25).



Rys. 25. Elipsa polaryzacji fali powierzchniowej

Jeśli składową pionową pola elektrycznego zapisać w postaci

$$E_z = E_m \cos \omega t \quad (36)$$

to składowa promieniowa wyraża się zależnością

$$E_\rho = KE_m \cos(\omega t + \kappa) \quad (27)$$

przy czym:

$$Ke^{j\kappa} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r' - 1}}{\varepsilon_r'} \quad (38)$$

$\varepsilon_r' = \varepsilon_r - j60\lambda_0\sigma$ – zespolona przenikalność elektryczna ziemi.

Rugując w wyrażeniach (36) i (37) czas t , otrzymuje się równanie elipsy polaryzacji fali powierzchniowej

$$\frac{1}{\sin^2\kappa} \left(\frac{E_z}{E_m} \right)^2 + \frac{1}{K^2 \sin^2\kappa} \left(\frac{E_\theta}{E_m} \right)^2 - \frac{2 \cos \kappa}{K \sin^2\kappa} \left(\frac{E_z E_\theta}{E_m^2} \right) = 1 \quad (39)$$

z którego wynika, że czoło fali (duża oś elipsy) jest odchylone od pionu o kąt ψ spełniający równanie

$$\operatorname{tg} 2\psi = \frac{2K \cos \kappa}{1 - K^2} \quad (40)$$

Z równania (39) można również wyznaczyć dużą E_a i małą E_b półosi elipsy polaryzacji:

$$E_a = \frac{K \sin \kappa}{\sqrt{\sin^2\psi - 2K \cos \kappa \sin \psi \cos \psi + K^2 \cos^2\psi}} E_m \quad (41a)$$

$$E_b = \frac{K \sin \kappa}{\sqrt{\cos^2\psi + 2K \cos \kappa \sin \psi \cos \psi + K^2 \sin^2\psi}} E_m \quad (41b)$$

oraz stosunek małej do dużej półosi

$$p = \frac{E_b}{E_a} = \sqrt{\frac{\sin^2\psi - 2K \cos \kappa \sin \psi \cos \psi + K^2 \cos^2\psi}{\cos^2\psi + 2K \cos \kappa \sin \psi \cos \psi + K^2 \sin^2\psi}} \quad (42)$$

Dla dobrze przewodzących gruntów i długich fal ($60\lambda_0\sigma \gg \varepsilon_r$) podane wyżej wyrażenia ulegają znacznemu uproszczeniu:

$$K = \frac{1}{\sqrt{60\lambda_0\sigma}} \quad (43)$$

$$\psi = \frac{1}{\sqrt{120\lambda_0\sigma}} \quad (44)$$

$$p = \frac{1}{\sqrt{120\lambda_0\sigma}} \quad (45)$$

Z zależności (44) i (45) można wprost wyznaczyć konduktywność gruntu, nad którym rozchodzi się fala.

Dla ogólnego przypadku Grosskopf [13] podał następującą zależność na zastępczą konduktywność ziemi

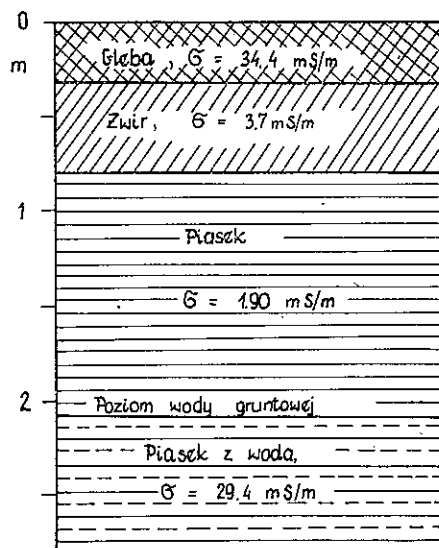
$$\sigma = \frac{p\psi}{30\lambda_0(p^2 + \psi^2)} \quad (46)$$

Dokładność pomiaru konduktywności gruntu metodą elipsy polaryzacji zależy od długości fali i wartości konduktywności. Różniczkując wyrażenia (44) i (45) można wyznaczyć względny błąd pomiaru konduktywności

$$\frac{\Delta\sigma}{\sigma} = 2 \frac{\Delta p}{p} = 2 \frac{\Delta\psi}{\psi} \quad (47)$$

Przyjmując błąd pomiaru kąta $0,1^\circ$ ($1,75 \cdot 10^{-3}$ radiana) stwierdzamy, że przy częstotliwości 227 kHz względny błąd pomiaru konduktywności o wartości 40 mS/m wynosi 28%. Ta niezbyt duża dokładność pomiaru jest zupełnie zrozumiała, bowiem przy długiej fali i dobrze przewodzącej ziemi, nachylenie czoła fali jest bardzo małe. Dla podanych wyżej wartości wynosi ono $0,72^\circ$. Przy konduktywności o rząd gorszej nachylenie czoła fali wzrasta do $2,27^\circ$, a błąd pomiaru maleje do 9%.

Pomiary konduktywności ziemi w rejonie WRC wykonano trzykrotnie: w lutym, w lipcu i w październiku 1967 r. Za każdym razem pomiarami objęto działkę o powierzchni około 150 ha. Nie stwierdzono zależności zastępczej konduktywności ziemi od pory roku. Tłumaczy się to dużą głębokością wnikania fali. Przy częstotliwości 227 kHz i konduktywności 40 mS/m głębokość wnikania wynosi 5,3 m. Na rys. 26 pokazano profil geologiczny terenu w rejonie WRC z zaznaczonymi

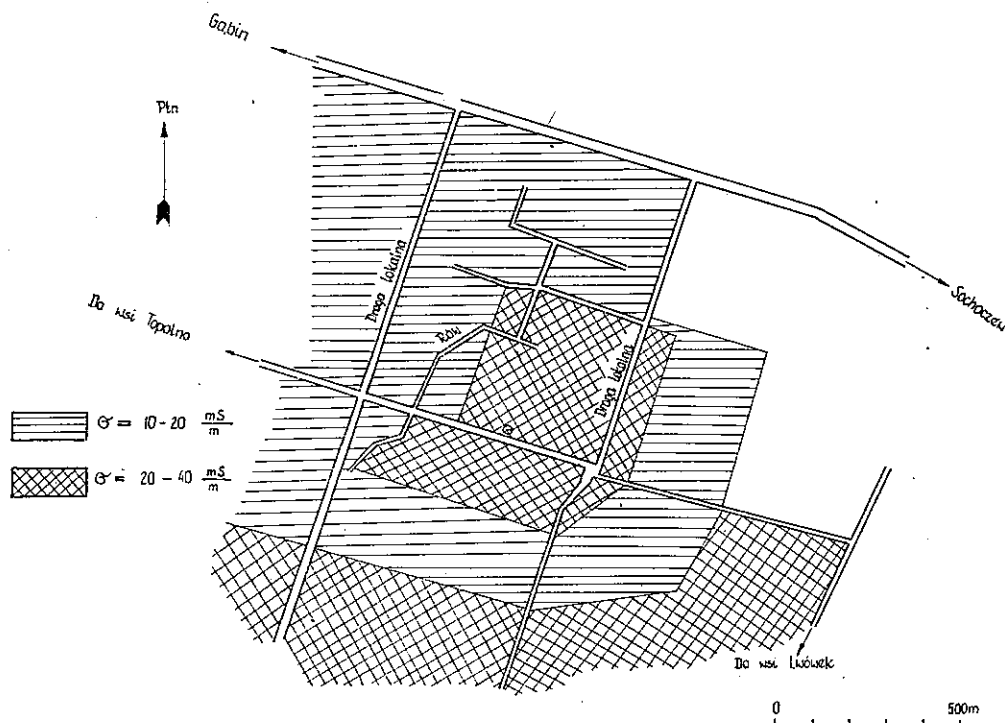


Rys. 26. Profil geologiczny terenu w rejonie WRC

konduktywnościami poszczególnych warstw, określonymi na podstawie laboratoryjnego pomiaru próbek. Jak wynika z profilu, na zastępczą konduktywność ziemi wpływa przede wszystkim warstwa piasku z wodą, leżąca na głębokości około 2 m.

Zmierzone wartości zastępczej konduktywności ziemi można podzielić na dwie grupy: jedną obejmującą konduktywności w przedziale $10 \div 20$ mS/m i drugą $20 \div 40$ mS/m. Grupy te pokrywają wyraźnie ograniczone części terenu. W środkowej części terenu, w okolicy podstawy maszty i na wschód aż do lokalnej drogi, rozciąga się obszar o konduktywności $20 \div 40$ mS/m. Obszar ten jest jak gdyby opasany

obszarem o mniejszej konduktywności, w granicach $10 \div 20 \text{ mS/m}$, rozciągającym się na północy do szosy Gąbin – Sochaczew. Po stronie południowej obszar ten jest dość wąski, poza nim występuje znów obszar o większej konduktywności w granicach $20 \div 40 \text{ mS/m}$ (rys. 27).



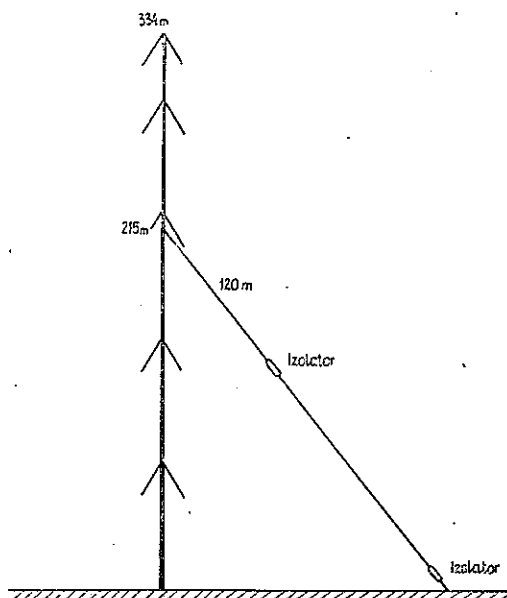
Rys. 27. Konduktywność ziemi w rejonie WRC

4. BADANIA ELEKTRYCZNOŚCI ATMOSFERYCZNEJ

Podstawową trudność przy projektowaniu izolacji masztu antenowego WRC stanowił fakt, że w literaturze [10, 14, 15, 16] brak było wyczerpujących informacji o warunkach ładowania się przewodników pod wpływem elektryczności atmosferycznej. Szczególnie brak było dostatecznych informacji o natężeniu pola elektrycznego. W takiej sytuacji konieczne było podjęcie badań nad efektami elektrycznymi w przewodnikach, na które bezpośrednio działają czynniki atmosferyczne. Przede wszystkim zajęto się określeniem wartości natężenia atmosferycznego pola elektrycznego.

Aparatura do pomiaru natężenia atmosferycznego pola elektrycznego została zainstalowana na terenie RTON w Olsztynie [17]. Układ pomiarowy składał się z trzech odciągów zawieszonych na wysokości 215 metrów na istniejącym maszcie

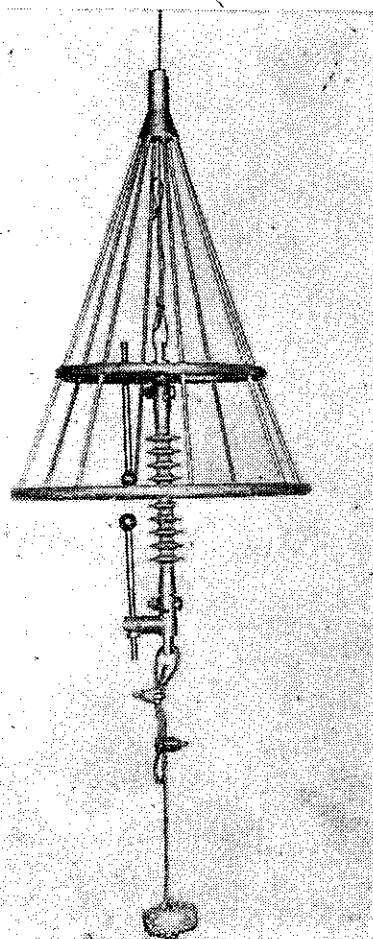
anten UKF-FM i TV. W celu odizolowania odciągów od ziemi, każdy z nich został zaopatrzony w dwa izolatory. Górny izolator był umieszczony w odległości około 120 metrów, mierząc wzdłuż drogi odciągu od punktu zaczepienia na maszcie. Dolne izolatory wszystkich odciągów umieszczone były tuż przy ziemi (rys. 28).



Rys. 28. Sposób zawieszenia i izolacji odciągu pomiarowego

W ten sposób z części odciągu zawartego pomiędzy izolatorami stworzono rodzaj sondy zanurzonej w atmosferyczne pole elektryczne. Potencjał czynnej części odciągu zależy od lokalnej wartości natężenia pola. Znaczne odsunięcie izolatora górnego od masztu zapewnia, że czynna część odciągu znajduje się z dala od obszaru silnie zniekształconego pola w bezpośrednim sąsiedztwie masztu. Ponadto położenie tego izolatora zostało wybrane optymalnie ze względu na maksymalną czułość układu pomiarowego. Izolatory dolne wszystkich trzech odciągów zaopatrzono w cechowane iskierniki kulowe. Odległości między elektrodami iskierników ustalono tak, aby napięcia przeskoku dla każdego z nich wynosiły odpowiednio: 30 kV dla odciągu nr 1, 50 kV dla odciągu nr 2 i 70 kV dla odciągu nr 3.

W celu uniknięcia występowania charakterystycznych zjawisk towarzyszących wysokim napięciom (wyładowania koronowe) i zniekształcających wyniki pomiaru, wszystkie ostre krawędzie metalowe leżące od strony czynnej części odciągu starannie zaekranowano. Ekrany zainstalowane przy dolnych izolatorach miały kształt stożkowych koszyczków i były wykonane z aluminiowych prętów (rys. 29). Aby zmniejszyć wpływ warunków atmosferycznych na napięcie przeskoku, dolne izolatory wraz z iskiernikiem i ekranami zabezpieczono specjalnie przygotowanymi osłonami



Rys. 29. Fragment liny odciągowej z izolatorom dolnym, iskiernikiem i ekranem elektrostatycznym

z włókna szklanego przesyconego żywicą epoksydową. Ekranu umocowane przy izolatorach położonych wyżej wykonano w formie metalowych cylindrów, dokładnie osłaniających uchwyt izolatora i zaciski liny odciągu. Na odcinku liny, leżącym między dolnym izolatorom a kotwą odciągu, umieszczono czujnik w postaci cewki nawiniętej na rdzeniu ferrytowym. W momencie, gdy napięcie między elektrodami iskiernika przekroczy ustalone dla niego napięcie przeskoku – następuje krótkotrwałe wyładowanie, przez liny odciągową płynie prąd, a w cewce pomiarowej indukuje się SEM. Przepływ prądu przez liny odciągową jest rejestrowany za pomocą odpowiedniego urządzenia, wyposażonego w licznik telefoniczny. W ten sposób możliwe jest zliczanie liczby przeskoków na iskierniku.

W celu określenia napięć statycznych występujących na izolatorach odciągów pomiarowych, przy określonym natężeniu pola zewnętrznego E_0 , wykonano obliczenia rozkładu potencjału wokół masztu (patrz p. 2.5.4) oraz przeprowadzono pomiary modelowe (patrz p. 5.3). Na tej podstawie określono dla każdego od-

ciągu krytyczne wartości natężenia pola, tzn. wartości przy których następuje przeskok na iskierniku. Wynoszą one:

- dla odciagu nr 1 – $E_{kr} = 1,42$ kV/m
- dla odciagu nr 2 – $E_{kr} = 3,42$ kV/m
- dla odciagu nr 3 – $E_{kr} = 5,55$ kV/m

W okresie od 15.VII.1970 r. do 20.IX.1971 r. zebrano materiał z 323 dni obserwacji (trzy długie przerwy w pracy aparatury rejestrującej zostały spowodowane awariami, które nastąpiły podczas bardzo silnych burz). W normalnych, ustabilizowanych warunkach atmosferycznych liczniki rejestrujące żadnych zaszłań nie zanotowały. Duże napięcia na izolatorach pojawiały się na ogół tylko przy silnych, widocznych zaburzeniach stanu atmosfery. W omawianym okresie obserwacji zanotowano:

- a) 18 zjawisk o charakterze burzowym o łącznym czasie trwania 24 godz. 30 min,
- b) 14 przelotnych burz śnieżnych o łącznym czasie trwania 34 godz. 30 min,
- c) gwałtowne wichury z przelotnymi deszczami bez wyładowań atmosferycznych o łącznym czasie trwania 18 godz. 20 min,
- d) dwa przypadki dużej liczby zaszłań licznika rejestrującego podczas pracy przy systemie antenowym (natury tego zjawiska dotychczas nie wytłumaczono),
- e) w jednym przypadku rejestratory działały w pozornie ustabilizowanych warunkach atmosferycznych.

Zjawiska o charakterze burzowym stanowią najliczniejszą grupę spośród wszystkich zaobserwowanych zjawisk, powodujących występowanie w atmosferze silnych pól elektrycznych. Dla tych przypadków wyznaczono prawdopodobieństwo wystąpienia pola atmosferycznego o określonym natężeniu oraz częstotliwość jego występowania.

Zarówno wystąpienie burzy jak i jej charakter można uważać za zjawisko losowe. Z tego powodu do analizy zebranych informacji zastosowano metody rachunku prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej. Zauważono, że znaczny procent zanotowanych burz stanowią takie, co do których można przypuszczać, że są procesami stacjonarnymi z niezmienną w czasie wartością średnią. Dotyczy to piętnastu spośród 18 zarejestrowanych burz. Dla tej grupy można przyjąć, że sumaryczna liczba rejestracji z każdego rejestratora jest proporcjonalna do całki oznaczonej z gęstości rozkładu prawdopodobieństwa $p(E)$

$$R_i = K \int_{E_{kri}}^{\infty} p(E) dE = K [1 - \Phi(E_{kri})] \quad (48)$$

gdzie:

- R_i – liczba wyładowań zanotowanych na rejestratorze i ,
- E_{kri} – krytyczna wartość natężenia pola dla rejestratora i ,
- K – współczynnik proporcjonalności, jednakowy dla wszystkich odciagów pomiarowych,

$p(E)$ – rozkład gęstości prawdopodobieństwa natężenia pola elektrycznego podczas burzy,

$\Phi(E_{kr})$ – wartość dystrybuanty rozkładu $p(E)$ dla $E = E_{kr}$.

Założenie to jest najzupełniej naturalne, ponieważ rejestrator pokazuje ile razy w ciągu burzy wartość natężenia pola przekroczyła wartość E_{kr} .

Jeśli znany jest rozkład gęstości prawdopodobieństwa $p(E)$, to wyznaczenie parametrów rozkładu nie przedstawia większych trudności. Postawiono hipotezę, że gęstość prawdopodobieństwa $p(E)$ wystąpienia w czasie burzy pola o wartości E jest podporządkowane rozkładowi Rayleigha. Hipotezę tę sprawdzono za pomocą testu zgodności χ^2 .

Empiryczny rozkład gęstości prawdopodobieństwa dla wspomnianej wcześniej grupy piętnastu burz ma postać

$$p(E) = \frac{E}{(2,84)^2} \exp \left[- \frac{E^2}{2 \cdot (2,84)^2} \right] \quad (49)$$

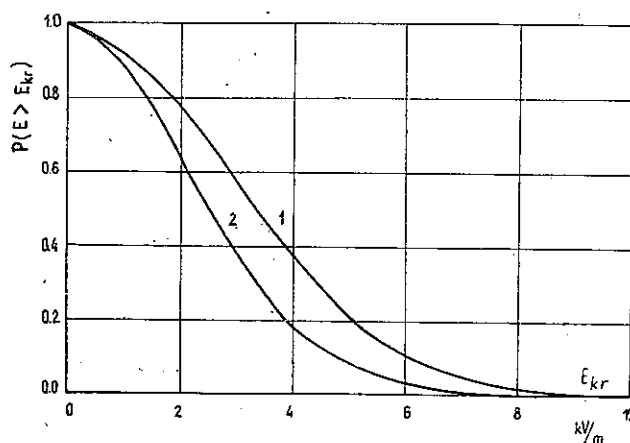
Na podstawie tego rozkładu określono wartość średnią natężenia pola występującego podczas obserwowanych burz

$$E_{sr} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 2,84 \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 2,84 \cdot 1,26 = 3,56 \text{ kV/m}$$

Wyznaczono także prawdopodobieństwa zdarzeń polegających na tym, że w analizowanym okresie burzowym natężenie pola przekracza określoną wartość krytyczną. Prawdopodobieństwo to dane jest wzorem

$$P(E > E_{kr}) = 1 - \Phi(E_{kr}) \quad (50)$$

gdzie $\Phi(E_{kr})$ jest wartością dystrybuanty rozkładu (49) w punkcie $E = E_{kr}$. Funkcję tę przedstawiono na rysunku 30 (krzywa 1).



Rys. 30. Funkcja określająca prawdopodobieństwo zdarzenia polegającego na tym, że natężenie pola elektrycznego w atmosferze przekroczy określoną wartość E_{kr} :

1 – w czasie burz z piorunami, 2 – w czasie burz śnieżnych

Jeśli odpowiednią wartość odczytaną z wykresu (30) pomnożymy przez prawdopodobieństwo wystąpienia burzy, to otrzymamy ostateczny wynik pokazujący jakie jest prawdopodobieństwo wystąpienia pola o natężeniu większym od przyjętej wartości krytycznej.

W omawianym 320 dniowym okresie obserwacji prawdopodobieństwo wystąpienia zjawiska burzowego o charakterze stacjonarnym określono ze wzoru

$$P_b = \frac{\sum_i^N t_{bi}}{t_0} \quad (51)$$

gdzie:

t_b – czas trwania burzy,

t_0 – sumaryczny czas trwania obserwacji,

N – liczba zarejestrowanych burz.

Prawdopodobieństwo to wynosi

$$P_b = \frac{990}{320 \cdot 24 \cdot 60} = 2,15 \cdot 10^{-3}$$

Dla ilustracji otrzymanych wyników określmy okres czasu T_6 w ciągu 1 roku, w którym natężenie pola elektrycznego w atmosferze przewyższa wartość 6 kV/m. W tym celu z krzywej na rys. 30 odczytujemy wartość prawdopodobieństwa

$$P(E > 6) = 0,11$$

Mnożąc tę wartość przez czas trwania okresów burzowych w skali rocznej otrzymujemy

$$T_6 = 8766P(E > 6)P_b \approx 2,1 \text{ h}$$

Pola o natężeniu większym od 10 kV/m są mało prawdopodobne, co jest zgodne z wynikami badań Müller-Hillebranda [10].

Drugą zaobserwowaną grupę zjawisk – również o charakterze burzowym – stanowią te, do których nie można stosować wyżej opisanej metody analizy. Charakterystyczną cechą tych burz są przypadki większej liczby rejestracji zanotowanych przez licznik umieszczony przy odciągu, któremu odpowiada większa krytyczna wartość natężenia pola w stosunku do rejestratora działającego przy mniejszym natężeniu krytycznym. Efekt taki może być spowodowany niejednorodnościami na obszarze kontrolowanym przez zainstalowane urządzenia rejestrujące lub jednoczesnym działaniem kilku czynników powodujących ładowanie odciągów pomiarowych (np. elektryczne pole atmosfery i silny wiatr lub opad śniegu).

Interesujący materiał stanowią informacje zebrane podczas występowania burz śnieżnych i silnego wiatru. Okazuje się bowiem, że również te czynniki powodują efekt silnego ładowania się przewodników umieszczonych w polu wpływów atmosferycznych. W omawianym okresie obserwacji zanotowano czternaście przelotnych burz śnieżnych o łącznym czasie trwania 34 godz. 30 min. oraz trzy gwałtowne wichury o łącznym czasie trwania 18 godz. 20 min.

Empiryczny rozkład gęstości prawdopodobieństwa natężenia ekwiwalentnego pola elektrycznego ma postać

$$p(E) = \frac{E}{(2,22)^2} \exp \left[- \frac{E^2}{2 \cdot (2,22)^2} \right] \quad (52)$$

Średnia wartość natężenia ekwiwalentnego pola elektrycznego wynosi 2,78 kV/m.

Dla funkcji gęstości rozkładu prawdopodobieństwa określonej wzorem (52) wyznaczono prawdopodobieństwo zdarzeń polegających na tym, że łączny wpływ czynników towarzyszących burzy śnieżnej czy silnemu parciu wiatru na odciąg będzie odpowiadał pojawieniu się pola o natężeniu przekraczającym żadaną wartość. Odpowiednią funkcję przedstawiono na rysunku 30 (krzywa 2).

5. BADANIA MODELOWE

W celu weryfikacji doświadczalnych wyników analizy teoretycznej wykonano rozległe badania modelowe, których celem było:

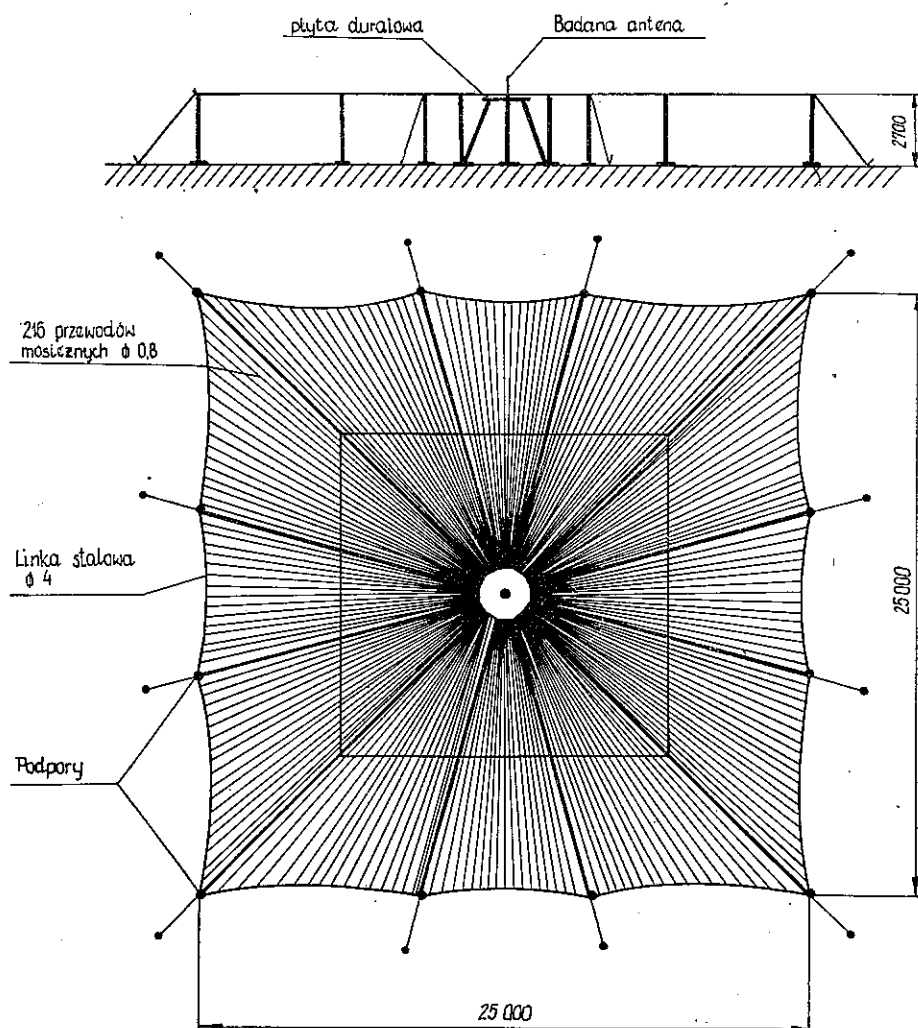
- 1) określenie długości elektrycznej maszty i zbadanie możliwości jej zwiększenia przez zastosowanie pojemności końcowej,
- 2) pomiar rozkładu prądu i ładunku wzdłuż anteny,
- 3) określenie zysku energetycznego anteny,
- 4) pomiar charakterystyki promieniowania,
- 5) pomiar impedancji wejściowej anteny z podaniem tolerancji dla warunków rzeczywistych,
- 6) zbadanie wpływu lin odciągowych na wszystkie parametry anteny i określenie optymalnego podziału lin odciągowych,
- 7) wybór sposobu zasilania anteny i układu dopasowującego.

Badania modelowe anteny przeprowadzono w dwóch etapach. Zadaniem pierwszego etapu było ustalenie parametrów anteny do projektu mechanicznego. W tym etapie wykonano i przebadano szereg modeli w małej skali. Po wykonaniu projektu konstrukcyjnego anteny, zbudowano model w skali 1 : 40, będący miniaturą rzeczywistej anteny. Celem pomiarów tego modelu było ostateczne ustalenie parametrów elektrycznych anteny.

5.1. Pomiar rozkładu prądu i impedancji wejściowej

Pomiar rozkładu prądu i impedancji wejściowej anteny zasilanej u podstawy najwygodniej jest wykonać w układzie niesymetrycznym, umieszczając badaną antenę nad dostatecznie rozległym ekranem metalowym. Dla zapewnienia możliwie największej zgodności z warunkami rzeczywistymi, model badanej anteny wykonano w postaci graniastosłupa o przekroju trójkątnym. Przy pomiarze rozkładu prądu pętlę pomiarową należy przesuwac wzdłuż anteny. Cięgło pętli oraz przewód od-

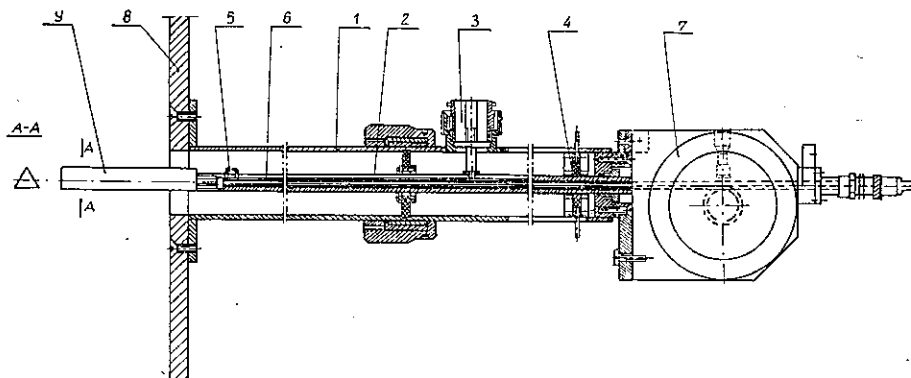
przewodzący wyindukowane napięcie są przy tym umieszczone wewnątrz anteny. Takie rozwiązanie narzuca pewne minimalne rozmiary poprzeczne modelu, bok trójkąta nie może być mniejszy niż 14,5 mm. Dla zachowania smukłości modelu, odpowiadającej smukłości anteny rzeczywistej, minimalna wysokość modelu wynosi 1859 mm, co odpowiada częstotliwości pomiarowej około 78 MHz. Wykonanie pomiaru impedancji wejściowej przy tak małej częstotliwości jest kłopotliwe ze względu na długość linii pomiarowej. W tej sytuacji zdecydowano się wykonać dwa modele anteny. Jeden w skali 1:345 (częstotliwość pomiarowa 78,32 MHz) do pomiaru rozkładu prądu i ładunku oraz drugi w skali 1:850 (częstotliwość po-



Rys. 31. Stanowisko do pomiaru rozkładu prądu i impedancji wejściowej anteny

miarowa 192,95 MHz) do pomiaru impedancji wejściowej. W celu zapewnienia dostatecznej dokładności pomiaru impedancji wejściowej, średnica ekranu, nad którym jest umieszczona badana antena, powinna być równa około 10λ [7,18], przy częstotliwości 193 MHz odpowiada to ekranowi o średnicy 15,6 m. Wpływ rozmiarów ekranu na rozkład prądu jest mniejszy, w związku z tym wystarcza aby średnica ekranu była równa około 6λ , co odpowiada 23 m przy częstotliwości 78 MHz. Wobec bardzo dużych rozmiarów ekranu, zdecydowano się przygotować terenowe stanowisko pomiarowe. Ponieważ ekran w postaci kwadratu przy tej samej powierzchni zapewnia lepsze warunki pomiaru aniżeli ekran w postaci koła, zdecydowano się wykonać ekran kwadratowy o boku 25 m. Środkową część ekranu, w postaci dwunastokąta o boku 30 cm, wykonano z grubej płyty duraluminiowej. Płytę umieszczono na specjalnym stojaku na wysokości 2,70 m nad ziemią. Wokół płyty w odległości 12,5 m rozpięto – na odpowiednich podporach – linkę stalową, tworząc w ten sposób obramowanie ekranu w formie kwadratu o boku 25 m. Do boków dwunastokąta przymocowano 216 przewodów mosiężnych. Przewody te naciągnięto, mocując luźne końce do linki stalowej. Uzyskano w ten sposób konstrukcję spełniającą stawiane wymagania (rys. 31).

W środku opisanej konstrukcji umieszczono zespół antenowy, składający się z badanej anteny i linii pomiarowej. Przygotowano dwa zespoły antenowe, jeden do pomiaru impedancji wejściowej, drugi – do pomiaru rozkładu prądu i ładunku wzdłuż anteny. W obu zespołach wykorzystano tę samą linię pomiarową, zmieniając jedynie cięty wraz z pętlą pomiarową. Linia pomiarowa (rys. 32) składa się z kor-

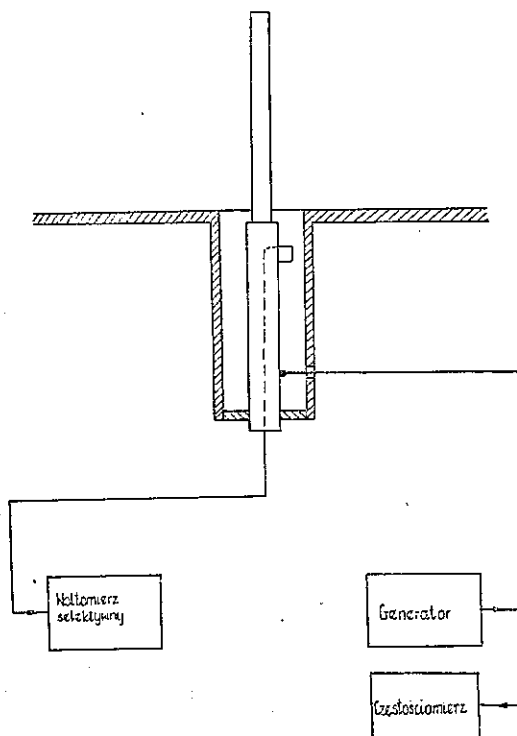


Rys. 32. Zespół antenowy do pomiaru impedancji wejściowej anteny

pusu (1), wykonanego z rury mosiężnej o średnicy 40 mm i przewodu wewnętrznego (2), również wykonanego z rury mosiężnej o średnicy 10 mm. W dolnej części korpusu umieszczono gniazdo współosiowe (3), połączone z przewodem wewnętrznym i umożliwiające pobudzenie zespołu oraz ruchomy zwieracz (4), umożliwiający – w pewnym zakresie – dopasowanie zespołu do generatora. W przewodzie wewnętrznym wycięto podłużną szczelinę, umożliwiającą przesuwanie pętli po-

miarowej (5) za pomocą cięgła (6), wykonanego z rurki stalowej umieszczonej wewnątrz przewodu (2). Wewnątrz cięgła poprowadzono przewód współosiowy, służący do doprowadzenia napięcia indukowanego w pętli do odbiornika. Do przesuwania cięgła użyto precyzyjnego napędu ciernego (7). Linię pomiarową przykręcono do płyty duraluminiowej (8), stanowiącej środkową część ekranu pomiarowego. Badaną antenę (9), umieszcza się wprost na przewodzie wewnętrznym linii pomiarowej. W przypadku pomiaru rozkładu prądu i ładunku, wzdłuż anteny wycięto szczelinę umożliwiającą przesuwanie pętli pomiarowej lub sondy pojemnościowej. Dokładność ustawienia pętli pomiarowej wynosi $\pm 0,1$ mm.

