

1969

Nr 1 (88)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD  
ZAGADNIENI  
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

# PRZEGLĄD ZAGADNIENI ŁĄCZNOŚCI

ROK 9

WARSZAWA 1969

NR 1(88)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

**Redakcja**  
**Problemy Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności**

---

**Redaktor Naczelny - prof. Zenon Szpigler**

**Redaktorzy działów:**

**mgr inż. Władysław Cötner, mgr inż. Adam Moniuszko,**  
**mgr inż. Józef Możejko, dr Stanisław Włoczekowski**

**Adres Redakcji:**

**Instytut Łączności**

**Branżowy Ośrodek**

**Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej**

**Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1**

**NA PRAWACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO**

**Redaktor: J. Borkowska**

**Montaż tekstu: B. Drabik**

---

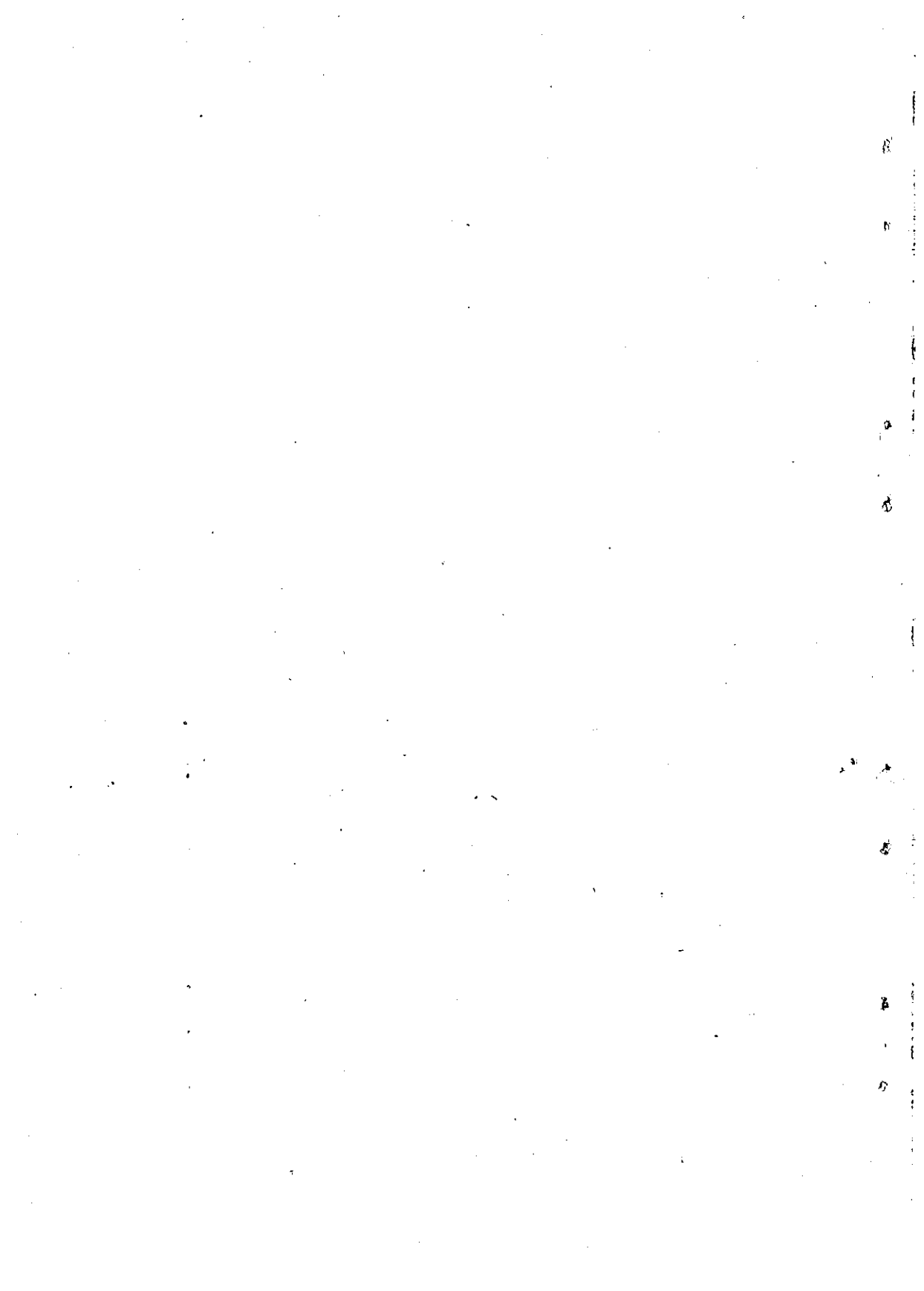
**Dział Wydawniczy Instytutu Łączności**  
**Format B5. Nakład 520. Druk ukończono**  
**w czerwcu 1969 r.**

PRZEGLĄD  
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI

Technika antenowa

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Scheuerecker F., Huber F.R.: Anteny dla radiofonii UKF i telewizji - Opracowali L. Szwad i A. Sitek	1
2. Page H., Whythe D.J.: Zakłócenia odbioru telewizyjnego w pasmie częstotliwości 40 - 70 MHz powodowane wyładowaniami koronowymi i opadami atmosferycznymi - Opracował J. Ścibielski	23
3. D.J. Bem: Superkierunkowość, dobroć i optymalizacja układów antenowych	60
4. Kuzniecowa W.D. i Paramonow W.K.: Zastosowanie sprzęgacza kierunkowego do dwuelementowego układu antenowego - Opracował L. Stasiński	102
5. Kuzniecowa W.D. i Paramonow W.K.: Przekształcenie krótkofalowych anten ścianowych z reflektorem strojonym w anteny szerokopasmowe - Opracował L. Stasiński	116



## ANTENY DLA RADIOFONII UKF I TELEWIZJI

Opracowali L. Szwad i A. Sitek na podstawie artykułu: UKW - Rundfunk - und Fernsehantennen, Scheuerecker F. (część I), Huber F.R. (część II). Neues von Rohde & Schwarz 1967, t. 28, nr. 9, s. 37-48.

### 1. SYSTEMY ANTEN NADAWCZYCH DLA ZAKRESU I, II i III

Zakresom I, II i III przyporządkowane są następujące pasma częstotliwości: <sup>1)</sup>

Zakres I	41 (47) ... 68 MHz	(telewizja)
Zakres II	87,5 ... 100 /108/ MHz	(radiofonia UKF)
Zakres III	174 ... 223 (230) MHz	(telewizja)

Najniższy kanał I zakresu jest praktycznie nie wykorzystany i w związku z tym zakres redukuje się do pasma 47 + 68 MHz. Zakres II w wielu przypadkach poszerza się do 108 MHz, a zakres III tylko sporadycznie do 230 MHz.

Ponieważ numery kanałów, maksymalne moce promieniowane w różnych kierunkach oraz rodzaj polaryzacji dla wszystkich europejskich telewizyjnych i radiofonicznych UKF ośrodków nadawczych są przewidziane przez Sztokholmski Plan Rozdziału Częstotliwości, projektowanie systemów antenowych sprowadza się do:

---

1) Dane dotyczą systemu CCIR.

- określenia kształtu poziomej charakterystyki promieniowania,

- wybrania anteny zapewniającej uzyskanie dla różnych kierunków założonej efektywnej mocy promieniowanej (patrz krzywe na rys. 1)<sup>1)</sup>.

Dla obszarów tropikalnych i nadmorskich są słuszne przebiegi określone w [1].

- określenie pionowej charakterystyki promieniowania pod kątem wyeliminowania szkodliwych przy odbiorze miejsc zerowych charakterystyki,

- rozwiązania konstrukcyjnego anteny, które odpowiadałoby istniejącym warunkom klimatycznym.

### 1.1. Pozioma charakterystyka

Jeżeli antena nadawcza znajduje się w środku terenu, który ma być objęty programem, pozioma charakterystyka promieniowania powinna być z reguły dookólna. Według aktualnych norm, różnica między minimami i maksimami charakterystyki nie może przekraczać 4 dB. Warunek ten spełniają między innymi anteny ze skrzyżowanymi dipolami oraz anteny motylkowe. Anteny tego typu stanowiąc prostą i lekką konstrukcję, najczęściej instalowane są w górnej części masztu. Antena ze skrzyżowanymi dipolami jest pokazana na rys. 2 (górze).

---

<sup>1)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.



W wielu przypadkach szczyt wieży lub masztu jest wykorzystywany do zamocowania anten pracujących w IV i V zakresie częstotliwości. Niższe partie masztu zajmowane są wtedy przez anteny I, II lub III zakresu, które składają się z kierunkowych elementów promieniujących (rys. 2. dół). Charakterystyki dookólne z dopuszczalną odchyłką od kształtu kolistego uzyskuje się przez "kwadratowe" ustawienie elementów wokół konstrukcji wsporczej. Przekrój poprzeczny masztu ze względu na zniekształcenia dookólnej poziomej charakterystyki nie powinien przekraczać określonych wymiarów. Poniżej podane są maksymalne wymiary określające przekrój poprzeczny masztu, przy których nierównomierności charakterystyki poziomej są mniejsze od 4 dB w stosunku do wartości maksymalnej charakterystyki. D - odpowiada średnicy przekroju kołowych konstrukcji nośnych lub długości boku kwadratowych konstrukcji.

Zakres I	D w m.	4...4,4
Zakres II		1,6
Zakres III		1,2

Na rysunku 3 pokazane są kierunkowe dwudipolowe elementy promieniujące przeznaczone do pracy w zakresie 85 do 95 MHz oraz 94 do 101 MHz. Rozwiązanie konstrukcyjne tego typu elementów pozwala na szybkie zmontowanie lub rozmontowanie całości na poszczególne części składowe. Konstrukcja promienników (wewnątrz których znajdują się elementy kompensujące), siatki reflektora i ramy nośnej, jest w wysokim stopniu zunifikowana. Rys. 4 pokazuje kie-

runkowy element czterodipolowy, przewidziany dla obszarów tropikalnych. Ponieważ nie istnieje tam możliwość oblodzenia, wszystkie połączenia są prowadzone liniami symetrycznymi niesłoniętymi, dzięki czemu konstrukcja jest w znacznym stopniu lżejsza i tańsza od wykonania normalnego, pokazanego na rys. 5. W celu "dopasowania" poziomej charakterystyki anteny do terenu napromieniowywanego należy wykorzystać możliwości polegające na:

- ustaleniu głównych kierunków promieniowania pojedynczych kierunkowych elementów promieniujących oraz sposobu ich ułożenia na konstrukcji wsporczej (przykład pokazano na rys. 6),

- zasilaniu pojedynczych elementów różną mocą i w różnej fazie.

Należy przy tym wziąć pod uwagę możliwość pełnej kompensacji fazowej w interesie dobrego dopasowania impedancyjnego [3].

Charakterystyki promieniowania obliczane są za pomocą maszyn cyfrowych na podstawie charakterystyk promieniowania pojedynczych elementów promieniujących. Obliczenie takie trwa kilka minut, co daje możliwość zbliżenia kształtu charakterystyki do przebiegu wymaganego przez klienta, w granicach fizycznych możliwości. Charakterystyki o stromych zboczach i ostrych ekstremach dają się szczególnie trudno realizować. Zamiast maksymalnego przybliżenia w całym zakresie zmian kąta charakterystyki poziomej stosuje się optymalne przybliżenie tylko w wąskim sektorze. Aby uzyskać z zadanych warunków

takie przedstawienie (pomijając dużą dokładność), wprowadzono pewne charakterystyczne wielkości, wynikające z przebiegów poziomych charakterystyk promieniowania typowej czteroelementowej grupy, promieniującej w III zakresie. Średnica masztu wynosi 1,2 m, elementy są umieszczone wzdłuż boków kwadratu i istnieje możliwość zmian położenia elementów o  $\pm 20^\circ$ . Rozważania dotyczyć będą względnych wartości natężenia pola, którego wartość maksymalną zredukowano do jedności. Wyniki uzyskane na podstawie przeprowadzonych rozważań będą tym mniej dokładne, im wartości względnego natężenia pola będą bardziej różne od jedności.

Zmiany względnej wartości natężenia pola na jednostkę kąta  $\frac{dE}{d\varphi} \approx 0,035 \dots 0,04$  należy uważać jako bardzo duże. Przykładowo charakterystyka pojedynczego elementu czterodipolowego daje przyrosty  $\frac{dE}{d\varphi} \approx 0,016 \dots 0,02$ . Na rysunku 7 przedstawiono trzy charakterystyczne wykresy i odpowiadające im wartości  $\frac{dE}{d\varphi}$  oraz prawdopodobieństwo występowania jednakowych wartości  $\frac{dE}{d\varphi}$  w funkcji przyrostów  $\frac{dE}{d\varphi}$ .

Przebieg względnej wartości natężenia pola w otoczeniu ekstremów charakterystyki poziomej można w wielu przypadkach zastąpić parabolą, przy czym tangens stycznej do paraboli nie może przekroczyć wartości 0,04. Przebieg maksimum można wtedy wyliczyć ze wzoru  $E \approx E_{\max} - a\varphi^2$ , gdzie  $a$  - jest miarą krzywizny krzywej w okolicy maksimum. Średnie wielkości  $a$  zawierają się w granicach 0,0005 do 0,001.

Okazuje się, że wartości  $a = 0,003$  do  $a = 0,004$  są wartościami bardzo dużymi i rzadko spotykanymi.

Przebieg minimów można określić wzorem  $E = E_{\min} + a\varphi^2$ . Dla pojedynczego elementu (np. czteródipolowego HA 87) ... (współczynnik  $a \approx 0,0003 \dots 0,0005$ ).

Rysunek 8 pozwala na zorientowanie się w rozstawie kątowym  $\Delta\varphi$  pomiędzy maksimum i sąsiednim minimum charakterystyki w zależności od stosunku względnej wartości natężenia pola w maksimum do jego wartości w minimum.

Minimalne odchylenia od kształtu kołowego, jakie dają się uzyskać w praktyce, wynoszą około  $\pm 1,5 + \pm 2$  dB; jest to aktualne również dla sektorów zawartych w kącie  $60^\circ$  i nieco więcej.

Ilość minimów i maksimów charakterystyki przy "kwadratowym" rozstawie elementów promieniujących, jest zawsze do przewidzenia - każdorazowo wynosi ona 8.

## 1.2. Charakterystyka pionowa

Aby otrzymać wymaganą charakterystykę w płaszczyźnie pionowej, elementy promieniujące ustawia się pionowo jeden nad drugim. Maksymalnie skoncentrowaną wiązkę, a tym samym największy zysk uzyskuje się wtedy, jeżeli wszystkie elementy leżące nad sobą i promieniujące w tym samym kierunku są zasilane jednakową mocą w identycznej fazie. Dla anten, które składają się z wielu dipoli leżących jeden nad drugim i których wymiar pionowy jest wielokrotnie większy od długości fali ważne są następujące zależności:

$$V_v \approx 45 \frac{\lambda}{A} \text{ (stopni)}$$

$$V_{10} \approx \pm 56 \frac{\lambda}{A} \text{ (stopni)}$$

gdzie:  $V_v$  - jest szerokością wiązki w płaszczyźnie pionowej,

$V_{10}$  - jest kątem, określającym położenie pierwszego miejsca zerowego pionowej charakterystyki anteny [2,4]

$A$  - długość czynna systemu promieniującego, mierzona w pionie

$\lambda$  - średnia długość fali.

Biorąc pod uwagę pionowy wymiar  $A$  układu antenowego oraz wysokość jego środka elektrycznego ponad otaczający teren, można określić położenie obszaru, znajdującego się na kierunku pierwszego miejsca zerowego charakterystyki. Trudności w odbiorze, spowodowane istnieniem miejsc zerowych można w znacznej mierze zlikwidować metodą tzw. wypełniania zer lub też pochylając główną wiązkę promieniowania.

### 1.3. Zysk

Jeżeli antena o dookólnej charakterystyce promieniowania składa się z wielu wzajemnie uporządkowanych jednakowych grup kierunkowych elementów promieniujących, średnią wartość zysków w odniesieniu do charakterystyki

w  $360^\circ$  (względem dipola półfalowego) można wyrazić zależnością:

$$G_D \approx 1,22 \frac{A}{\lambda}$$

Aby określić zysk anteny, której charakterystyka pozioma odbiega swoim kształtem od koła, należy posługując się zależnością wymienioną powyżej obliczyć wartość średniego zysku, a następnie splanimetrować naniesioną liniowo we współrzędnych biegunowych charakterystykę względnego natężenia pola i wrysować w układ współrzędnych okrąg o powierzchni wynikającej z planimetrowania (rys. 9).

Zysk  $G_\varphi$  na kierunku  $\varphi$  określa się wtedy ze wzoru

$$G_\varphi = G_{sr} \left( \frac{E_\varphi}{E_{sr}} \right)^2 \approx 1,22 \frac{A}{\lambda} \left( \frac{E_\varphi}{E_{sr}} \right)^2$$

Jeżeli charakterystyka pionowa anteny jest charakterystyką z wypełnionymi miejscami zerowymi (rys. 13), zyski określone w powyższy sposób są większe o około 10% od zysków rzeczywistych.

## 2. UKŁADY ANTEN NADAWCZYCH PRZEZNACZONYCH DO PRACY W IV I V ZAKRESIE TV

Do chwili obecnej istnieją dwa podstawowe rozwiązania kierunkowych elementów promieniujących. Pierwszy z nich dotyczy elementów jednozakresowych (470 do 610 MHz, 585 do 790 MHz lub 590 do 854 MHz). Płaszczyzna reflektora

wykonana jest z drobnooczkowej siatki, wzmocnionej warstwą laminatu z włókna szklanego i żywicy poliestrowej (rys. 10). Płyta reflektora, stanowiąc konstrukcję wsporczą jest wyposażona we wsporniki do mocowania radiatorów. Radiatory wykonane są metodą odlewania kokilowego.

Sieć łącząca radiatory i grupy radiatorów z symetryzátorem wykonana jest w postaci linii symetrycznych. Elementy zabezpiecza się przed wpływami atmosferycznymi specjalnymi pokrywami lub też umieszcza się je w cylindrycznej osłonie.

Drugie rozwiązanie dotyczy elementów dwuzakresowych, pracujących w zakresie 470 do 790 MHz. Radiatory łącznie z siecią łączącą tłoczone są z cienkiej blachy brązowej. Całość umieszczona jest w korpusie nośnym, wykonanym z pianki polistyrenowej. Symetryzator wykonany jest techniką obwodów drukowanych. Konstrukcja płyty reflektora jest analogiczna jak w poprzednim wykonaniu. Ponieważ wyżej omówione elementy swym rozwiązaniem konstrukcyjnym są podobne do elementów I, II i III zakresu (4 dipole umieszczone nad sobą), wszystkie rozwiązania dotyczące poziomych i pionowych charakterystyk promieniowania przeprowadzone w rozdz. 1, są również słuszne dla zakresu IV i V. Anteny pracujące w IV i V zakresie są najczęściej antenami o dużym zysku mocy, ich pionowe charakterystyki promieniowania w związku z tym są bardzo wąskie. W celu zapewnienia dobrego odbioru w obszarach położonych w pobliżu anteny należy zwrócić uwagę na staranne wypełnienie miejsc zerowych charakterystyki pionowej (rys.11).

## 2.1. Przekrój masztu i ochrona przed warunkami atmosferycznymi

W IV i V zakresie częstotliwości szczególny problem stanowi wybór odpowiedniego przekroju masztu (jego wymiarów poprzecznych). Elementy promieniujące ze względu na dookólną poziomą charakterystykę promieniowania powinny być zamocowane na maszcie o małych wymiarach poprzecznych. Wymiary poprzeczne masztu powinny jednocześnie zapewnić odpowiednią wytrzymałość mechaniczną i możliwość wchodzenia na maszt w celu konserwacji. Nie pozwala to przekroczyć pewnych wymiarów minimalnych. Sytuację pogarsza jeszcze konieczność umieszczenia wewnątrz masztu osprzętu antenowego. Należy również zwrócić uwagę na możliwość odchylenia osi masztu pod wpływem wiatru od położenia spoczynkowego, co przy dużych zyskach mocy (wąskich charakterystykach pionowych) może doprowadzić do zakłócenia odbioru. Konstrukcja nośna powinna być zatem zaprojektowana w sposób optymalny.

W początkowej fazie rozwoju anten IV i V zakresu stosowano maszty o wymiarach zewnętrznych 530 x 530 mm, co w dużej mierze utrudniało montaż i konserwację. Dopiero opracowanie anteny z elementami kierunkowymi umieszczonymi w sposób sektorowy pozwoliło na zwiększenie wymiarów poprzecznych do 600 x 600 mm, jak również 800 x 800 mm. Antena tego typu realizowana jest przez umieszczenie czteroelementowych poziomych grup promieniujących nad sobą, ale o różniących się na przemian rozsta-



wieniach w płaszczyźnie poziomej (rys. 12). Wypadkowa charakterystyka pozioma tak usytuowanych elementów jest bardzo zbliżona do dookólnej. Większe systemy antenowe umieszcza się w cylindrycznych osłonach, wykonanych z laminatów poliestrowych. Osłona tego typu daje dobrą ochronę przed wpływami atmosferycznymi oraz zmniejsza współczynnik oporu dla wiatru.

## 2.2. Dopasowanie anten

Antenowe systemy telewizyjne stawiają szczególnie wysokie wymagania dotyczące impedancyjnego dopasowania anteny do nadajnika. Wymagane dopasowanie w zakresie jednego kanału można łatwo zrealizować, natomiast w szerokim pasmie częstotliwości bez zastosowania specjalnych metod jest niemożliwe. Przy obecnym stanie techniki antenowej, szerokopasmowe dopasowanie można zrealizować dzięki zastosowaniu fazowej kompensacji współczynnika odbicia. Wykorzystana jest tutaj znana zasada polegająca na tym, że wypadkowy współczynnik odbicia dwóch identycznych obciążeń zasilanych z przesunięciem fazy o  $90^\circ$  i podłączonych do wspólnego źródła maleje w porównaniu ze współczynnikiem odbicia wnoszonym przez pojedyncze obciążenie (rys. 13). Przeniesienie tej zasady na systemy antenowe powoduje powstanie dużych nierównomierności w charakterystyce poziomej (rys. 14 góra). Powyższy mankament można jednak wyeliminować stosując odpowiednio dobrane boczne przesunięcia elementów promieniujących (rys. 14 dół). Znaczną poprawę dopasowania na

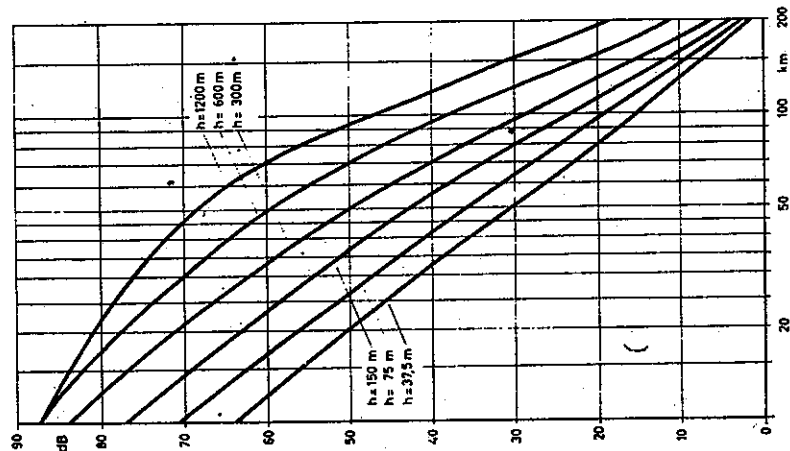
zasadzie kompensacji fazy można uzyskać stosując podwójną kompensację (patrz rys. 13). Zasada działania podwójnej kompensacji jest wyjaśniona na rys. 15. Oczywiście efekt kompensacji fazowej jest zależny od częstotliwości. Przy pomocy wielokrotnej kompensacji daje się jednak w dużym zakresie częstotliwości spełnić wymagania dotyczące impedancyjnego dopasowania telewizyjnych systemów antenowych.