Blokowy schemat układu pomiarowego podano na rys. 33. Zespół antenowy jest zasilany z generatora sygnałowego. Do pomiaru napięcia indukowanego w pętli użyto woltomierza selektywnego z automatycznym dostrajaniem. Impedancję



Rys. 33. Schemat blokowy układu do pomiaru rozkładu prądu i impedancji wejściowej anteny

wejściową anteny obliczono na podstawie pomiaru rozkładu prądu w otoczeniu minimum [18]. Przy określeniu impedancji wejściowej anteny uwzględniono wpływ nieciągłości w punkcie zasilania. Między anteną i torem zasilającym występuje sprzężenie, które w ogólnym przypadku może mieć charakter pojemnościowy, indukcyjny lub mieszany. Wpływ tego sprzężenia daje się obserwować w tzw. obszarze

podłączenia o długości około $0,1\lambda$, licząc od zacisków anteny wzdłuż toru zasilającego, a jego skutkiem jest zmiana parametrów jednostkowych toru. Wskutek występującego sprzężenia impedancja mierzona w odległości $\lambda/2$ od zacisków anteny różni się od impedancji wejściowej anteny odosobnionej. Ponieważ działanie sprzężenia między torem i anteną ogranicza się do małego obszaru (w stosunku do długości fali), można więc uwzględnić jego wpływ przez włączenie między antenę i tor odpowiedniego czwórnika, zbudowanego z elementów skupionych [19]. Przy sposobie zasilania zastosowanym w opisanym układzie pomiarowym, czwórnik ten redukuje się do ujemnej pojemności, przyłączonej równolegle do zacisków anteny. Wpływ nieciągłości w punkcie zasilania anteny odbija się więc tylko na susceptancji wejściowej. Wartość pojemności korekcyjnej wynosi $-0,41\text{ pF}$, co odpowiada – przy częstotliwości 193 MHz – susceptancji $0,50\text{ mS}$.

Badaniami objęto antenę o wysokości $0,485\lambda$ oraz antenę o wysokości $0,446\lambda$ z przedłużeniem za pomocą pojemności końcowej. Wyniki pomiarów podano w tablicy 7.

Tablica 7

Parametry anten wyznaczone na modelach w skali 1:345 i 1:850

Antena	Antena o wysokości $0,485\lambda$ bez pojemności końcowej	Antena o wysokości $0,446\lambda$		
		Bez pojemności końcowej	Z pojemnością końcową o średnicy	
Parametr			$0,0265\lambda$ (35 m)	$0,0522\lambda$ (69 m)
Przedłużenie elektryczne anteny wskutek działania pojemności końcowej	—	—	$0,029\lambda$	$0,074\lambda$
Długość elektryczna anteny	$0,485\lambda$	$0,446\lambda$	$0,475\lambda$	$0,520\lambda$
Impedancja wejściowa przy częstotliwości fali nośnej	$465-j460$	$750-j160$	$531-j405$	$224-j421$
Szerokość głównej wiązki charakterystyki promieniowania	50°	55°	50°	44°
Promieniowanie pod kątem elewacji 60° [dB]	-18	-15	-17	-18
Amplituda prądu dopływającego do anteny przy mocy doprowadzonej 2 MW [A]	92,7	73,0	86,8	133,6
Amplituda napięcia na zaciskach wejściowych anteny przy dodatnim szczycie modulacji $P = 8\text{ MW}$ [kV]	121,3	112,0	115,9	127,5

Pomiar rozkładu prądu i ładunku wykonano przy częstotliwości 78,32 MHz na modelu w skali 1:345, odpowiada to częstotliwości fali nośnej (227 kHz) dla anteny rzeczywistej.

W wyniku pomiaru otrzymano unormowany rozkład prądu

$$I_n(z) = \frac{I(z)}{I_{\max}} \quad (53)$$

przy czym

I_{\max} – maksymalna zmierzona amplituda prądu w antenie.

Prąd w punkcie zasilania jest określony zależnością

$$I(0) = \frac{V_0}{Z_A} \quad (54)$$

Wyznaczając z zależności (53) $I(z)$ i korzystając ze wzoru (54) otrzymuje się

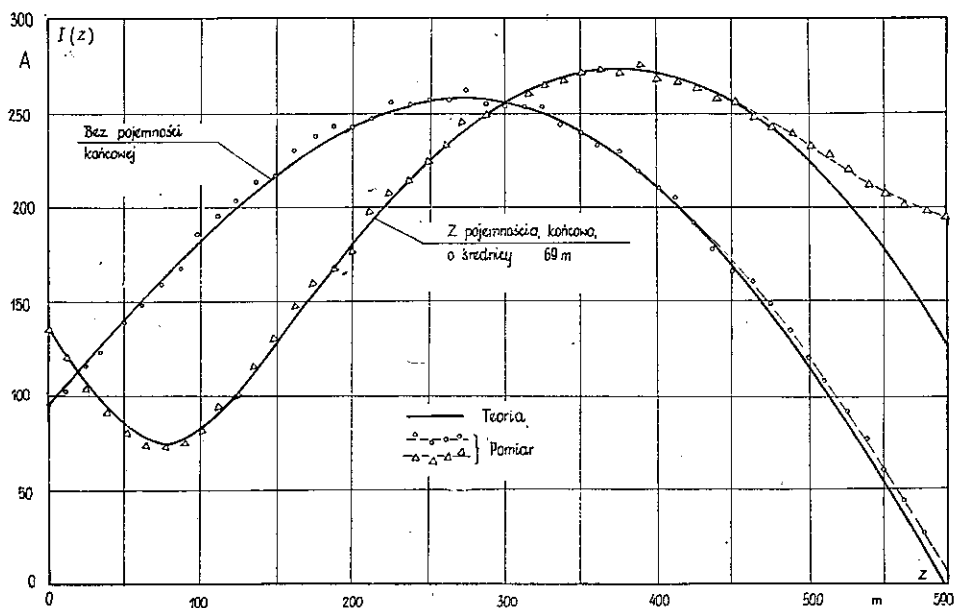
$$I(z) = \frac{V_0}{Z_A} \frac{I_n(z)}{I_n(0)} \quad (55)$$

Jeżeli do anteny doprowadzono moc P , to amplituda napięcia na zaciskach anteny

$$V_0 = |Z_A| \sqrt{\frac{2P}{R_A}} \quad (56)$$

Podstawiając zależność (56) do wyrażenia (55) otrzymuje się wzór na rozkład amplitudy prądu wzdłuż anteny

$$|I(z)| = \sqrt{\frac{2P}{R_A}} \left| \frac{I_n(z)}{I_n(0)} \right| \quad (57)$$



Rys. 34. Wpływ pojemności końcowej na rozkład prądu w antenie ($h/\lambda = 0,446$ $a/\lambda = 0,0159$)

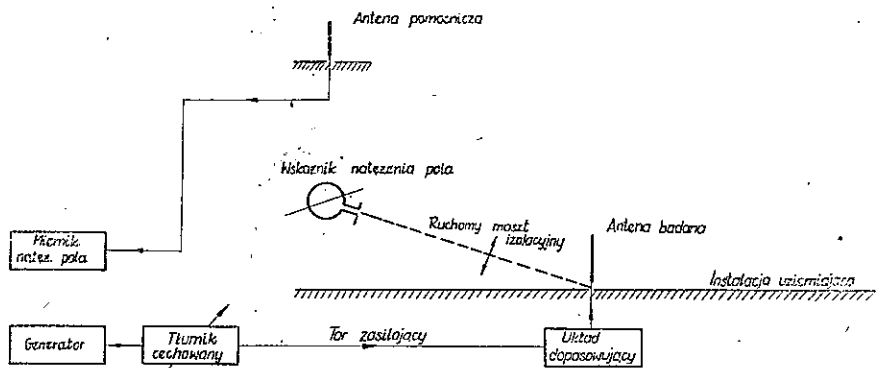
Na rysunku 34 pokazano przykładowo rozkład prądu w antenie o wysokości $0,446\lambda$ bez i z pojemnością końcową o średnicy $0,0522\lambda$, przy założeniu, że do anteny doprowadzono moc 2 MW. Na osi odciętych podano odległości odniesione do częstotliwości 227 kHz. Na rysunku pokazano także rozkłady obliczone teoretycznie. Zgodność zmierzonych i obliczonych rozkładów prądu jest bardzo dobra. Całkując zmierzony rozkład prądu można określić właściwości kierunkowe anteny. Podstawowe informacje o tych właściwościach podano w tabelicy 7.

Na podstawie wyników badań oraz w porozumieniu z konstruktorem mechanikiem ustalono, że optymalnym rozwiązaniem będzie maszt antenowy o wysokości $0,485\lambda$ ($640,97$ m) bez pojemności końcowej.

Zbadano również wpływ odcigów na impedancję wejściową anteny. Przy podzieleniu lin odcigowych na odcinki o długości nie większej niż $0,2\lambda$ zmiany impedancji wejściowej spowodowane obecnością odcigów są pomijalne.

5.2. Pomiar charakterystyki promieniowania

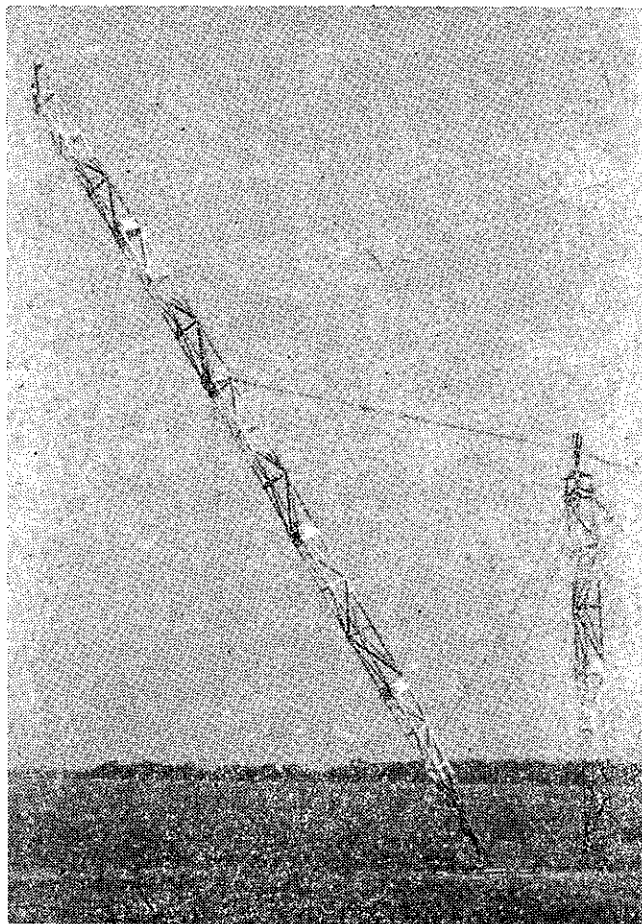
Pomiary charakterystyki promieniowania wykonano w układzie niesymetrycznym. Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiono na rys. 35. Antena badana pracowała jako antena nadawcza zasilana u podstawy. Dla poprawienia



Rys. 35. Schemat blokowy układu do pomiaru charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej

konduktywności ziemi w otoczeniu anteny, wykonano instalację uziemiającą w postaci sieci złożonej z 216 przewodów rozchodzących się promieniście. W środku instalacji umieszczono aluminiową dwunastokątną płytę o boku 190 mm, do której dołączono sieć przewodów. Płyta aluminiowa stanowiła element konstrukcyjny, umożliwiając mocowanie badanej anteny. Pod płytą umieszczono układ dopasowujący. Sieć przewodów tworzyła kwadrat o boku 20 m. Energię w.c.z. doprowadzono do anteny z generatora sygnałowego poprzez tłumik cechowany i tor zasilający, wykonany z podwójnie ekranowanego przewodu współosiowego. Wskaznik natężenia pola umieszczono na drewnianym maszcie o wysokości 15 m.

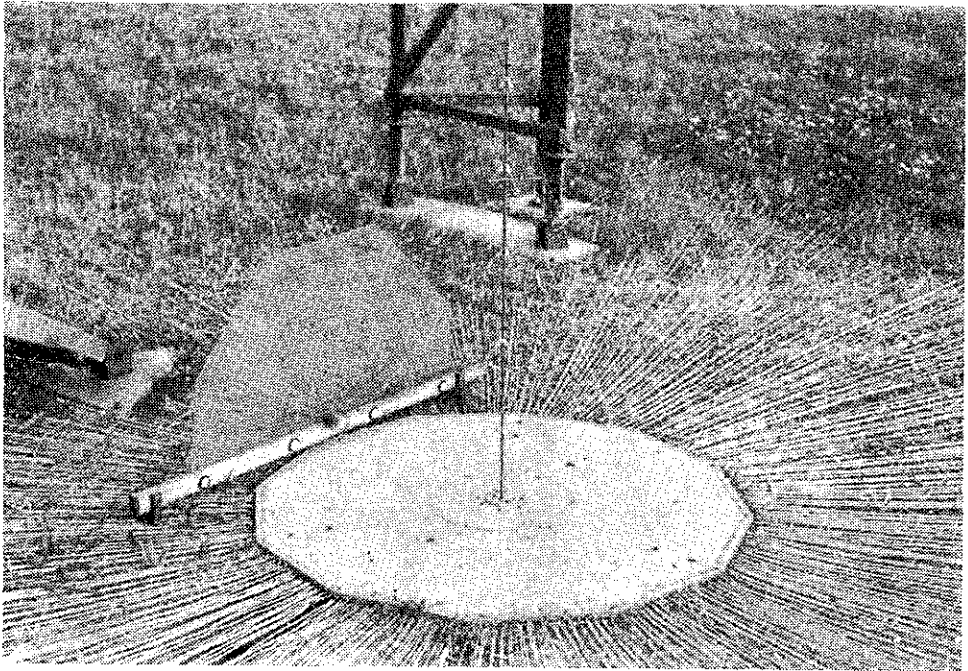
Za pomocą windy, umieszczonej w odległości około 60 m od badanej anteny, można było podnosić maszt wraz ze wskaźnikiem natężenia pola o d położenia poziomego do położenia pionowego (rys. 36). Dla kontroli pobudzenia badanej anteny, w odległości około 40 m umieszczono antenę pomocniczą, połączoną przewodem współosiowym z miernikiem natężenia pola. Przyrządy pomiarowe (generator sygnałowy,



Rys. 36. Stanowisko do pomiaru charakterystyki promieniowania

tłumik cechowany i miernik natężenia pola) umieszczono na specjalnym stanowisku, poniżej poziomu instalacji uziemiającej. Dzięki temu przyrządy pomiarowe, a także obsługujący je personel, nie zakłócały pola wytwarzanego przez badaną antenę. Pomiar charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej przeprowadzono w ten sposób, że dla każdego położenia ruchomego masztu dobierano wyciszanie tłumika cechowanego tak, aby uzyskać stałe wychylenie wskaźnika natężenia pola na maszcie. Odczytu wskaźnika dokonywano za pomocą lornetki.

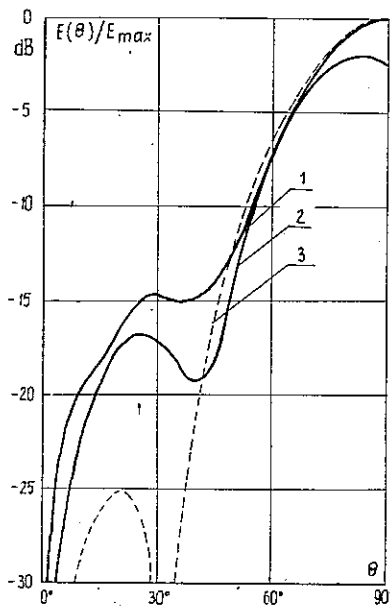
Do pomiaru charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej użyto innego wskaźnika natężenia pola, przemieszczanego po obwodzie koła w stałej odległości od badanej anteny. Ze względu na warunki pracy układu pomiarowego częstotliwość pomiarową należało wybrać w zakresie 150–300 MHz. W związku z tym zdecydowano wykonać model anteny w postaci pręta o przekroju kołowym i promieniu równym promieniowi zastępczemu masztu trójkątnego (rys. 37). Dla



Rys. 37. Badana antena na stanowisku pomiarowym

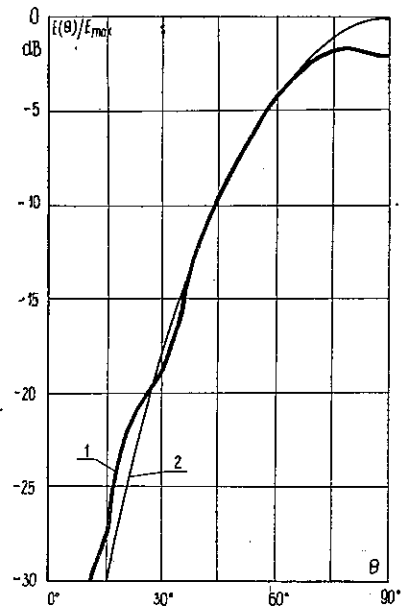
anteny rzeczywistej promień zastępczy wynosi 2,1 m. Dla uproszczenia wykonania modelu przyjęto znormalizowaną średnicę pręta, z którego wykonano model anteny, równą 6 mm. Skala modelu jest więc równa 1: 700. Wysokość modelu wynosi 916 mm, a częstotliwość pomiarowa 158,0 MHz. Stosunek promienia anteny do długości fali jest równy 0,00159. Dla celów porównawczych przygotowano również model anteny o długości $0,55\lambda$ i tym samym stosunku a/λ .

Wynik pomiaru anteny $0,55\lambda$ przedstawiono na rys. 38, na którym pokazano także charakterystyki obliczone teoretycznie przy założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu (krzywa 3) i przy uwzględnieniu przekroju poprzecznego anteny (krzywa 2). W obszarze listka głównego wszystkie krzywe pokrywają się. Pewne odchylenie charakterystyki zmierzonej od charakterystyk teoretycznych dla kątów bliskich 90° , wynika ze skończonej konduktywności ziemi. W obszarze listka bocznego charakterystyka promieniowania anteny z sinusoidalnym rozkładem prądu znacznie



Rys. 38. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej anteny o wysokości $0,55\lambda$

- 1 — charakterystyka zmierzona dla anteny o smukłości $a/\lambda = 0,00159$
- 2 — charakterystyka obliczona dla anteny o smukłości $a/\lambda = 0,00159$
- 3 — charakterystyka obliczona dla anteny nieskończenie cienkiej



Rys. 39. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej anteny o wysokości $0,485\lambda$ ($a/\lambda = 0,00159$)

- 1 — charakterystyka zmierzona,
- 2 — charakterystyka obliczona

odbiega od charakterystyki zmierzonej. Zgodność charakterystyki zmierzonej i obliczonej dla stosunku $a/\lambda = 0,00159$ jest zadawalająca.

Na rysunku 39 pokazano zmierzoną charakterystykę promieniowania anteny o wysokości $0,485\lambda$. Dla porównania podano również charakterystykę obliczoną przy założeniu tej samej smukłości. Zgodność obu charakterystyk (oprócz kątów w pobliżu zenitu) jest bardzo dobra.

Opisane wyżej pomiary charakterystyk promieniowania odnosiły się do anten bez odciągów. W celu ustalenia niezbędnego stopnia podziału odciągów, wykonano pomiary wpływu odciągów na charakterystykę promieniowania anteny. Ponieważ odciągi mogą wpływać zarówno na charakterystykę promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej jak i pionowej, wykonano pomiary charakterystyki promieniowania w obu płaszczyznach.

Badanie wpływu odciągów przeprowadzono w ten sposób, że zakładano kolejne poziomy odciągi, zaczynając od najniższego, izolując je tylko na końcach i wykonywano pomiar charakterystyki promieniowania w obu płaszczyznach. Jeżeli zniekształcenia charakterystyki promieniowania były małe, zakładano następny poziom odciągów, w przeciwnym wypadku dzielono odciągi ostatniego poziomu

na dwie, a jeśli to nie pomogło, na trzy równe części. W ten sposób stwierdzono, że wpływ pierwszych trzech poziomów odciągów jest pomijalny. Wpływ czwartego, nie dzielonego poziomu odciągów na charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie pionowej objawia się nieznacznym poszerzeniem głównego listka charakterystyki i obniżeniem poziomu listka bocznego.

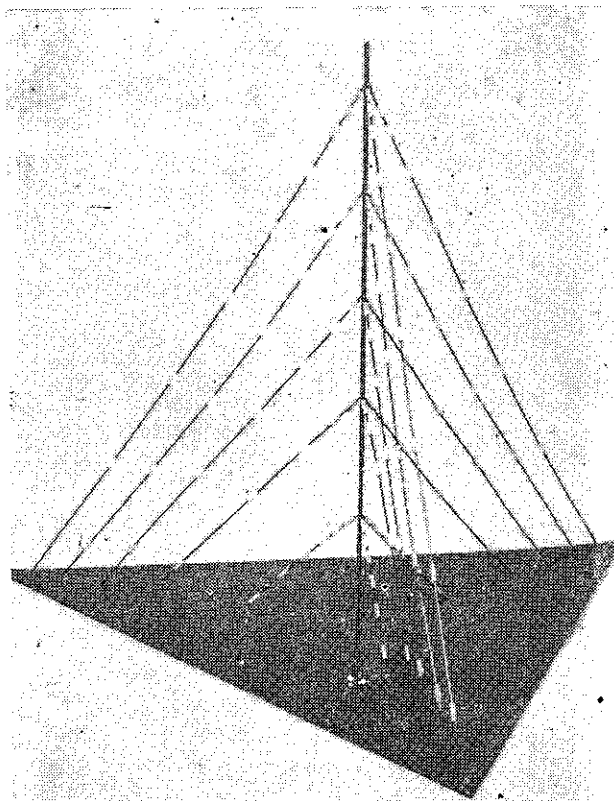
Wpływ trzech pierwszych poziomów odciągów nie dzielonych na charakterystykę promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej jest również pomijalny. Odciaży czwartego poziomu mają istotny wpływ na poziomą charakterystykę promieniowania anteny. Nierównomierność charakterystyki wynosi $+0,7$; $-3,5$ dB. Podzielenie odciągów czwartego poziomu na dwie równe części wyrównuje charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej ($\pm 0,3$ dB).

Nie dzielone odciaży piątego poziomu zmniejszają zarówno pionową, jak i poziomą charakterystykę promieniowania anteny. W płaszczyźnie pionowej główny listek charakterystyki ulega znacznemu poszerzeniu. Szerokość głównego listka charakterystyki dla spadku 3 dB wzrasta od 50° dla anteny bez odciągów, do 60° dla anteny z nie dzielonymi odciągami piątego poziomu. W płaszczyźnie poziomej nierównomierność charakterystyki promieniowania wynosi $+0,4$; $-1,9$ dB. Przy podzieleniu odciągów piątego poziomu na dwie równe części, charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej jest nieznacznie szersza niż dla anteny bez odciągów, w płaszczyźnie poziomej nierównomierność charakterystyki promieniowania wynosi $+0,4$; $-0,9$ dB. Podzielenie odciągów piątego poziomu na trzy równe części powoduje wyrównanie charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej ($\pm 0,4$ dB), natomiast charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej praktycznie nie różni się od charakterystyki anteny bez odciągów.

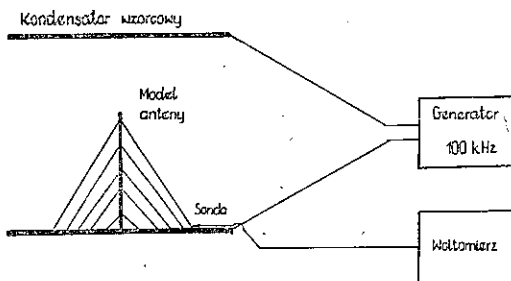
5.3. Pomiar napięć statycznych

W celu określenia rozkładu napięć statycznych na izolatorach odciągowych wykonano model anteny w skali 1:800 (wysokość modelu – 800 mm), z zachowaniem rozmieszczenia izolatorów według rys. 24. Model (rys. 40) umieszczono między okładkami kondensatora płaskiego o rozmiarach 4×4 m (rys. 41). Odległość między okładkami kondensatora wybrano $1,5 h = 1200$ mm, co zapewnia dostateczną jednorodność pola pierwotnego.

Pomiar napięć statycznych na izolatorach można wykonać w warunkach stacjonarnych (tzn. doprowadzając do kondensatora napięcie stałe) lub w polu zmiennym przy zachowaniu warunku quasistacjonarności. W drugim przypadku częstotliwość pomiarowa powinna być dobrana tak, aby odpowiadająca jej długość fali była znacznie większa od największego rozmiaru liniowego badanego układu. Przyjęto częstotliwość pomiarową równą 100 kHz, co odpowiada fali o długości 3000 m przy największym rozmiarze liniowym badanego modelu 0,8 m. Z pomiaru napięć występujących na izolatorach modelu można określić napięcia, jakie powstaną na izolatorach rzeczywistych, jeśli antena znajdzie się w jednorodnym polu elektro-



Rys. 40. Model anteny WRC w skali 1:800 do badania napięć statycznych na izolatorach odciągowych



Rys. 41. Układ do pomiaru napięć statycznych na izolatorach odciągowych

statycznym o natężeniu E_0 . Zgodnie z zasadą modelowania elektrostatycznego zachodzi związek

$$U_{iz} = U_{miz} \frac{E_0}{E_m} S \quad (58)$$

przy czym:

U_{iz} – napięcie na rzeczywistym izolatorze,

U_{miz} – napięcie na izolatorze modelu,

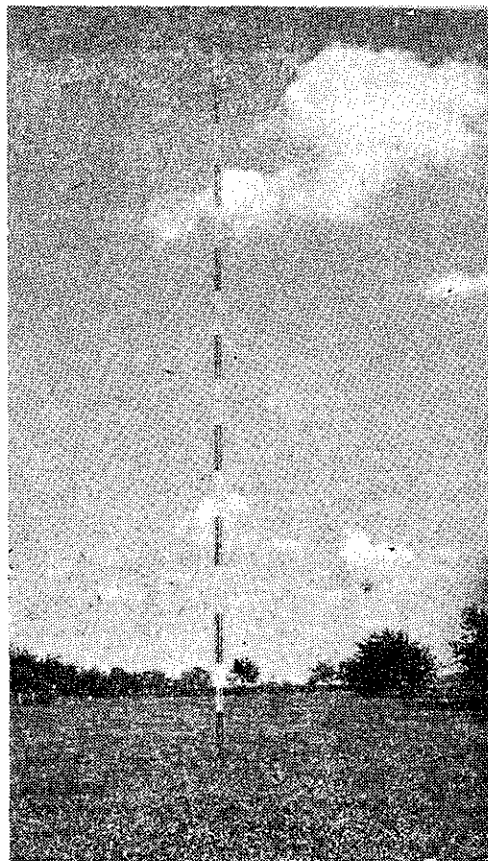
E_m – natężenie pola wzorcowego w kondensatorze pomiarowym,

S – skala modelu.

Napięcia na izolatorach modelu mierzono za pomocą sondy detekcyjnej w.c.z. Bez deformacji rozkładu pola w otoczeniu masztu można dokonać pomiaru tylko na izolatorach w bezpośrednim sąsiedztwie masztu i tuż przy ziemi. Uśrednione wyniki pomiarów odniesione do pola $E_0 = 400$ V/m podano w tablicy 6. Z wyjątkiem 2 wypadków (izolatory 2.1 i 1.7) wyniki pomiarów i obliczeń nie różnią się więcej niż o 20%. Można więc uznać, że opisana w p. 2.5.4 metoda obliczania napięć statycznych na izolatorach odciągowych jest wystarczająco dokładna.

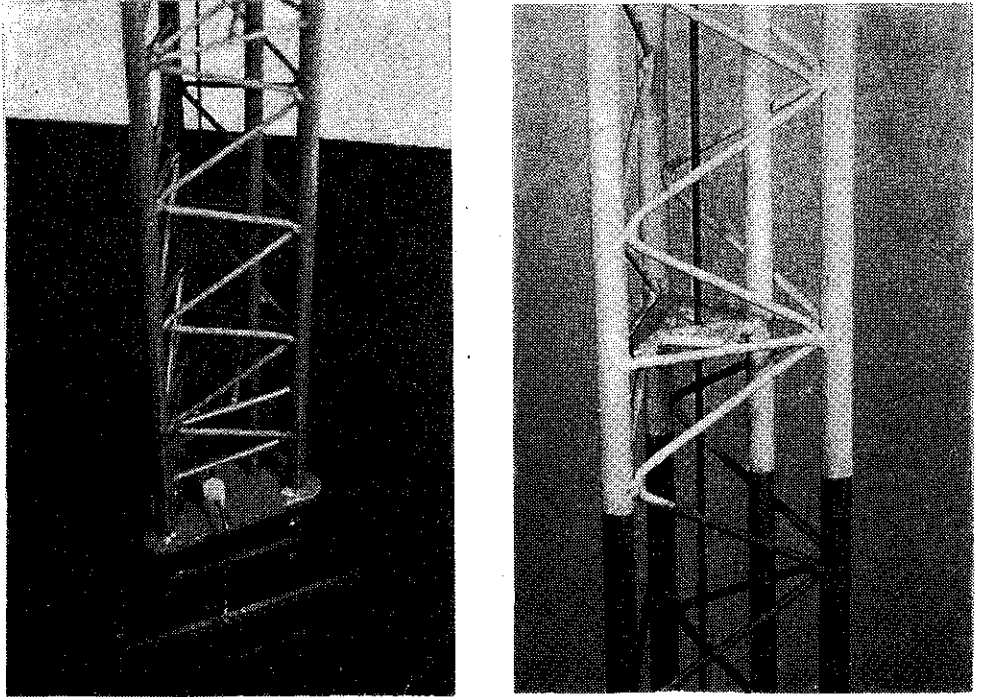
5.4. Pomiary modelu anteny w skali 1:40

Po wykonaniu projektu konstrukcyjnego anteny zbudowano model w skali 1:40, będący miniaturą rzeczywistej anteny. Wysokość modelu wynosiła 16 m. Model (rys. 42) wykonano z rur, ze stopów aluminium, zachowując proporcje rze-



Rys. 42. Model anteny WRC
w skali 1:40

czywistego masztu. Zamodelowano również spoczniki, podesty, drabinę oraz wewnętrzną rurę uziemiającą (rys. 43). Model anteny ustawiono w terenie płaskim, otwartym, pozbawionym wszelkich zabudowań, mocując go za pomocą odciągów wykonanych z cienkiej linki stalowej. Liczbę odciągów oraz sposób ich podziału zachowano zgodnie z projektem elektrycznym i konstrukcyjnym (rys. 42). Na



Rys. 43. Fragmenty modelu anteny w skali 1:40

1 — stopa masztu, 2 — tor dopasowujący utworzony przez metalową rurę umieszczoną wewnątrz masztu

powierzchni ziemi ułożono instalację uziemiającą. Centralną część instalacji stanowiła dwunastokątna płyta aluminiowa o boku 190 mm, do której przymocowano 432 promieniowo ułożone przewody o długości 5 m. Do końca każdego z tych przewodów dołączono po dwa przewody również o długości 5 m każdy. W ten sposób, utworzono sieć uziemiającą w kształcie koła o średnicy 20 m z prawie równomierną gęstością przewodów na całej powierzchni.

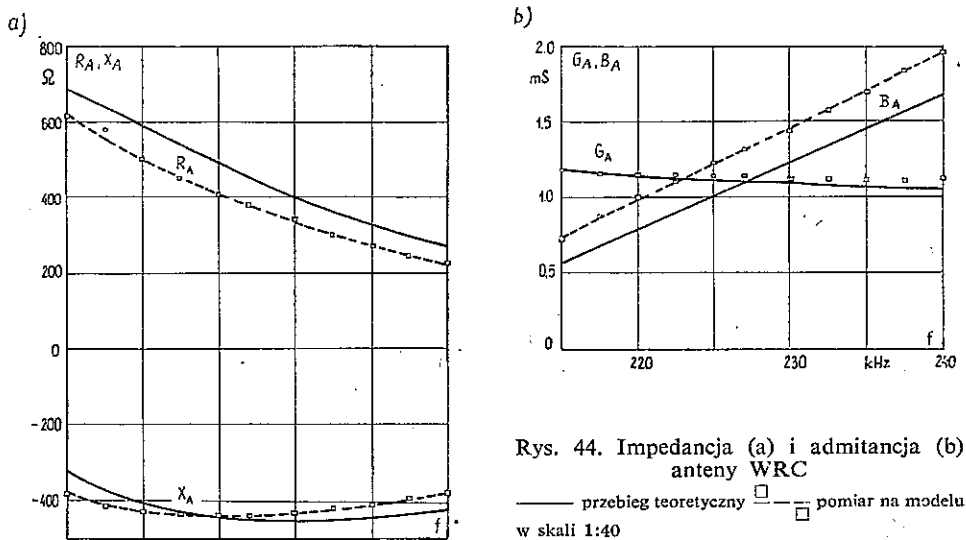
5.4.1. Pomiary impedancji

Badania impedancyjne na modelu w skali 1:40 obejmowały:

- pomiar impedancji wejściowej anteny bez wewnętrznej rury dostrojczej,
- pomiar impedancji falowej i prędkości fazowej fali w torze utworzonym przez maszt i rurę dostrojczą,
- pomiar impedancji na wejściu układu dopasowującego.