### 2.3. Rozdzielacze mocy

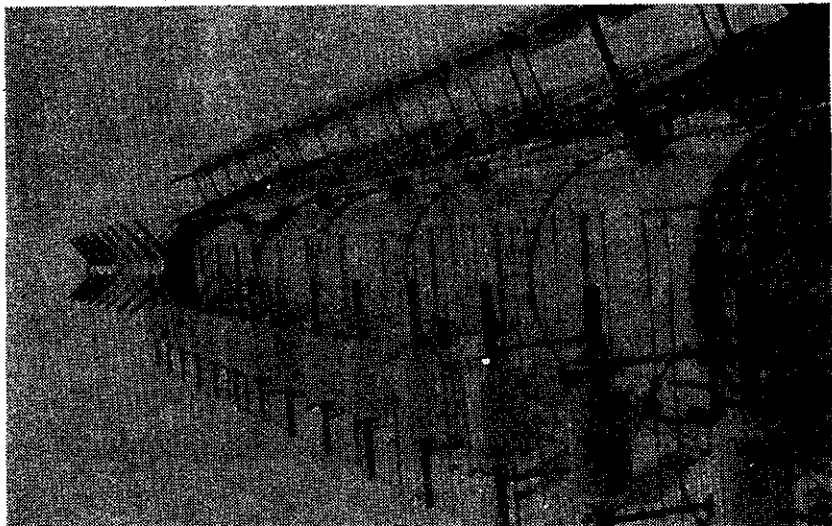
Systemy antenowe zasilane są przez połączone kaskadowo rozdzielacze mocy. Rozdzielacz taki posiada możliwość łatwej wymiany przewodów wewnętrznych, co umożliwia zasilanie jednej tylko połówki anteny. Druga połowa może wtedy stanowić np. system rezerwowy. Wymiary poprzeczne rozdzielacza są określone wielkością przesyłanej mocy. Należy zaznaczyć, że nowoczesne systemy antenowe IV i V zakresu TV przekazują moce rzędu 60 kW. Rozdzielacze główne posiadają od 2 do 6 wyjść, do których w zależności od wielkości anteny podłączone są rozdzielacze mocy głównych grup lub podgrup. Rozdzielacze głównych grup wykonywane są zazwyczaj jako 2, 3 lub 4-wyjściowe. Do każdego z wyjść są podłączone 4-wyjściowe rozdzielacze grupowe, których wyjścia są połączone z elementami promienkującymi. Poszczególne rozdzielacze mocy łączone są ze sobą za pomocą kabli pośrednich.

## WYKAZ LITERATURY

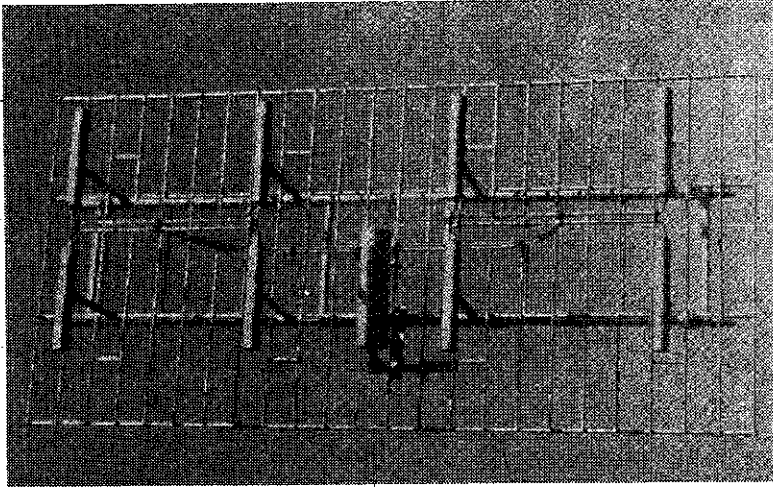
1. CCIR Rec. 370. Vol. II 5.28 Internationale Telecommunication Union, Geneva 1963.
2. Greif R.: Moderne Fernseh - Sendenantennen und deren Einsatz unter besonderen klimatischen Bedingungen. Rundfunk - technische Mitteilungen 1963, t. 7, nr 6, s. 329-345.
3. Huber F.R., Thomarek L.: Neuere Untersuchungen über die Anwendung der Phasenkompensation, Rohde & Schwarz - Mitteilungen 1958, t. 7, nr 10, s. 136-145.
4. Becker R.: TV - Sendeantennen im Frequenzbereich 470...790 MHz. Telefunken Zeitung 1961, t. 34, nr 132, s. 163-172.
5. Huber F.R.: Extrem breitbandiges UHF - Richtstrahlfeld für Umsetzen und Grossanlagen. Neues von Rohde & Schwarz 1965, t. 5, nr 18, s. 18-19.
6. Huber F.R., Thomarek L.: Rundstrahlantennen mit Phasenspeisung. Rohde & Schwarz - Mitteilungen 1959, t. 8, nr 7, s. 86-95.



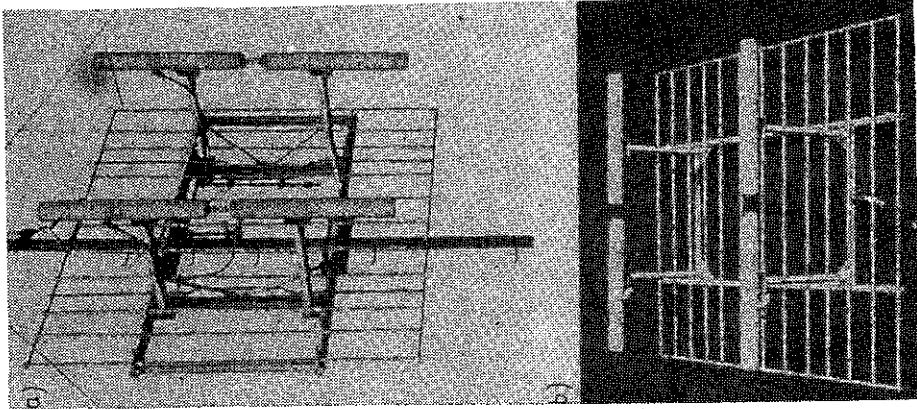
Rys. 1. Natężenie pola w dB w stosunku do 1  $\mu\text{V}/\text{m}$  dla mocy promieniowanej 1 kW /ERP/ w zależności od odległości od nadajnika w km. Krzywe dotyczą ziemi i wody morskiej w I, II i III zakresie dla 50% czasu odbioru i 50% miejsca odbioru. Wysokość anteny obliczonej wynosi 10 m, wysokość anteny nadawczej h jest parametrem



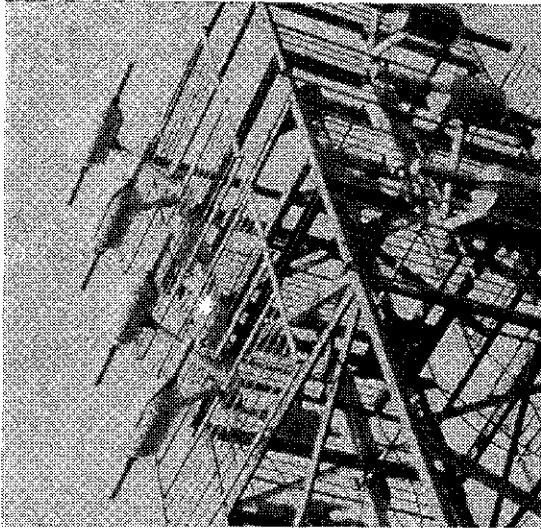
Rys. 2. System antenowy dla zakresu II i III w Utsiten koło Bergen /Norwegia/. Zakres II: ośmioelementowa antena ze skrzyżowanymi dipolami, czajkowiec osłonięta przez wpływami atmosferycznymi /Główna część rysunku/ i zakres III: cztery grupy elementów czteropółkowych typu HAF ryczący /Główna część rysunku/ /pod anteną zakresu II/



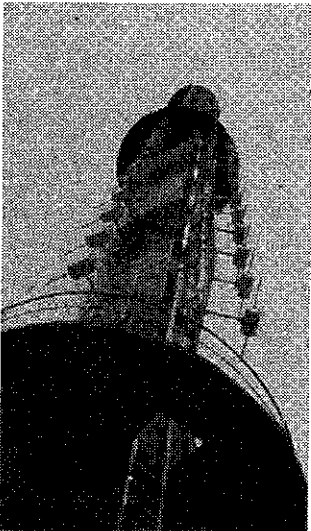
Rys. 4. Telewizyjny czteropolewy element dla III zakresu w wydaniu tropikalnym



Rys. 3. Dwidipolowy telewizyjny element promieniujący dla zakresów: a/ 85-95 MHz, b/ 94-101 MHz, bez obciążania wcz.