Wszystkie pomiary wykonano za pomocą mostka w.cz. w zakresie częstotliwości 8,4–9,7 MHz. Częstotliwości fali nośnej (227 kHz) odpowiada częstotliwość pomiarowa 9,08 MHz. Częstotliwość pomiarową kontrolowano za pomocą częstociomierza interferencyjnego.

Na rys. 44 przedstawiono przebieg impedancji i admitancji wejściowej anteny WRC, określony na podstawie pomiarów modelowych po uwzględnieniu skali modelu i pojemności izolatora bazowego (model – 9,5 pF, antena rzeczywista –



Rys. 44. Impedancja (a) i admitancja (b) anteny WRC
 — przebieg teoretyczny □ — pomiar na modelu w skali 1:40

380 pF). Na wykresy naniesiono również przebiegi teoretyczne (tabl. 3). Rozbieżność między wartościami zmierzonymi i obliczonymi nie przekracza 5% dla konduktancji i 15% dla susceptancji. Zmierzony przebieg susceptancji jest przy tym prawie równomiernie przesunięty w górę o 0,24 mS. Wynika to z niejednorodności w punkcie zasilania anteny. Impedancja wejściowa anteny, zmierzona przy częstotliwości odpowiadającej fali nośnej, wynosi 378-j 437 Ω .

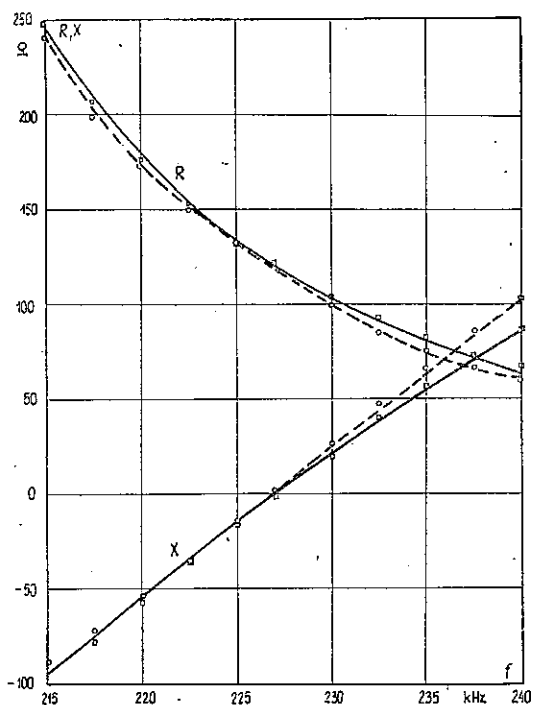
Impedancję falową i prędkość fazową fali w torze utworzonym przez wewnętrzną rurę uziemiającą i maszt, określono na podstawie pomiaru admitancji zwarcia i zwarcia odcinka toru o długości 8,435 m. Jako wartości średnie przyjęto:

impedancja falowa – 250 Ω

prędkość fazowa – 0,9 c

Na podstawie pomiarów admitancji wejściowej anteny oraz impedancji falowej i długości elektrycznej toru dostrojczego, ustalono położenie zwieracza na wysokości 344 m oraz indukcyjność cewki dopasowującej $L = 212 \mu\text{H}$.

Przebieg impedancji na wejściu układu dopasowującego (przeliczony do rozmiarów rzeczywistej anteny) pokazano na rys. 45.

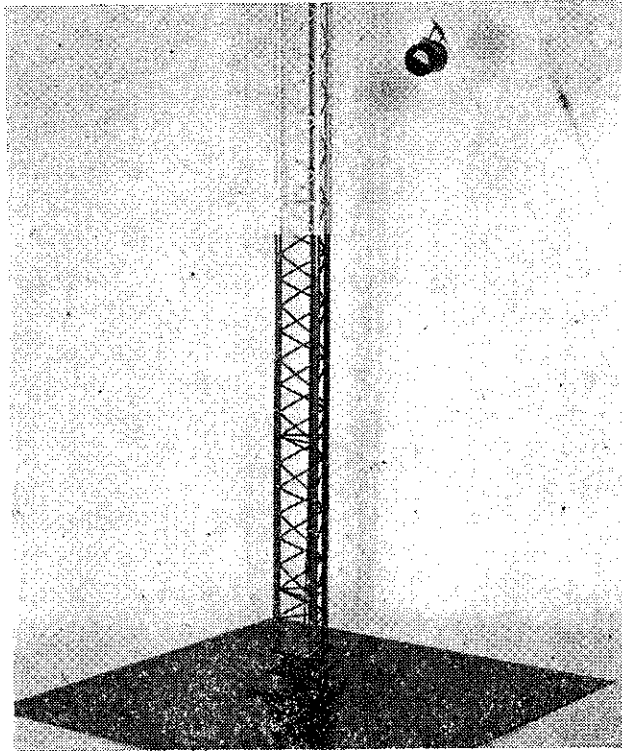


Rys. 45. Przebieg impedancji na wejściu układu dopasowującego

— przebieg teoretyczny, \square — pomiar na modelu w skali 1:40, \circ — pomiar rzeczywistej anteny

5.4.2. Pomiar napięć w.cz. na izolatorach odciągowych

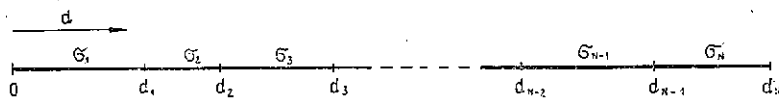
Napięcia w.cz. na izolatorach odciągowych mierzono za pomocą woltmierzera diodowego o dużej impedancji wejściowej, umieszczonego kolejno na poszczególnych izolatorach (rys. 46). Moc doprowadzaną do anteny dobierano przy tym tak, aby zapewnić stałe wychylenie woltmierzera. Następnie — uwzględniając konduktancję wejściową anteny — przeliczono zmierzone wartości napięć do poziomu odpowiadającego mocy doprowadzonej do anteny, równej 8 MW (dodatni szczyt modulacji, $R_r = 877 \Omega$, $V_0^{\bullet} = 118,5 \text{ kV}$). Wyniki pomiarów podano w tablicy 6. Zgodność wartości zmierzonych i obliczonych jest dość dobra. Dla większości izolatorów (75%) różnica między wartościami zmierzonymi i obliczonymi nie przekracza 30%. Większe różnice występują przy niektórych izolatorach umieszczonych tuż przy maszcie lub tuż przy ziemi oraz na granicy stosowalności metody quasistacjonarnej.



Rys. 46. Pomiar napięć w.c.z. na izolatorach odciągowych

6. ZASIĘG RADIOSTACJI

Zasięg użyteczny stacji długofalowej jest określony zasięgiem fali powierzchniowej. Do obliczenia natężenia pola fali powierzchniowej, o częstotliwości nie przekraczającej 10 MHz, stosuje się krzywe CCIR, opracowane na podstawie rygorystycznej analizy van der Pola i Bremmera. Krzywe CCIR odnoszą się do propagacji fali nad ziemią jednorodną. W rzeczywistych warunkach fala elektromagnetyczna, przebywając drogę od anteny nadawczej do anteny odbiorczej, rozchodzi się nad glebami o różnych parametrach elektrycznych. Do obliczania natężenia pola na trasach niejednorodnych stosuje się półempiryczną metodę Millingtona, której poprawność została potwierdzona przez porównanie z rygorystycznymi metodami teoretycznymi oraz z wynikami pomiarów.



Rys. 47. Trasa niejednorodna złożona z N odcinków jednorodnych

Rozkład natężenia pola wzdłuż trasy niejednorodnej złożonej z N odcinków jednorodnych (rys. 47) wyraża się wzorem [20], w którym natężenie pola jest wyrażone w decybelach w stosunku do $1 \mu\text{V/m}$.

$$E(d) = \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=1}^N [E(d_n, \sigma_n) + E(d - d_n, \sigma_{n+1}) - E(d_n, \sigma_{n+1}) + E(d - d_n, \sigma_n)] + E(d, \sigma_1) + E(d, \sigma_N) \right\} \quad (59)$$

przy czym:

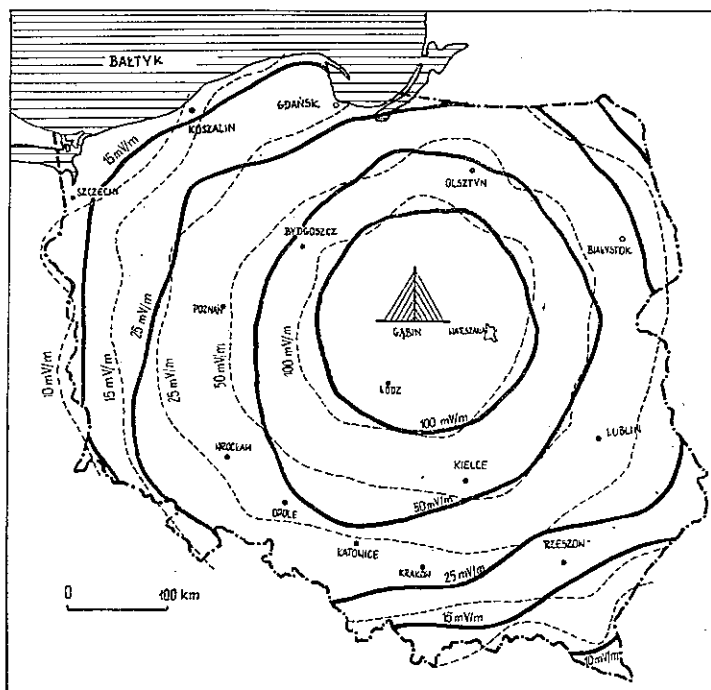
$E(d, \sigma)$ – natężenie pola w odległości d wzdłuż jednorodnej trasy o konduktywności σ ,

d_n – długość odcinka trasy o konduktywności σ_n ,

d – odległość od anteny nadawczej do punktu obserwacji,

N – najmniejszy wskaźnik, dla którego $d < d_N$.

Obliczanie natężenia pola fali powierzchniowej za pomocą wzoru (59) jest dość pracochłonne, zwłaszcza dla tras złożonych z dużej liczby odcinków. W związku z tym przygotowano program „Ground-wave” do obliczeń na maszynie cyfrowej [21]. Obliczenia zasięgu Warszawskiej Radiostacji Centralnej wykonano za pomocą tego programu, przy czym konduktywność ziemi przyjęto według mapy konduktyw-



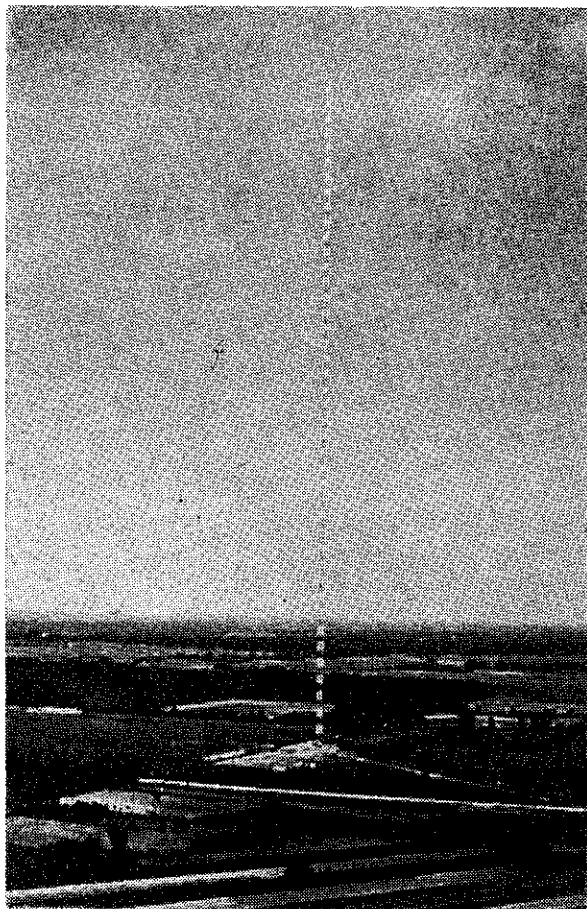
Rys. 48. Rozkład natężenia pola od Warszawskiej Radiostacji Centralnej
 - - - - - obliczony, ——— zmierzony

ności gruntów na terytorium PRL, opracowanej przez Jasińskiego i Turczyna [22]. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 48.

Obliczona wartość natężenia pola wzdłuż zachodniej granicy Polski wynosi około 10 mV/m (80 dB). Jest to wartość większa o 9 dB od wartości granicznej.

7. KONSTRUKCJA MASZTU

Maszt antenowy WRC składa się z 86 członów o trójkątnym przekroju poprzecznym [23] o boku 4,8 m i wysokości około 7,5 m. Człony są zbudowane z rur stalowych o średnicy 245 mm i grubości ścianek od 34 mm (u podstawy masztu) do 8 mm (u szczytu). Wszystkie części masztu są ocynkowane „na gorąco” i częściowo natryskowo, oraz pokryte specjalnymi farbami, stanowiącymi zabezpieczenie anty-



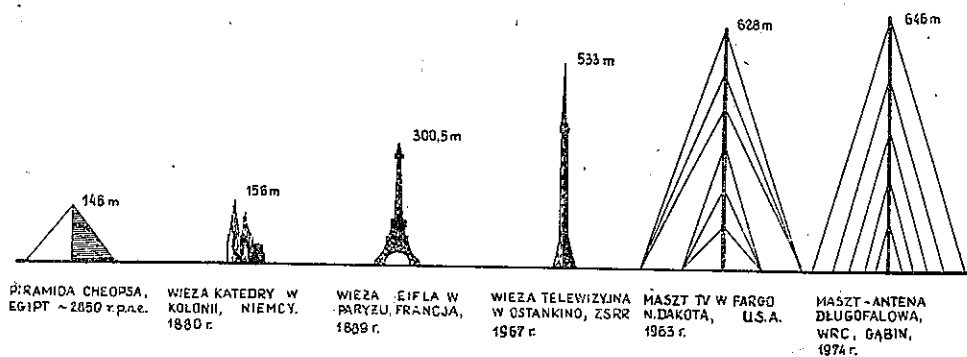
Rys. 49. Antena Warszawskiej Radiostacji Centralnej

korozyjne. Trwałość pokrycia oblicza się na około 20 lat. Maszt spoczywa na izolatorze bazowym w postaci trzech słupów ceramicznych o wysokości 2 m każdy. Maszt jest utrzymywany w pozycji pionowej za pomocą pięciu poziomów odciągów po trzy odciągi w każdym poziomie, wykonanych z liny stalowej o średnicy 50 mm i wytrzymałości 250 t, poprzedzielanych specjalnymi izolatorami.

Masa masztu wynosi 420 t, a masa lin i izolatorów około 80 t, natomiast nacisk trzonu masztu na podstawę wynosi około 1100 t. Wysokość masztu mierzona od powierzchni ziemi wynosi 645,38 m (rys. 49).

Komunikację pionową wzdłuż masztu zapewnia samobieżny, bezlinowy dźwig, napędzany silnikiem spalinowym, pracujący na zasadzie kolejki zębatej. Posuwa się on z prędkością około 0,35 m/s; czas wjazdu na szczyt masztu wynosi 30 min. Ponadto wzdłuż całej wysokości masztu biegnie ciąg drabin rezerwowych.

Wznoszenie masztu rozpoczęto w październiku 1972 r., zakończono w maju 1974 r. Jest to aktualnie najwyższa inżynierska budowla na świecie (rys. 50).



Rys. 50. Porównanie masztu antenowego WRC z innymi wysokimi budowlami inżynierskimi

8. POMIARY RZECZYWISTEJ ANTENY

Pomiary rzeczywistej anteny wykazały bardzo dobrą zgodność z wynikami analizy teoretycznej i badań modelowych.

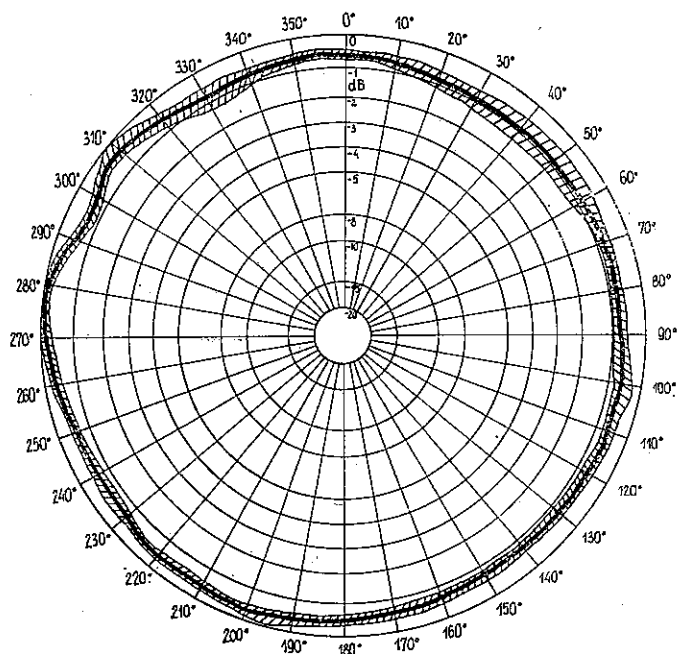
Tablica 8

Teoretyczne i zmierzone parametry układu dopasowującego

Parametr	Wartość teoretyczna	Wartość zmierzona na modelu anteny w skali 1 : 40	Wartość ustalona dla rzeczywistej anteny
Indukcyjność cewki dopasowującej [μH]	215	212	200
Położenie zwieracza na linii dopasowującej [m]	350,7	344	328

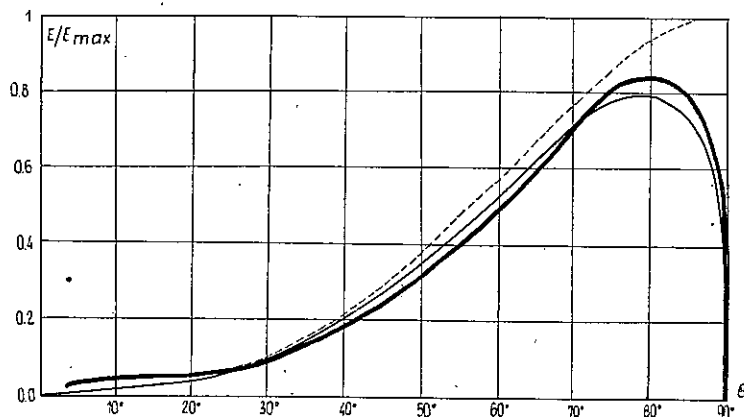
W trakcie strojenia anteny (tabl. 8) ustalono położenie zwieracza toru dopasowującego na wysokości 328 m, podczas gdy wysokość ustalona teoretycznie wynosiła 350,7 m (błąd - 6,9%), a na modelu w skali 1:40 - 344 m (błąd - 4,9%). Indukcyjność cewki dopasowującej wynosi 200 μH , wartość ustalona teoretycznie - 215 μH , (błąd - 7,5%), natomiast indukcyjność modelowa - 212 μH (błąd - 6,0%). Przebieg impedancji na wejściu rzeczywistego układu dopasowującego pokazano na rys. 45 wraz z przebiegiem teoretycznym i przebiegiem zmierzonym na modelu anteny. Biorąc pod uwagę trudności w określeniu zastępczej susceptancji na wejściu anteny, podane wyżej rezultaty należy uznać za doskonałe.

Na rysunku 51 i 52 pokazano charakterystyki promieniowania anteny zmierzone przy użyciu śmigłowca. Pomiar charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej wykonano na obwodzie koła o promieniu 5 km. Przedstawiona na wykresie charakterystyka jest wynikiem uśrednienia pomiarów wykonanych w czasie trzech przelotów [24]. Pomiar charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej przeprowadzono w czasie przelotu po prostej na stałej wysokości. Łącznie wykonano pięć przelotów, a uśrednioną charakterystykę przedstawiono na wykresie, na który wrysowano także charakterystykę obliczoną teoretycznie.



Rys. 51. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej anteny WRC

▨▨▨ - rozrzut wyników pomiarów, — - charakterystyka uśredniona



Rys. 52. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej anteny WRC
 ——— charakterystyka teoretyczna nad ziemią idealną, ——— charakterystyka teoretyczna nad ziemią o konduktywności 0,01 S/m, ——— charakterystyka zmierzona

Antenę przekazano do eksploatacji w lipcu 1974 r. [25]. Pomiary zasięgu stacji [26] potwierdziły obliczenia teoretyczne (rys. 48). Pierwszy program Polskiego Radia jest dobrze słyszalny na terenie całego kraju.

9. ZAKOŃCZENIE

Przedstawione wyżej wyniki analizy teoretycznej, badań modelowych i pomiarów rzeczywistej anteny stanowią pełny cykl — od pomysłu do jego realizacji. Duża zgodność wyników badań teoretycznych z rezultatami osiągniętymi w praktyce sugeruje, aby podobny cykl postępowania stosować przy budowie innych anten, np. anten średniofalowych dla obiektów wyposażonych w nadajniki bardzo dużej mocy.

Udział w przedsięwzięciu unikalnym w skali światowej stwarza zawsze dużą satysfakcję. Warto w tym miejscu jednak zwrócić uwagę, że program radiowy emitowany w 1927 r. przez warszawski nadajnik długofalowy, o mocy zaledwie 12 kW i wyposażony w konwencjonalną antenę, był doskonale słyszalny nie tylko na terenie Polski, lecz niemal w całej Europie. W latach siedemdziesiątych dla zapewnienia podobnego zasięgu należało zwiększyć moc nadajnika prawie 170 razy i wybudować największy maszt antenowy na świecie. To ogromne zwiększenie mocy radiostacji wyniknęło ze wzrostu poziomu zakłóceń, uniemożliwiających odbiór słabych sygnałów. Niepożądane emisje energii elektromagnetycznej stanowią obecnie jeden z podstawowych czynników ograniczających działanie wszelkich systemów, opartych na przesyłaniu lub przetwarzaniu informacji za pomocą sygnałów elektrycznych. W tej sytuacji staje się zrozumiała konieczność intensywnej działalności profilaktycznej, mającej na celu ochronę środowiska elektromagnetycznego i osiągnięcie kompaty-

biłności elektromagnetycznej. Środowisko elektromagnetyczne należy uważać bowiem za takie samo bogactwo naturalne jak powietrze, woda, gleba, zasoby mineralne i energetyczne.

Dodatek I

Współczynniki rozkładu prądu w antenie cylindrycznej

Analizując jądro równania Halléna (1) otrzymuje się następujące zależności dla współczynników występujących w wyrażeniu (5) na rozkład prądu wzdłuż cienkiej symetrycznej anteny cylindrycznej o długości $kh \leq 5\pi/4$:

$$\psi = \begin{cases} \frac{1}{\sin kh} (I_1 - I_2) & kh \leq \frac{\pi}{2} \\ I_0 - I_2 & kh > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (D-1)$$

$$T_U = T'_U + jT''_U = \frac{L_1 M_2 + L_2 M_2}{M_1^2 + M_2^2} + j \frac{L_2 M_1 - L_1 M_2}{M_1^2 + M_2^2} \quad (D-2)$$

$$T_D = T'_D + jT''_D = \frac{N_1 M_1 + N_2 M_2}{M_1^2 + M_2^2} + j \frac{N_2 M_1 - N_1 M_2}{M_1^2 + M_2^2} \quad (D-3)$$

przy czym:

$$L_1 = I_2(I_9 - I_{10}) + I_3 I_{12} - I_4 I_{11} \quad (D-4)$$

$$L_2 = I_2(I_{12} - I_{11}) + I_3 I_{10} - I_4 I_9 \quad (D-5)$$

$$M_1 = I_8 I_{11} - I_7 I_{12} + \frac{1}{1 - \cos kh} [(I_9 - I_{10})(I_5 \cos kh - I_6)] \quad (D-6)$$

$$M_2 = I_8 I_9 - I_7 I_{10} - \frac{1}{1 - \cos kh} [(I_{11} - I_{12})(I_5 \cos kh - I_6)] \quad (D-7)$$

$$N_1 = I_4 I_7 - I_3 I_8 \quad (D-8)$$

$$N_2 = I_2(I_7 - I_8) + \frac{1}{1 \cos kh} [(I_3 - I_4)(I_5 \cos kh - I_6)] \quad (D-9)$$

$$I_0 = \int_{-h}^h \sin k(h - |z|) \frac{\cos kr_0}{r_0} dz \quad (D-10)$$

$$I_1 = \int_{-h}^h \sin k(h - |z|) \frac{\cos kr}{r} dz \quad (D-11)$$

$$I_2 = \int_{-h}^h \sin k(h - |z|) \frac{\cos kr_1}{r_1} dz \quad (D-12)$$

$$I_3 = \int_{-h}^h \sin k(h-|z|) \frac{\sin kr}{r} dz \quad (D-13)$$

$$I_4 = \int_{-h}^h \sin k(h-|z|) \frac{\sin kr_1}{r_1} dz \quad (D-14)$$

$$I_5 = \int_{-h}^h (\cos kz - \cos kh) \frac{\cos kr}{r} dz \quad (D-15)$$

$$I_6 = \int_{-h}^h (\cos kz - \cos kh) \frac{\cos kr_1}{r_1} dz \quad (D-16)$$

$$I_7 = \int_{-h}^h (\cos kz - \cos kh) \frac{\sin kr}{r} dz \quad (D-17)$$

$$I_8 = \int_{-h}^h (\cos kz - \cos kh) \frac{\sin kr_1}{r_1} dz \quad (D-18)$$

$$I_9 = \int_{-h}^h \left(\cos \frac{kz}{2} - \cos \frac{kh}{2} \right) \frac{\cos kr}{r} dz \quad (D-19)$$

$$I_{10} = \int_{-h}^h \left(\cos \frac{kz}{2} - \cos \frac{kh}{2} \right) \frac{\cos kr_1}{r_1} dz \quad (D-20)$$

$$I_{11} = \int_{-h}^h \left(\cos \frac{kz}{2} - \cos \frac{kh}{2} \right) \frac{\sin kr}{r} dz \quad (D-21)$$

$$I_{12} = \int_{-h}^h \left(\cos \frac{kz}{2} - \cos \frac{kh}{2} \right) \frac{\sin kr_1}{r_1} dz \quad (D-22)$$

$$r_0 = \sqrt{\left(h - \frac{\lambda}{4} - z \right)^2 + a^2} \quad (D-23)$$

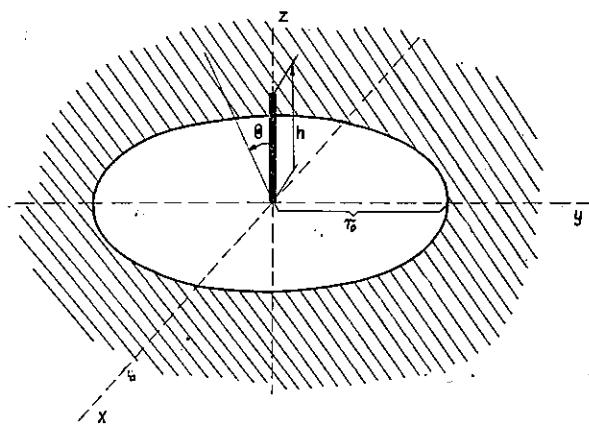
$$r = \sqrt{z^2 + a^2} \quad (D-24)$$

$$r_1 = \sqrt{(h-z)^2 + a^2} \quad (D-25)$$

Na podstawie powyższych zależności opracowano program „Trzynastcie całek” umożliwiający obliczenie współczynników ψ , T_U i T_D dla dowolnych a/λ i h/λ . Przykład obliczeń podano w tablicy 1.

Impedancja wejściowa anteny nad ziemią o skończonej konduktywności

W przypadku anteny umieszczonej nad doskonale przewodzącą, nieskończenie rozległą płaszczyzną, pole elektromagnetyczne w półprzestrzeni leżącej pod tą płaszczyzną jest równe zero. Jeśli jednak płaszczyzna przewodząca ma rozmiary skończone, tworząc np. koło o promieniu r_0 , to w dolnej półprzestrzeni pojawi się pole elektromagnetyczne, którego wartość zależy od stosunku promienia r_0 do długości fali λ . Jeżeli płaszczyzna przewodząca leży na powierzchni ziemi o skończonej konduktywności, tworząc instalację uziemiającą (rys. D-1), to część energii doprowadzona do



Rys. D-1. Antena nad instalacją uziemiającą w postaci metalowego dysku

anteny traci się na ciepło w dolnej półprzestrzeni. Zmianę impedancji wejściowej anteny nad ziemią, gdy średnica instalacji uziemiającej maleje od nieskończoności do wartości $2 r_0$, można określić stosunkowo łatwo, gdy spełniony jest warunek

$$\sigma \gg \omega \epsilon \tag{D-26}$$

przy czym:

- σ – konduktywność ziemi,
- ϵ – przenikalność elektryczna ziemi.

Całkowita moc zespolona przechodząca do ziemi dana jest przez

$$T_e = -\pi \int_{r_0}^{\infty} E_{\theta} H_{\phi} \rho d\rho \tag{D-27}$$

Uwzględniając warunek (D-26) składowe pola elektromagnetycznego E i H_{ϕ} na powierzchni ziemi związane są przybliżonym warunkiem granicznym Leontowicza [12]

$$E_{\theta} = -\zeta_z H_{\phi} \tag{D-28}$$

w którym

$$\zeta_z = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon - j60\lambda_0\sigma}} \approx \frac{120\pi}{\sqrt{120\lambda_0\sigma}} (1+j)$$

jest impedancją falową ziemi.

Wstawiając warunek (D-38) do wyrażenia (D-27) otrzymuje się

$$T_e = \pi\zeta_z \int_{r_0}^{\infty} H_{\phi}^2 \varrho d\varrho \quad (D-29)$$

Przy $r_0 = \infty$ całkowita moc zespolona doprowadzona do anteny jest równa

$$T_0 = \frac{1}{2} I_0^2 Z_A \quad (D-30)$$

gdzie:

I_0 — prąd na wejściu anteny,

Z_A — impedancja wejściowa anteny.

Przy skończonym r_0 całkowita moc zespolona doprowadzona do anteny, w której płynie ten sam prąd na wejściu, jest równa

$$T_t = \frac{1}{2} I_0^2 Z_t \quad (D-31)$$

przy czym Z_t jest impedancją wejściową anteny, z uwzględnieniem skończonej konduktywności ziemi poza granicą $\varrho = r_0$. Ponieważ prąd dopływający do anteny i jego rozkład wzdłuż anteny w obu przypadkach jest taki sam, więc i moc promieniowana przez antenę musi być jednakowa w obu przypadkach. Różnica T_t i T_0 określa zatem moc zespoloną przechodzącą do ziemi. Jest więc

$$T_t - T_0 \approx T_e = \frac{1}{2} I_0^2 \Delta Z_1 \quad (D-32)$$

przy czym ΔZ_1 jest zmianą impedancji wejściowej anteny wskutek skończonej konduktywności ziemi. Korzystając z zależności (D-29) i (D-32) otrzymuje się

$$\Delta Z_1 = \frac{2\pi\zeta_z}{I_0^2} \int_{r_0}^{\infty} H_{\phi}^2 \varrho d\varrho \quad (D-33)$$

We wzorze (D-33) H_{ϕ} jest polem magnetycznym na powierzchni doskonale przewodzącej, nieskończenie-rozległej płaszczyzny, jest więc również polem w płaszczyźnie prostopadłej do symetrycznej anteny o długości $2h$ i przechodzącej przez jej środek. Pole to jest związane z potencjałem wektorowym zależnością

$$H_{\phi} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial \varrho} \quad (D-34)$$

Wzór na potencjał wektorowy anteny liniowej z rozkładem prądu $I(z)$ ma następującą postać

$$A_z = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-h}^h I(z) \frac{e^{-jkR}}{R} dz \quad (D-35)$$

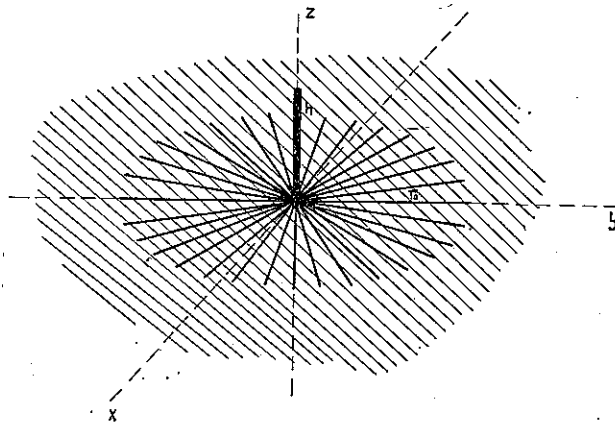
przy czym $R = \sqrt{z^2 + \rho^2}$

Wstawiając wyrażenie (D-35) do zależności (D-34) i obliczając pochodną względem ρ , otrzymuje się

$$H_\phi = \frac{1}{4\pi} \int_{-h}^h I(z) (1 + jkR) e^{-jkR} \frac{\rho}{R^3} dz \quad (D-36)$$

Przy założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu w antenie, całkę we wzorze (D-36) można obliczyć. Rozkładu sinusoidalnego nie można jednak stosować dla anten o długości zbliżonej do długości fali. Zastosowano więc rozkład według Kinga, określony zależnością (5). Przy takim rozkładzie prądu całkę w wyrażeniu (D-36) można obliczyć numerycznie. Przygotowano więc program do obliczania pola magnetycznego według zależności (D-36), a następnie poprawki ΔZ_1 według wzoru (D-33).

W warunkach rzeczywistych instalacja uziemiająca nie tworzy jednolitego koła metalowego, lecz jest wykonana z pewnej liczby N przewodów rozchodzących się promieniście (rys. D-2). Wskutek przenikania części energii poprzez instalację uziemiającą do ziemi, występują w tym przypadku straty również w obszarze $\rho < r_0$. Tym stratom można przypisać dodatkową zmianę impedancji wejściowej anteny ΔZ_2 .



Rys. D-2. Antena nad instalacją uziemiającą w postaci sieci przewodów rozchodzących się

Wartość tej zmiany można określić podobnie jak dla obszaru $\varrho > r_0$, wprowadzając pojęcie wypadkowej impedancji falowej ziemi i instalacji uziemiającej

$$\zeta_w = \frac{\zeta_s \zeta_z}{\zeta_s + \zeta_z} \quad (\text{D-37})$$

Impedancja falowa instalacji uziemiającej wg [27] wyraża się wzorem

$$\zeta_s = j 120\pi \frac{b}{\lambda} \ln \frac{b}{2\pi a_p} \quad (\text{D-38})$$

w którym:

b – odległość między przewodami instalacji,

a_p – promień przewodu.

Przy dostatecznie dużej liczbie przewodów N można przyjąć $b \approx \frac{2\pi\rho}{N}$.