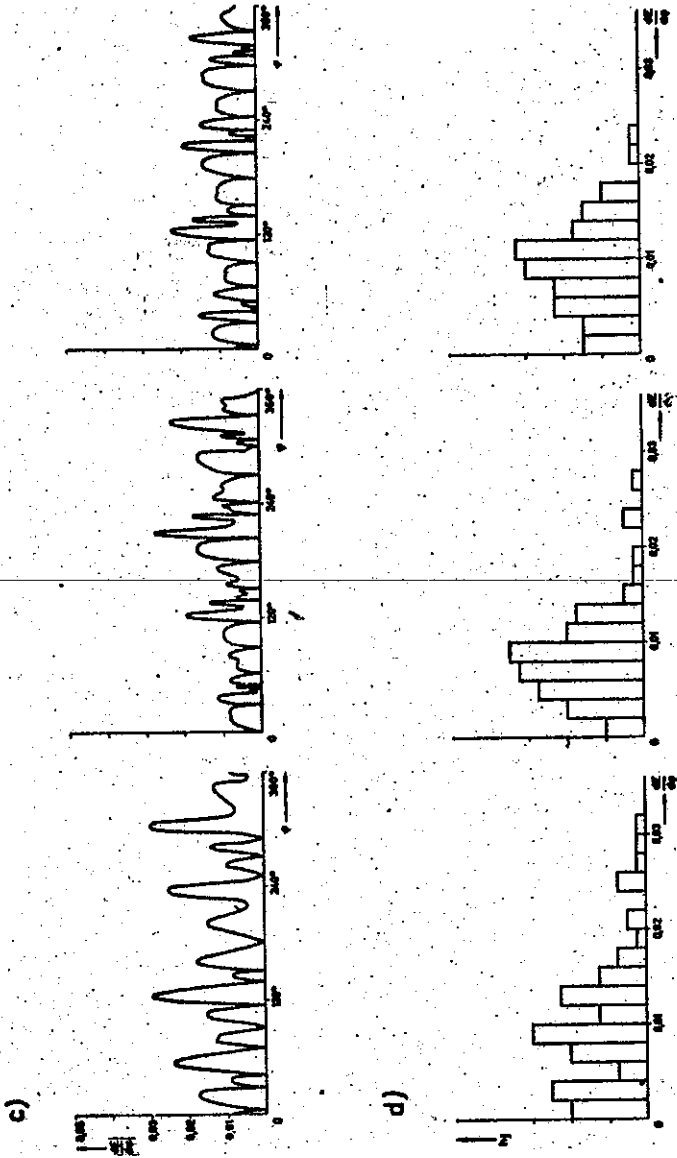
Rys. 5. Poczwozna grupa osłoniętych czterodipolowych elementów promieniujących, dla zakresu III



Rys. 6. Układy antenowe dla zakresów II i III w Mugesl  
/Austria/

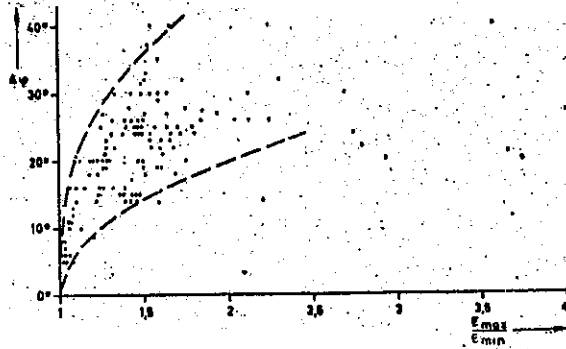
Widok ogólny. Antena II zakresu w dolnej części, III zakresu w górnej części. Charakterystyka promieniowania obydwu systemów antenowych jest "dopasowana" do napromieniowywanego terenu



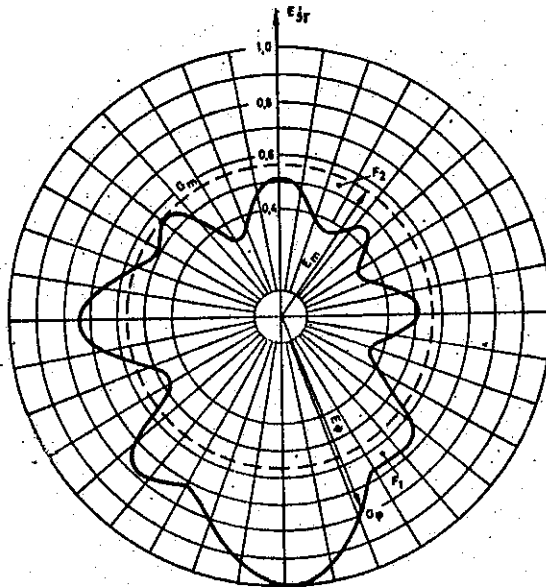


Rys. 7. Przykłady charakterystyk porównawczych, "dopasowane" do obszaru narówniencionowanego c/ wykres przebiegu d/ i d/ prawdopodobieństwo wystąpienia h/ przebiegu d/



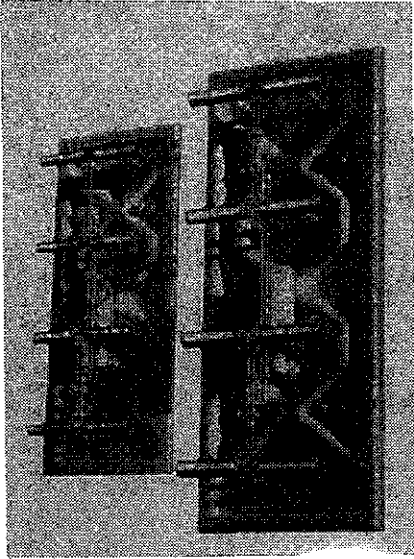


Rys. 8. Rozstaw kątowy  $\Delta\varphi$  pomiędzy maksimum i sąsiednim minimum w zależności od stosunku wartości względnego natężenia pola w maksimum do jej wartości w minimum. Wartości zostały określone na podstawie różnych charakterystyk

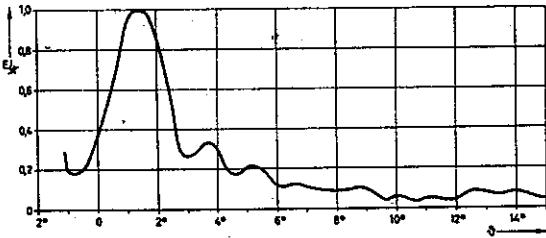


Rys. 9. Uśrednienie zryku anteny

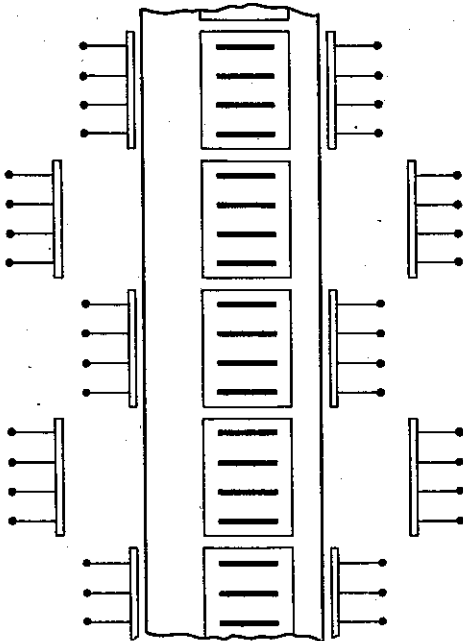
$F_1$  - powierzchnia objęta wykresem względnego natężenia pola;  $F_2$  - okrąg o powierzchni równej  $F_1$ ;  $E_{\theta r}$  - względne natężenie pola;  $E_{\theta r}$  - względne natężenie pola odpowiadające średniej wartości zryku  $G_{\theta r}$



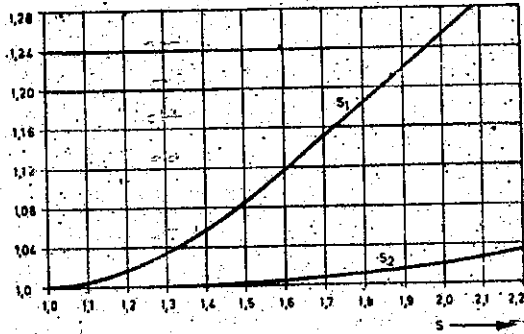
Rys. 10. Elementy kierunkowe IV i V zakresu, 470+610 MHz /na prawo/ i 585+790 MHz lub 590+854 MHz /na lewo/



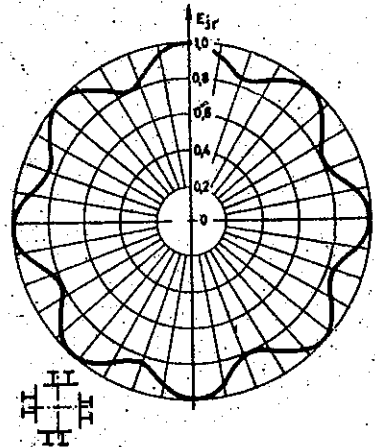
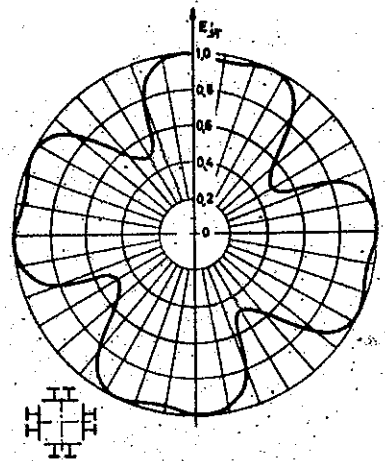
Rys. 11. Zmierzona charakterystyka pionowa anteny nadawczej /złożonej z elementów typu AD/87/ /096/50/ w Monte Penice /Włochy/



Rys. 12. Schemat ułożenia elementów promieniujących w antenie sektorowej

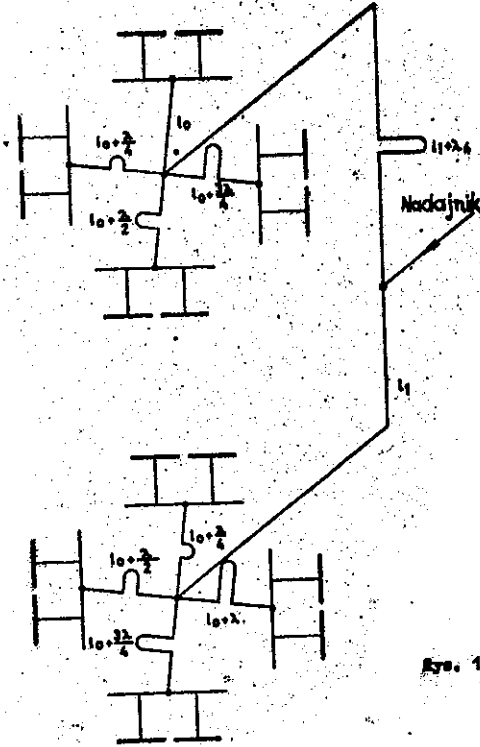


Rys. 13. Wypadkowy współczynnik fali stojącej  $S_1$  /przy prostej kompensacji/ i  $S_2$  /przy podwójnej kompensacji/ dla dwóch obciążeń, które dają współczynnik fali stojącej równy 1



Rys. 14. Charakterystyka pozioma grupy czterech elementów kompensowanych fazowo i umieszczonych na bokach kwadratu

Góra: uwytkowanie centralne; dół: uwytkowanie przesunięte



Кры. 15. Схемат сasadнeсy пoдвoйнeсy кoмпeн-  
сaцeсy.

**ZAKŁÓCENIA ODBIORU TELEWIZYJNEGO  
W PASMIE CZĘSTOTLIWOŚCI 40 - 70 MHz POWODOWANE  
WYŁADOWANIAM I KORONOWYMI I OPADAMI ATMOSFERYCZNYMI**

Opracował J. Ścibielski na podstawie artykułu: Page H., Whythe D.J.: Corona and precipitation interference in v.h.f. television reception. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers 1967, t. 114, nr 5, s. 566-576.

Zakłócenia pojawiające się w czasie pogody burzowej pogarszają odbiór telewizyjny w zakresie fal ultrakrótkich. W szczególności powodują one obniżenie jakości obrazów odbieranych przez sieć stacji retransmisyjnych.

W artykule opisano doświadczenia przeprowadzone zarówno w laboratorium jak i w terenie, na podstawie których wyjaśniono mechanizm powstawania zakłóceń koronowych, jak i zakłóceń powodowanych opadami atmosferycznymi. Opisano także środki zaradcze zmniejszające oddziaływanie tych zakłóceń na anteny o polaryzacji poziomej lub pionowej o około 30 dB.

### 1. WPROWADZENIE

Od dawna wiadomo, że w czasie pogody burzowej występują zakłócenia w odbiorze radiowym. Uderzenia piorunów silnie zakłócają odbiór, ale na szczęście nie są one częste, a czas ich trwania jest krótki. Pozostają jed-

nak jeszcze szumy otoczenia występujące nawet przy braku wyładowań atmosferycznych i trwające czasem przez kilka godzin, które bardzo poważnie wpływają na łączność radiową.