Impedancja falowa instalacji uziemiającej jest funkcją promienia ϱ , musi więc być wprowadzona pod znak całki. Korzystając z zależności (D-33) otrzymuje się

$$\Delta Z_2 = \frac{2\pi}{I_0^2} \int_a^{r_0} \frac{\zeta_s \zeta_z}{\zeta_s + \zeta_z} H_\Phi^2 \varrho d\varrho \quad (\text{D-39})$$

przy czym dla dużych N

$$\zeta_s = j120 \frac{k\varrho}{N} \ln \frac{\varrho}{Na_p} \quad (\text{D-40})$$

Dodatek III

Sprawność anteny

Sprawność anteny zasilanej u podstawy i wyposażonej w instalację uziemiającą (rys. D-2) jest uwarunkowana przede wszystkim stratami mocy w ziemi. Straty te można obliczyć całkując pionową składową wektora Poyntinga na powierzchni ziemi

$$P_{str} = \pi \operatorname{Re} \left\{ \int_a^{r_0} \frac{\zeta_s \zeta_z}{\zeta_s + \zeta_z} H_\Phi H_\Phi^* \varrho d\varrho + \zeta_z \int_{r_0}^{r_{\max}} H_\Phi H_\Phi^* \varrho d\varrho \right\} \quad (\text{D-41})$$

Zakłada się przy tym, podobnie jak przy obliczaniu impedancji wejściowej, że natężenie pola magnetycznego na powierzchni ziemi o skończonej konduktywności jest takie samo, jak na powierzchni doskonałego przewodnika, tzn. jest określone wzorem (D-36).

Wybór górnej granicy całkowania w drugiej całce wyrażenia (D-41) następuje pewnie trudności. Jeśli przyjąć $r_{\max} = \infty$, to całka staje się rozbieżna. Jest to zupełnie zrozumiałe, ponieważ założyliśmy, że pole magnetyczne zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do pierwszej potęgi odległości. Udoskonalenie wyrażenia (D-41) przez wprowadzenie pod znak całki współczynnika osłabienia niewiele ratuje sytuację. Całka przestaje być rozbieżna, ale wybierając dostatecznie dużą wartość r_{\max} można dowolnie zmniejszyć sprawność anteny. W tej sytuacji górną granicę całkowania wybiera się dość dowolnie w obszarze pola bliskiego anteny. Straty związane z obszarem leżącym poza górną granicę całkowania, traktuje się przy tym jako straty propagacyjne. W dalszych rozważaniach przyjęto $r_{\max} = \lambda/2$.

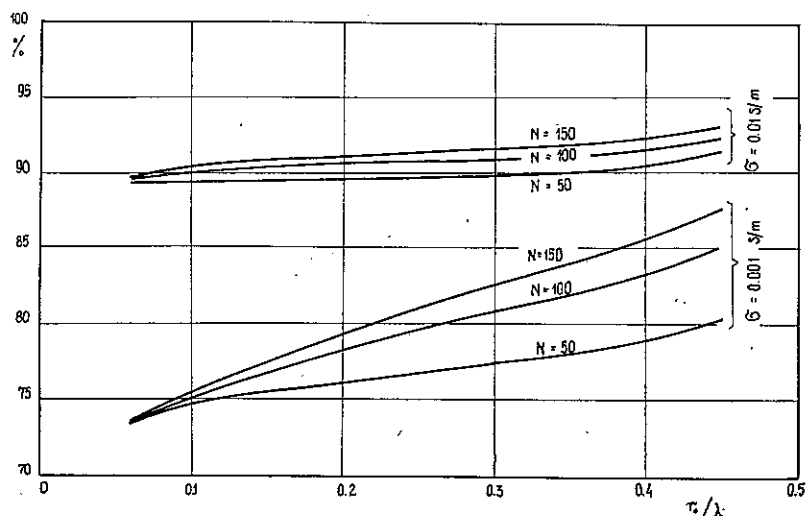
Mocy strat wyrażonej zależnością (D-41) można przypisać zastępczą rezystancję strat

$$R_{str} = \frac{2P_{str}}{I_0^2} \tag{D-42}$$

której znajomość pozwala obliczyć sprawność anteny

$$\eta = \frac{R_{str}}{R_A + R_{str}} \tag{D-43}$$

Wyniki obliczeń sprawności anteny o wysokości 0,446 λ w funkcji promienia instalacji uziemiającej przedstawiono na rys. D-3.



Rys. D-3. Sprawność anteny zasilanej u podstawy w funkcji promienia instalacji uziemiającej ($h/\lambda = 0,446$)

10. WYKAZ LITERATURY

1. *Lacharnay S.*: Moderne Antennen für Lang-, Mittel – und Kurzwellen. Rundfunktech. Mitt. 1969, Bd 13, H.1.
2. *Aizenberg G. Z., Belousov, S. P.*: Anteny dla radiosvjazi, veščanija i televidienija. Elektrosviaz, nr 4, 1970.
3. *Kornis E.*: Sistemul radiant al viitoarei statii de radiodifuzione de mare putere pe unde lungi. Telecomunicatii, vol. 10, nr 1, 1966.
4. *Page H.*: Ring aeriels. Wireless World, nr 1, 1961.
5. *Bem D. J.*: Pierścieniowe układy antenowe jako średnio- i długofalowe anteny radiofoniczne. Arch. Elektrotech. t. 22, nr 1, 1973.
6. *King R. W., P. Tai Tsun Wu*: Currents, charges and near fields of cylindrical antennas. Radio Sc. vol 69, nr 3, 1965.
7. *King R. W. P.*: The theory of linear antennas. Harvard University Press, Cambridge, Massachusetts 1956.
8. *Wait I., Pope W.*: Input impedance of asymmetrical antennas. Wireless Engineer, vol. 32, nr 5, 1955.
9. *Bruger P.*: Pardunenisation der Mittelwellenantenne Langeberg des Westdeutschen Rundfunks. Rundfunktech. Mitt. Bd. 13, H.5, 1969.
10. *Müller-Hillebrand D.*: Zur Physik der Blitzentladung. ETZ-A 1961, Bd. 82, H. 8.
11. Katalog firmy C.M. Jucho-Dortmund.
12. *Bem D. J.*: Anteny i rozchodzenie się fal radiowych, WNT, Warszawa 1973.
13. *Grosskopf J.*: Über Bodenleitfähigkeitsmessungen in Schleswig-Holstein. Fernmeldetech. Zeitschrift FTZ Bd. 2, H. 4, 1949.
14. *Michnowski S.*: Zmiany pola elektrycznego chmur burzowych w warstwie przyziemnej powietrza w Świdrze i Warszawie. Materiały i Prace Zakładu Geofizyki PAN, z. 35, PWN Warszawa 1968.
15. *Michnowski S.*: Uwagi o strukturze elektrycznej chmur burzowych. Materiały i Prace Zakładu Geofizyki PAN, z. 25, PWN, Warszawa 1968.
16. Rocznik elektryczności atmosferycznej i metrologii 1960–1965. Prace Obserwatorium Geofizycznego im. S. Kalinowskiego w Świdrze, PWN, Łódź-Warszawa.
17. *Bem D. J., Karwowski A.*: Badania elektryczności atmosferycznej. Prace Naukowe ITA Politechniki Wrocławskiej nr 16, Studia i materiały nr 7, 1973.
18. *Bem D. J.*: Pomiar rozkładu prądu oraz impedancji wejściowej anteny cylindrycznej. Prace Instytutu Łączności, t. 14 nr 3, 1967.
19. *King R. W. P.*: Transmission line theory. Mc-Graw-Hill Book Co. – New York, 1953.
20. *Bem D. J.*: Materiały pomocnicze do obliczeń propagacyjnych. Wrocław Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, 1974.
21. *Bem D. J., Surma T.*: Obliczanie natężenia pola fali powierzchniowej przy użyciu programu „Ground-wave”. Prace Instytutu Łączności t. 22, nr 1, 1975.
22. *Jasiński S., Turczyn A.*: Mapa skutecznej przewodności elektrycznej gruntu terytorium PRL. Prace Instytutu Łączności t. 20, nr 3, 1973.
23. *Polak J.*: Polish aerial mast. International Construction, nr 11, 1974.
24. *Bem D. J., Wróblewski A.*: Pomiar charakterystyki promieniowania anteny WRC. Technika Radia i Telewizji, t.6 (22), nr 1, 1977.
25. *Bem D. J.*: Antenna of the Warsaw central broadcasting station. Telecomm. J. vol. 43, nr 11, 1976.
26. Wyniki pomiarów natężenia pola i obserwacji odbioru sygnału Warszawskiej Radiostacji Centralnej w Gąbinie. Państwowa Inspekcja Radiowa, Warszawa 1975.
27. *Lavrov G. A., Kniazew A. S.*: Prizemnye i podzemnye antenny. Sovetskoe Radio, Moskwa 1965.

Д. Й. Бем

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И МОДЕЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ АНТЕННЫ
ДЛЯ ЦЕНТРАЛЬНОЙ ВАРШАВСКОЙ СТАНЦИИ РАДИОВЕЩАНИЯ

Резюме

Принятое решение стройки длинноволновой радиовещательной станции, снабжённой передатчиком с мощностью 2 Мвт создало необходимость разработать в Польше антенну обеспечивающую в стране прием без замирания сигналов.

В виду того, что оптимальное перекрытие подвергаемой излучению территории обеспечивает полуволновой излучатель, принято необходимой постройку стальной антенной мачты, высотой в 640 м.

Статья содержит результаты теоретического анализа распределения тока вдоль антенны а также характеристики входного импеданса и характеристики излучения. Здесь описано тоже способ расчёта статических напряжений и напряжений высокой частоты, выступающих на изоляторах антенных оттяжек. Результаты теоретического анализа проверено на моделях антенны. Испытания эти проведено в двух этапах. В первой стадии на модели малого масштаба определено параметры, требуемые для изготовления механического проекта антенны. Во второй стадии на основании конструкционного проекта антенны, построено модель в масштабе 1:40, являющуюся точным изображением проектируемой антенны. Целью проведенных на этой модели измерений являлось окончное определение электрических параметров антенны. Измерения проведенные на реальной антенне, а именно на входе согласующей схемы показали очень большое сходство с теоретически опеределённой характеристикой импеданса и характеристикой измерённой на модели 1:40. Характеристика излучения, измеряемая с помощью вертолётa, совпадает тоже с теоретической характеристикой.

Описываемый в статье способ действия может быть использован при проектировании других радиовещательных антенн в диапазонах длинных и средних волн.

Daniel Joseph Bem

THEORETICAL ANALYSIS AND MODEL RESEARCHES OF ANTENNA
FOR THE WARSAW CENTRAL BROADCASTING RADIO STATION

Summary

The decision to construct in Poland a long wave broadcasting station, equiped with a 2 MW transmitter, created the need to elaborate an antenna with radiation pattern enabling reception free of fadings throughout the country.

It has been found that the optimal coverage of the territory would be assured by a half-wave radiator, which meant the necessity to construct a steel aerial mast of 640 m in height.

The paper presents the results of theoretical analysis with regard to distribution of current along the aerial body, the input impedance and the radiation characteristics. The manner of calculating the static and high frequency voltages on the stay insulators has also been described.

The results of theoretical analysis have been proved on suitable antenna models. The model researches have been performed in two stages. In the first stage, the aerial parameters for mechanic designing have been defined on a small scale aerial model.

In the second stage, after elaboration of the construction design of the antenna, a new model has been built in the scale 1:40, being a precise copy of the real antenna. The aim of the measurements of this model was to finally determine the antenna electric parameters.

The measured results of the real antenna proved a very great conformity of the impedance course on the entinput of the matching network with the course defined theoretically and measured on the model in the scale 1:40.

The radiation pattern of the real antenna, when measured by means of a helicopter, coincided with the theoretical ones.

The procedure described in the paper may be utilized when designing other broadcasting aerials for long and medium waves.

Daniel Józef Bem

ANALYSE THÉORIQUE ET RECHERCHES SUR LES MODÈLES DE LA STATION RADIO-ÉMETTRICE CENTRALE DE VARSOVIE

Résumé

La décision de construire en Pologne une station radio-émettrice d'ondes longues, équipée d'un émetteur à puissance de 2 MW, a créé la nécessité d'élaborer une antenne assurant la réception sans fadings.

On a constaté, que la couverture optimum du territoire rayonné est assurée par une antenne à demi-onde, qui exige la construction d'un pylon d'acier ayant la hauteur de 640 m. Dans l'article sont présentés les résultats de l'analyse théorique concernant la distribution du courant le long d'antenne, l'impédance d'entrée et la caractéristique du rayonnement. La manière de calculer les tensions statiques et celles de haute fréquence, existant sur les isolateurs soustracteurs, est décrite. Les résultats de l'analyse ont été vérifiés sur les modèles de l'antenne. Les recherches sur les modèles ont été effectuées en deux étapes. Au cours de la première étape, sur les modèles de petites dimensions, on a fixé les paramètres destinés au projet mécanique. Au cours de la deuxième étape, le projet de construction étant réalisé, on a construit une fidèle copie de l'antenne réelle à l'échelle 1:40. Le but des mesures du modèle consistait à déterminer définitivement les paramètres électriques de l'antenne.

Les mesures effectuées sur l'antenne réelle ont démontré une ressemblance marquée du parcours de l'impédance d'entrée du schème d'adaptation avec le parcours qui a été défini théoriquement et celui mesuré sur le modèle à l'échelle 1:40. La caractéristique du rayonnement de l'antenne réelle mesurée au moyen d'hélicoptère présente aussi une ressemblance fidèle avec la caractéristique théorique.

La méthode présentée dans l'article eut être utilisée pour établir les projets d'autres antenne radiophoniques d'ondes longues et moyennes.

Daniel Józef Bem

THEORETISCHE ANALYSE UND MODELLPRÜFUNGEN DER ANTENNE DER WARSCHAUER RUNDFUNKSTATION

Zusammenfassung

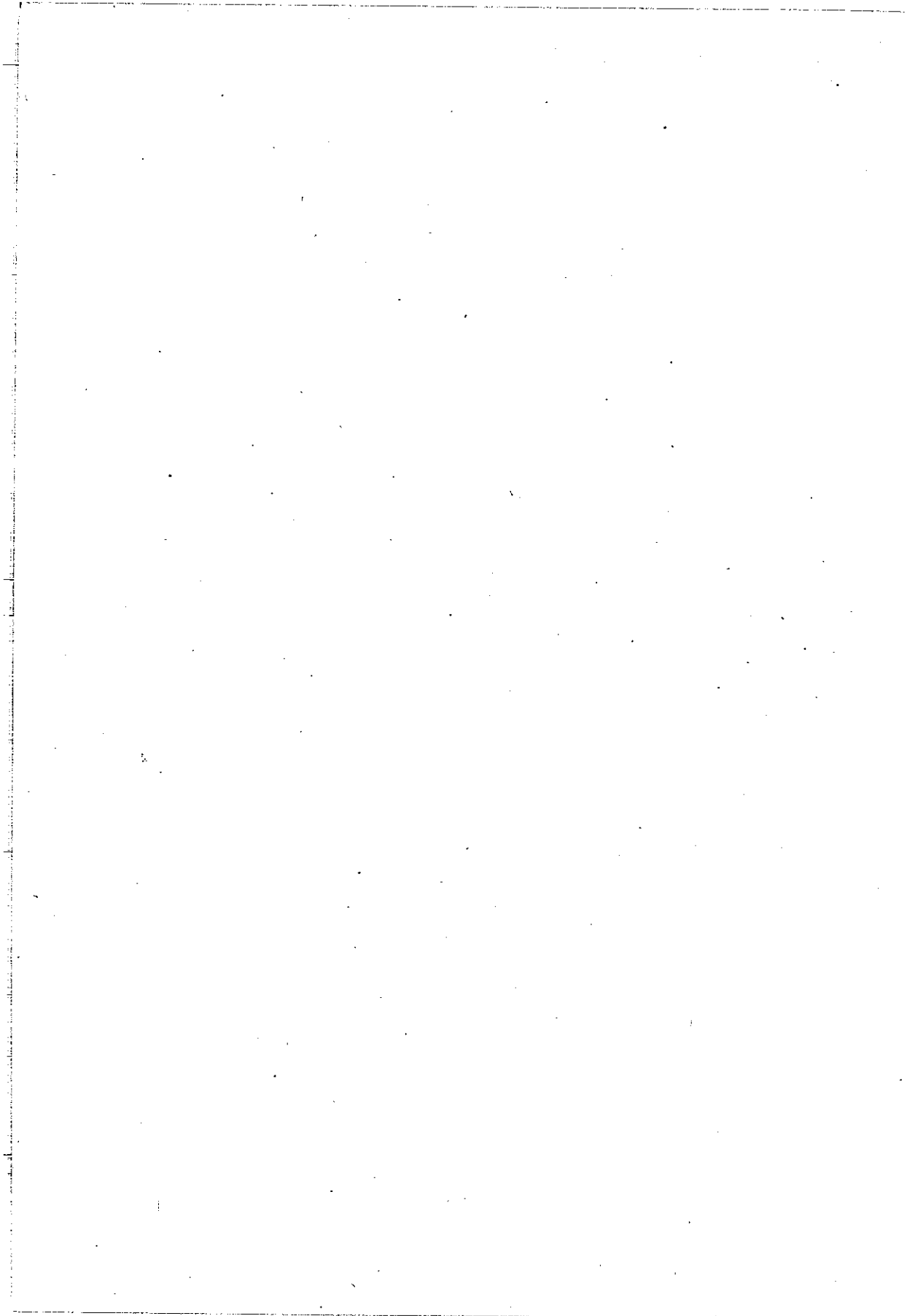
Fassung des Entschlusses über den Bau in Polen mit den 2 MW Sendern ausgerüsteten Langwellenrundfunkstation schaffte die Notwendigkeit zur Bearbeitung einer Antenne mit gegenschwundigen Eigenschaften.

Es wurde festgestellt, dass die optimale Versorgung des Geländes eine Halbwellenantenne bietet, was die Notwendigkeit bedeutete, einen 640 m hohen Stahlmast zu bauen. In dem Artikel wurden die Resultate der theoretischen Analyse dargestellt, die die Stromverteilung der Antenne entlang, und Eingangsimpedanz und Strahlungscharakteristik betrifft. Es wurde auch die Berechnungsmethode der statistischen und HF-Spannungen auf Spannsisolatoren beschrieben.

Die Resultate der theoretischen Analyse wurden auf den Antennenmodellen geprüft. Die Modellprüfungen wurden in zwei Etappen durchgeführt. In der ersten Etappe, auf den Kleinmassstabmodellen wurden die Antennenparameter für mechanisches Projekt festgestellt. In der zweiten Etappe – nach der Ausführung des Konstruktionsprojektes der Antenne – wurde das Modell in 1:40 Massstab gebaut, das treue Kopie der wirklichen Antenne war. Der Zweck der Modellprüfungen war die endgültige Festlegung der elektrischen Parameter der Antenne.

Die Messungen der wirklichen Antenne zeigten grosse Übereinstimmung des Impedanzverlaufes am Eingang der Anpassungschaltung mit dem Verlauf, der theoretisch bestimmt und auf dem in 1:40 Massstab gemessenen Modell wurde. Auch die mit dem Hubschrauber gemessene Strahlungscharakteristik der wirklichen Antenne entspricht der theoretischen Charakteristik.

Die in diesem Artikel beschriebene Handlungsweise kann bei der Projektierung anderer Lang- und Mittelwellenrundfunkantennen ausgenutzt werden.



Edward Dumania

MODELOWANIE KONFIGURACJI SIECI ROZSIEWCZEJ (METODYKA I BADANIA MODELOWE)

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 22.10.1977 r.

W artykule omówiono istotne cechy transmisyjnej sieci rozsiewczej (np. telewizyjnej), sprecyzowano dwa kryteria modelowania (techniczne i ekonomiczne), zaproponowano metodykę optymalizacyjnego modelowania konfiguracji sieci rozsiewczej z uwzględnieniem obu kryteriów oraz przedstawiono wyniki obliczeń sieci 17 węzłowej, ilustrujące wykorzystanie i przydatność proponowanej metody.

1. CECHY SIECI ROZSIEWCZEJ

Podstawową cechą, charakteryzującą transmisyjną sieć rozsiewczą, jest jednokierunkowe przesyłanie informacji (na przykład programu telewizyjnego lub radiofonicznego) od punktu centralnego (na przykład ośrodka studyjno-programowego) do podporządkowanych pozostałych punktów sieci (na przykład do nadajników telewizyjnych lub radiofonicznych). Przy tym informacja przesyłana do wszystkich punktów podporządkowanych jest na ogół identyczna, tak że mogą one być „zasilane równolegle” i istnieje możliwość „bezzakłóceniewego odgałęziania” informacji z drogi transmisyjnej do wielu punktów podporządkowanych.

Wymienione powyżej punkty sieci będziemy nazywać węzłami (węzeł centralny i węzły podporządkowane), a połączenia między nimi – gałęziami sieci.

Poszczególne węzły proponuje się charakteryzować trzema liczbami całkowitymi dodatnimi.

$$W_i / u_i | v_i \quad \text{np. W 13/245/300}$$

gdzie:

$i = 1, 2, 3, \dots, n$ – numer węzła w kolejności odległości od węzła centralnego, który jest oznaczony symbolem W_0

u_i – odległość (np. w kilometrach) węzła i -tego od węzła centralnego

v_i – długość drogi połączenia węzła i -tego z węzłem centralnym przez węzły pośrednie (dla węzłów połączonych bezpośrednio z węzłem centralnym $v_i = u_i$)

Ponadto wprowadza się oznaczenia:

$$k_i = \frac{v_i}{u_i} - \text{współczynnik wydłużenia drogi transmisji od węzła centralnego do węzła } i\text{-tego w stosunku do odległości bezpośredniej}$$

k_{\max} – maksymalne wydłużenie drogi transmisji w sieci

K – założony współczynnik dopuszczalnego (ograniczającego) wydłużenia drogi transmisji

$d(i, h)$ – odległość między dwoma węzłami (długość gałęzi $i - h$)

$D = \sum d(i, h)$ – sumaryczna długość sieci – suma długości gałęzi sieci

Uwaga: Cecha węzła u_i – jest daną wejściową, a cechę v_i oblicza się w trakcie modelowania sieci. Węzeł nie mający cechy v_i należy traktować jako „nie włączony” do sieci, a węzeł mający cechę v_i jako „włączony” do sieci.

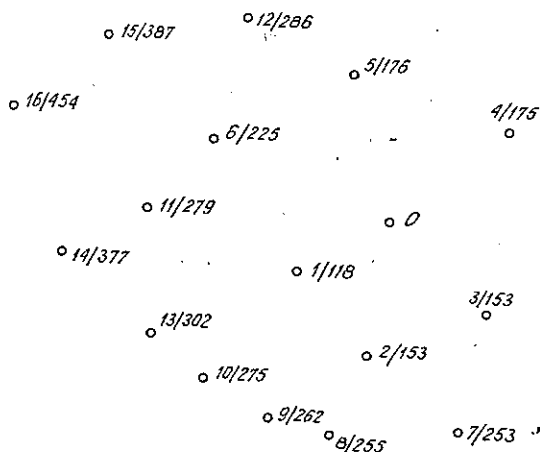
2. OGÓLNE KRYTERIA MODELOWANIA

Przy optymalizacyjnym modelowaniu sieci należy brać pod uwagę dwa kryteria¹⁾ a mianowicie:

1. Kryterium techniczne, określające jakość transmisji w relacjach od węzła centralnego do węzłów podporządkowanych; jakość ta powinna być jak najlepsza.

2. Kryterium ekonomiczne, określające koszt całej sieci; koszt ten powinien być jak najniższy.

Dla celów modelowania konfiguracji sieci można przyjąć, że jakość transmisji (określona na przykład mocą szumów wprowadzanych przez łącze w danej relacji) jest proporcjonalna do długości drogi transmisji – v_i , a koszt całej sieci jest proporcjonalny do sumarycznej długości sieci – $\sum d(i, h)$.



Rys. 1. Rozmieszczenie węzłów do badań modelowych sieci rozsiweczej.
2/153 – numer węzła/odległość od węzła centralnego

¹⁾ Jeszcze jedno ważne kryterium, kryterium niezawodnościowe, będzie uwzględnione w dalszych etapach modelowania sieci.

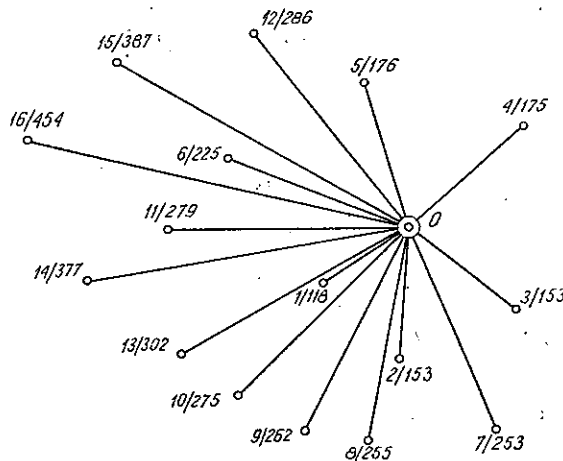
Wymienione kryteria przyjmowane oddzielnie prowadzą do sprzecznych wyników, co można wykazać na przyjętym przykładowo do badań modelu sieci 17-to węzłowej (węzeł centralny oznaczony cechą 0 i 16 węzłów podporządkowanych oznaczonych numerami od 1 do 16). Rozmieszczenie węzłów pokazano na rys. 1, a macierz odległości między nimi pokazano w tabelcy 1.

Tabela 1

Macierz odległości między węzłami sieci z rys. 1

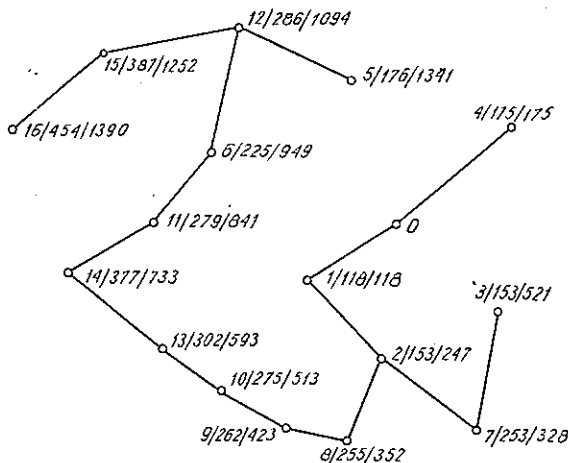
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0																	
1	118																
2	153	129															
3	153	222	140														
4	175	292	304	213													
5	176	234	324	315	191												
6	225	179	308	373	344	190											
7	253	263	135	139	352	429	440										
8	255	196	105	226	409	418	356	148									
9	262	173	135	274	430	407	327	216	71								
10	275	162	181	329	450	367	272	297	158	89							
11	279	188	308	408	428	264	108	442	337	281	206						
12	286	284	412	437	329	139	145	532	490	460	414	246					
13	302	184	254	386	475	379	233	372	238	169	81	144	378				
14	377	272	375	493	533	392	213	502	376	309	221	108	340	140			
15	387	346	475	538	473	284	168	608	528	479	409	205	158	347	253		
16	454	379	503	595	572	393	232	637	529	468	365	195	286	308	178	138	

Przyjęcie kryterium najlepszej jakości transmisji, bez uwzględnienia kosztów – sumarycznej długości sieci, daje w wyniku konfigurację promienistą z liniami łączącymi bezpośrednio węzeł centralny z poszczególnymi węzłami podporządkowanymi



Rys. 2. Konfiguracja sieci 17-to węzłowej w postaci drzewa z korzeniem o węźle 0
Sumaryczna długość sieci $D = 4125$ km. Wydłużenie drogi transmisji $K = 1$

w postaci tak zwanego „drzewa z korzeniem w węźle 0”, pokazaną na rys. 2, o sumarycznej długości 4125 km. Natomiast przyjęcie kryterium najmniejszego kosztu sieci, bez uwzględnienia jakości transmisji – długości dróg transmisji, daje konfigurację sieci w postaci tak zwanego „drzewa minimalnego (ekonomicznego)”, pokazaną na rys. 3, o ponad dwukrotnie mniejszej sumarycznej długości 1978 km,



Rys. 3. Konfiguracja sieci 17-to węzłowej w postaci drzewa minimalnego
Sumaryczna długość sieci $D = 1978$ km. Maksymalne wydłużenie drogi transmisji $K = 7,6$

ale o nie do przyjęcia dużych wydłużeniach dróg transmisji do większości węzłów, które wynoszą na przykład 7,6 dla węzła 5; 4,2 dla węzła 6; 3,4 dla węzła 12; 3,4 dla węzła 3, 3,2 dla węzła 15 itd.

Minimalizowanie długości dróg transmisji prowadzi do wzrostu sumarycznej długości sieci, i odwrotnie, minimalizowanie sumarycznej długości sieci prowadzi do wydłużenia dróg transmisyjnych.

3. PROPONOWANA METODYKA MODELOWANIA KONFIGURACJI SIECI ROZSIEWCZEJ

Przy optymalizacyjnym modelowaniu konfiguracji sieci rozsiewczej należy uwzględniać równocześnie oba wyżej wymienione kryteria, aby uzyskać rozwiązanie kompromisowe między jakością transmisji w poszczególnych relacjach (długościami dróg – v_i) i kosztem całej sieci (sumaryczną długością sieci – $\sum d(i, h)$).

Optymalna konfiguracja powinna charakteryzować się jak najmniejszą sumaryczną długością sieci

$$D = \sum d(i, h) = \min \quad (1)$$

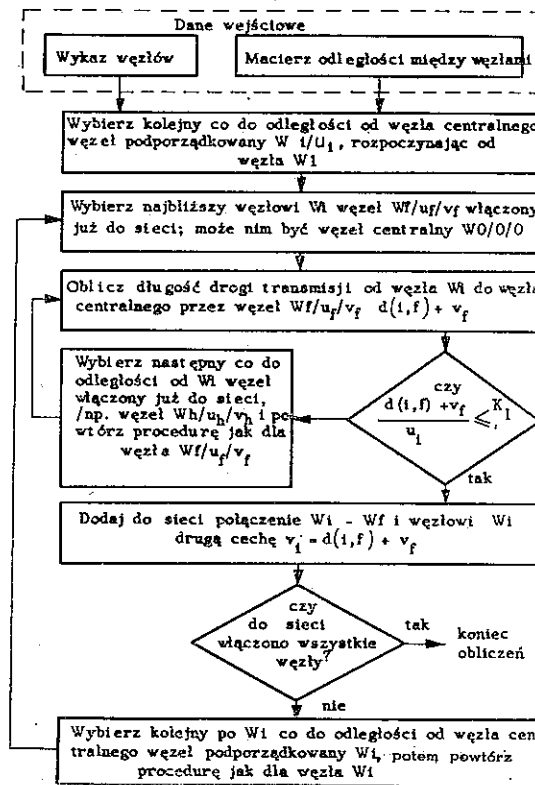
przy utrzymaniu założonego dopuszczalnego wydłużenia dróg transmisji od węzła centralnego do poszczególnych węzłów podporządkowanych

$$k_i = \frac{v_i}{u_i} \leq K \quad (2)$$

gdzie:

$K \geq 1$, założony współczynnik dopuszczalnego wydłużenia drogi transmisji.

Dla osiągnięcia tego proponuję procedurę postępowania przy konstruowaniu konfiguracji sieci według schematu (algorytmu) pokazaną na rys. 4.



Rys. 4. Schemat (algorytm) konstruowania sieci rozsiwecznej

1. Danymi wejściowymi jest wykaz odpowiednio ocechowanych węzłów – W_i/u_i (na razie bez cechy v_i) i pełna macierz odległości między nimi.
2. Konstruowanie konfiguracji sieci należy rozpoczynać od węzła $W1$, najbliższego węzłowi centralnemu $W0$, wprowadzając jako zaczątek sieci połączenie $W1 - W0$, i nadając węzłowi $W1/u_1$ cechę $v_1 = u_1$.
3. „Dołączanie” do sieci następnych węzłów należy realizować w kolejności ich odległości od węzła centralnego, łącząc rozpatrywany węzeł W_i/u_i z najbliższym

mu węzłem (np. $Wh(u_h/v_h)$) mającym już połączenie z węzłem centralnym (już włączonym do sieci), przy zachowaniu ograniczenia (2).

4. Jeżeli połączenie Wi z $Wh(u_h/v_h)$ nie zapewnia spełnienia powyższego ograniczenia, należy próbować włączać do sieci węzeł Wi/u_i poprzez następny co do odległości od Wi węzeł (np. $Wf(u_f/v_f)$) mający już połączenie z węzłem centralnym, aż do znalezienia węzła, przy którym będzie spełnione ograniczenie (2); w granicznym przypadku będzie to połączenie bezpośrednie z węzłem centralnym, nadające rozpatrywanemu węzłowi Wi cechę $v_i = u_i$.

4. PROGRAM MODELOWANIA KOMPUTEROWEGO

Na podstawie powyższej metodyki i schematu postępowania opracowano w IŁ program do komputerowego modelowania sieci rozsiewczej, umożliwiający szybkie obliczanie wariantów sieci, na przykład przy zmianach lokalizacji lub liczby węzłów, czy zmianach wartości współczynnika dopuszczalnego wydłużenia drogi transmisji. Wyniki takich obliczeń pozwolą wybrać wariant najbardziej optymalny.

5. WYKORZYSTANIE METODY I WYNIKÓW OBLICZEŃ

Wykorzystując przedstawioną powyżej metodykę i schemat postępowania przeprowadzono przykładowe obliczenia dla sieci 17-to węzłowej z rys. 1, przy różnych wartościach współczynnika ograniczenia wydłużenia drogi, których wyniki przedstawiono na rys. 5, 6, 7, 8 i 9, w poniższej tabeli oraz na rys. 10.