Rozwój sieci telewizyjnej, zarówno głównej jak i pomocniczej, w zakresie fal ultrakrótkich spowodował wzrost zainteresowań zakłóceniami atmosferycznymi. Zakłócenia te były często obserwowane w pewnych miejscach odbioru sygnału telewizyjnego i objawiały się one występowaniem białych plamek<sup>x)</sup> na ekranach telewizorów przy równoczesnym wzroście poziomu szumów w torze fonii.

W pewnych przypadkach zakłóceniu ulegała także praca obwodów synchronizacji i występowało "zrywanie linii". Omawiane zakłócenia mogą być wywoływane przez dwie różne przyczyny:

a. Chmury naładowane ładunkami elektrycznymi mogą wytworzyć gradient potencjału dostatecznie duży, aby spowodować wyładowania koronowe z anteny odbiorczej lub z innej konstrukcji metalowej znajdującej się w pobliżu. Zakłócenia te będziemy nazywali dalej "zakłóceniami koronowymi".

b. Krople deszczu lub inne formacje opadowe naładowane ładunkami elektrycznymi padając na antenę mogą spowodować zakłócenia wywołane rozładowywaniem się tych ła-

---

x) W systemie telewizji BBC stosuje się modulację dodatnią.

dunków elektrycznych. Zakłócenia te będziemy nazywali dalej "zakłóceniami powodowanymi opadami atmosferycznymi" lub krótko "zakłóceniami opadowymi".

Zarówno zakłócenia koronowe jak i opadowe mają charakter impulsowy i dlatego wpływają na odbiór telewizyjny w szerokim pasmie częstotliwości.

Dla samolotów zostały zaproponowane [1] "wąsy rozładujące" jako środek zmniejszający zakłócenia koronowe. Nie stanowią one jednak rozwiązania dla systemów retransmisyjnych, ponieważ zasada ich działania (zrównanie potencjału samolotu z potencjałem jego otoczenia) nie może być zastosowana do uziemionej anteny. Proponowano także użycie osłon do anten samolotowych z materiałów źle przewodzących jako zabezpieczenie przed zakłóceniami opadowymi [2]. Osłony takie, zastosowane do anten uziemionych, nie wnoszą żadnej poprawy w stosunku do osłon z materiałów izolacyjnych, a w niektórych przypadkach mogą one zmniejszyć sprawność anteny.

Badania, opisane w artykule, miały na celu wyeliminowanie lub zmniejszenie oddziaływania zakłóceń na anteny, które są w powszechnym użyciu w sieci retransmisyjnej BBC w I zakresie TV (40 - 70 MHz).

## 2. ZAKŁÓCENIA KORONOWE

### 2.1. Mechanizm zjawiska

W normalnych warunkach atmosferycznych pionowy gradient potencjału na powierzchni Ziemi jest dodatni [4]

i wynosi około 100 V/m. W warunkach burzowych jednak, gradient ten może wzrosnąć <sup>5</sup> do około 15.000 V/m, często zmieniając znak zależnie od ruchu naładowanych chmur. Mechanizm zmian gradientu potencjału nie jest jeszcze w pełni wyjaśniony.

W warunkach pogody burzowej wyładowania koronowe powstają przy ostrych krawędziach, znajdujących się wysoko nad ziemią, takich jak końce prętów antenowych i wierzchołki metalowych wież lub drzew. Wyładowania te przedstawiają sobą ostre impulsy prądu wielkiej częstotliwości.

Wyładowania koronowe można rozpatrywać jako źródło promieniujące sygnał zakłócający, który jest odbierany przez antenę odbiorczą. Jeżeli wyładowania mają miejsce na samej antenie, zakłócenia powodowane nimi mogą być poważne, ponieważ źródło zakłócające jest wtedy silnie sprzężone z odbiornikiem.

Rozpatrzmy przypadek pokazany na rys. 1a<sup>1)</sup>, gdzie naładowana chmura wytwarza maksymalny gradient potencjału w zaznaczonym kierunku. Jeżeli, tak jak na rys. 1b, prąd  $I$  płynący w antenie wytwarza pole elektryczne o natężeniu  $E$  w kierunku źródła zakłócającego, to na podstawie zasady wzajemności prąd  $I$  w wyładowaniu koronowym indukuje napięcie proporcjonalne do  $E$  na otwartych zaciskach anteny odbiorczej (rys. 1c). Oznacza to, że zakłócenia będą najsilniejsze wtedy, kiedy wyładowanie

---

<sup>1)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.



powstanie w tym miejscu anteny, gdzie natężenie pola, przy danym prądzie płynącym w antenie, jest maksymalne. W przypadku anteny składającej się z jednego lub więcej prętów zakłócenia będą najgroźniejsze, gdy wyładowanie powstanie przy końcach prętów.

## 2.2. Zmniejszenie oddziaływania zakłóceń koronowych

Praktycznie nie jest możliwe całkowite wyeliminowanie wyładowań koronowych, można natomiast zmniejszyć wpływ wywołiwanych nimi zakłóceń. Zasada zmniejszania oddziaływania zakłóceń koronowych jest przedstawiona na rys. 2, gdzie pokazano kształt linii ekwipotencjalnych w pobliżu dipola pionowego umocowanego na wieży w momencie gdy nad wieżą znajduje się naładowana chmura. Gradient potencjału jest duży w tych miejscach, gdzie linie ekwipotencjalne przebiegają blisko siebie.

Z rysunku 2a jest widoczne, że duży gradient potencjału występuje przy wierzchołku wieży oraz przy końcu dipola, podczas gdy w przypadku zamocowania metalowego pręta na wieży (rys. 2b) gradient potencjału przy końcu dipola jest dużo mniejszy. Jeżeli pręt będzie dostatecznie długi, gradient potencjału przy końcu dipola może zmniejszyć się w takim stopniu, że nie wystąpi wyładowanie koronowe. Działanie dipola przewodzącego jako zabezpieczenie przed wyładowaniem koronowym sprowadza się więc w efekcie do ekranowania dipola.

Autorzy stwierdzają, że korzystnie będzie zaostrzyć końce pręta w celu ułatwienia powstawania korony, osiągnąć

nie się przez to rozładowanie chmury jonów i elektronów, co jest równoważne wydłużeniu pręta, a to z kolei poprawi ekranowanie anteny. Większość doświadczeń opisanych tutaj była przeprowadzona właśnie z takim prętem rozładowującym z zaostrzonym końcem.

Występowaniu korony towarzyszy rozchodzenie się fali powierzchniowej po maszcie wsporczym. Przeprowadzono pomiary na małym modelu, pokazanym na rys. 3, w którym wyładowanie było symulowane przez krótki pionowy radiator umieszczony na końcu pręta. Charakterystyki rozchodzenia się fali powierzchniowej były badane przy użyciu ruchomej sondy. Pomiary te wykazywały, że fala powierzchniowa jest słabo tłumiona wzdłuż pręta. Sprzężenie między miejscem wyładowania koronowego i anteną odbiorczą będzie małe, jeżeli element rozładowujący umieścimy daleko od anteny.

Z rysunku 3 jest widoczne, że fala powierzchniowa ma składową pionową  $E_v$ , która sprzęga się z pionowymi antenami odbiorczymi. Fala powierzchniowa ma także składową radialną  $E_r$ , dużo większą od składowej pionowej  $E_v$ , która w pewnym stopniu sprzęga się z antenami poziomymi, przypuszczalnie z powodu nie dających się uniknąć asymetrii mechanicznych.

Z tego względu postanowiono umieszczać na pręcie specjalne urządzenie, które zmniejszałoby oddziaływanie fali powierzchniowej na antenę odbiorczą. Urządzenie takie przedstawiono na rys. 4. Składa się ono z trzech umieszczonych jeden nad drugim reflektorów promieniowych, każdy o długości równej jednej czwartej długości fali

odpowiadającej częstotliwości odbieranego sygnału. Reflektory te odbijają falę powierzchniową i w ten sposób zmniejszają jej wpływ na antenę odbiorczą. Ze względu na to, że antena odbiorcza pracuje w wąskim zakresie częstotliwości można by z powodzeniem zastosować reflektory wykonane z cienkich prętów. Zastosowano jednak reflektory o specjalnym kształcie (patrz rys. 4) charakteryzujące się dużym zakresem częstotliwości pracy. Reflektory o takim kształcie są także korzystne ze względów mechanicznych. Przy zastosowaniu omawianego urządzenia tłumienie fali powierzchniowej wynosi 10 dB przy jednym piętrze reflektorów, 17 dB przy dwóch piętrach, a przy trzech piętrach reflektorów, tak jak to pokazano na rys. 4, tłumienie fali powierzchniowej jest równe 22 dB.

### 3. ZAKŁÓCENIA POWODOWANE OPADAMI ATMOSFERYCZNYMI

#### 3.1. Mechanizm zjawiska

Jest powszechnie wiadomo, że krople deszczu i inne formacje opadowe mogą być nośnikami ładunków elektrycznych. Istnieje wiele teorii zajmujących się wyjaśnieniem tego zjawiska [6]. Stwierdzono [4], że wielkość ładunku przenieszonego przez krople w warunkach naturalnych może czasami dochodzić do 30 pC.

Mechanizm powstawania zakłóceń opadowych rozpatrzmy w dwóch fazach. W pierwszej fazie, kiedy kropla zbliża się do anteny, ładunek przeciwnego znaku jest przyciągany z ziemi i osadzany na antenie. W czasie tej fazy ła-

ładunek ten płynie w antenie z szybkością zależną od szybkości końcowej kropli. Czas narastania odpowiadającego temu ładunkowi impulsu prądu jest zbyt długi, aby wywołał on zauważalny efekt w zakresie fal ultrakrótkich. Druga faza rozpoczyna się w momencie, kiedy gradient potencjału między kroplą i anteną narasta do poziomu wystarczającego do jonizacji warstwy powietrza między nimi. Wówczas między kroplą i anteną powstaje iskra, ale pod warunkiem, że odległość między nimi jest nie mniejsza od średnicy drogi swobodnej potrzebnej cząstce naładowanej do zjonizowania powietrza. Inaczej mówiąc wielkość ładunku przenoszonego przez kroplę musi przewyższyć poziom graniczny, powyżej którego zaczyna występować zjawisko jonizacji. Zakładając, że wielkość przenoszonego ładunku jest większa od ładunku granicznego, należy oczekiwać, że powstanie iskra powodująca zakłócenie w czasie częstotliwości radiowych; i na odwrót, jeżeli wielkość ładunku jest mniejsza od ładunku granicznego, to zakłócenia nie wystąpią.

Były przeprowadzone badania laboratoryjne mające na celu sprawdzenie teorii oraz określenie czy istnieje taki ładunek graniczny. Jak pokazano na rys. 5, krople niosące ładunek były puszczone na dipol półfalowy o długości 1,25 m i średnicy 15 mm w ten sposób, że padały one w odległości 380 mm od jego końca. Zakłócenia, które w związku z tym wystąpiły w odbiorniku dostrojonym do częstotliwości 50 MHz, były obserwowane na oscyloskopie, a poziom ich był mierzony przez porównanie z wielkością sygnałów wytwarzanych przez źródło wzorcowe.

Na rysunku 5 przedstawiono zależność poziomu zakłócenia od wielkości ładunku przenoszonego przez kroplę. Stwierdzono, że zakłócenia nie występują, gdy ładunki są mniejsze od 300 pC. Ten poziom graniczny uzależniony był jednak od gładkości powierzchni dipola. Gdy powierzchnia ta była chropowata, to już ładunek rzędu 100 pC wywoływał zakłócenia. Potwierdza to przypuszczenie, że iskra jest przyczyną zakłócenia, gdyż nierówność powierzchni powoduje lokalny wzrost natężenia pola elektrycznego między kroplą i anteną.