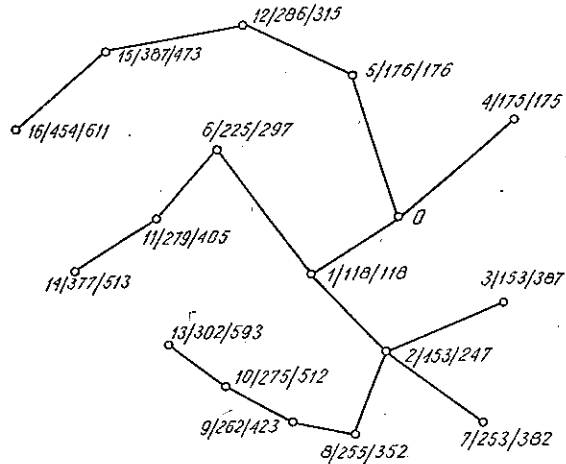
Tabela 2

Wyniki obliczeń konfiguracji sieci rozsiewczej 17 węzłowej

Wartość współczynnika wydłużenia drogi – K (Pogorszenie jakości transmisji)	Konfiguracja sieci	Sumaryczna długość sieci – D (Koszt sieci)	Względna długość (względny koszt wydłużenia) sieci w stosunku do sieci promienistej
1 (0dB)	wg rys. 2 (promienista)	4125	1
∞ ($k_{max}=2,53$) (4 dB)	wg rys. 5	2049	0,5
2,0 (3 dB)	wg rys. 6	2062	0,5
1,58 (2 dB)	wg rys. 7	2159	0,52
1,26 (1 dB)	wg rys. 8	2282	0,55
1,12 (0,5 dB)	wg rys. 9	2637	0,64

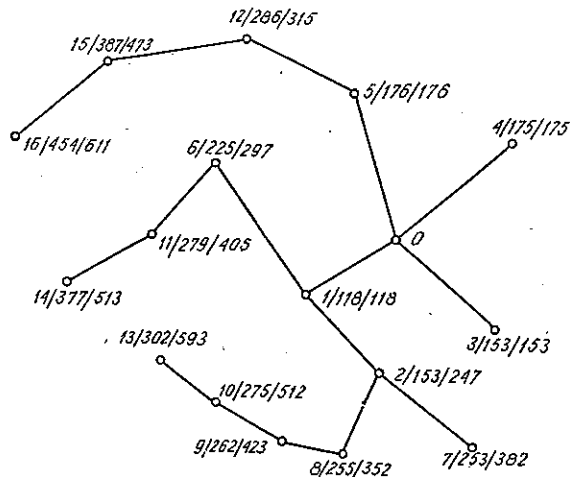
Wykres na ostatnim rysunku, obrazujący zależność między kosztem sieci (sumaryczną długością sieci) i jakością transmisji (wydłużeniem dróg transmisji), wyraźnie potwierdza wcześniejsze stwierdzenie, że oszczędność ekonomiczną można

zyskać kosztem pogorszenia jakości transmisji w relacjach. Kształt krzywej i jej położenie w stosunku do osi współrzędnych zależą oczywiście od liczby węzłów i ich rozmieszczenia w stosunku do węzła centralnego.



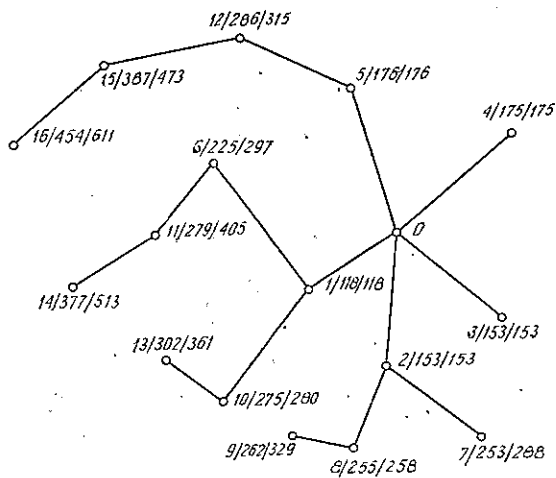
Rys. 5. Konfiguracja sieci 17-to węzłowej bez ograniczenia wydłużenia dróg transmisji $K \leq \infty$
 Maksymalne wydłużenie drogi transmisji $K_{\max} = 2,53$
 Sumaryczna długość sieci $D = 2049$ km

Na podstawie wykresu z rys. 10 dla pokazanego na rys. 1 modelu rozmieszczenia węzłów można świadomie wybrać kompromisowe rozwiązanie konfiguracji sieci, przy czym najbardziej uzasadnione wydaje się wybranie konfiguracji zbliżonej do pokazanej na rys. 8, dopuszczającej pogorszenie jakości transmisji około 1,26 razy (o około

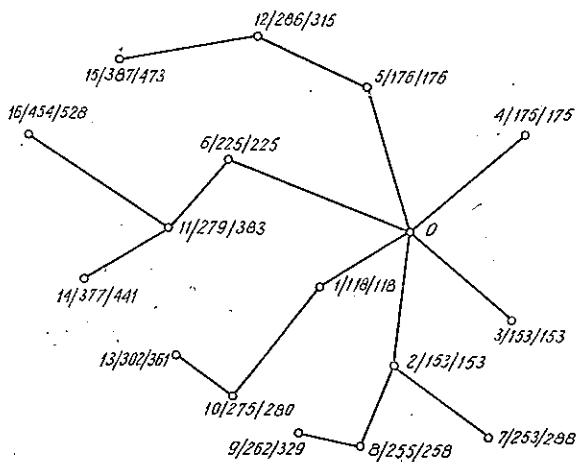


Rys. 6. Konfiguracja sieci 17-to węzłowej przy ograniczeniu wydłużenia dróg transmisji do $K \leq 2$
 Sumaryczna długość sieci $D = 2062$ km. Maksymalne wydłużenie drogi transmisji $K_{\max} = 1,96$

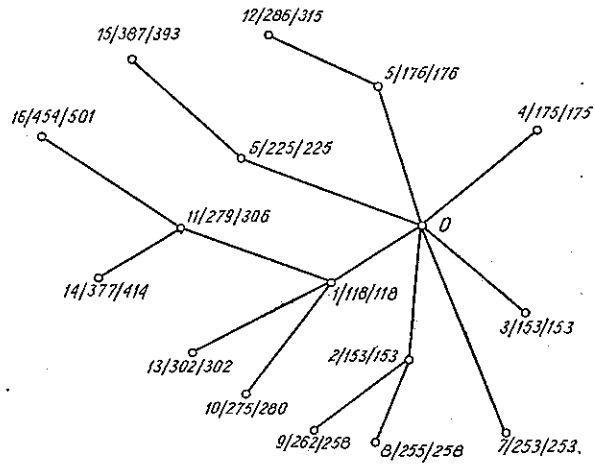
1 dB), której koszt wgnosi około 0,55 kosztu sieci o konfiguracji promienistej. W okolicy tego punktu krzywa z rys. 10 wykazuje wyraźne „załamanie”. Dalsza poprawa jakości powoduje gwałtowny wzrost kosztu, a dalsze zmniejszanie kosztu prowadzi do szybkiego pogarszania jakości.



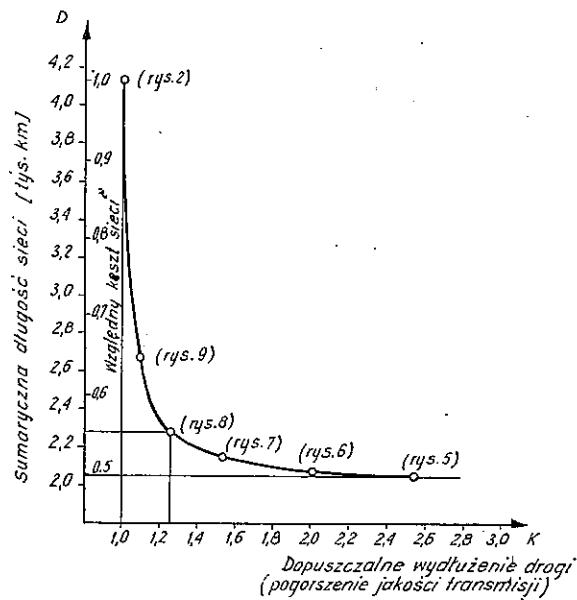
Rys. 7. Konfiguracja sieci 17-to węzłowej przy ograniczeniu wydłużenia dróg transmisji do $K \leq 1,58$
Sumaryczna długość sieci $D = 2159$ km. Maksymalne wydłużenie drogi transmisji $K_{\max} = 1,45$



Rys. 8. Konfiguracja sieci 17-to węzłowej przy ograniczeniu wydłużenia dróg transmisji do $K \leq 1,26$
Sumaryczna długość sieci $D = 2282$ km. Maksymalne wydłużenie drogi transmisji $K_{\max} = 1,26$



Rys. 9. Konfiguracja sieci 17-to węzłowej przy ograniczeniu wydłużenia dróg transmisji do $K \leq 1,12$
 Sumaryczna długość sieci $D = 2637$ km. Maksymalne wydłużenie dróg transmisji $K_{max} = 1,1$



Rys. 10. Wyniki obliczeń sieci 17-to węzłowej. Zależność między kosztem sieci i pogorszeniem jakości transmisji

Эдвард Думаня

**МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНФИГУРАЦИИ СЕТИ ВЕЩАНИЯ
(МЕТОДИКА И МОДЕЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ)**

Резюме

В статье рассмотрены существенные свойства передающей сети вещания (нп. телевизионной сети). Определено два критерия моделирования такой сети (технический и экономический). Предложено методику оптимизированного моделирования конфигурации сети вещания с учётом обоих критериев а также представлено результаты расчётов сети состоящей из 17 узлов для пояснения использования и пригодности предлагаемого метода.

Edward Dumania

**MODELING OF BROADCASTING NETWORK CONFIGURATION
(Method and Model Tests)**

Summary

In the paper the essential characteristics of transmission broadcasting networks (e.g. the television network) have been examined, two modeling criteria (the technical and the economical one) have been specified, method of the optimized modeling of the broadcasting network configuration — taking into account both criteria — have been proposed and the calculation results of the 17 node network have been presented, showing both the utilization and usefulness of the proposed method.

Edward Dumania

**SIMULATION DE CONFIGURATION DU RESEAU DE DIFFUSION
(Méthode et essais de simulation)**

Résumé

Dans l'article on a traité les caractéristiques essentielles de transmission du réseau de diffusion (par exemple du réseau de télévision), on a précisé les deux critères de simulation (technique et économique) et on a proposé une méthode d'optimalisation de la simulation de configuration du réseau de diffusion, en tenant compte des deux critères. Aussi a-t-on présenté les résultats du calcul d'un réseau à 17 noeuds, illustrant l'utilisation et l'utilité de la méthode proposée.

Edward Dumania

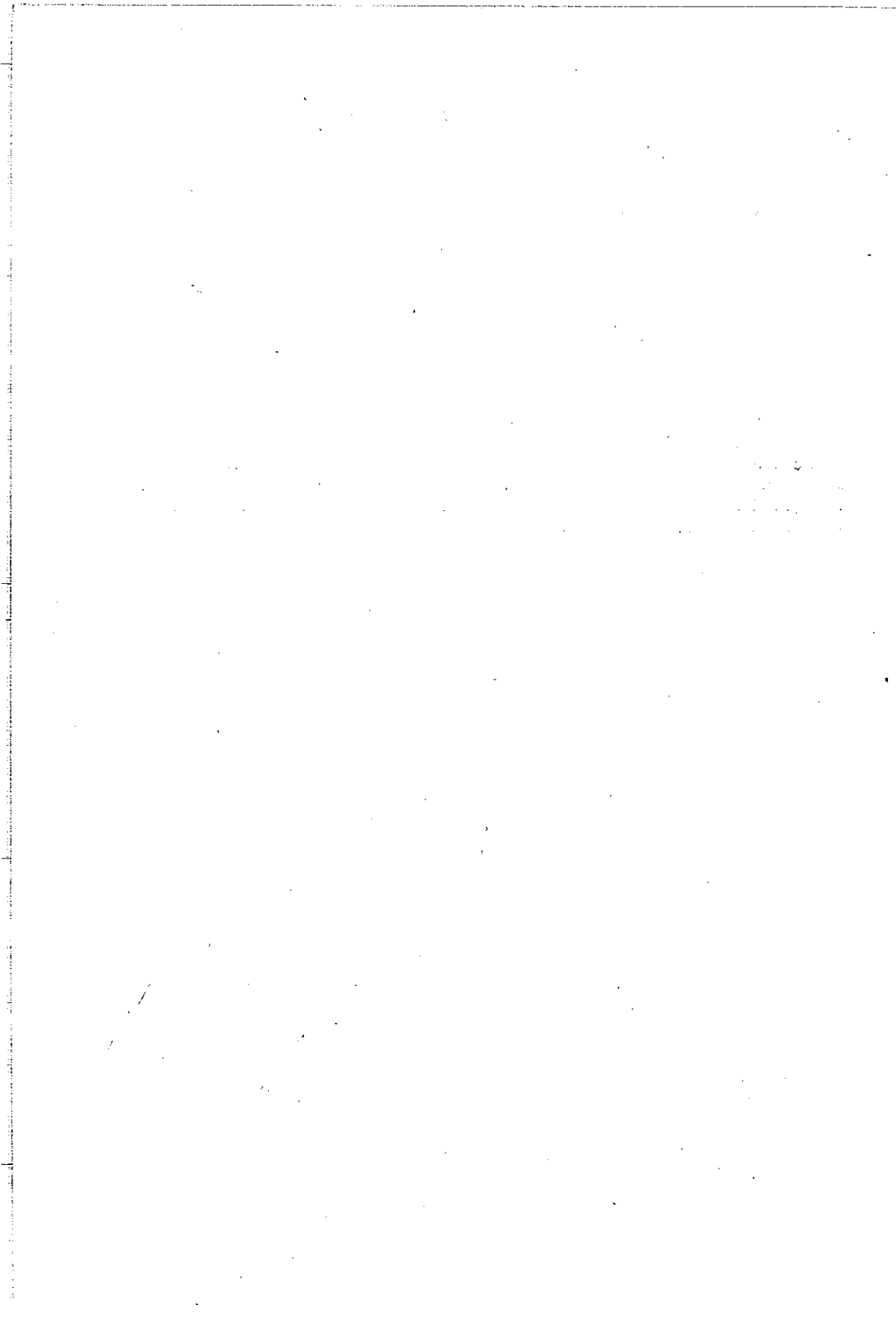
KONFIGURATIONSMODELLIERUNG DES VERTEILUNGSNETZES

(Methode und Modellprüfungen)

Zusammenfassung

In dem Artikel wurden wesentliche Merkmale des Verteilungsnetzes (z B. für Übertragung der Fernsehprogramme) besprochen und Zwei Modellierungskriterien (technisches und ökonomisches) erläutert.

Dann wurde die Methodik der Optimalmodellierung der Konfiguration des Verteilungsnetzes mit Berücksichtigung der beiden Kriterien vorgeschlagen und die Resultate der Berechnungen eines 17-knötigen Netzes dargestellt, die die Ausnutzung und Verwendbarkeit der vorgeschlagenen Methode illustrieren.



*Alina Karwowska – Lamparska
Andrzej Gawel*

WIZJOTELEFONICZNY CYFROWY KODER-DEKODER*

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego Prac IŁ w dn. 16.04.1977 r.

W artykule opisano opracowany laboratoryjny układ kodera i dekodera wizjotelefonicznego, przetwarzającego 1 MHz-owy sygnał analogowy w 6-bitowy sygnał cyfrowy i odwrotnie. Opierając się na spotykanych w praktyce układach przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych dokonano wyboru pracy układu, omówiono zasadę jego działania oraz przedstawiono uzyskane wyniki.

1. WSTĘP

Ostatnie lata przyniosły bardzo szybki rozwój systemów cyfrowych. Przyczynił się do tego przede wszystkim postęp w dziedzinie konstrukcji elementów półprzewodnikowych, a także upowszechnienie scalonych obwodów logicznych. Szybki postęp techniczny stworzył również możliwość wprowadzenia systemów cyfrowych do techniki telewizyjnej. Podstawowa różnica między znanymi systemami telefonicznymi a telewizyjnymi leży w liczbie przesyłanych informacji w jednostce czasu, a więc w szybkości pracy drogi transmisyjnej.

Istnieje szereg możliwości wykorzystania systemów cyfrowych w technice telewizyjnej, a mianowicie:

- 1) przetworzenie analogowego sygnału wizyjnego na sygnał cyfrowy na wejściu każdej lampy analizującej, czyli przeprowadzenie w systemie cyfrowym wszystkich procesów, jakim podlega sygnał wizyjny po wytworzeniu go w lampie analizującej (wzmacnianie, korekcja apertury, korekcja gamma, miksowanie, rejestracja itp.).
- 2) przetworzenie analogowego sygnału wizyjnego na cyfrowy na wyjściu ośrodka studyjnego, czyli ograniczenie zastosowania systemu cyfrowego do transmisji sygnału wizyjnego.
- 3) zastosowanie systemu cyfrowego w przypadkach specjalnych.

Ostatnia możliwość w obecnym stanie techniki jest najbardziej realna i jest już realizowana praktycznie. Telewizyjne systemy cyfrowe znalazły do chwili obecnej zastosowanie w obróbce sygnału telewizyjnego (jak np. przetwarzanie standardów

* Przetwornik analogowo-cyfrowy i cyfrowo-analogowy

telewizyjnych), w transmisji dodatkowych informacji w sygnale wizyjnym (np. systemy SIS, Teletext itp.), w automatycznych pomiarach, kontroli pracy torów i urządzeń telewizyjnych. Rozpowszechniane jest również wykorzystywanie systemów cyfrowych do transmisji sygnałów wizjotelefonicznych.

Obecnie nie istnieją jeszcze możliwości cyfrowej analizy i syntezy obrazu, może więc być ona dokonywana techniką analogową. Zastosowanie techniki cyfrowej w telewizji i wizjotelefonii wymaga zamiany analogowego sygnału wizyjnego, wytworzonego w kamerze lub telekinie, na odpowiadający im sygnał cyfrowy oraz zamiany przychodzącego sygnału cyfrowego na jego odpowiednik analogowy w celu odtworzenia obrazu na ekranie kineskopu.

Przekształcenie sygnału analogowego na sygnał cyfrowy polega na:

- próbkowaniu sygnału analogowego w określonych, równych odstępach czasu,
- kwantyzacji sygnału, czyli podziale całego zakresu wartości amplitud, jaki może przybierać przetworzony sygnał na określoną liczbę przedziałów i przyporządkowaniu każdej próbce przedziału, do którego sięga jej amplituda,
- kodowaniu sygnału, czyli przyporządkowaniu przedziałom kwantowym określonych numerów, wyrażonych liczbami binarnymi.

Przy odbiorze sygnału następuje przetworzenie sygnału cyfrowego na odpowiadający mu sygnał analogowy, czyli zamiana kolejnych wyrazów kodu na próbki sygnału o wysokościach odpowiadających określonym poziomom kwantyzacji (zwykle równej wartości średniej danego przedziału). Uzyskany w ten sposób sygnał ma charakter impulsów o zmiennej wysokości, odpowiadającej obwiedni sygnału analogowego. Widmo takiego sygnału zawiera w części podstawowej widmo sygnału obwiedni. Po przepuszczeniu tego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się sygnał analogowy.

W niniejszym artykule opisano opracowany laboratoryjny układ kodera-dekodera sygnałów wizjotelefonicznych.

2. WYBÓR PRZETWORNIKÓW ANALOGOWO-CYFROWYCH I CYFROWO-ANALOGOWYCH

2.1. Uwagi ogólne

Ogólne wymagania techniczne dla wizjotelefonicznego kodera-dekodera wynikają z danych sugerowanych przez CCITT dla transmisji wizjotelefonicznych. Parametry te są zresztą obecnie przedmiotem dyskusji XV Grupy Studiów CCITT i ostateczne ich wartości nie zostały jeszcze dotychczas ustalone. Niemniej jednak, jak wynika z szeregu sprawozdań tej Grupy z okresu 1973-1976 proponowane dla sygnałów wizjotelefonicznych pasmo częstotliwości zostało ograniczone do 1 MHz. Pociąga to za sobą konieczność stosowania częstotliwości próbkowania równej (zgodnie z prawem Shannona) co najmniej 2 MHz.

Dyskutowane są również najkorzystniejsze metody kodowania sygnałów wizjotelefonicznych. W wielu krajach przeprowadzane są badania porównawcze liniowej modulacji kodowo-impulsowej (PCM), różnicowej modulacji kodowo-impulsowej (DPCM) zarówno wewnątrzpolowej, jak i międzypolowej oraz modulacji Delta. Ponieważ wszystkie powyższe metody są pochodnymi modulacji liniowej, założono, że projektowany koder-dekoder będzie pracował w układzie liniowej modulacji kodowo-impulsowej.

Liczba bitów stosowanego kodu jest ściśle związana z wymaganiami na jakość odtwarzanego obrazu. Jak wiadomo z przeprowadzanych w ramach 11 Komisji Studiów CCIR badań subiektywnych jakości obrazu nadawanego systemem cyfrowym z różną liczbą bitów – dobry obraz można uzyskać już przy zastosowaniu kodu 6-bitowego. Występujący wówczas na obrazie szum kwantyzacji powinien wynosić 42 dB, co dla celów wizjotelefonii jest wystarczające.

2.2. Przetwornik analogowo-cyfrowy

Ze względu na spełniane funkcje, podstawowy układ przetwornika analogowo-cyfrowego powinien zawierać:

- 1) filtr dolnoprzepustowy, ograniczający pasmo wejściowego sygnału analogowego do jego częstotliwości granicznej (w przypadku wizjotelefonii 1 MHz), czyli obcinający wszystkie składowe leżące poza pasmem podstawowym, w celu uniknięcia zniekształceń w procesie próbkowania (efektu przeplatania);
- 2) generator impulsów próbkujących i zegarowych, wytwarzający wąskie impulsy, powtarzające się w określonych odstępach czasu;
- 3) układ próbkujący, którego zadaniem jest próbkowanie wejściowego sygnału analogowego oraz zapamiętanie otrzymanej wartości próbki na określony (równy okresowi próbkowania) przeciąg czasu;
- 4) szybki przetwornik analogowo-cyfrowy, w którym następuje przyporządkowanie każdej wartości próbki odpowiadającej jej liczbie binarnej.

Istota przetwarzania polega tu na porównywaniu analogowego sygnału próbek z sygnałem odniesienia i przedstawieniu wyniku w postaci cyfrowej. W procesie tym zachodzą więc dwie operacje: kwantowanie sygnału próbek oraz kodowanie uzyskanego wyniku. Kwantowanie polega na porównaniu wartości próbek z podzieloną na elementarne przedziały wielkością odniesienia, zaś kodowanie – na przyporządkowaniu tym przedziałom określonej kombinacji cyfr binarnych, czyli słowa binarnego.

W technice cyfrowej istnieje wiele różnych metod przetwarzania, z których w przypadku sygnałów wizyjnych są stosowane tzw. metody bezpośrednie, polegające na bezpośrednim porównywaniu wielkości przetwarzanej z wielkością poniesienia. Do metod tych zaliczamy przede wszystkim:

- 1) szeregowe metody kompensacji (tzw. kompensacja wagowa), które polegają na kolejnym równoważeniu przychodzącego napięcia próbki U_x za pomocą odpowiednich napięć wzorcowych o wartościach U_n , wynikających z kodu binarnego $\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \frac{1}{8} \dots\right)$ w taki sposób, aby kolejne wartości różnicy $U_x - U_n$ doprowadzić do zera, a w praktyce do minimum wynikającego ze zdolności rozdzielczej przetwornika. Przetworniki tego typu należą do układów średnio szybkich, o średnio wysokim stopniu złożoności układowej. Zaletą ich jest stosunkowo duża dokładność (od 0,05% do 0,005%);
- 2) metody równoległe, polegające na jednoczesnym (równoległym) porównaniu napięcia próbki U_x ze wszystkimi $2^n - 1$ poziomami napięcia odniesienia i bezpośrednim zakodowaniu binarnym wyniku tego porównania. Uzyskane wyniki porównań są w postaci równoległego słowa n -bitowego doprowadzane do wyjścia przetwornika. Przetwornik ten pozwala na uzyskanie dużych szybkości przetwarzania. Są one jednak okupione skomplikowaniem układu i koniecznością stosowania dużej liczby obwodów wysokiej klasy;
- 3) metody szeregowo-równoległe (kombinowane) wykorzystujące jednocześnie zalety porównania równoległego, a więc dużą szybkość oraz kompensacji szeregowej, a więc dużą rozdzielczość.

Istota przetwarzania polega tu na jednoczesnym porównaniu w pierwszej fazie wejściowego napięcia próbki z kilkoma (np. połową) napięciami odniesienia $U_0 \dots U_k$. Wynik tego porównania w postaci pierwszych bitów, po zakodowaniu i zapamiętaniu w rejestrze buforowym, steruje wejście przetwornika cyfrowo-analogowego, który odpowiednio zmienia wartości napięć odniesienia komparatorów. Po tym następuje drugie porównanie. (a więc druga faza przetwarzania), a jego wynik daje kolejne dalsze bity. Pozwala to na uzyskanie dwukrotnie większej zdolności rozdzielczej niż w przetworniku równoległym o takiej samej liczbie komparatorów, przy dwukrotnym wydłużeniu czasu przetwarzania.

W układach koderów wizjotelefonicznych spotyka się w zasadzie wszystkie trzy rodzaje przetwarzania. Analizując zalety i wady powyższych metod można stwierdzić, że z punktu widzenia liczby zastosowanych elementów oraz dokładności pracy najkorzystniejsze są układy kompensacji szeregowej. Jednak, ponieważ wszystkie cyfry danego słowa są tworzone kolejno, to czas przeznaczony na generację jednej cyfry (a więc wytworzenie napięcia odniesienia, porównanie i wytworzenie odpowiedniej cyfry) jest równy okresowi próbkowania podzielonemu przez sumę liczby cyfr i impulsów pomocniczych. Pociąga to za sobą konieczność stosowania szybkich elementów półprzewodnikowych oraz obwodów scalonych.

W omawianym wizjotelefonicznym koderze-dekoderze okres próbkowania przy częstotliwości próbkowania $f_p = 2 \text{ MHz}$ – jest równy $T_p \approx 0,5 \mu\text{s}$. Przy założeniu kodu 6-bitowego oraz dwóch impulsów pomocniczych (próbkującego i zerującego) czas przeznaczony na generację jednej cyfry wynosi 62,5 ns. Taka

szybkość pracy układu jest osiągalna przy zastosowaniu obecnie łatwo dostępnych elementów i z tego względu projektowany przetwornik analogowo-cyfrowy wykonano w układzie szeregowym.

2.3. Przetwornik cyfrowo-analogowy

Zadaniem przetwornika cyfrowo-analogowego jest przetworzenie sygnału wyrażonego w kodzie cyfrowym na odpowiadający mu sygnał analogowy. Podstawowy układ przetwornika powinien zawierać:

- 1) układ logiczny, którego zadaniem jest prawidłowe rozmieszczenie w czasie sygnałów poszczególnych cyfr. W układzie tym może również zachodzić zamiana przychodzących słów z szeregowych na równoległe i odwrotnie;
- 2) szybki przetwornik cyfrowo-analogowy, w którym następuje zamiana sygnału cyfrowego na odpowiadający mu przebieg analogowy w formie impulsów o zmiennej wysokości;
- 3) wtórny układ próbkujący, którego zadaniem jest usunięcie zakłóceń powstających wskutek szybkiego przełączania na wyjściu przetwornika cyfrowo-analogowego. Modulowany amplitudowo sygnał wyjściowy z przetwornika jest powtórnie próbkowany opóźnionymi w czasie impulsami zegarowymi;
- 4) filtr dolnoprzepustowy dla pasma częstotliwości wizyjnych, przepuszczający obwiednię otrzymanego sygnału wyjściowego, a wycinający wszystkie składowe położone powyżej tego pasma.

Ponadto przetwornik powinien zawierać źródło impulsów zegarowych o częstotliwości równej częstotliwości impulsów wytwarzanych w koderze. W warunkach laboratoryjnych, gdy oba przetworniki mogą być umieszczone blisko siebie, powyższe impulsy są doprowadzone bezpośrednio z układu kodera do układu dekodera. Jednakże w warunkach eksploatacyjnych, gdy przetworniki są umieszczone w dużych odległościach od siebie, należy stosować w dekodерze niezależny generator impulsów zegarowych, synchronizowany sygnałem przychodzącym z kodera.

Przetworniki służące do dekodowania sygnałów wizjotelefonicznych powinny charakteryzować się taką samą szybkością pracy jak przetworniki kodujące oraz dużą zdolnością rozdzielczą, zależną od liczby bitów w słowie wejściowym przetwornika. Stosowane są tu z reguły przetworniki pracujące z sumowaniem napięć (lub znacznie rzadziej prądów). Typowy przetwornik cyfrowo-analogowy składa się ze źródła napięcia (lub prądu) odniesienia, odpowiednio zaprojektowanej sieci rezystorów oraz przełączników przełączających z dużą dokładnością i w odpowiednich momentach napięcia (lub prąd) odniesienia na sieć rezystorów. Szybkość pracy tych przełączników jest taka sama jak w odpowiadających im układach kodujących.

Obecnie są stosowane najczęściej dwa rodzaje sieci rezystorów:

- sieć zbudowana z rezystorów o wartościach wynikających z zastosowanego kodu.
- sieć drabinkowa typu R-2R.

W pierwszej z nich – rezystory mają wartość wprost proporcjonalną do U_n , a więc napięcie wyjściowe odpowiadające danemu bitowi zależy od całkowitej liczby bitów i dodawanie dalszych bitów powoduje jego zmianę. Wadą tego układu jest więc konieczność stosowania rezystorów o równych wartościach przy zachowaniu dokładności ich stosunku, co znacznie utrudnia stosowanie układów wielobitowych. Ponadto szybkość pracy tego typu przetworników jest ograniczona parametrami układów przełączających, które powinny w bardzo krótkim czasie przełączać duże napięcia (lub prądy).

Drugą grupę przetworników cyfrowo-analogowych stanowią układy, w których zastosowano sieć drabinkową typu R-2R. Sieć ta składa się z rezystorów o dwóch tylko wartościach R i 2R, które przyłącza się do masy (dla stanu 0) lub do źródła odniesienia, gdy stan odpowiadającego mu wejścia cyfrowego jest 1. Możliwość stosowania tylko dwóch znamionowych wartości rezystancji R i 2R ułatwia znacznie dobór dokładnych rezystorów.

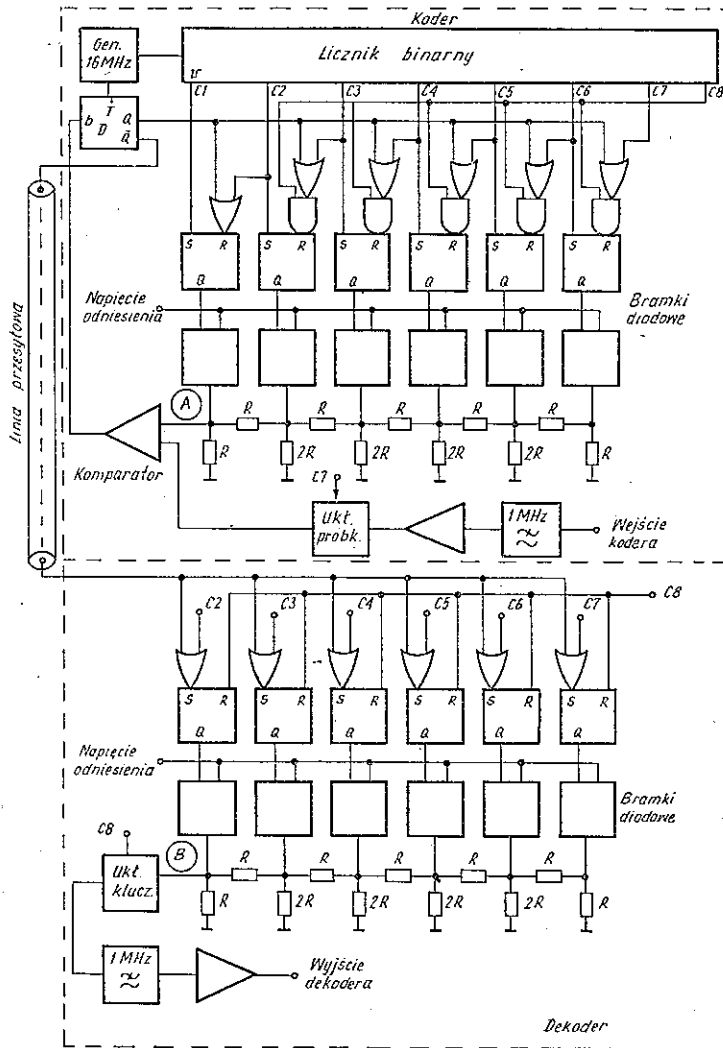
Przetwornik tego typu charakteryzuje się stałą, niezależną od stanu przełączników, rezystancją wyjściową oraz niezależnością od liczby bitów wyjściowego napięcia analogowego, odpowiadającego każdemu z bitów. Dzięki powyższym zaletom umożliwia on uzyskanie dokładności 0,1%, dużej szybkości działania oraz pozwala na przetworzenie od 5 do 10 bitów.

Porównanie powyższych dwóch typów przetworników cyfrowo-analogowych z punktu widzenia zastosowania w układzie wizjotelefonicznego kodera-dekodera wykazuje znaczną przewagę układu drabinkowego R-2R nad układem szeregowym. Pozwala on bowiem na znaczną szybkość pracy, stałość rezystancji wyjściowej, niezależność napięcia wyjściowego oraz prostszą konstrukcję. Z powyższych względów został tu zastosowany właśnie ten układ.

3. OPIS WYKONANEGO UKŁADU

Wykonany koder-dekoder zamienia analogowy sygnał wizjotelefoniczny na 6-bitowy sygnał cyfrowy (PCM) i odwrotnie. Pracuje on w układzie szeregowym, opartym na zasadzie kompensacji napięcia wizyjnego przez szereg kolejno dołączanych źródeł napięć wzorcowych. Ze względu na przyjętą szerokość pasma częstotliwości wizjotelefonicznych równą 1 MHz, częstotliwość próbkowania wynosi 2 MHz.

Schemat blokowy opracowanych układów przetwornika analogowo-cyfrowego (kodera) i cyfrowo-analogowego (dekodera) przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy koder i dekodera wizjotelefonicznego

Na wejściu układu koder znajduje się filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 1 MHz, obcinający wszystkie składowe położone powyżej tej częstotliwości, w celu uniknięcia powstawania w procesie próbkowania zniekształceń typu przeplatania. Wejściowy sygnał wizjotelefoniczny, po przejściu przez filtr i wzmocnieniu zostaje doprowadzony do układu próbkującego z pamięcią (sample and hold), utrzymującego stałą wartość napięcia próbki podczas całego procesu jej kodowania. Wytworzony w ten sposób sygnał (odpowiadający kolejno amplitudom następujących po sobie próbek) jest kolejno porównywany z napięciami odniesienia,

wynoszącymi odpowiednio $1/2U_{we}$, $1/4U_{we}$, $1/8U_{we}$, $1/16U_{we}$, $1/32U_{we}$, $1/64U_{we}$. Całość pracy kodera jest sterowana impulsami wytworzonymi w generatorze zegarowym.

Filtr dolnoprzepustowy i wzmacniacz sygnału wizjotelefonicznego pracują w układach konwencjonalnych. Generator zegarowy jest generatorem kwarcowym o częstotliwości 16 MHz. Napięcie z generatora jest wprowadzane na trzystopniowy licznik binarny. Na wyjściach licznika otrzymuje się następujące kolejno po sobie impulsy oznaczone od C_1 do C_8 . Częstotliwość powtarzania ciągu impulsów wynosi 2 MHz, a szerokość pojedynczego impulsu 62,5 ns. Impulsy te są wykorzystane do rozmieszczenia w czasie kolejnych cyfr, ustalenia momentu próbkowania i zerowania.

Impulsy od C_1 do C_6 poprzez przerzutniki R-S włączają kolejno źródła napięć wzorcowych, wykonane w postaci układu drabinkowego R-2R, zawierającego 5 członów o stałej impedancji i tłumieniu 6 dB. Pozwala to na uzyskanie napięć odniesienia o wartościach $1/2$, $1/4$ itd. do $1/64$ maksymalnego napięcia sygnału wizyjnego.

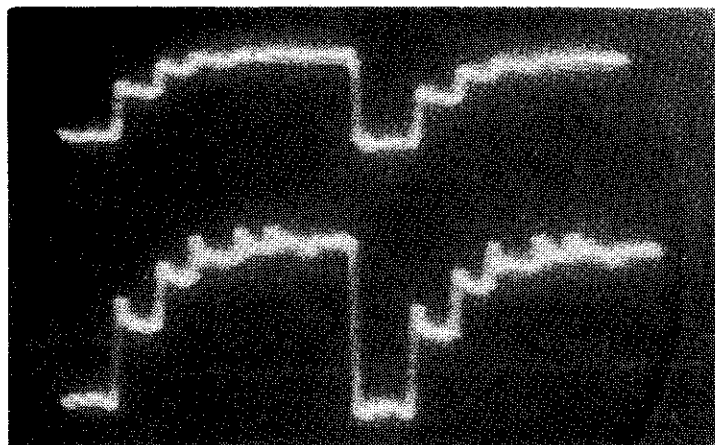
O ile napięcie próbki (PAM) jest niższe od danego napięcia odniesienia, wówczas na wyjściu przerzutnika „D” pojawi się stan „0”, co spowoduje wyłączenie tego źródła następnym impulsem, tj. po upływie 62,5 ns. Jeżeli natomiast napięcie próbki jest wyższe od danego napięcia odniesienia, wówczas odpowiedni przerzutnik R-S jest kasowany dopiero impulsem C_8 .

Na wyjściu przerzutnika „D” występuje więc ciąg impulsów 0-1, stanowiących zakodowaną wartość napięcia próbki. Sygnał ten jest sygnałem wyjściowym z kodera.

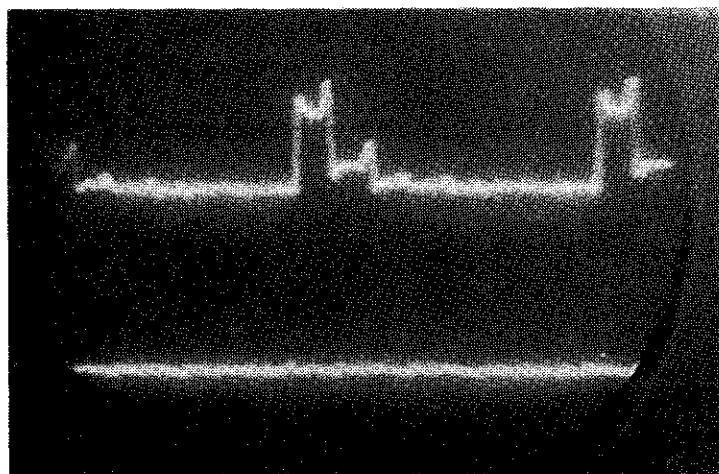
Przetwornik cyfrowo-analogowy (dekoder) pracuje w układzie drabinkowym R-2R, w którym układ źródeł wzorcowych (zbudowany podobnie jak w koderze) jest sterowany przez zespół przerzutników „R-S”. Wejściowy sygnał cyfrowy jest doprowadzany do wejścia przerzutników przez bramki „OR”, co powoduje włączenie danego przerzutnika R-S tylko w przypadku zgodności w czasie stanu „0” sygnału cyfrowego i odpowiedniego impulsu od C_2 do C_7 . Powoduje to włączenie odpowiedniego źródła napięciowego. Wyłączenie źródeł następuje przez impuls C_8 po zakończeniu procesu dekodowania.

Sygnał uzyskany na wyjściu układu drabinkowego jest powtórnie próbkowany w celu uniknięcia zakłóceń stanów przejściowych, a następnie, po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 1 MHz, zostaje doprowadzony do układu wzmacniającego, którego zadaniem jest wzmocnienie wyjściowego sygnału wizyjnego do poziomu wymaganego do wysterowania monitora kontrolnego.

Przykładowe przebiegi występujące w układzie koder (na wejściu komparatora – punkt A) i dekoder (na wejściu układu próbkującego – punkt B) podano na rys. 2 i 3. Rys. 2 odpowiada doprowadzeniu na wejściu układu sygnału bieli (sygnał cyfrowy 111111), a rys. 3 – sygnału czerni (sygnał cyfrowy 000000).



Rys. 2. Przebiegi w układzie kodera (punkt A) i dekodera (punkt B) dla sygnału bieli (111111)



Rys. 3. Przebiegi w układzie kodera (punkt A) i dekodera (punkt B) dla sygnału czerni (000000)

4. UZYSKANE WYNIKI

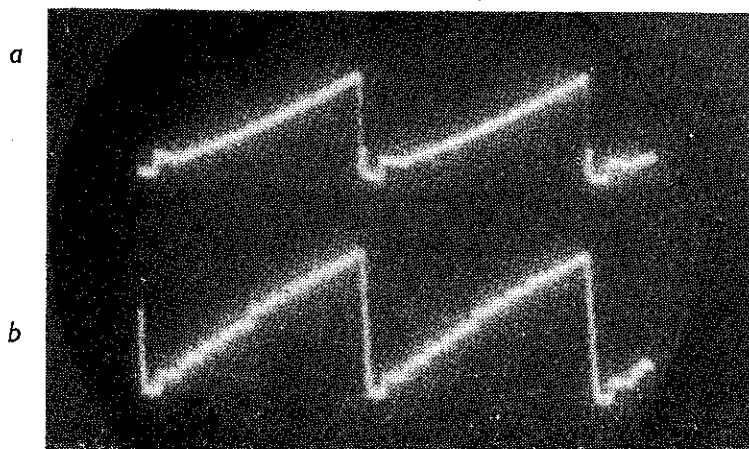
Obydwa przetworniki: analogowo-cyfrowy i cyfrowo-analogowy zostały wykonane w formie laboratoryjnej na wspólnym panelu, dzięki czemu można było zastosować jeden wspólny generator zegarowy.

Jakość pracy zestawu sprawdzono przez:

- pomiar zakłóceń i szumu kwantyzacji,
- sprawdzenie linearności przetwarzania,
- ocenę jakości uzyskiwanego obrazu.

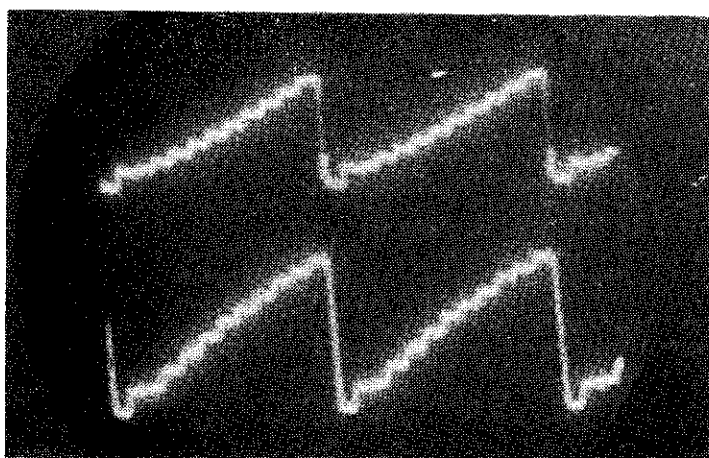
4.1. Linearność przetwarzania

Linearność przetwarzania sprawdzono doprowadzając na wejście sygnał piłokształtny i schodkowy o częstotliwości linii. Uzyskane wyniki przedstawiono odpowiednio na rys. 4 i 5, na których przebieg *a* odpowiada sygnałom wejściowym, zaś przebieg *b* – sygnałom otrzymanym na wyjściu dekodera. Wskazują one, że uży-



Rys. 4. Przenoszenie przez koder sygnału piłokształtnego
a. przebieg na wejściu kodera (krzywa górna), b. przebieg na wyjściu dekodera (krzywa dolna)

skana linearność przetwarzania jest dostateczna, wyjściowy sygnał schodkowy nie różni się praktycznie od sygnału wejściowego. Natomiast na sygnale piłokształtnym można zaobserwować niewielkie nierównomierności przedziałów kwantyzacji. Są one po-

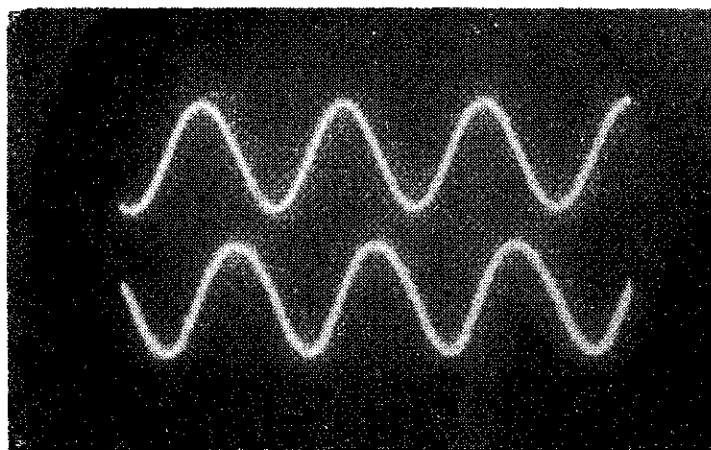


Rys. 5. Przenoszenie przez koder sygnału schodkowego
a. przebieg na wejściu kodera, b. przebieg na wyjściu dekodera

wodowane przede wszystkim nierównomiernością wejściowego sygnału piłokształtnego, a ponadto zbyt małą dokładnością wartości rezystorów w sieci drabinkowej dekodera oraz w układach źródeł odniesienia w koderze. W układzie zastosowano rezystory o wartościach mieszczących się w granicach 2%, przy czym pominięto również bocznikujące wpływy układów przełączających i zasilających. Dotychczasowe teoretyczne rozważania w literaturze wykazały, że tolerancje stosowanych rezystorów powinny wynosić 0,05%. Opisywany układ wskutek zastosowania identycznej sieci drabinkowej w koderze jak i w dekodерze, pozwala na pewne złagodzenie tych wymagań, ponieważ nierównomierności częściowo kompensują się.

4.2. Zakłócenia i szum kwantyzacji

Zniekształcenia i zakłócenia sygnału wyjściowego zmierzono za pomocą miernika harmoniczných doprowadzając na wejście układu sygnał sinusoidalny o częstotliwościach regulowanych do 600 kHz. Przykładowy przebieg sygnału 100 kHz na wejściu i wyjściu kodera podano na rys. 6.

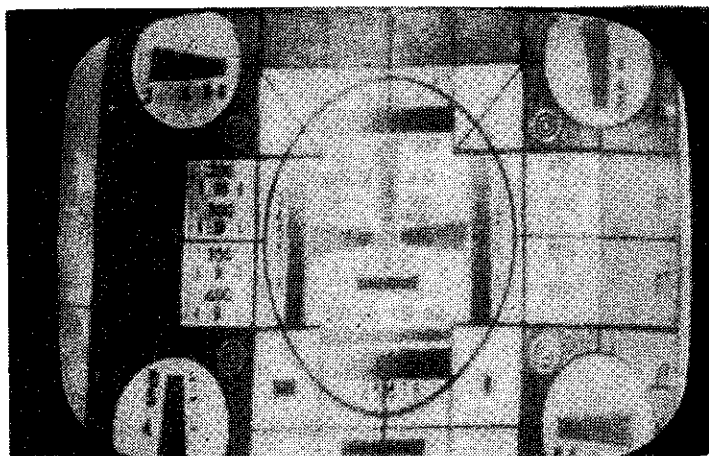


Rys. 6. Przenoszenie sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 100 kHz
a. przebieg na wejściu kodera b. przebieg na wyjściu dekodera

Pomierzone zniekształcenia i zakłócenia sygnału wyjściowego (około 27 dB) przewyższają wartości teoretyczne szumu kwantyzacji, które w przypadku kodowania całkowitego sygnału wizyjnego są równe 42 dB, gdyż wynoszą $(6n-6)$ dB, gdzie n – liczba bitów. Jest to spowodowane w znacznej mierze niedokładnością stosowanej metody pomiarowej, w której uzyskany wynik obejmuje nie tylko zniekształcenia powstałe w procesie przetwarzania analogowo-cyfrowego, zwanego szumem kwantyzacji, lecz również szum i zakłócenia typu analogowego.

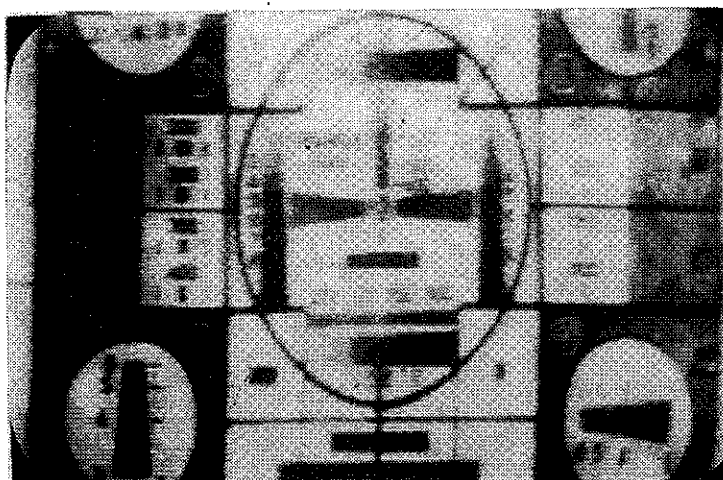
4.3. Jakość przetwarzanego obrazu

Dokładność przetwarzania analogowo-cyfrowego i cyfrowo-analogowego oceniono również w sposób subiektywny przez porównanie na przystosowanym do celów wizjotelefonii monitorze kontrolnym obrazu wejściowego i wyjściowego. Na wejście kodera doprowadzono z kamery sygnał wizjotelefoniczny o pasmie ograniczonym do 1 MHz. Obydwa obrazy, wejściowy i wyjściowy obserwowano na tym samym



Rys. 7. Obraz tablicy kontrolnej na wejściu kodera

monitorze. Przyjmując obraz wejściowy jako odniesienie, oceniano według pięciostopniowej skali jakości jakość obrazu uzyskiwanego na wyjściu. Ponieważ ocena zauważalności zniekształceń na obrazie zależy w dużej mierze od jego treści, obser-



Rys. 8. Obraz tablicy kontrolnej na wyjściu dekodera

wacje przeprowadzono dla obrazów o różnej treści, zarówno nieruchomych (tablica kontrolna – Rys. 7 i 8, zdjęcie kobiety – Rys. 9 i 10), jak i ruchomych (obraz ludzkiej twarzy). Po wyeliminowaniu wpływu na ocenę parametrów kamery i monitora oraz warunków obserwacji, większość obserwatorów oceniła obrazy nieruchome jako dobre, zaś obrazy ruchome jako zadowalające. Różnica



Rys. 9. Zdjęcie kobiety (wejście kodera)

w ocenie między obrazami ruchomymi i nieruchomymi wynika przede wszystkim stąd, że układ kodera wizjotelefonicznego projektowany głównie w celu przetwarzania obrazów nieruchomych, nie zawiera układu stabilizacji poziomego wygaszania.



Rys. 10. Zdjęcie kobiety (wyjście dekodera)

Alina Karwowska-Lamparska
Andrzej Gawel

ВИДЕОТЕЛЕФОННЫЙ ЦИФРОВОЙ КОДЕР — ДЕКОДЕР

Резюме

В статье описано лабораторную модель кодера — декодера, предназначенного для видеотелефонного пересчитывающего устройства аналогового сигнала 1 МГц на 6 битовый цифровой сигнал и в обратном направлении.

Опираясь на применяемых в практике схемах конверторов аналогово — цифровых и цифрово — аналоговых, проведено выбор соответственной схемы, рассмотрено принцип её действия и представлено полученные результаты.

Alina Karwowska-Lamparska
Andrzej Gawel

VIDEOTELEPHONE DIGITAL CODER — DECODER

Summary

The paper describes a laboratory elaborated circuit of coder and decoder for converting the videotelephone analogue signal of 1 MHz into 6-bit digital signal and vice versa.

On the base of analogue-digital and digital-analogue circuits convertars applied in practice, the choice of the system has been made, the working principles discussed and the final effects presented.

Alina Karwowska-Lamparska
Andrzej Gawel

CODEUR — DÉCODEUR VIDÉOPHONIQUE NUMÉRIQUE

Résumé

Dans l'article on a décrit le schème du codeur-décodeur élaboré au laboratoire et destiné au convertissement du signal analogue de vidéophonie de 1 MHz en forme numérique de 6 bits et vice versa.

En se basant sur les schèmes utilisés en pratique pour le convertissement des signaux de forme analogue en forme numérique, le choix d'un schème convenable du convertisseur a été fait, le principe de son fonctionnement a été expliqué et les résultats obtenus ont été présentés.

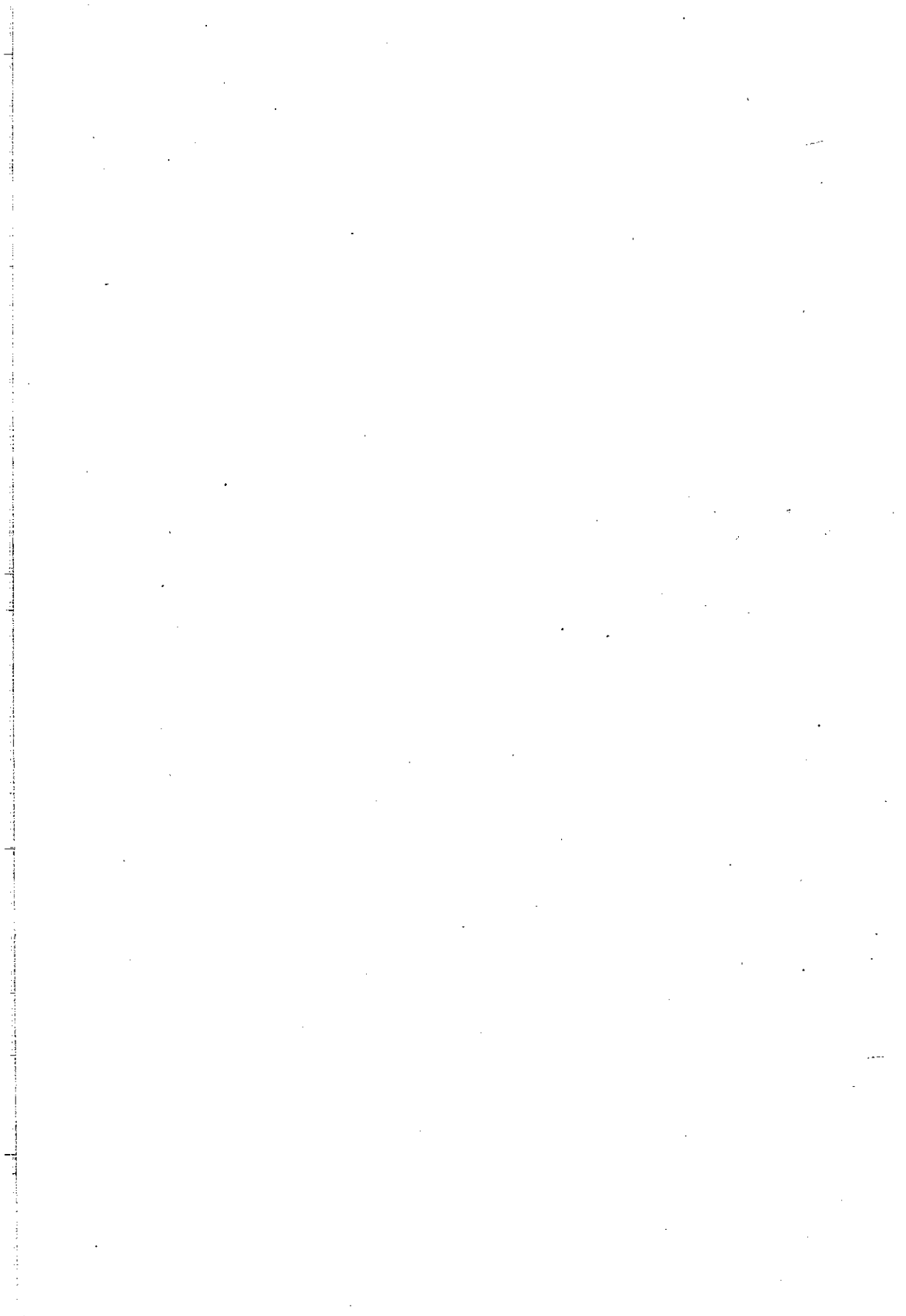
Alina Karwowska-Lamparska
Andrzej Gawel

VIDEOTELEFONISCHER DIGITALER KODER – DEKODER

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Laborschaltung des videotelefonischen Koders und Dekoders beschrieben, die 1 MHz Analogsignal in 6 – Bit Digitalsignal und umgekehrt umsetzt.

Auf Grund der in der Praxis gebrauchten Analog – Digital und Digital – Analog Wandler wurde die Schaltung des Koders – Dekoders gewählt, ihr Arbeitsprinzip besprochen und erhaltene Resultate dargestellt.



Michał Nowicki

KONCEPCJE ROZWIĄZAŃ UKŁADOWYCH MIERNIKA MOCY ŚREDNIEJ SYGNAŁÓW LOSOWYCH O DYNAMICE POWYŻEJ 100 dB

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 20.VII.1977

W artykule opisano dwie koncepcje rozwiązań układowych miernika mocy średniej o dynamice większej od 100 dB: jedną opartą na zastosowaniu układu analogowego i drugą opartą na zastosowaniu układu ziarnistego.

Miernik ten będzie przeznaczony do statystycznych pomiarów mocy średniej sygnałów użytecznych i szumów w systemach teletransmisyjnych sieci telekomunikacyjnych.

1. WPROWADZENIE

Szybki rozwój telekomunikacji pociąga za sobą wzrost wymagań stawianych urządzeniom transmisyjnym. Jednym z takich wymagań jest żądanie, aby urządzenia transmisyjne były w dostatecznym stopniu przeciążalne. Wielkością, która decyduje o obciążeniu kanałów telekomunikacyjnych, a co za tym idzie i jakości transmisji, jest moc średnia sygnału i zakłóceń w kanale. W związku z tym zachodzi potrzeba rozporządzania odpowiednią aparaturą pomiarową, która by pozwoliła na pomiar takiej mocy średniej.

Użyteczne sygnały telefoniczne (rozmówne i sygnalizacyjne) a także zakłócenia (szumy, trzaski itp.) mają charakter przebiegów losowych. Toteż badania właściwości sygnałów i zakłóceń powinno opierać się na metodach pomiarowych statystycznych.

Pomiary mocy średniej z braku odpowiednich przyrządów nie były w zasadzie dotychczas w Polsce wykonywane; w sporadycznych przypadkach przeprowadzano je w sposób bardzo prymitywny, np. przez obserwację wahań wskazówki przyrządu analogowego o małym czasie uśredniania albo też metodami pośrednimi, bardzo pracochłonnymi i kosztownymi. Do takich pracochłonnnych metod należy zaliczyć obliczanie mocy średniej z rozkładów statystycznych, wyznaczonych za pomocą odpowiednich analizatorów. Wymagało to rejestrowania wielu badanych przebiegów na taśmie magnetofonowej, obróbki ich na analizatorze statystycznym i przeprowadzenia obliczeń na maszynie cyfrowej.

W świetle powyższego, stało się niezbędne opracowanie przyrządu do pomiaru mocy średniej, uśrednionej w określonym czasie, przyrządu, który by mierzył ją w sposób obiektywny, a wynik podawał w jednostkach mocy, natychmiast po zakończonym pomiarze. Przyrządy do pomiaru mocy średniej sygnałów losowych lub pomiaru wartości średniokwadratowej nie są dotychczas produkowane na szerszą skalę. Przeważnie opracowują je laboratoria poszczególnych krajów dla własnych, specjalnych potrzeb 1-13. Między innymi, Posta Kiserleti Intezet (Pocztowy Instytut Badawczy w Budapeszcie) opracował miernik mocy średniej dla badania obciążalności kanałów telefonicznych na zasadzie tzw. integratora „okienkowego”, umożliwiający pomiar mocy sygnałów rozmównych, przerywanych [14]. W Instytucie Łączności opracowano w roku 1974 przyrząd pod nazwą „miernik mocy średniej MMS-1” według projektu autora [15]. Zasada działania miernika MMS-1 jest opisana w [16]. Na podstawie miernika MMS-1 opracowano w Instytucie Łączności niewielką serię, nieco ulepszony typu tego przyrządu, pod nazwą MMS-1a. Obecnie znajduje się na ukończeniu budowa kolejnej serii, nowej odmiany tego miernika MMS-1b, opracowanej w technice układów scalonych.

W zaleceniach CCITT G222 i G223 [17] zostały ustalone wartości poziomu mocy średniej (w punkcie o poziomie względnym zero) użytecznych sygnałów telefonicznych oraz zakłóceń. W myśl tych zaleceń całkowita moc średnia powinna wynosić $32 \mu\text{W}$, z czego $10 \mu\text{W}$ powinno przypadać na wszystkie sygnały związane ze współpracą urządzeń komutacyjnych oraz na tonowe sygnały informacyjne, a pozostałe $22 \mu\text{W}$ na sygnały rozmówne, sygnały nośne (resztkowe) i sygnały telegraficzne.

Jednakże badania przeprowadzone przez Główny Urząd Telekomunikacji Międzydzielstowej w Warszawie [18] wykazały, że procesy komutacyjne wnoszą znacznie większą moc, a zatem stanowią jedną z głównych przyczyn przeciążeń systemów. Według tych badań stwierdzono występowanie w łączach telefonicznych bardzo silnych zakłóceń impulsowych o amplitudzie rzędu około 5 V (w punkcie o poziomie względnym - 17 dBr) i czasie trwania ok. 5 ms, spowodowanych zmianą biegunowości w pętli podczas podnoszenia (lub kładzenia) mikrotelefonu przez abonentów korzystających z danego międzymiastowego łącza telefonicznego. Chwilowe wartości napięć tych zakłóceń przekraczają średnią wartość napięć sygnałów użytecznych o kilka rzędów wielkości; wartość średnia mocy takiego pojedynczego impulsu odniesiona do 3-minutowej rozmowy wynosi $60 \mu\text{W}$, co przekracza 6-krotnie dopuszczalną wartość ustaloną w zaleceniach CCITT. Oczywiście, występowanie takich zakłóceń impulsowych jest uzależnione od rodzaju i jakości urządzeń komutacyjnych. Niemniej przez długie jeszcze lata trzeba będzie się liczyć z istnieniem w kraju urządzeń komutacyjnych różnych systemów i nie zawsze dobrej jakości.

W związku z powyższym konieczne staje się opracowanie nowego przyrządu, który by pozwalał mierzyć w określonym przedziale czasu moc średnią sygnałów losowych o bardzo dużej dynamice, co najmniej 100 dB. Za tak dużą dynamiką przyrządu przemawia również przeprowadzona analiza błędów pomiarów wartości

mocy średniej, stochastycznych sygnałów telekomunikacyjnych [19], która wykazała, że zakres poprawnego pomiaru mocy średniej sygnałów losowych jest znacznie węższy od zakresu (dynamiki) poprawnego przetwarzania wartości chwilowych napięć badanego przebiegu. Ponieważ badane przebiegi losowe mogą charakteryzować się różnymi rozkładami statystycznymi, nie zawsze znanymi, a wartość mierzonej mocy średniej badanego sygnału często jest trudna do przewidzenia, przeto dynamika przyrządu powinna być odpowiednio duża. Opracowane w Instytucie Łączności mierniki mocy średniej MMS-1, MMS-1a i MMS-1b miały dynamikę zaledwie około 40 dB. Wobec tego w Instytucie rozpoczęto pracę nad budową miernika, który pozwalałby na pomiar – w jednym nie przełączanym zakresie pomiarowym – mocy średniej sygnałów losowych, których stosunek maksymalnych wartości mocy chwilowych do minimalnych wynosiłby $2 \cdot 10^{10}$, co odpowiada dynamice około 103 dB. Tak duża dynamika wymaga zastosowania specjalnych rozwiązań układowych, gdyż konwencjonalne układy elektroniczne (wzmacniacze, kwadratory, przetworniki analogowo-cyfrowe) nie są w stanie bezpośrednio sprostać temu zadaniu.

Poniżej zostaną rozpatrzone dwie koncepcje rozwiązań układowych miernika mocy średniej o dynamice powyżej 100 dB, a mianowicie:

- 1) koncepcja z zastosowaniem układu analogowego,
- 2) koncepcja z zastosowaniem układu ziarnistego.

2. UKŁAD ANALOGOWY Z PRZETWORNIKAMI „NAPIĘCIE-CZĘSTOTLIWOŚĆ” I AUTOMATYCZNĄ KOMUTACJĄ KANAŁÓW

Schemat blokowy układu według koncepcji pierwszej jest przedstawiony na rys. 1.

Napięcie u na oporze R , które jest miarą mocy wydzielonej na tym oporze, przechodzi przez układ wejściowy UW i jest kierowane jednocześnie do trzech kanałów. Podział na 3 kanały jest podyktowany koniecznością pokrycia dużej wymaganej dynamiki. Najmniejsze wartości chwilowych napięć obsługuje kanał I, a największe – kanał III.

Napięcie na wyjściu układu wejściowego UW równa się

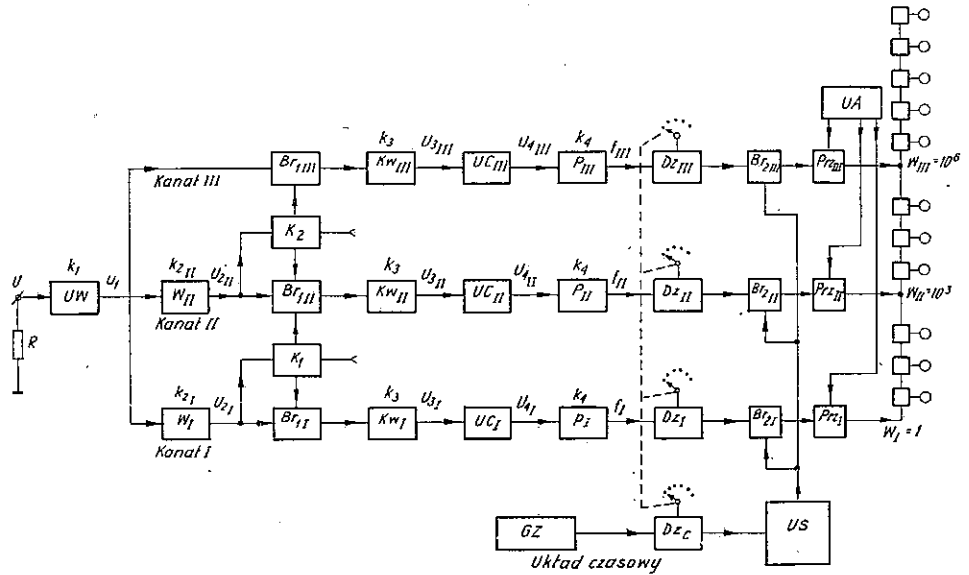
$$u_1 = k_1 \cdot u \quad (1)$$

gdzie k_1 oznacza współczynnik wzmocnienia układu wejściowego.

Na wejściu kanału I znajduje się wzmacniacz W_I o największym wzmocnieniu, na wejściu kanału II – wzmacniacz W_{II} a kanał III pracuje bez wzmacniacza.

Każdy kanał składa się z następujących elementów połączonych szeregowo: bramki Br_1 , kwadratora Kw , układu całkującego UC , przetwornika „napięcie-częstotliwość” P , ewentualnego dzielnika liczby impulsów Dz , bramki Br_2 i przetwornika Prz , wchodzącego w skład układu antykoincydencyjnego.

Rozpatrzmy najpierw pracę kanału I, zakładając na wstępie, że bramki Br_1 i Br_2 są otwarte.



Rys. 1. Schemat blokowy miernika wg koncepcji I: Układ analogowy z przetwornikami „napięcie-częstotliwość” i automatyczną komutacją kanałów

Na wyjściu wzmacniacza W_1 powstaje napięcie

$$u_{2_1} = k_{2_1} \cdot u_1 = k_1 \cdot k_{2_1} \cdot u \quad (2)$$

gdzie k_{2_1} oznacza współczynnik wzmocnienia wzmacniacza W_1 .

Napięcie u_{2_1} jest kwadratowane w kwadratorze Kw, na którego wyjściu pojawia się napięcie

$$u_{3_1} = k_3 \cdot u_{2_1}^2 = k_1^2 \cdot k_{2_1}^2 \cdot k_3 \cdot u^2 \quad (3)$$

gdzie k_{3_1} oznacza współczynnik kwadratowania kwadratora.

Napięcie u_{3_1} wychodzące z kwadratora steruje, poprzez układ całkujący UC₁ (o którym będzie mowa niżej), przetwornik „napięcie-częstotliwość” P₁.

Założmy na wstępie, że układ całkujący nie istnieje i że kwadrator Kw₁ jest połączony bezpośrednio z przetwornikiem P₁; wtedy oczywiście napięcie na wejściu przetwornika będzie równe w każdej chwili

$$u_{4_1} = u_{3_1} \quad (4)$$

Chwilowa częstotliwość powtarzania impulsów na wyjściu przetwornika będzie się równała

$$f_1 = k_4 \cdot u_{4_1} = k_4 \cdot u_{3_1} = k_1^2 \cdot k_{2_1}^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot u^2 \quad (5)$$

gdzie k_4 oznacza współczynnik przetwarzania przetwornika.

Częstotliwość f_1 zmienia się w czasie pomiaru stosownie do zmian chwilowych wartości napięcia na wejściu miernika.

Należy zaznaczyć, że zależność (5) można uważać za funkcję ciągłą, słuszną nawet dla przedziałów czasu mniejszych od okresów powtarzania impulsów z przetwornika. Częstotliwość powtarzania impulsów bowiem, w każdym momencie czasu „potencjalnie” istnieje, przetwornik jedynie nie jest w stanie przekazać przyjętej przez siebie informacji w tych przedziałach czasu, ze względu na swoją ograniczoną rozdzielczość, która charakteryzuje się okresem powtarzania impulsów.