Obliczenia, w których brano pod uwagę padanie kulistych kropeł niosących ładunki na nieskończonej dużą ziemioną płytę, potwierdzały istnienie poziomu granicznego. Gradient potencjału między kroplą i płytą staje się wystarczający, aby spowodować powstanie iskry zanim kropla upadnie na płytę, pod warunkiem, że ładunek będzie miał odpowiednią wielkość zależną od średnicy kropli. Na przykład, obliczenia wykazują, że gdy krople mają średnicę 2,5 mm i niosą one ładunki 700 pC, to iskrzenie powstaje, gdy są one w odległości 0,25 mm od płyty. Gdy krople o takiej samej średnicy niosą ładunki 300 pC, to iskrzenie powstaje przy odległości 0,05 mm. Gdy ładunki przenoszone przez krople są mniejsze od 220 pC, to iskrzenie nie powstaje. Teoretycznie obliczona zależność poziomu zakłóceń zgadza się więc z wynikami doświadczalnymi pokazanymi na rys. 5.

Na podstawie powyższych faktów można z całym przekonaniem stwierdzić, że zakłócenia opadowe mogą być tylko

powodowane iskrzeniem oraz że iskrzenie może wystąpić tylko wtedy, gdy ładunek przenoszony przez kroplę jest większy od 200-300 pC. Według innych autorów [4] krople deszczu rzadko niosą ładunki większe od 30 pC i stąd nasuwałby się wniosek, że zakłócenia opadowe nie będą występowały często lub w ogóle nie wystąpią. W rzeczywistości jednak, zgodnie z tym co będzie powiedziane w rozdz. 4.3., silne zakłócenia opadowe występują i nie są wcale taką rzadkością. Autorzy byli z początku zdziwieni tą oczywistą niezgodnością. Przeprowadzone później dwa doświadczenia, opisane niżej, wyjaśniły jednak tę sprzeczność.

W pierwszym doświadczeniu krople nie niosące ładunku były przepuszczane przez silnie zjonizowany obszar wyładowania koronowego wytworzonego w laboratorium. Stwierdzono, że w tych warunkach w kroplach mogą gromadzić się ładunki do 400 pC.

W drugim doświadczeniu stwierdzono, że minimalna wielkość ładunku który wywołuje już zakłócenie, może być znacznie zmniejszona, jeżeli na powierzchni anteny istnieje statyczny gradient potencjału tego samego znaku, jak potencjał wytworzony spadającą kroplą. Wyniki tego doświadczenia są przedstawione na rys. 6. Gdy statyczny gradient potencjału jest przeciwnego znaku niż gradient wytworzony kroplą, minimalna wielkość ładunku wywołującego już zakłócenie wzrasta. Zjawisko to jest wywołane zmianą rozkładu ładunku na powierzchni kropli, spowodowaną działaniem gradientu potencjału. W omawianym doświadczeniu stosowano gradienty potencjału tego

samego rzędu jak te, które występują na powierzchni dipoli w warunkach naturalnych.

Z powyższych doświadczeń wynika, że wielkość ładunku przenieszonego przez kroplę jest jak gdyby zwiększona, tzn. dany ładunek wywołuje większe zakłócenie, jeżeli kropla spada w obszarze zjonizowanym przez wyładowanie koronowe zachodzące na wierzchołku wieży. Wynika stąd konieczność zmniejszenia wyładowania koronowego tak daleko, jak tylko to jest możliwe. Należy jeszcze nadmienić, że pole elektryczne utworzone przez chmurę burzową znajdującą się nad anteną może wywołać taki wzrost gradientu potencjału między kroplą i anteną, że spowoduje to iskrzenie. Należy podkreślić, że zabezpieczenie przed wyładowaniem koronowym, przez zmniejszenie statycznego pola elektrycznego w pobliżu anteny, zmniejszy także występowanie zakłóceń opadowych.

### 3.2. Wpływ zmiany promienia pręta antenowego na wielkość zakłóceń

Mechanizm powstawania zakłóceń opadowych jest przedstawiony na rys. 7. Kropla niosąca ładunek i znajdująca się w punkcie A powoduje powstanie iskry między A i B. Z zasady wzajemności wynika, że poziom zakłóceń jest proporcjonalny do natężenia pola elektrycznego istniejącego na kierunku AB, gdy w antenie odbiorczej popłynie prąd. W przypadku anteny cylindrycznej natężenie to jest odwrotnie proporcjonalne do promienia kąta. Wynika stąd, że poziom zakłóceń wywołanych pojedynczą kroplą

maleje ze wzrostem promienia pręta i to zostało potwierdzone doświadczalnie. Należy tu jednak zwrócić uwagę, że na pręty o większej średnicy będzie padała większa liczba kropeł. Na przykład, przy dwukrotnym zwiększeniu średnicy pręta, dwukrotnie zwiększy się liczba białych kropek na ekranie, ale intensywność każdej z nich będzie mniejsza o 6 dB. Jeżeli zakłócenie jest tak silne, że jaskrawość kropek przewyższa maksymalny poziom bieli obrazu, to zmniejszenie ich intensywności o 6 dB może nie być widoczne i efektem końcowym będzie dwukrotne zwiększenie stopnia zakłócenia. Z tego względu korzystniej będzie zamiast zwiększenia średnicy pręta użycie dwóch lub więcej cienkich prętów, ułożonych równolegle względem siebie. Najlepsze, jak dotąd, rezultaty uzyskuje się jednak przez umieszczenie anteny w osłonie izolacyjnej.

### 3.3. Zależność wielkości zakłóceń od miejsca padania kropli

Składowa promieniowa pola elektrycznego na powierzchni pręta anteny, takiej jak cylindryczny dipol półfalowy zasilany w środku, wzrasta w kierunku końców tej anteny. Odpowiednio do tego, gdy kropla pada na dipol coraz bliżej jego końca, to wzrasta wielkość zakłócenia wywołanego rozładowaniem się tej kropli (rys. 7).

Zmiana natężenia pola elektrycznego wzdłuż cylindrycznego dipola nie jest jeszcze dokładnie ujęta teoretycznie. Najczęściej zakłada się, że rozkład prądu



jest sinusoidalny, a odpowiadające mu natężenie pola elektrycznego ma rozkład cosinusoidalny z zerem w środku i maksimum w pobliżu końca dipola. W rzeczywistości jednak rozkład prądu jest nieco inny niż sinusoidalny, mianowicie wielkość tego prądu maleje szybciej przy końcach dipola niż to ma miejsce przy rozkładzie sinusoidalnym. Stosownie do tego należy oczekiwać, że natężenie pola elektrycznego będzie bardziej rosło w kierunku końców dipola, niż to wynika z rozkładu cosinusoidalnego i to zostało potwierdzone pomiarami, wyniki których są przedstawione na rys. 8.

Jeżeli antena składa się z dwóch lub więcej podobnych elementów, to stosunek zakłócenia wywołanego padaniem kropli niosącej ładunek na jeden z tych elementów w porównaniu do zakłócenia wywołanego padaniem tej samej kropli na odpowiedni punkt na innym elemencie jest proporcjonalny do stosunku prądów płynących w tych elementach. Na przykład w antenie Yagi, kropla padając na element bierny wywoła mniejsze zakłócenia, niż te które wywoła ta sama kropla padając na odpowiedni punkt elementu czynnego. Stwierdzono także, że anteny nierezonansowe, np. rombówce, są mniej podatne na zakłócenia niż anteny rezonansowe, np. dipolowe.

#### 3.4. Zmniejszenie zakłóceń opadowych

W rozdziale 3.2. wykazano, że wielkość zakłócenia wywołanego rozładowaniem jednej kropli jest odwrotnie proporcjonalna do odległości miejsca upadku kropli od osi

pręta anteny. Zgodnie z tym wielkość zakłócenia będzie taka sama, jeżeli zwiększy się promień pręta lub jeżeli zamiast tego, umieścimy ten pręt w rurce izolacyjnej o większym promieniu, pod warunkiem, że nie wystąpi zjawisko iskrzenia. W praktyce zjawisko to jednak występuje. Wszystkie krople wykazują tendencje do wytwarzania iskry, gdy zbliżają się one do metalowej anteny. Jeżeli jednak elementy anteny umieścimy w rurach izolacyjnych, to wówczas iskry będą wytwarzane nie przez wszystkie krople zbliżające się do anteny, ale tylko przez te, które upadną na mokrą warstwę izolacyjną.

Jeżeli powierzchnia rurki izolacyjnej będzie całkowicie niezwilżalna, to nie wystąpią w ogóle zakłócenia opadowe. Rurka izolacyjna może mieć wtedy postać cienkiej warstwy umieszczonej bezpośrednio na elementach anteny. W chwili obecnej taki całkowicie niezwilżalny materiał nie jest jeszcze znany i autorzy uważają, że tworzywem, którego własności najbardziej zbliżają się do pożądanego jest polichlorek winylu. Średnica takiej rurki powinna być około cztery razy większa od średnicy umieszczonego w niej elementu antenowego. Ponieważ poziom zakłóceń jest proporcjonalny do przenikalności dielektrycznej materiału wypełniającego przestrzeń między miejscem upadku kropli a powierzchnią pręta, należy więc również z tego względu stosować cienkościennie rurki z polichlorku winylu. Stosunek średnic 4:1 zapewnia wg obliczeń zmniejszenie zakłóceń wywoływanych pojedynczą kroplą o 12 dB. Przeprowadzone badania dały o wiele lepsze rezultaty, mianowicie zakłócenia zostały zmniej-

szone o 26-30 dB. Przyczyną tego jest przypuszczalnie bardzo mała zwilżalność polichloroku winylu.

#### 4. BADANIA W TERENIE

##### 4.1. Wstęp

W dotychczasowych rozważaniach doszliśmy do wniosku, że antena powinna być zabezpieczona przed zakłóceniami wywoływanymi zarówno przez wyładowania koronowe jak i opadami atmosferycznymi (antena taką nazywamy dalej "całkowicie zabezpieczoną"), ale nie było wiadomo, które z tych zakłóceń przeważa w warunkach naturalnych i jakiego należy się spodziewać zmniejszenia tych zakłóceń, gdy zastosuje się omawiane tutaj środki zabezpieczające. Odpowiedzi na te pytania mogły udzielić tylko badania przeprowadzone w terenie.

Badania były przeprowadzane w telewizyjnej stacji retransmisyjnej BBC w Thrumster, która odbiera program z Meldrum (Aberdeen) na częstotliwości 61, 75 MHz. Antena odbiorcza składa się z dwóch trzech-elementowych anten Yagi umieszczonych nad sobą. Zysk tej anteny w stosunku do dipola półfalowego wynosi 9 dB. Antena jest zamontowana na wysokości 42,6 m nad ziemią. Natężenie pola elektrycznego w miejscu odbioru jest rzędu 0,5 mV/m.

##### 4.2. Układ pomiarowy

Rysunek 4 przedstawia szkic anteny całkowicie zabezpieczonej, która pod względem elektrycznym była podobna do anteny niezabezpieczonej przed zakłóceniami i z którą to anteną była ona porównywana.