Zależność (5) jest słuszną również wtedy, gdy częstotliwość zmian chwilowych wartości napięcia u_{4I} jest większa od średniej częstotliwości przetwornika. W takim przypadku następuje uśrednianie sygnału w przetworniku w okresach

$$t_1 = \frac{1}{f_1} \quad (6)$$

przy czym częstotliwość f_1 będzie proporcjonalna do wartości średniej napięcia u_{4I} za okres t_1 .

Impulsy z przetwornika P_1 po przejściu przez dzielnik Dz_1 , otwartą bramkę Br_{2I} i przerzutnik Prz układu antykoicydencyjnego są kierowane do pierwszego wejścia sumatora dekadowego, gdzie są zliczane.

Kanał II pracuje podobnie jak kanał I z tą różnicą, że wzmocnienie wzmacniacza W_{II} jest $\sqrt{1000}$ razy mniejsze od wzmocnienia wzmacniacza W_I . Tym samym waga impulsów wychodzących z przetwornika P_{II} kanału II – wskutek kwadratuującego działania kwadratora – jest $(\sqrt{1000})^2 = 1000$ razy większa od wagi impulsów kanału I. Dlatego też wyjście kanału II steruje czwartą dekadą sumatora, co zapewnia prawidłowe sumowanie wyniku pomiarowego.

Podobnie pracuje kanał III z tą różnicą, że waga impulsów wychodzących z przetwornika P_{III} tego kanału jest 1000 razy większa od wagi impulsów kanału II, a 10^6 razy większa od wagi impulsów kanału I. Wyjście kanału III jest zatem połączone z siódmą dekadą sumatora.

Przez analogię do (5) można wyrazić częstotliwość powtarzania impulsów przetwornika P_{II} w kanale II przez

$$f_{II} = k_4 \cdot u_{4_{II}} = k_1^2 \cdot k_{2_{II}}^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot u^2 \quad (7)$$

gdzie oznaczają:

$u_{4_{II}}$ – napięcie na wejściu przetwornika P_{II} w kanale II

$k_{2_{II}}$ – współczynnik wzmocnienia wzmacniacza W_{II} .

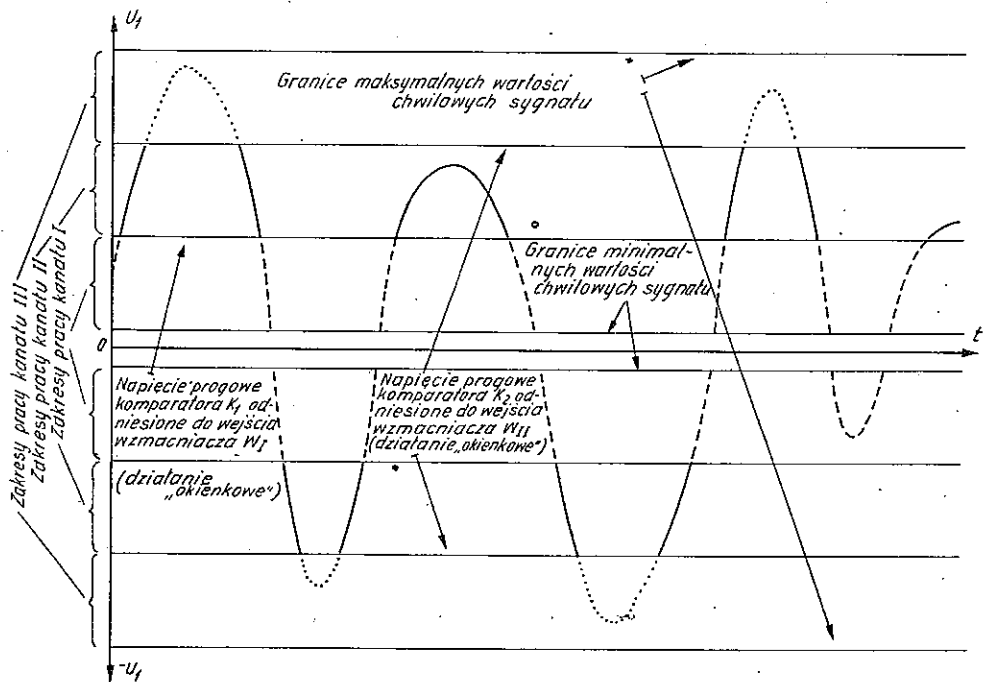
W kanale III z powodu braku wzmacniacza kanałowego częstotliwość impulsów przetwornika P_{III} będzie równa

$$f_{III} = k_4 \cdot u_{4_{III}} = k_1^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot u^2 \quad (8)$$

gdzie $u_{4_{III}}$ oznacza napięcie na wejściu przetwornika P_{III} w kanale III.

Podczas pracy miernika zawsze czynny jest tylko jeden kanał zależnie od chwilowej wartości napięcia na wejściu miernika. Zrealizowane jest to za pomocą bramek

$Br_{1,1}$, $Br_{1,II}$ i $Br_{1,III}$ oraz komparatorów „okienkowych” K_1 i K_2 , sterowanych napięciami z wyjść wzmacniaczy kanałowych W_1 i W_{II} . Napięcia progowe komparatorów są tak dobrane, że gdy napięcie sygnału przekroczy maksymalną wartość bezwzględną, ustaloną dla danego kanału, to wtedy dany komparator spowoduje zamknięcie bramki tego kanału i otwarcie bramki znajdującej się w kanale o większej wadze. Każda bramka pracuje w ten sposób, że gdy jest ona zamknięta, wtedy napięcie na wejściu połączonego z nią kwadratora równa się zero. W ten sposób mierzony sygnał zostaje podzielony na trzy części na wyjściu bramek $Br_{1,1}$, $Br_{1,II}$ i $Br_{1,III}$ (rys. 2). Do wyznaczenia mocy średniej mierzonego przebiegu napięciowego za dany czas pomiaru (czas uśredniania) wystarczy zsumować moc średnią sygnałów na wyjściu bramek:



Rys. 2. Zasada podziału mierzonego sygnału na trzy kanały.

Czas uśredniania jest odmierzany automatycznie za pomocą bramek $Br_{2,1}$, $Br_{2,II}$ i $Br_{2,III}$ oraz układu czasowego, sterowanego generatorem zegarowym GZ. Przez wtrącanie odpowiednich, regulowanych dzielników liczby impulsów Dz_c , Dz_I , Dz_{II} i Dz_{III} do układu czasowego i wyjść poszczególnych kanałów można regulować czas uśredniania od 1 sekundy do 1 godziny w określonych skokach. Układ sterujący US służy do sterowania pomiarem w sposób ręczny lub automatyczny.

W czasie pomiaru (uśredniania) T mogą być czynne na zmianę wszystkie trzy kanały. Oznaczając przez T_I , T_{II} i T_{III} sumy przedziałów czasu, podczas których czynne są odpowiednio kanały I, II lub III można napisać, że

$$T_I + T_{II} + T_{III} = T \quad (9)$$

Ponieważ we wzorze (5) wielkość u jest zmienna w czasie, przeto na wyjściu przetwornika P_I pojawi się w czasie T_I impulsów

$$T_I \cdot f_I = T_I \cdot k_1^2 \cdot k_2^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot \frac{1}{T_I} \int_0^{T_I} u^2 dt = k_1 \cdot k_2^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot \int_0^{T_I} u^2 dt \quad (10)$$

Natomiast na wyjściu dzielnika liczby impulsów Dz_I liczba impulsów będzie mniejsza od $T_I f_I$ (lub równa), zależnie od wartości współczynnika redukcji liczby impulsów k_5 tego dzielnika i wyniesie

$$N_I = \frac{T_I \cdot f_I}{k_5} = \frac{k_1^2 \cdot k_2^2 \cdot k_3 \cdot k_4}{k_5} \cdot \int_0^{T_I} u^2 dt \quad (11)$$

Przez analogię do (11) otrzymamy z (7), że dla kanału II

$$N_{II} = \frac{k_1^2 \cdot k_2^2 \cdot k_3 \cdot k_4}{k_5} \cdot \int_0^{T_{II}} u^2 dt \quad (12)$$

Podobnie z (8) dla kanału III

$$N_{III} = \frac{k_1^2 \cdot k_3 \cdot k_4}{k_5} \cdot \int_0^{T_{III}} u^2 dt \quad (13)$$

Impulsy wychodzące z poszczególnych kanałów powinny być zsumowane w sumatorze z uwzględnieniem ich wagi, co jest realizowane przez połączenie wyjść kanałów z pierwszą, czwartą i siódmą dekadą sumatora.

Można zatem przedstawić zarejestrowany przez sumator wynik liczbowy, stanowiący rezultat sumowania impulsów z poszczególnych kanałów z uwzględnieniem ich wagi, jako

$$N = N_I \cdot w_I + N_{II} \cdot w_{II} + N_{III} \cdot w_{III} \quad (14)$$

gdzie w_I , w_{II} i w_{III} oznaczają wagi impulsów odpowiednich kanałów I, II i III.

Podstawiając (11), (12) i (13) do (14) otrzymamy

$$N = \frac{k_1^2 \cdot k_3 \cdot k_4}{k_5} \left[w_I \cdot k_2^2 \int_0^{T_I} u^2 dt + w_{II} \cdot k_2^2 \int_0^{T_{II}} u^2 dt + w_{III} \int_0^{T_{III}} u^2 dt \right] \quad (15)$$

Zakładając, że

$$w \cdot k_2^2 = w_{II} \cdot k_2^2 = w_{III} \quad (16)$$

i uwzględniając to w (15) otrzymamy

$$N = \frac{k_1^2 \cdot k_{2_1}^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot w_1}{k_5} \int_0^{T_I} u^2 dt + \int_0^{T_{II}} u^2 dt + \int_0^{T_{III}} u^2 dt \quad (17)$$

Z (9) oraz z definicji parametrów T_I , T_{II} i T_{III} wynika, że

$$\int_0^{T_I} u^2 dt + \int_0^{T_{II}} u^2 dt + \int_0^{T_{III}} u^2 dt = \int_0^T u^2 dt \quad (18)$$

Podstawiając (18) do (17) otrzymamy

$$N = \frac{k_1^2 \cdot k_{2_1}^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot w_1}{k_5} \int_0^T u^2 dt \quad (19)$$

Moc średnia wydzielona na oporze R w czasie uśredniania T wyraża się wzorem

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2}{R} \cdot dt = \frac{1}{R \cdot T} \int_0^T u^2 dt \quad (20)$$

Podstawiając do (20) wartość całki ze wzoru (19) otrzymamy

$$\bar{P} = \frac{k_5}{T \cdot R \cdot k_1^2 \cdot k_{2_1}^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot w_1} \cdot N \quad (21)$$

Wzór (21) można nieco uprościć zważywszy, że

— waga impulsów kanału I

$$w_I = 1 \quad (22)$$

— współczynnik wzmocnienia wzmacniacza w_1 zgodnie z układem przedstawionym na rys. 1

$$k_{2_1} = 1000 \quad (23)$$

— oraz, że

$$\frac{k_5}{T} = 1 = \text{const} \quad (24)$$

gdyż stosownie do obranego czasu uśredniania T włączane są automatycznie dzielniki liczby impulsów o odpowiednim współczynniku k_5 .

Uwzględniając (22), (23) i (24) w (21) otrzymamy ostatecznie, że

$$\bar{P} = \frac{1}{R \cdot k_1^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot 10^6} \cdot N = k \cdot N \quad (25)$$

gdzie

$$k = \frac{1}{R \cdot k_1^2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot 10^6} \quad (26)$$

Ze wzoru (25) wynika, że wynik liczbowy N zarejestrowany w sumatorze jest miarą mocy średniej. Współczynnik k można zawsze tak dobrać, aby stanowił liczbę 10_c , gdzie c jest to liczba całkowita, dodatnia lub ujemna; wtedy mierzona moc średnia może być bezpośrednio odczytana ze wskaźnika cyfrowego.

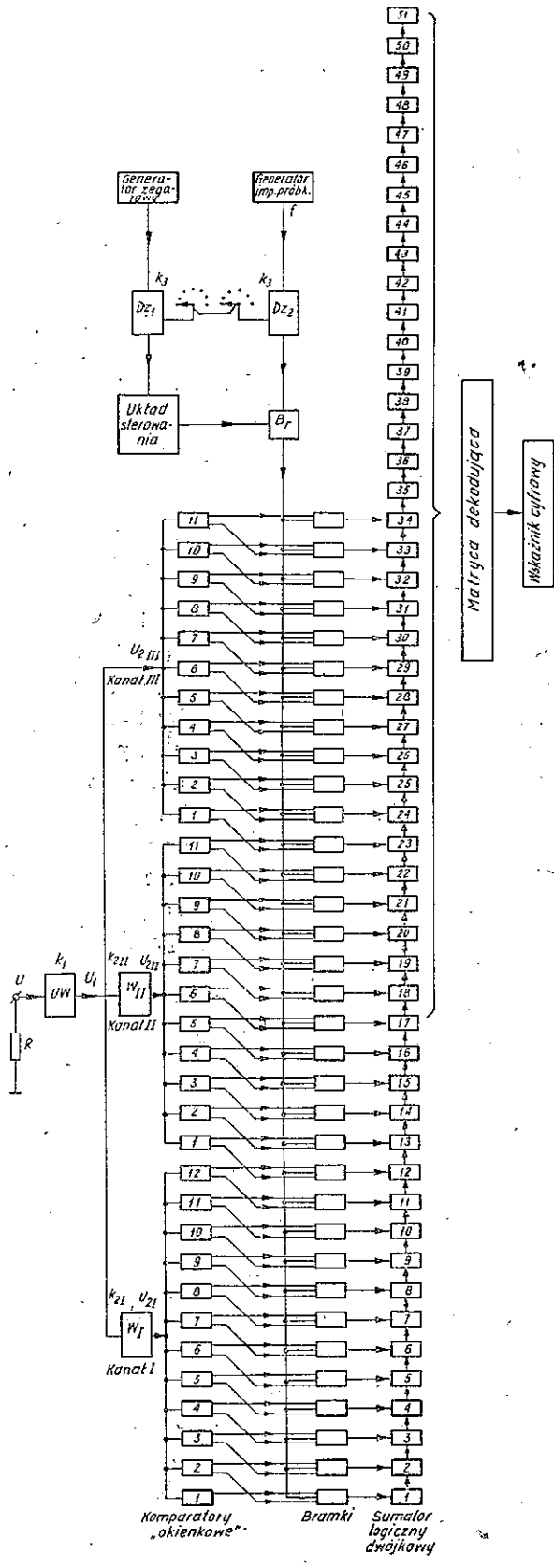
Powyższe wzory zostały wyprowadzone w założeniu poczynionym na wstępie, że układy całkujące na wyjściu kwadratorów nie istnieją. Jednakże wzory te nie ulegną zmianie, jeżeli zostaną wprowadzone układy całkujące (typu RC), ponieważ sygnał wychodzący z kwadratora jest później całkowany, a jest wszystko jedno, gdzie to całkowanie (uśrednianie) zachodzi. W opisanym układzie całkowanie i uśrednianie sygnału może odbywać się w trojaki sposób: w układzie całkującym, w przetworniku „napięcie-częstotliwość”, w ramach jednego okresu powtarzania impulsów oraz w sumatorze podczas sumowania nieregularnie przychodzących impulsów. Układ całkujący potrzebny jest po to, aby zapobiec powstawaniu zjawiska synchronizacji w przetworniku „napięcie-częstotliwość”. Gdyby układu tego nie było, charakterystyka dynamiczna przetwornika byłaby zniekształcona. Zakładając, że częstotliwość mierzonych sygnałów telekomunikacyjnych może zawierać się w granicach $30 \text{ Hz} \div 552 \text{ kHz}$, częstotliwość sygnału na wyjściu kwadratora będzie dwa razy większa czyli będzie zawierała się w granicach $60 \text{ Hz} \div 1104 \text{ kHz}$. Częstotliwość przetwornika wygodnie jest obrać ze względów technicznych w granicach od dziesiątków herców do kilkuset kiloherców. Wskutek pokrywania się tych zakresów — w przypadkach gdy średnia wartość napięcia na wejściu przetwornika będzie taka, że odpowiadająca jej średnia wartość częstotliwości przetwornika będzie się równała częstotliwości sygnału na wejściu przetwornika — nastąpi zjawisko „przeciągania”, które spowoduje zniekształcenie liniowej charakterystyki pracy przetwornika. Stała czasu układu całkującego jest rzędu kilkunastu milisekund; zatem sygnał na wyjściu układu jest wolnozmienny, ograniczony w pasmie częstotliwości do około kilkudziesięciu herców.

Zastosowany układ antykoincydencyjny na wyjściu kanałów zapobiega powstawaniu błędów, wskutek ewentualnej zbieżności w czasie wychodzących impulsów z poszczególnych kanałów. Układ ten jest sterowany za pomocą dodatkowego generatora impulsowego i działa w ten sposób, że impulsy do sumatora przychodzą zawsze pojedynczo, co nie powoduje przekłamania wyniku pomiarowego.

Opisany układ miernika pozwala uzyskać praktycznie dynamikę nieco większą od 100 dB, przy czym kanał II może pokryć 30 dB, a pozostałe kanały resztę.

3. UKŁAD ZIARNISTY OPARTY NA ZASADZIE PRÓBKOWANIA SYGNAŁU I KWANTOWANIA PRÓBEK

Zasada działania miernika według koncepcji drugiej opiera się w ogólnym zarysie na próbkowaniu mierzonego sygnału i segregowaniu wartości kwadratowej próbek w kilkudziesięciu przedziałach.



Rys. 3. Schemat blokowy miernika wg koncepcji II: Układ ziarnisty oparty na zasadzie próbkowania sygnału i kwantowania próbek

Schemat blokowy układu jest przedstawiony na rys. 3.

Mierzony sygnał, doprowadzony do wejścia miernika po przejściu przez układ wejściowy UW, zasila trzy kanały.

W kanale I sygnał jest wzmacniany we wzmacniaczu W_1 i doprowadzony do 12 komparatorów „okienkowych” w 12 podkanałach. W kanale II sygnał, po wzmocnieniu we wzmacniaczu W_{11} , steruje kolejnych 11, podobnych komparatorów w następnych podkanałach. W kanale III sygnał bezpośrednio dochodzi do trzeciej serii 11 komparatorów. Każdy komparator „okienkowy” charakteryzuje się określonym napięciem progowym tak dobranym, że stosunek napięć progowych dwóch sąsiednich komparatorów równa się $\sqrt{2}$. Komparatory „okienkowe” działają w ten sposób, że gdy chwilowa bezwzględna wartość napięcia sygnału na ich wejściu (a więc niezależnie od znaku) przekroczy wartość progową danego komparatora, to zostanie wysłany do połączonej z nim bramki sygnał jej otwarcia, a jednocześnie drugi wysłany sygnał spowoduje zamknięcie bramki znajdującej się w sąsiednim podkanałach niżej położonym. Podczas pracy miernika otwarta jest zawsze tylko jedna bramka w jednym z podkanałów, zależnie od chwilowej wartości napięcia mierzonego. Do bramek wszystkich podkanałów we wszystkich trzech kanałach dochodzą impulsy próbkujące o stałej częstotliwości z generatora.

Wyjścia wszystkich bramek połączone są z wielobinadowym (tj. wielodwójkowym) sumatorem logicznym, składającym się z 51 binad połączonych szeregowo i zaopatrzonych w osobne wejścia na pierwsze 34 binady w ten sposób, że bramka podkanału 1 w kanale I jest połączona z wejściem 1 binady sumatora, bramka podkanału 2 w kanale I — z wejściem 2 binady i tak dalej, a bramka podkanału 34 (tj. 11 w kanale III) — z wejściem 34 binady sumatora. Pozostałe binady sumatora, których wejścia nie są połączone z kanałami, powinny mieć taką łączną pojemność, aby były zdolne zliczyć maksymalną liczbę impulsów wchodzących na 34 binadę.

Wszystkie impulsy wychodzące z podkanałów, odpowiadające różnym chwilowym wartościom napięć sygnału, ale zawierającym się w danym przedziale ograniczonym napięciami progowymi sąsiednich komparatorów, są zliczane z jednakową wagą. W ten sposób następuje kwantowanie sygnału w 34 przedziałach.

Dzięki temu, że stosunek napięć progowych komparatorów „okienkowych” w dwóch sąsiednich podkanałach wynosi $\sqrt{2}$, a stosunek wagi impulsów wychodzących z tych podkanałów — wskutek ich połączenia z kolejnymi, sąsiednimi binadami sumatora — równa się 2, uzyskuje się kwadratowanie wartości próbek. W ten sposób wynik liczbowy, zarejestrowany w sumatorze po zakończonym pomiarze, będzie proporcjonalny do kwadratu napięcia sygnału na wejściu miernika, a tym samym będzie proporcjonalny do mocy średniej wydzielonej na odporze R . Wynik liczbowy zarejestrowany w sumatorze dwójkowym jest przetwarzany w matrycy dekodującej na kod dziesiętny i wyświetlany we wskaźniku cyfrowym.

Wzór na moc średnią można wyprowadzić w sposób następujący:

Napięcie chwilowe na wyjściu układu wejściowego UY równa się

$$u_1 = k_1 \cdot u \quad (27)$$

gdzie k_1 oznacza współczynnik wzmocnienia układu wejściowego.

Napięcie na wyjściu wzmacniacza W_I

$$u_{2_I} = k_{1_I} \cdot u_1 = k_{1_I} \cdot k_{2_I} \cdot u \quad (28)$$

gdzie

k_{2_I} — oznacza współczynnik wzmocnienia wzmacniacza W_{II} .

Podobnie na wyjściu wzmacniacza W_{II}

$$u_{2_{II}} = k_{2_{II}} \cdot u_1 = k_{1_I} \cdot k_{2_{II}} \cdot u \quad (29)$$

gdzie

$k_{2_{II}}$ — współczynnik wzmocnienia wzmacniacza W_{III} .

W III kanale wskutek braku wzmacniacza

$$u_{2_{III}} = u_1 = k_{1_I} \cdot u \quad (30)$$

Założmy na wstępie, że parametry miernika są tak dobrane, iż wskazania mocy odpowiadają dolnym granicom przedziałów kwantowania.

Z założenia przyjętego uprzednio wiadomo, że stosunek napięć progowych sąsiednich komparatorów równa się $\sqrt{2}$. Tym napięciom progowym (w momentach zrównania się z nimi napięć chwilowych u_2) będą odpowiadały pewne napięcia na wejściu miernika. Oznaczmy te napięcia przez $u_{(1)}$, $u_{(2)}$, $u_{(3)}$ itd., gdzie liczba w nawiasie oznacza numer podkanału (komparatora). Dla podkanału ostatniego można zatem napisać, że

$$u_{(n)} = u_{(1)} \cdot 2^{\frac{n-1}{2}} \quad (31)$$

gdzie n oznacza liczbę podkanałów.

Jeżeli przez cały czas pomiaru (uśredniania) T byłby czynny tylko pierwszy podkanał, to sumator dwójkowy zarejestrowałby $f \cdot T$ impulsów, gdzie f oznacza częstotliwość powtarzania impulsów próbkujących. Gdybyśmy wykonywali kolejne pomiary, zwiększając za każdym razem napięcie u , to sumator rejestrowałby:

$N_{(1)} = f \cdot T$ impulsów, gdy $u_{(1)} \leq u < u_{(2)}$

$$N_{(2)} = \frac{u_{(2)}^2}{u_{(1)}^2} \cdot f \cdot T \text{ impulsów, gdy } u_2 \leq u < u_{(3)}$$

.....

$$N_{(n)} = \frac{u_{(n)}^2}{u_{(1)}^2} \cdot f \cdot T \text{ impulsów, gdy } u_n \leq u < u_{(n+1)}$$

Ogólnie zatem dla dowolnego podkanału „ i ” można napisać, że

$$N_{(i)} = \frac{u_{(i)}^2}{u_{(1)}^2} \cdot f \cdot T \quad (32)$$

Grupując oddzielnie parametry stałe i zmienne we wzorze (32) można go przedstawić w postaci:

$$N_{(i)} = \frac{f \cdot T}{u_{(1)}^2} \cdot u_{(i)}^2 \quad (33)$$

Jedynym parametrem zmiennym we wzorze (33) jest $u_{(i)}^2$.

Podczas pomiaru napięcie u może kolejno przybierać różne wartości, a sumator będzie rejestrował za każdym razem liczbę impulsów zgodną ze wzorem (33) i zależnie od tego, w jakim przedziale $u_{(i)} \leq u \leq u_{(i+1)}$ znajduje się w danej chwili napięcie u . Po zakończonym pomiarze, tj. po czasie T wynik liczbowy N zarejestrowany w sumatorze będzie proporcjonalny do średniej wartości parametru $u_{(i)}^2$.

$$N = \frac{f \cdot T}{u_{(1)}^2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{(i)}^2 dt = \frac{f}{u_{(1)}^2} \int_0^T u_{(i)}^2 dt \quad (34)$$

Całkę $u_{(i)}^2 dt$ we wzorze (34) można zastąpić całką $\int_0^T u^2 dt$ z zastrzeżeniem, że będzie to słuszne tylko dla napięć u przybierających wartości $u_{(1)}, u_{(2)}, u_{(3)} \dots$ itd. Dla wartości pośrednich wskazania mocy będą za małe. Pomiar będzie obciążony błędem kwantowania. Realizując powyższe przekształcenie wzoru (34) otrzymamy, że

$$N = \frac{f}{u_{(1)}^2} \int_0^T u^2 dt \quad (35)$$

Moc średnią wydzieloną na oporze R w czasie T można wyrazić przez

$$\bar{P} = \frac{1}{RT} \int_0^T u^2 dt \quad (36)$$

Podstawiając wartości całki z (35) do (36) otrzymamy

$$\bar{P} = \frac{u_{(1)}^2}{R \cdot T \cdot f} \cdot N \quad (37)$$

Ponieważ częstotliwość próbkowania jest na ogół duża i po czasie 1 sekundy wynik liczbowy N zarejestrowany w sumatorze dwójkowym stanowiłby niepotrzebnie dużą liczbę, znacznie przekraczającą wymagania na rozdzielczość odczytu, to matryca dekodująca jest połączona z dalszą częścią sumatora dwójkowego począwszy od jego binady o numerze $(q+1)$, gdzie q jest to liczba pierwszych binad nie połączonych z matrycą dekodującą. Można zatem wyrazić stosunek wskazań sumatora dwójkowego do wskazań W matrycy dekodującej jako

$$\frac{N}{W} = 2^q \quad (38)$$

Z (37) i (38) mamy, że

$$\bar{P} = \frac{u_{(1)}^2 \cdot 2^q}{R \cdot T \cdot f} \cdot W \quad (39)$$

Czas uśredniania T jest odmierzany automatycznie za pomocą bramki Br i układu czasowego sterowanego generatorem zegarowym. Może on być regulowany skokami, w granicach od 1 sekundy do 1 godziny, za pomocą dzielnika liczby impulsów Dz_1 .

Aby moc średnia wyrażająca się wzorem (39) nie była bezpośrednio zależna od czasu uśredniania, to – jednocześnie z określonym ustawieniem dzielnika liczby impulsów w układzie czasowym – następuje (w takim samym stosunku) obniżenie częstotliwości impulsów próbkujących za pomocą dzielnika Dz_2 . Sumaryczna liczba impulsów próbkujących podczas pomiaru jest zawsze stała i niezależna od czasu uśredniania T . Wprowadźmy współczynnik redukcji częstotliwości impulsów próbkujących k_3 i uwzględnijmy go we wzorze (39), przez zastąpienie parametru f wyrażeniem $\frac{f}{k_3}$; otrzymamy wtedy

$$\bar{P} = \frac{u_{(1)}^2 \cdot 2^a \cdot k_3}{R \cdot T \cdot f} \cdot W \quad (40)$$

Ponieważ jednak

$$\frac{k_3}{T} = 1 \quad (41)$$

dlatego

$$\bar{P} = \frac{u_{(1)}^2 \cdot 2^a}{R \cdot f} \cdot W \quad (42)$$

Błąd kwantowania może być zmniejszony przez taki dobór parametrów miernika, aby określone wskazania mocy odpowiadały nie napięciom programowym komparatorów lecz pewnym wartościom położonym wewnątrz przedziałów kwantowania, które można nazwać „osiąmi przedziałów kwantowania”. Dla danego rozkładu statystycznego można tak dobrać położenie osi przedziałów, że błąd kwantowania będzie równał się zeru. Wprowadzając współczynnik położenia osi przedziału kwantowania m jako stosunek wartości napięcia odpowiadającego położeniu osi przedziału do wartości napięcia dolnej granicy przedziału kwantowania zauważymy, że współczynnik ten może przybierać wartości od 1 do $\sqrt{2}$. Gdy $m = 1$, wtedy moc odpowiada dolnej granicy przedziału, a błąd kwantowania będzie miał zawsze wartość ujemną. Gdy $m = \sqrt{2}$, wtedy moc odpowiada górnej granicy przedziału, a błąd kwantowania będzie miał zawsze wartość dodatnią. Przeprowadzona wstępna, teoretyczna analiza błędów kwantowania dla kilku rozkładów statystycznych [20] wykazała, że błąd ten jest rzędu 7–8% dla $m = 1$ lub $m = \sqrt{2}$ i szerokości przedziałów stosowanych w opisanym układzie miernika, natomiast dla każdego z tych rozkładów statystycznych istnieje najkorzystniejsze położenie osi przedziału kwantowania, dla którego błąd równa się zeru. Sygnały w łączach telekomunikacyjnych charakteryzują się różnymi rozkładami statystycznymi zależnie od rodzaju (natury) sygnału. Sy-

gnąły zbiorcze w systemach wielokrotnych; szczególnie o liczbie kanałów powyżej 240, charakteryzują się na ogół rozkładem normalnym

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \quad (43)$$

natomiast sygnały rozmówne w pojedynczym kanale telefonicznym – rozkładem „pierwiastkowym” [21, 22] typu

$$f(x) = \frac{\sqrt[4]{30}}{2} \cdot \exp(-\sqrt[4]{120} \cdot \sqrt{x}) \quad (44)$$

Dla obu tych rozkładów błąd kwantowania staje się równy zero, gdy

$$m \cong 1,777 \quad (45)$$

Współczynnik położenia osi przedziału kwantowania m można uwzględnić we wzorze (42) zastępując wielkość „ $u_{(1)}^2$ ” wielkością „ $m^2 \cdot u_{(1)}^2$ ”, otrzymamy wtedy

$$\bar{P} = \frac{m^2 \cdot u_{(1)}^2 \cdot 2^a}{R \cdot f} \cdot W \quad (46)$$

Wzór (46) można przedstawić w nieco innej postaci. Mianowicie z (28) mamy, że

$$u = \frac{u_{2_1}}{k_1 k_{2_1}} \quad (47)$$

a więc także

$$u_{(1)} = \frac{u_{2_{(1)}}}{k_1 \cdot k_{2_1}} \quad (48)$$

Podstawiając (48) do (46) otrzymamy

$$\bar{P} = \frac{m^2 \cdot u_{2_{(1)}}^2 \cdot 2^a}{k_1 f \cdot k_1^2 \cdot k_{2_1}^2} \cdot W = k \cdot W \quad (49)$$

gdzie

$$k = \frac{m^2 \cdot u_{2_{(1)}}^2 \cdot 2^a}{r \cdot f \cdot k_1^2 \cdot k_{2_1}^2} \quad (50)$$

Dynamika miernika w układzie przedstawionym na rys. 3 wynosi

$$10 \lg 2^{34} = 102,35 \text{ dB} \quad (51)$$

W opisanym układzie sumator dwójkowy może być zastąpiony sumatorem dekadowym, co ma tę dobrą stronę, że maczyca dekodująca, przetwarzająca wynik liczbowy z systemu dwójkowego na system dziesiętny i która może być trudna do wykonania, staje się zbyteczna. Jednakże zastosowanie sumatora dekadowego będzie wymagało poczynienia dodatkowych sprzężeń zwrotnych w dekadach, które by umożliwiły bezbłędną pracę dekad niezależnie od tego, na który element

(przerzutnik) dekady zostaną podane impulsy, a także odpowiedniej zmiany napięć progowych komparatorów dla zachowania prawidłowego, kwadratującego działania układu.

Opisany układ ziarnisty pozwala realizować dowolną funkcję (nie tylko kwadratową) dzięki możliwości swobodnego doboru progowych napięć komparatorów.

4. PORÓWNANIE KONCEPCJI ROZWIĄZAŃ UKŁADOWYCH MIERNIKA

Obie koncepcje rozwiązań układowych miernika o dużej dynamice mają swoje zalety i wady. Porównując je ze sobą można zestawić zalety poszczególnych rozwiązań.

Zalety układu miernika według rozwiązania 1 są następujące:

- brak błędu kwantowania,
- możliwość pomiarów sygnałów losowych o dowolnym rozkładzie statystycznym, jak również przebiegów okresowych oraz niezależność błędu pomiaru od typu rozkładu statystycznego mierzonego sygnału (podczas gdy w rozwiązaniu 2 błędy pomiaru są zależne od typu rozkładu, a pomiary sygnałów impulsowych zwłaszcza o stałej amplitudzie lub też pomiary sygnałów okresowych skorelowanych z częstotliwością impulsów próbkujących mogą być obarczone błędami wskutek kwantowania),
- nieskomplikowane układy cyfrowe miernika (podczas gdy w rozwiązaniu 2 wykonanie matrycy dekodującej względnie innych urządzeń do przetwarzania zapisu dwójkowego na system dziesiętny może nasuwać pewne trudności). Natomiast do zalet układu miernika według rozwiązania 2 zaliczamy:
- spodziewany mniejszy dryft i czas nagrzewania miernika oraz mniejsze błędy pomiaru (jeśli pominąć błąd kwantowania) w porównaniu z układem wg rozwiązania 1 (a to wskutek braku kwadratorów i przetworników „napięcie-częstotliwość”, które zasadniczo są elementami ograniczającymi dynamikę i będącymi źródłem dryftu),
- łatwość uzyskania właściwej charakterystyki miernika (gdyż jest ona określona punktowo, przez napięcie progowe poszczególnych komparatorów, ustalone indywidualnie. Dobór każdego punktu charakterystyki nie ma wpływu na pozostałe jej punkty),
- brak elementu przełączającego pracę kanałów, jak to ma miejsce w układzie wg rozwiązania 1 (co może być przyczyną zmniejszenia błędu pomiaru),
- szybsze i łatwiejsze wykonanie miernika w produkcji (z powodu większej liczby podzespołów powtarzalnych i stosunkowo mniej skomplikowanych, jak np. układy cyfrowe, bramki, komparatory oraz z powodu braku takich podzespołów, jak kwadratory i przetworniki „napięcie-częstotliwość”, których opracowanie i uruchomienie zajmuje dużo czasu),

- możliwość oparcia budowy miernika całkowicie na podzespołach i elementach produkcji krajowej (gdyż cyfrowe i logiczne układy scalone są dostępne w kraju, podczas gdy niezbędne do rozwiązania 1 scalone układy analogowe, jak np. kwadratory i przetworniki „napięcie-częstotliwość” nie są w kraju produkowane)

5. PRAKTYCZNA REALIZACJA MIERNIKA

Budowa miernika o dużej dynamice prowadzona jest w Instytucie Łączności „dwutorowo” tj. według koncepcji obu przedstawionych rozwiązań układowych, a to z uwagi na dużą liczbę podzespołów wspólnych dla obu rozwiązań. Dopiero w drugim etapie budowy miernika, po zdobyciu lepszego rozeznania o zaletach i wadach poszczególnych rozwiązań, zostanie powzięta ostateczna decyzja co do wyboru układu miernika.

Projektowany miernik, o nazwie roboczej MMS-2, ma być przeznaczony w zasadzie do pomiarów mocy średniej sygnałów użytecznych (tzn. sygnałów rozmownych i „zamierzonych” sygnałów sygnalizacyjnych przesyłanych przy poprawnie działających urządzeniach komutacyjnych) i zakłóceń (szumów, impulsów „niezamierzonych” np. trzasków komutacyjnych itp.) w następujących rodzajach kanałów i ich grupach:

- kanał telefoniczny w położeniu naturalnym, pasmo 0,3 ... 3,4 kHz ($R = 600 \Omega$, wejście symetryczne);
- kanał radiofoniczny w położeniu naturalnym, pasmo 0,03 ... 15 kHz ($R = 600 \Omega$, wejście symetryczne)
- grupa pierwotna w położeniu podstawowym, pasmo 60 ... 108 kHz ($R = 150 \Omega$, wejście symetryczne)
- grupa wtórna w położeniu podstawowym, pasmo 312 ... 552 kHz ($R = 75 \Omega$, wejście niesymetryczne)
- grupa 24-kanałowa (trakt liniowy), pasmo 6 ... 108 kHz ($R = 150 \Omega$, wejście symetryczne)
- grupa 60-kanałowa (trakt liniowy), pasmo 12 ... 252 kHz oraz 60 ... 300 kHz ($R = 150 \Omega$ wejście symetryczne i $R = 75 \Omega$ wejście niesymetryczne)
- grupa 120-kanałowa (trakt liniowy), pasma 12 ... 552 kHz oraz 60–552 kHz ($R = 150 \Omega$, wejście symetryczne oraz $R = 75 \Omega$, wejście niesymetryczne).

Poza tym – w granicach swoich możliwości pomiarowych – miernik mógłby znaleźć zastosowanie do pomiarów mocy średniej również innych sygnałów.

Projektowane, podstawowe dane techniczne miernika są:

- zakres pomiaru mocy średniej: $10^{-10} \text{ WO} \div 2 \cdot 10^{-2} \text{ WO}$ co odpowiada poziomowi mocy średniej: $-70 \text{ dBmO} \div 13 \text{ dBmO}$ (w jednym, niepodzielnym zakresie),
- zakres częstotliwości mierzonych sygnałów: 30 Hz \div 552 kHz,
- czas uśredniania: 1 sekunda, 1 minuta i 1 godzina oraz po kilka innych pośrednich wartości w przedziałach: 1 sekunda \div 1 minuta i 1 minuta \div 1 godzina

- odczyt wskazań: cyfrowy, w jednostkach mocy, natychmiast po zakończonym pomiarze
- Oprócz tego miernik będzie zaopatrzone w urządzenia (nie uwzględnione w wyżej podanych opisach i schematach rozwiązań układowych), które umożliwią:
 - dopasowanie wskazań miernika do impedancji w punkcie pomiaru ($R = 600 \Omega$, 150Ω i 75Ω)
 - dopasowanie czułości miernika do poziomu względnego panującego w punkcie pomiaru w granicach od -48 dBr do $+12$ dBr
 - włączanie wbudowanych filtrów psfometrycznych dla telefonii i radiofonii, spełniających zalecenia CCITF lub innych ograniczających pasmo
 - współpracę z dalekopisem, dziurkarką i drukarką, pracujących w kodzie pięćścieżkowym
 - sterowanie pomiarem w sposób ręczny lub sygnałami sterującymi doprowadzonymi z zewnątrz według ustalonego programu
 - automatyczne wyświetlanie, w razie potrzeby tylko 3 cyfr znaczących we wskaźniku cyfrowym.

WYKAZ LITERATURY

1. *Hussenot – Desenonges C., Baudoin J.*: Measure de la valeur quadratique d'un signal aleatoire. *Electronique Industrielle* 1966, nr 99 i 1967, nr 100
2. *Geräuschintegrations-Messautomat K 1003*. W: Siemens Aktiengesellschaft. Messgeräte für die Nachrichtentechnik 12 Ausgabe. October 1968
3. *Eremin G. P., Skredov V. M., Lappa O. P., Choronevic L. V.*: Voltmetr dlja termoanemometra. *Pribory i Technika Eksperimenta*, 1972, nr 4
4. *Kühlwetter J.*: Ein Verfahren zur Messung des arithmetischen und quadratischen Langzeit-Mittelwertes von Signalen. *Frequenz*, 1973, nr 11
5. *Urbat R.*: Einfacher und besser messen mit SEM. *Funkschau*, 1973, nr 25
6. *Povch I. L., Eremin G. P., Kondratenko V. G., Pljuschin N. I., Jacenko A. I.*: Izmerenie srednekvadraticnogo znaceniija sumovych signalov. *Pribory i Technika Eksperimenta*, 1974, nr 2
7. *Taranenko A. D., Eremin Ju. N.*: Ustrojstvo dlja izmerenija srednego znaceniija polja signalov kv radiostancij. *Elektrosvjaz*, 1974, nr 2
8. *Tawfig T. K.*: A Digital Noise Integrating Instrument. *Teletechnik*, 1974, nr 2
9. *Gelfand V. M.*: Izmerenije moscnosti radiotelevizionnych peredajuschich stancij po metodu analogo-cifrovogo preobrazovanija. *Trudy NIIR*, 1974, nr 4
10. *Digitaler Geräuschpegelmesser PMD-1*. W: Wandel u. Goltermann. Gesamtkatalog 74/75
11. *Tumfart S.*: New instruments use probabilistic principles. *Electronics*, 1975, nr 15
12. *Mirskij G. Ja.*: Izmerenie srednej moscnosti i dispersii. W: Radioelektronnyje izmerenija. Moskva. Energija 1975
13. *Biłobrzęski R.*: Statystyczne pomiary analogowych sygnałów losowych. IV: Aparatura do wyznaczania wartości parametrów sygnałów losowych. *Wiadomości Telekomunikacyjne*, 1976, nr 5
14. *Gordos G.*: Einige Aspekte und Geräte bei der Messung von Zufallssignalen. *Nachrichtentechnik Elektronik*, 1974, nr 2

15. Nowicki M.: Miernik mocy średniej sygnałów losowych. 20 lat cyfrowej techniki pomiarowej w Polsce. Warszawa: PIE 1974, s. 75–78. Informacje, Studia, Przyczynki nr 4/2 1974
16. Dudziewicz J.: Miernik mocy średniej sygnałów losowych. Prace Instytutu Łączności, 1974, nr 3 (75)
17. CCITT. Zalecenie G222: Założenia dotyczące szumów, do projektowania urządzeń systemów nośnych w łączu odniesienia 2500 km i zalecenie G223: Założenia do obliczania szumu w łączach odniesienia dla telefonii. W: Księga Zielona T. III-1 Warszawa: WKŁ 1976
18. Wstępne ograniczanie zakłóceń impulsowych generowanych przez urządzenia komutacyjne. J. Łyczkowski i in. 1976 GUTM. Wniosek racjonalizatorski nr 1/76. Wniosek zawierający m.in. wyniki badań zakłóceń w łączach telefonicznych, przeprowadzonych przez Centralne Laboratorium Telekomunikacji Międzymiastowej w roku 1975.
19. Białobrzęski R.: Błędy pomiarów mocy średniej sygnałów losowych przy ograniczonej dynamice układów elektronicznych miernika. Prace Instytutu Łączności, 1974, nr 4 (76)
20. Wyznaczanie charakterystyki błędu pomiaru mocy średniej w funkcji górnej granicy przetwarzania. Instytut Łączności 1976, wiele liczbowań [maszynopis]. Dokumentacja wewnętrzna Centralnej Izby Pomiarów Telekomunikacyjnych Z-12 Instytutu Łączności.
21. CCITT: Charge artificielle pour des systemes d'un capacite inferieure a 60 voies – Generateur de bruit simulant la parole. Geneve 1971. Com. Sp. C. Nr 67
22. Przypadek sygnału o rozkładzie „pierwiastkowym”. W: Białobrzęski R. Analiza i ocena błędów pomiarów wartości mocy średniej stochastycznych sygnałów telekomunikacyjnych. Praca doktorska. Instytut Łączności. Warszawa 1975.

М. Новицкий

КОНЦЕПЦИИ СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ ИЗМЕРИТЕЛЯ СРЕДНЕЙ
МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СЛУЧАЙНОГО ХАРАКТЕРА С ДИНАМИКОЙ СВЫШЕ
100 дБ.

Резюме

В статье описаны две концепции схемы измерителя средней мощности сигналов, обладающих динамикой свыше 100 дБ:

- первая обоснованная на применении аналогового принципа,
- вторая на применении дискретного метода измерений.

Измеритель этот будет предназначен для статистических измерений средней мощности сигналов и шумов в системах передачи дальней связи.

Michał Nowicki

CONCEPTS OF SCHEME SOLUTIONS OF THE RANDOM
SIGNAL MEAN POWER METER WITH DYNAMIC OF OVER 100 dB

Summary

The paper describes two concepts of scheme solutions of the random signal mean power meter with the dynamic of over 100 dB, the first based on the analog signals and the second on the discrete ones.

The meter is foreseen for statistical measurements of the mean power of useful signals, applied in telecommunication transmission systems and of the noise values occurring in these systems.

Michał Nowicki

CONCEPTIONS DE SOLUTION DU SCHEMA DE L'APPAREIL DE MESURE
DE LA PUISSANCE MOYENNE DES SIGNAUX ALÉATOIRES
AYANT LA DYNAMIQUE AU-DESSUS DE 100 dB

Résumé

Dans l'article sont présentées deux conceptions de solution du schéma de l'appareil de mesure de puissance moyenne, ayant la dynamique au-dessus de 100 dB; la première est basée sur l'application des signaux analogues et la seconde sur l'application des signaux discrets.

L'appareil de mesure est destiné aux mesures statistiques de la puissance moyenne des signaux utilisés dans les systèmes de transmission de télécommunication et des bruits qui y apparaissent.

Michał Nowicki

KONZEPTIONEN DER SCHALTUNGSLÖSUNGEN
DES MITTELWERTLEISTUNGSMESSERS
MIT DYNAMIK GRÖßER ALS 100 DB

Zusammenfassung

In dem Artikel wurden zwei Konzeptionen der Schaltungslösungen des Mittelwertleistungsmessers mit Dynamik grösser als 100 dB beschrieben: die erste stützt auf Anwendung der Analogtechnik und die zweite basiert auf Anwendung der Digitaltechnik.

Der Messer ist für statistische Messungen der Mittelwertleistung der Netzsignale und der Geräusche in Übertragungssystemen der Fernmeldenetze bestimmt.

Krystyna Palmowska

MODELOWANIE SIECI TRANSMISJI DANYCH ZA POMOCA PODSYSTEMU INFORMATYCZNEGO „TELEDACJA”

(komunikat)

W celu umożliwienia badań sieci teledacyjnej (transmisji danych) opracowany został w Zakładzie Sieci Telekomunikacyjnych oraz w Resortowym Ośrodku Elektronicznego Przetwarzania Danych przy Instytucie Łączności¹⁾ – podsystem informatyczny o nazwie „TELEDACJA”²⁾. Podsystem ten jest zestawem kilku programów obliczeniowych, z których każdy rozwiązuje określone zagadnienie z zakresu modelowania rozpatrywanej sieci.

Koncepcja systemu powstała z potrzeby opracowania przyrządu badawczego, który w szybkim czasie umożliwiłby ocenę skutków przyjęcia różnego typu założeń prognostycznych, dotyczących rozwoju sieci teledacyjnej, ważkich z punktu widzenia wielkości obciążenia międzymiastowej sieci teletransmisyjnej. Wstępne oszacowania wykazały bowiem, że obciążenie to obliczone przy istniejących prognozach, ma istotne znaczenie dla planowania całej sieci telekomunikacyjnej.

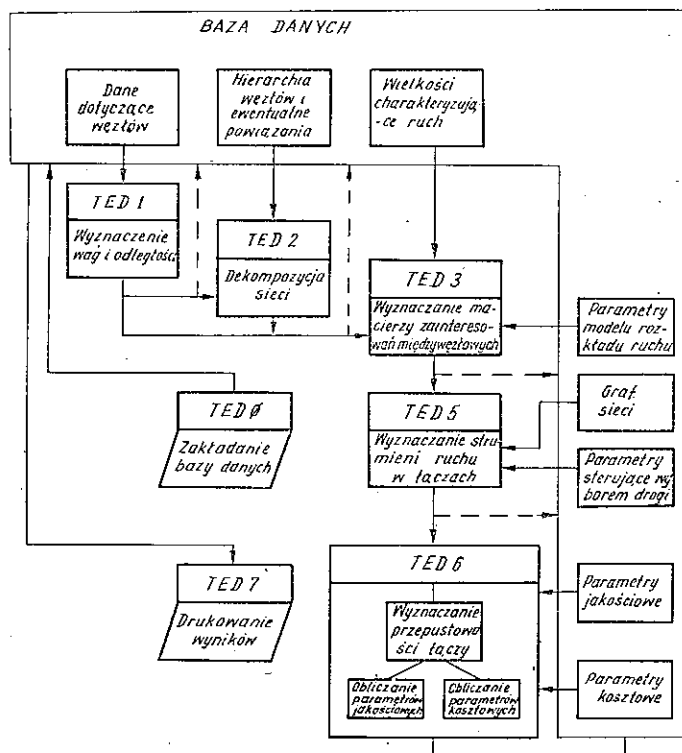
Opracowane programy posłużyły w pierwszej kolejności do badań międzywojewódzkiej sieci teledacyjnej powszechnego użytku w przedziale lat 1990–1995. Przyjęto założenie robocze, że badana międzymiastowa sieć teledacyjna (podstawowa) obejmuje 49 węzłów wojewódzkich oraz, że ma ona dwupłaszczyznową strukturę hierarchiczną.

Proces modelowania sieci (rys. 1), realizowany w kolejnych programach systemu TELEDACJA można przedstawić w następujący sposób.

Dany jest zbiór węzłów, opisany przez swoje położenie geograficzne, oraz wagi charakteryzujące ich wielkość. Każdy węzeł jest traktowany jako generator ruchu o pewnej wartości średniej, wyrażonej średnią ilością bitów napływających w ciągu sekundy do sieci. Rozdział tego ruchu między poszczególne relacje określa przyjęty model generacji i rozplywu ruchu. Zgodnie z tym modelem, zakładając łączny ruch generowany w sieci, obliczana jest macierz zainteresowań ruchowych międzywęzłowych, której element (i, j) określa przepływ informacji od węzła i do węzła j .

¹⁾ Metodyka i założenia podsystemu „TELEDACJA” zostały opracowane przez mgr inż. K. Palmowską, natomiast organizację programistyczną i realizację programów zapewnił zespół pod kierunkiem mgr E. Szwed.

²⁾ Podsystem ten jest częścią składową systemu informatycznego pn. „MARS” służącego do modelowania i badań optymalizacyjnych sieci telekomunikacyjnej.



Rys. 1. Uproszczony schemat procesu modelowania sieci teledacyjnej

W zbiorze węzłów wyróżnia się podzbiór węzłów głównych, uprzywilejowanych pod względem wagi bądź swego centralnego położenia w sieci. Dopelnienie tego zbioru stanowi podzbiór węzłów końcowych. Wprowadzamy przyporządkowanie, w którym każdemu węzłowi końcowemu odpowiada jeden i tylko jeden węzeł główny. Przyporządkowanie to jest wyznaczane w procesie dekompozycji sieci.

Strukturę topologiczną sieci reprezentuje graf, opisany zbiorem węzłów i łączących je gałęzi (łączy teledacyjnych¹⁾).

Według przyjętych założeń, węzeł końcowy jest połączony tylko jednym łączem z odpowiednim węzłem głównym, natomiast węzeł główny może być połączony z wieloma (w skrajnym przypadku ze wszystkimi) węzłami głównymi. Droge przepływu informacji w sieci między każdą parą węzłów określają przyjęte zasady kierowania ruchu, według których wybierana jest trasa najkrótsza i z minimalną liczbą węzłów pośrednich. Wyznaczenie tych tras pozwala na obliczenie wielkości strumieni ruchu płynącego przez poszczególne gałęzie i węzły.

¹⁾ Pod pojęciem łącza teledacyjnego rozumiana jest całość środków służących do transmisji danych między daną parą węzłów, niezależnie od ich realizacji technicznej (łącze takie może być zrealizowane w technice cyfrowej bądź analogowej i może powstać w wyniku zwielokrotnienia — częstotliwościowego bądź czasowego).

Na tej podstawie i biorąc pod uwagę założone parametry jakości transmisji zależne od typu komutacji, (np. średnie opóźnienie wiadomości przy komutacji wiadomości lub współczynnik strat ruchu przy komutacji łączy) ustalana jest przepustowość poszczególnych gałęzi sieci oraz ich koszt. W ostatniej fazie obliczeń wyznacza się wielkości zbiorcze dla całej sieci i określa ogólne jej wskaźniki jakościowe i kosztowe.

System TELEDACJA składa się z siedmiu niezależnych programów napisanych w językach FORTRAN 1900 i PLAN (tabl. 1).

Tablica I

Wykaz programów podsystemu TELEDACJA

Lp.	Nazwa	Tytuł	Funkcja	Język programów
1	TED 0	WCZYTANIE DANYCH	Wczytanie zbioru danych wejściowych i zapisanie ich w zbiorze TEDA-DAN-WYN lub aktualizacja zbioru TEDA-DAN-WYN	PLAN
2	TED1	WYZNACZENIE WAG I ODLEGŁOŚCI	Wyznaczanie odległości międzywęzłowych i wag znormalizowanych węzłów	FORTRAN
3	TED2	DEKOMPOZYCJA SIECI	Podział zbioru węzłów na podzbiory odpowiadające regionom	FORTRAN
4	TED3	WYZNACZENIE MA-CIERZY ZAINTERE-SOWAŃ	Wyznaczanie zainteresowań międzywęzłowych i międzyregionalnych wg różnych wariantów modeli generacji i rozplywu ruchu	FORTRAN
5	TED5*	KIEROWANIE RU-CHU	Wyznaczanie strumieni ruchu w łączach	FORTRAN
6	TED6	WYZNACZENIE PA-RAMETRÓW SIECI	Wyznaczanie podstawowych parametrów dotyczących węzłów i łączy oraz ich sumowanie dla całej sieci	FORTRAN
7	TED7	DRUKOWANIE WY-NIKOW.	Wydruk danych dotyczących poszczególnych łączy i węzłów oraz danych zbiorczych (łączy i węzłów); wydruk wartości wybranych pól zbioru TEDA-DAN-WYN	PLAN

* TED4 jest programem usuniętym w trakcie realizacji podsystemu

Program pierwszy o nazwie TED \emptyset , pełniący w tym systemie rolę bazy danych, ma za zadanie wczytanie danych wejściowych i zapisanie ich na taśmie magnetycznej.

Program ostatni o nazwie TED7 może drukować dowolne informacje zawarte w bazie danych, a więc zarówno obliczone parametry sieci i jej elementów jak i dane wejściowe. Każdy z pozostałych programów oznaczonych nazwami od TED1 do TED6 realizuje określone zadanie z zakresu modelowania sieci; potrzebne mu dane pobiera z bazy danych, a wyniki zapisuje również w bazie danych. Możliwa jest również kontrola działania poszczególnych programów poprzez wydruki kontrolne, uzyskane w czasie ich działania.

W operacji standardowej zapewnione jest automatyczne uruchamianie kolejnych programów od TED \emptyset do TED7, jednak ze względu na niezależność programów mogą one być uruchamiane w dowolnej kolejności i zestawie.

Taka organizacja ułatwia wprowadzenie sprzężeń optymalizacyjnych, kiedy to w kolejnych iteracjach będzie automatycznie poszukiwany graf o możliwie najlepszych parametrach. Innym elementem, zwiększającym elastyczność sterowania przebiegiem obliczeń jest wykorzystanie tzw. przełączników, które umożliwiają wybór jednego z kilku możliwych wariantów rozwiązań pewnych fragmentów programu w zależności od zadanych parametrów sterujących.

Wszystkie wymienione cechy organizacji podsystemu zapewniają jego uniwersalność (możliwe jest zastosowanie go do zagadnień modelowania także innych sieci np. telegraficznej) oraz łatwość rozbudowy.

Dane wejściowe, wykorzystywane w kolejnych programach systemu można podzielić na następujące grupy:

- informacje dotyczące węzłów (współrzędne geograficzne oraz wagi),
- warunki narzucone na strukturę topologiczną sieci (hierarchia węzłów i ich ewentualne powiązania, graf sieci łączącej węzły główne),
- parametry generacji ruchu i parametry modelu rozkładu ruchu (np. liczba abonentów i ich podział na kategorie, rozdział ruchu na wewnętrzny i międzyregionalny),
- parametry sterujące wyborem drogi,
- parametry jakościowe, w zależności od typu komutacji,
- współczynniki dla obliczenia kosztów łączy i węzłów,
- ew. współczynniki określające przyjęte rezerwy przepustowości gałęzi.

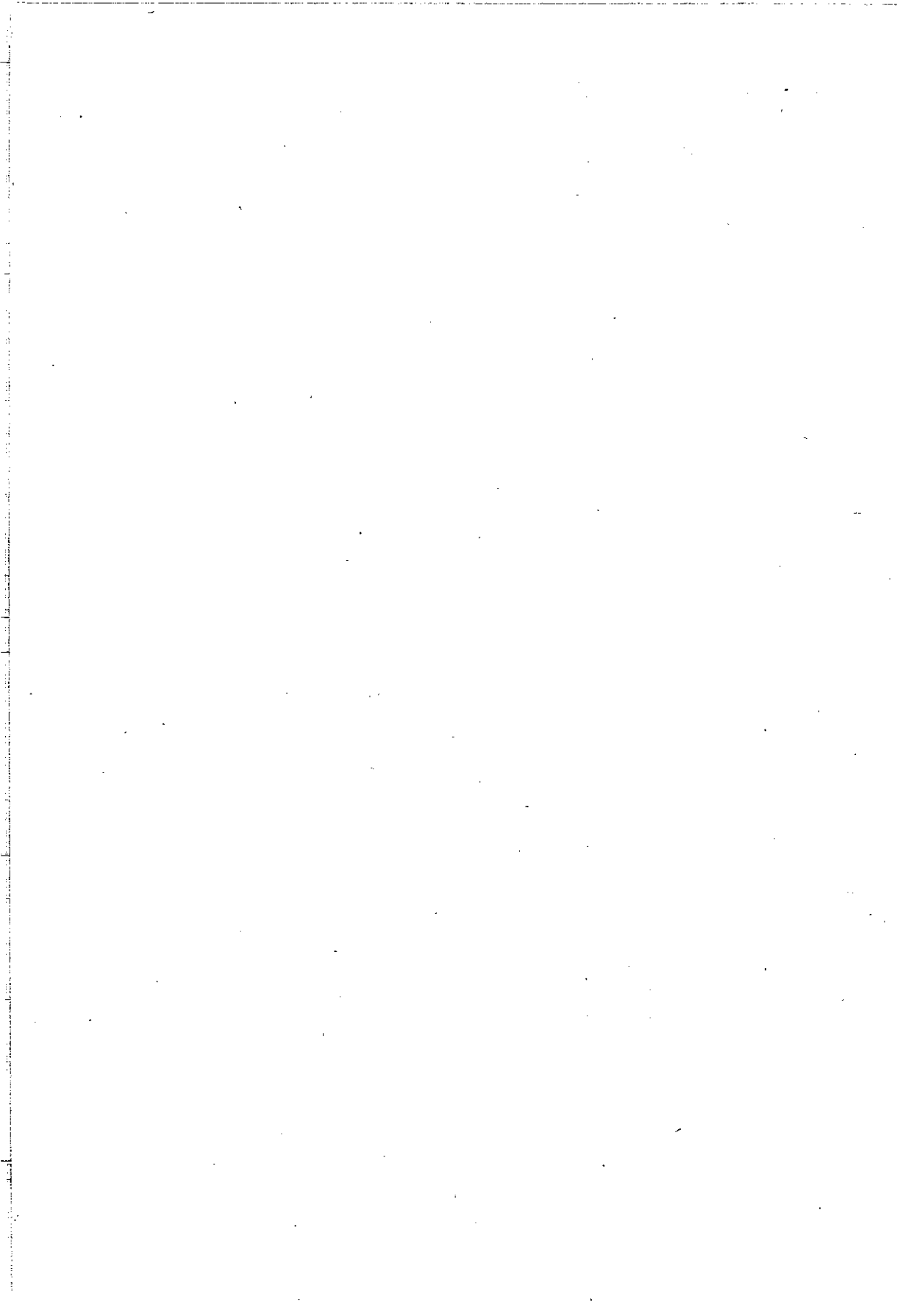
Dane wyjściowe (wyniki obliczeń) obejmują zarówno parametry zbiorcze dla całej sieci – z rozbiciem na płaszczyzny wynikające z hierarchicznej struktury sieci – jak i parametry dotyczące poszczególnych gałęzi i węzłów. Są to przede wszystkim:

- strumienie ruchu płynącego w sieci i w jej elementach, (węzłach i gałęziach),
- przepustowość gałęzi wyrażona liczbą przeliczeniowych grup pierwotnych (ew. z rozbiciem na poszczególne kategorie abonentów),
- parametry jakościowe transmisji,
- koszt w jednostkach względnych.

Ponadto możliwy jest wydruk wszystkich innych informacji uzyskiwanych w poszczególnych fazach modelowania a zawartych w bazie danych.

Przyjęta struktura systemu, charakteryzująca się dużą elastycznością umożliwia ponadto wykorzystanie go do badań optymalizacyjnych struktury topologicznej sieci tj. poszukiwania struktury, która przy danych założeniach będzie się charakteryzować możliwie najkorzystniejszym układem wskaźników takich jak koszt przesłania jednostki strumienia w sieci (w jednostkach umownych) czy średnie opóźnienie wiadomości.

System TELEDACJA będzie wykorzystywany w Instytucie Łączności do prac naukowo-badawczych, których zadaniem jest opracowanie, racjonalnie dobranej do warunków krajowych, koncepcji sieci teleinformatycznej powszechnego użytku. Sieć taka prawdopodobnie będzie tworzona w Polsce w drugiej połowie lat osiemdziesiątych i rozbudowywana w latach dziewięćdziesiątych.



Romuald Białobrzęski
Kazimierz Sosin

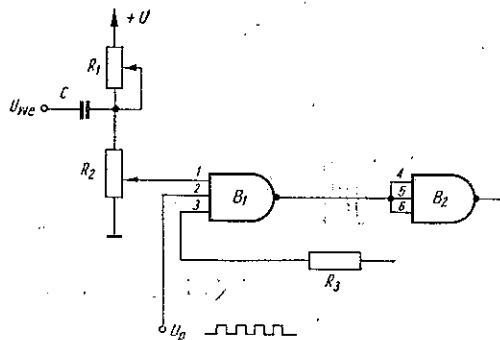
Komunikat

KOMPARATOR NAPIĘCIOWY Z PRÓBKOWANIEM

Problematyka porównywania (komparacji) napięć sygnałów elektrycznych w miernikach cyfrowych jest zagadnieniem o poważnym znaczeniu, szczególnie przy przetwarzaniu napięć analogowych na sygnały cyfrowe. Można zaryzykować stwierdzenie, że komparator w układzie miernika stanowi najbardziej istotny element wpływający na niedokładność pomiarów (błąd miernika).

Cechą charakterystyczną dotychczas stosowanych komparatorów było występowanie zjawiska histerezy napięcia. Zjawisko to polega na tym, że napięcie progu wyłączenia jest mniejsze od napięcia progu włączania komparatora. Jest to zjawisko niepożądane i powodujące powstawanie błędów komparacji, szczególnie przy porównywaniu wartości chwilowych napięć szybkozmiennych.

W trakcie opracowywania miernika mocy średniej sygnałów losowych, w Pracowni Miernictwa Statystycznego w Instytucie Łączności, został opracowany komparator napięciowy z próbkowaniem pozwalający na wyeliminowanie zjawiska histerezy. Schemat ideowy tego komparatora został przedstawiony na rysunku 1. Układ

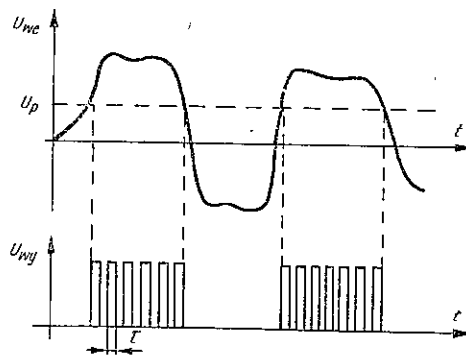


Rys. 1. Schemat blokowy komparatora

ten pozwala na zmianę napięcia o wartości równej lub większej od progu komparacji na ciąg impulsów o założonej częstotliwości powtarzania. Zastosowanie potencjometrycznego sterowania bramki B_1 , poprzez zmienne rezystancje R_1 i R_2 zapewnia możliwość uzyskania dla napięć przemiennych szerokiego zakresu nastawiania (wyboru) napięć progowych w granicach od 150 mV do 15 V. Zasadniczą cechą opisywanego komparatora, odróżniającą go od dotychczas stosowanych tego typu układów, jest dołączenie do trzeciego wejścia bramki (typu NIE-I) sygnału w postaci

wąskich impulsów próbkujących. Dołączenie tego sygnału powoduje właśnie wyeliminowanie zjawiska histerezy dla napięć wejściowych wyłączających komparator.

Zasada działania komparatora jest następująca. Jeżeli napięcie wejściowe U_{we} jest mniejsze od napięcia progowego komparatora, wówczas komparator jest zablokowany, a na wyjściu bramki B_1 panuje napięcie, którego wartość odpowiada wartości jedynki logicznej. Impulsy próbkujące nie są wtedy przepuszczane przez zablokowaną bramkę B_1 , a na wyjściu komparatora (bramka B_2) występuje napięcie, którego wartość odpowiada wartości zera logicznego. Gdy napięcie U_{we} przekroczy wartość napięcia progu włączania układu, wówczas nastąpi przełączenie bramki w momencie koincydencji z napięciem próbkującym U_p . Przełączanie to jest znacznie przyspieszone dzięki zastosowaniu sprzężenia zwrotnego za pomocą rezystancji R_3 . Po przełączeniu bramki, na wyjściu komparatora pojawią się impulsy odpowiadające impulsom próbkującym, przy czym impulsy będą pojawiały się tak długo, jak długo napięcie U_{we} jest większe od napięcia progowego komparatora. Jeżeli częstość powtarzania impulsów próbkujących jest znacznie większa od częstości zmian napięcia wejściowego, wówczas błąd wynikający z braku koincydencji czasowej może być zmniejszony do minimum. Na rysunku 2 przedstawiono przebieg napięć na wejściu i wyjściu komparatora.



Rys. 2. Przebieg napięć na wejściu i wyjściu komparatora

Przeprowadzone badania wykazały, że maksymalna częstość powtarzania impulsów próbkujących wynosi 4 MHz, nie ma natomiast ograniczenia na częstość minimalną. Szerokość impulsów próbkujących powinna być $\tau \geq 100$ ns. Dodatkową zaletą opisywanego komparatora jest możliwość jego blokady przez podanie sygnału zera logicznego zamiast impulsów próbkujących.

AUTORZY



Doc. mgr inż. *MICHAŁ NOWICKI* urodził się w 1908 r. w Wilnie. Studia politechniczne ukończył w 1950 r. w Warszawie uzyskując stopień inżyniera elektryka i magistra nauk technicznych. Od roku 1935 pracował w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym, a po przerwie wojennej również w tym samym Instytucie aż do jego reorganizacji w roku 1951. Od roku 1952 do chwili przejścia na emeryturę (w końcu 1975 r.) pracował w Instytucie Łączności na stanowisku kierownika pracowni z wyjątkiem lat 1969–1970, kiedy pełnił obowiązki kierownika Zakładu Propagacji Fal Radiowych. W roku 1962 został powołany na stanowisko samodzielnego pracownika naukowo-badawczego, a w roku 1973 na stanowisko docenta. Główną dziedziną jego zainteresowań jest projektowanie specjalistycznych urządzeń pomiarowo-badawczych, a w szczególności urządzeń do badań statystycznych. Jest autorem kilkudziesięciu publikacji i opracowań z zakresu miernictwa telekomunikacyjnego oraz 4 patentów.



Mgr inż. *ANDRZEJ GAWEL* po ukończeniu studiów na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej w 1971 r. pracował w Zakładzie Doświadczalnym PAN „Unipan” na stanowisku konstruktora.

Od 1974 r. pracuje w Zakładzie Telewizji Instytutu Łączności, ostatnio na stanowisku starszego asystenta, zajmując się zagadnieniami dotyczącymi zastosowań techniki cyfrowej w telewizji.



Dr inż. *ALINA KARWOWSKA-LAMPARSKA* urodziła się 15 maja 1931 r. w Myszyńcu. Studia politechniczne ukończyła na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej: inżynierskie w 1954 r., magisterskie w 1956 r. Od 1955 r. pracuje w Zakładzie Telewizji Instytutu Łączności zajmując kolejno stanowiska: inżyniera laboratoryjnego, asystenta, starszego asystenta i adiunkta, a od 1970 r. pełni funkcję kierownika Pracowni Telewizyjnych Zagadnień Systemowych. Jej głównymi specjalnościami są zagadnienia miernictwa telewizyjnego oraz telewizyjnych systemów cyfrowych. W 1976 r. uzyskała stopień doktora nauk technicznych. Od 1971 r. prowadzi wykłady na doszkalających kursach specjalistycznych dla inżynierów z zakresu miernictwa telewizyjnego oraz telewizyjnych zagadnień transmisyjnych i nadawczych. Jest współautorką dwóch opracowań książkowych, autorką dwóch skryptów, współautorką normy branżowej oraz autorką licznych artykułów i prac naukowo-badawczych. Posiada ponadto osiem udzielonych patentów.