Obie anteny były umieszczone na wysokości 42,6 m nad ziemią na podobnych wieżach oddalonych od siebie o 58,5 m. Anteny te były usytuowane symetrycznie względem kierunku na Meldram. Wieża, na której zamontowana była antena zabezpieczona, została zakończona cienkim metalowym prętem o długości 7,3 m z ostrym końcem. Na tym pręcie umieszczono trzypiętrowy układ reflektorów promieniowych (rys. 4) w celu stłumienia fali powierzchniowej rozchodzącej się w dół wieży. Końce prętów antenowych zostały zaokrąglone w celu zmniejszenia możliwości powstawania wyładowań koronowych oraz każdy pręt został umieszczony w rurce izolacyjnej z polichlorku winylu. Średnica prętów antenowych była równa 13 mm, a średnica rurek izolacyjnych = 51 mm.

Dla porównań subiektywnych sygnały odbierane przez obie anteny były doprowadzone do dwóch identycznych monitorów obrazowych. Personel stacji dokonywał oszacowania zakłóceń posługując się następującymi subiektywnymi stopniami wielkości zakłócenia:

- stopień 1 - niezauważalne
- stopień 2 - słabo zauważalne
- stopień 3 - zauważalne
- stopień 4 - słabo zakłócające
- stopień 5 - zakłócające
- stopień 6 - silnie zakłócające, obraz nieczytelny.

Na rysunku 9 są pokazane dwa typowe obrazy, jakie były obserwowane na tych monitorach w czasie występowania zakłóceń. Obraz górny (a), niezakłócony (stopień 1) od-

bierany był na monitorze, który był połączony z anteną całkowicie zabezpieczoną. Obraz dolny (b), zakłócony (stopień 5) pochodzi z monitora odbierającego sygnały z anteny niezabezpieczonej.

Dla porównań obiektywnych, sygnały odbierane z tych anten były zapisywane w rejestratorze zasilanym z wąskopasmowego odbiornika, który był kolejno przełączany z jednej anteny do drugiej na okresy czasu równe 8 sek. Odbiornik, o szerokości pasma pracy 35 kHz, był dostrojony do częstotliwości 57,9 MHz, na której, w przypadku braku zakłóceń, żaden sygnał nie był odbierany. Rejestrator włączał się automatycznie, kiedy prąd wyładowania koronowego przewyższał  $\pm 3 \mu\text{A}$ , lub mógł być włączony ręcznie przez obsługę stacji, kiedy nie płynął prąd wyładowania koronowego, a zakłócenia były obserwowane na monitorze.

Początkowo wydawało się, że nie ma żadnej lub jest bardzo mała korelacja między wielkością prądu wyładowania koronowego a poziomem występującego w tym czasie zakłócenia. Badając jednak tę zależność w długim okresie czasu stwierdzono dość silną korelację między całkowitym czasem płynięcia wyładowania koronowego a występowaniem zakłócenia. Założono, że aby przeprowadzane badania były reprezentatywne, to należy je prowadzić przez taki okres czasu, w którym sumaryczny czas płynięcia prądu koronowego wyniesie co najmniej 1000 min. W praktyce badania te trwały około sześciu miesięcy.

### 4.3. Wyniki badań

#### 4.3.1. Całkowicie zabezpieczona antena o polaryzacji poziomej

Podane niżej wyniki pochodzą ze 139 raportów zebranych w ciągu sześciu miesięcy. Sygnały odbierane z anteny niezabezpieczonej były zakłócone przez 1025 min., tj. przez ok. 0,6% całkowitego czasu rozgłaszania, w tym bardzo silnie zakłócone (obraz nieczytelny) przez 112 min., podczas gdy sygnały odbierane z anteny zabezpieczonej były zakłócone tylko przez 135 min., w tym najsilniejsze zakłócenia można było określić jako "słabo zauważalne". Chociaż nawet w przypadku anteny niezabezpieczonej, okresy występowania zakłóceń stanowią bardzo małą część całkowitego czasu rozgłaszania, to należy jednak pamiętać, że kiedy zakłócenia wystąpią, to mogą trwać przez wiele minut i w tym czasie poważnie obniżyć jakość odbieranego programu. Wyniki badań obiektywnych są przedstawione na rys. 10. Pokazana jest tam zależność występowania zakłóceń o pewnym poziomie od czasu płynięcia prądu wyładowania koronowego.

W celu porównania wyników subiektywnych i obiektywnych do jednego z monitorów doprowadzono sygnał zakłócający o częstotliwości powtarzania 2 kHz równocześnie z sygnałem odbieranym ze stacji w Meldrum. Amplituda impulsów zakłócających była stopniowo zwiększana. Zadaniem personelu stacji w Thrumster było oszacowanie stopnia zakłócenia powodowanego tymi impulsami na podstawie

jakości obrazu na monitorze. Wyniki są przedstawione na rys. 11.

Wyniki badań subiektywnych są przedstawione na rys. 12. Duże podobieństwo tych wyników z wynikami obiektywnymi przedstawionymi na rys. 10 wskazuje, że wielkość zakłócenia obrazu, a więc wielkość subiektywna, może być z dużą dokładnością określona na podstawie wyników obiektywnych.

Z krzywych przedstawionych na rys. 10 i 12 oszacowano, że zastosowane środki zabezpieczające zmniejszyły poziom zakłóceń o ok. 30 dB.

Na 139 przypadków występowania zakłóceń 134 razy padał deszcz lub śnieg. W pewnych przypadkach zakłócenia były rejestrowane, mimo iż nie było w tym czasie opadów deszczu lub śniegu. W innych przypadkach padał śnieg lub deszcz, nie stwierdzono natomiast wyładowań koronowych. Obserwacje te sugerują, że główną przyczyną zakłóceń mogą być w pewnych przypadkach wyładowania koronowe, w innych - opady atmosferyczne. Ogólnie jednak nie jest możliwe stwierdzenie, które zjawisko odgrywa większą rolę.

#### 4.3.2. Antena o polaryzacji poziomej zabezpieczona przed wyładowaniami koronowymi

Wyniki pomiarów opisanych w rozdz. 4.3.1 skłoniły autorów do porównania anteny całkowicie zabezpieczonej z anteną zabezpieczoną tylko przed wyładowaniami koronowymi. Układ pomiarowy jest identyczny z układem opisanym w rozdz. 4.2, z tą różnicą, że antena niezabezpie-

czona otrzymała zabezpieczenie przed wyładowaniami koronowymi. W ciągu 7 miesięcy przeprowadzono 266 pomiarów. W 120 z nich nie zaobserwowano zakłóceń sygnałów odbieranych przez obie anteny.

Poziomy zakłóceń sygnałów odbieranych przez te dwie anteny, zmierzone obiektywnie, są przedstawione na rys. 13 linią przerywaną. Na tym samym rysunku pokazane są linią ciągłą wyniki pomiarów opisanych w rozdz. 4.3.1. Porównując wyniki dla anteny niezabezpieczonej z pierwszej serii pomiarów (rozd. 4.3.1) z wynikami dla anteny zabezpieczonej przed wyładowaniami koronowymi nasuwa się wniosek, że zabezpieczenie przed wyładowaniami koronowymi jest bardziej skuteczne przy mniejszych poziomach zakłóceń.

#### 4.3.3. Antena o polaryzacji poziomej zabezpieczona przed zakłóceniami opadowymi

W celu uzyskania pełnego obrazu powstawania zakłóceń koronowych i opadowych należałoby jeszcze przeprowadzić serię pomiarów z dwiema identycznymi antenami. Obie byłyby zabezpieczone przed zakłóceniami opadowymi, ale tylko jedna z nich byłaby zabezpieczona przed wyładowaniami koronowymi. W międzyczasie stwierdzono, że rurki z polichlorku winylu, osłaniające elementy antenowe, są ciężkie i niewygodne i że można je zastąpić rurkami z włókna szklanego, które są lżejsze i bardziej wytrzymałe mechanicznie. Badania laboratoryjne wykazały, że rurki z włókna szklanego zabezpieczają w takim samym stop-



niu przed zakłóceniami opadowymi, jak rurki z polichloroku winylu, jeżeli na powierzchnię tych rurek zostanie nałożona cienka warstwa z żywicy epoksydowej.

Przeprowadzono więc pomiary z dwiema antenami całkowicie zabezpieczonymi, z tym że w jednej antenie osłony były wykonane z polichloroku winylu, a w drugiej z włókna szklanego. Wyniki obiektywne tych pomiarów są przedstawione na rys. 14. Z pomiarów tych wynika, że osłony z polichloroku winylu w większym stopniu chronią przed zakłóceniami niż osłony z włókna szklanego. Spowodowane jest to większą zwilżalnością włókna szklanego.

Następnie z anteny z osłonami z polichloroku winylu zdjęto urządzenie zabezpieczające przed wyładowaniami koronowym i przeprowadzono pomiary, o których wspomiano wyżej, tzn. porównano dwie anteny, jedną całkowicie zabezpieczoną i drugą bez zabezpieczenia przeciw wyładowaniem koronowym. Wyniki obiektywne tych pomiarów są przedstawione na rys. 15. Porównanie krzywych, rysowanych liniami przerywanymi, z rysunków 14 i 15 pokazuje, że usunięcie zabezpieczenia przed wyładowaniami koronowymi z anteny z osłonami z polichloroku winylu pogarsza nieco odporność tych anten na zakłócenia, ale w dalszym ciągu anteny te są mniej wrażliwe na zakłócenia w porównaniu do anten z osłonami z włókna szklanego i z zabezpieczeniem przed wyładowaniami koronowymi.

Wyniki tych pomiarów nasuwają dwa wnioski. Po pierwsze, zakłócenia wywoływane wyładowaniem koronowym są mniejsze niż zakłócenia powodowane opadami atmosferycz-

nymi. Po drugie, osłony na elementy antenowe powinny być wykonywane z tworzyw bardzo mało zwilżalnych.

#### 4.3.4. Całkowicie zabezpieczona antena o polaryzacji pionowej

Skuteczność działania omawianych urządzeń, zabezpieczających przed zakłóceniami, została także zbadana w przypadku anten o polaryzacji pionowej. Przeprowadzono pomiary dwóch anten znajdujących się w dwóch różnych miejscach. W obu przypadkach w pobliżu anten było dużo drzew i budynków. Pierwsza antena miała osłony z polietylenu, druga - z włókna szklanego. Obie anteny miały zamontowane na sobie przeciwzakłóceniami reflektory promieniowe, tego samego typu, jak na rys. 4.

Pomiary obiektywne poziomu zakłóceń, przeprowadzone dla obu tych anten, zostały porównane z pomiarami anteny o polaryzacji poziomej z Thrumster (rozd. 4.3.1). Z porównania tego wynika, że urządzenia zabezpieczające przed zakłóceniami działają równie skutecznie w przypadku anten o polaryzacji poziomej, jak i pionowej.

### 5. OMÓWIENIE URZĄDZEŃ ZABEZPIECZAJĄCYCH

#### 5.1. Zabezpieczenie przed wyładowaniami koronowymi

Prąd płynący z miejsca, gdzie następuje rozładowanie może być uważany jako korzystny, gdyż chmura jonów wytworzona przez niego powoduje sztuczne zwiększenie wysokości umieszczenia (w stosunku do anteny) miejsca roz-

ładowania, co z kolei poprawia ekranowanie anteny. Z drugiej strony, rozładowanie jest niekorzystne, gdyż powoduje powstawanie fali powierzchniowej rozchodzącej się w dół masztu wsporczego, a to może uwydatnić działanie ładunków przenoszonych przez krople. Przeprowadzone zostały badania laboratoryjne mające na celu określenie, czy sztuczne zwiększenie wysokości umieszczenia miejsca rozładowania spowodowane płynięciem prądu wyładowania koronowego, wyrówna niekorzyści wywoływane tym samym prądem.

Do zbadania tego zagadnienia zbudowano mały model przedstawiony na rys. 16. Dwa ostro zakończone pręty A i B, reprezentujące miejsce rozładowania (pręt A) i koniec pręta antenowego (pręt B) wystają ponad dużą uziemioną płaszczyznę C. Druga duża płaszczyzna przewodząca D, umieszczona nad tymi prętami, ma wysoki stały potencjał.

Układ przedstawiony na rys. 16 jest przeznaczony do pomiaru prądu wyładowania koronowego płynącego z końców każdego pręta. Pomiar został przeprowadzony w następujący sposób. Usunięto pręt A, a pręt B wysunięto ponad płaszczyznę C na określoną wysokość. Stały potencjał  $V$  między płaszczyznami był stopniowo zwiększany do wartości nieco poniżej tej, przy której zacząłby płynąć prąd wyładowania końcowego z pręta B. Następnie wysunięto pręt A na pewną wysokość nad płaszczyznę i w pewnej odległości od pręta B i potencjał był w dalszym ciągu zwiększany do wartości nieco poniżej tej, przy której zacząłby płynąć prąd wyładowania końcowego z pręta B.

Ponieważ w obu tych przypadkach przy wierzchołku pręta B ustalili się taki sam gradient potencjału, stosunek dwóch potencjałów  $V$  jest miarą stopnia ekranowania B i A. Ten współczynnik ekranowania był mierzony przy różnych wysokościach i odległościach między A i B. Przy tej samej odległości między A i B określono taką wysokość pręta A, przy której nie występuje wyładowanie koronowe z pręta B. Tym samym określono zwiększenie wysokości skutecznej pręta A w czasie płynięcia prądu wyładowania koronowego.

Współczynniki ekranowania zmierzone, gdy nie płynął jeszcze prąd wyładowania koronowego są przedstawione na rys. 17.

Wysokość skuteczna przewodu ekranującego w omawianym małym modelu wzrasta o kilka centymetrów przy przepływie prądu wyładowania koronowego  $7 \mu\text{A}$ . W urządzeniach rzeczywistych prądy wyładowania koronowego są rzędu  $3 - 50 \mu\text{A}$ , tak że nie należy oczekiwać większego wzrostu wysokości skutecznej niż kilka centymetrów (lub w skrajnym przypadku - kilkanaście centymetrów). Nie jest to dużo, a biorąc pod uwagę, że w warunkach burzowych chmura jonowa powstająca w czasie przepływu prądu wyładowania koronowego może zostać rozproszona przez wiatr dochodzi się do wniosku, że korzyści z przepływu prądu wyładowania koronowego są znikome.

Reflektory promieniowe (rys. 4) stawiają dość duży opór wiatrowi. Przeprowadzono badania (w skali naturalnej) z przewodzącą kulą o średnicy 150 mm zamontowaną na końcu pręta, z którego zdjęto reflektory promieniowe.

Stwierdzono, że układ taki chroni w takim samym stopniu przed zakłóceniami, jak konwencjonalny układ z ostrzem rozładowującym i trzema piętrami reflektorów.

Zbadano także układ rozładowujący w postaci szczotki ze stalowych drutów. Układowi takiemu, zamontowanemu na samolocie, przypisuje się własność, że zmienia on kształt impulsów prądu wyładowania koronowego, czego rezultatem jest, że ich energia, a więc i zakłócenia powodowane nimi są mniejsze w zakresie częstotliwości radiowych. Badania takiego układu zamontowanego na wieży wykazały, że wymaga on częstej wymiany, co uniemożliwia zastosowanie go w trudno dostępnych miejscach.

## 5.2. Zabezpieczenie przed opadami atmosferycznymi

Zakłócenia opadowe nie wystąpią, jeżeli wyeliminuje się możliwość powstawania iskry przy zbliżeniu się kropli do anteny. Jeżeli pręty antenowe są umieszczone w osłonach z materiału izolacyjnego, pojedyncza kropla nie wywołuje zakłócenia. Zakłócenie może jednak wystąpić, jeżeli kropla ta pozostanie na osłonie i do niej będzie zbliżała się druga kropla. Zanim te krople połączą się ze sobą, to między nimi może powstać iskra. Idealna osłona powinna być więc wykonana z tworzywa całkowicie niezwilżalnego. Badania laboratoryjne osłon wykonanych z polichlorku winylu, politetrafluoroetylen (teflonu), polichlorotrifluoroetylen, polietylenu i emalii piecowej wykazały, że żaden z tych materiałów nie nadaje się idealnie do tych celów. W praktyce należy

więc dążyć do stosowania tworzyw możliwie jak najmniej zwilżalnych, z których wykonywane będą osłony w postaci cienkościennych rurek o dużej, ale możliwej jeszcze do przyjęcia średnicy. Osłonięte powinny być szczególnie te miejsca anteny, gdzie występuje duże natężenie pola elektrycznego (np. końce dipoli lub elementy czynne anteny Yagi). Na podstawie dotychczasowych badań wydaje się, że własności najbardziej zbliżone do pożądanych wykazują osłony z polichlorku winylu. Średnica osłon ok. 50 mm, jaką zastosowano w opisywanych tutaj badaniach, jest dość dobrym kompromisem między skomplikowaniem układu antenowego pod względem mechanicznym a dobrymi własnościami eliminowania zakłóceń.

## 6. WNIOSKI

W artykule wykazano, że stosując odpowiednie urządzenia można zmniejszyć oddziaływanie opisywanych tutaj zakłóceń na anteny odbiorcze typu Yagi o ok. 30 dB. Podobny stopień zmniejszenia zakłóceń można uzyskać i przy innych typach anten.

Z pomiarów przeprowadzonych w stacji retransmisyjnej w Thrumster wynika, że opady atmosferyczne wywołują o wiele silniejsze zakłócenia niż wyładowania koronowe. Zakłócenia opadowe powodowane są powstawaniem iskry, która przelatuje między kroplą i anteną, zanim ta kropla upadnie na antenę. Zakłócenia opadowe nie występują, jeżeli ładunek przenoszony przez krople jest za mały, aby spowodować powstanie iskry. Zakłócenia o-

padowe można zmniejszyć przez umieszczenie elementów anteny w osłonach izolacyjnych wykonanych z tworzyw możliwie jak najmniej zwilżalnych. Stosując rurki izolacyjne z polichlorku winylu o średnicy ok. 4 razy większej od średnicy umieszczonych w nich elementów zmniejszono oddziaływanie zakłóceń o ok. 30 dB. Stosując rurki z włókna szklanego o takiej samej średnicy uzyskano już tylko zmniejszenia oddziaływania zakłóceń o 12 dB.

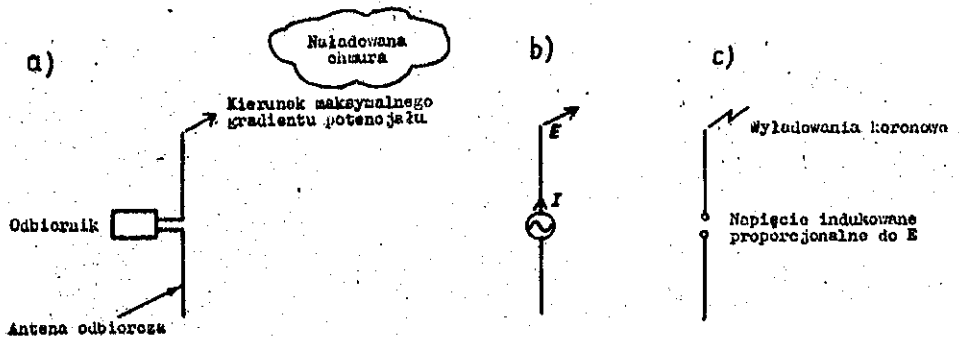
Badania nie dały odpowiedzi na pytanie, jaki jest stosunek częstotliwości występowania zakłóceń koronowych do zakłóceń opadowych. Jasne jest jednak, że oba te zjawiska składają się na wypadkowe zakłócenia i w pewnym zakresie zabezpieczenie przeciw zakłóceniom koronowym może być także zabezpieczeniem przeciw zakłóceniom opadowym. Przeprowadzone doświadczenia skłaniają do wniosku, że antenę można skutecznie zabezpieczyć przed zakłóceniami koronowymi przez umieszczenie na szczycie mastsztu wsporczonego pionowego metalowego pręta o wysokości co najmniej 10 m i zakończonego kulą metalową.

#### WYKAZ LITERATURY

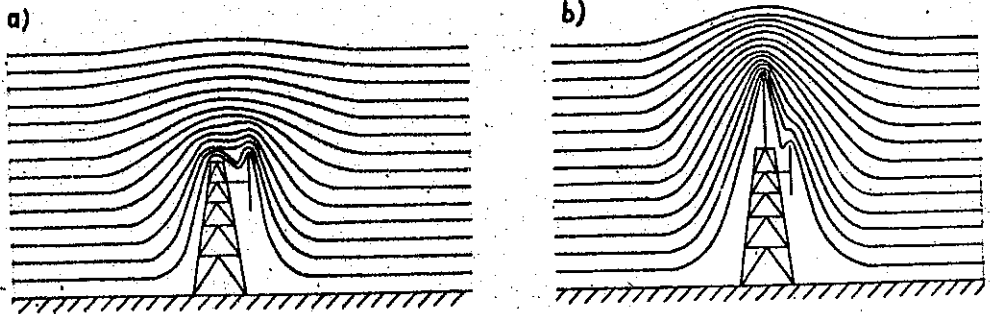
1. Marriott R.H.: Radio range variation. Proc. Inst. Radio Engrs. 1914, nr 2, s. 37.
2. Hucks H.M.: Precipitation-static interference on aircraft and at ground stations, PIRE 1939, t. 27, nr 5, s. 301-316.
3. Gunn R., Hall W.C., and Kinzer G.D.: The precipita-

- tion-static interference problem and methods for its investigation., *ibid* 1946, t. 34, nr 4, April, s. 156-161.
4. Tanner R.L.: Precipitation particle impact noise in aircraft antennas. *IRE Trans.* 1957, t. AP-5, nr 2, s. 232-237.
  5. Page H.: The suppression of corona-and precipitation-interference in v.h.f. reception. *PIEE* 1961, t.108-B, nr 40, s. 469-470.
  6. Chalmers J.A.: Atmospheric electricity. Pergamon Press 1957, London, ss. 327.
  7. Mason B.J.: Clouds, rain and rainmaking. (Cambridge University Press 1962).
  8. Whythe D.J.: The design of aerials for long-distance v.h.f. television reception. *Proc. Soc. Relay Engrs* 1963, nr 6, ss. 29.
  9. Simpson, Sir G.: Atmospheric electricity during disturbed weather. *Geophys. Mem. Met. Off.* 1949, nr 84, ss. 51.
  10. Golde R.H.: Validity of lightning tests with scale models. *JIEE* 1941, t. 88, cz. II, s. 67-68.
  11. Italian Patent Specification 473798. Parafulmine radioattivo con elementi acceleratori. Nov. 1963.



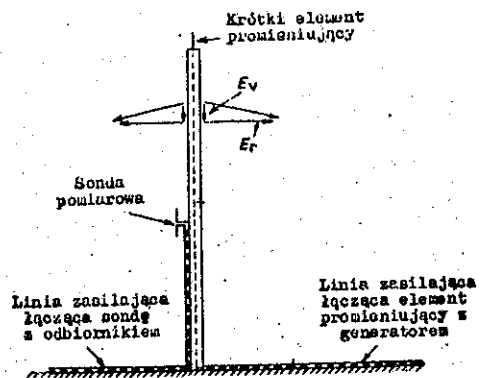


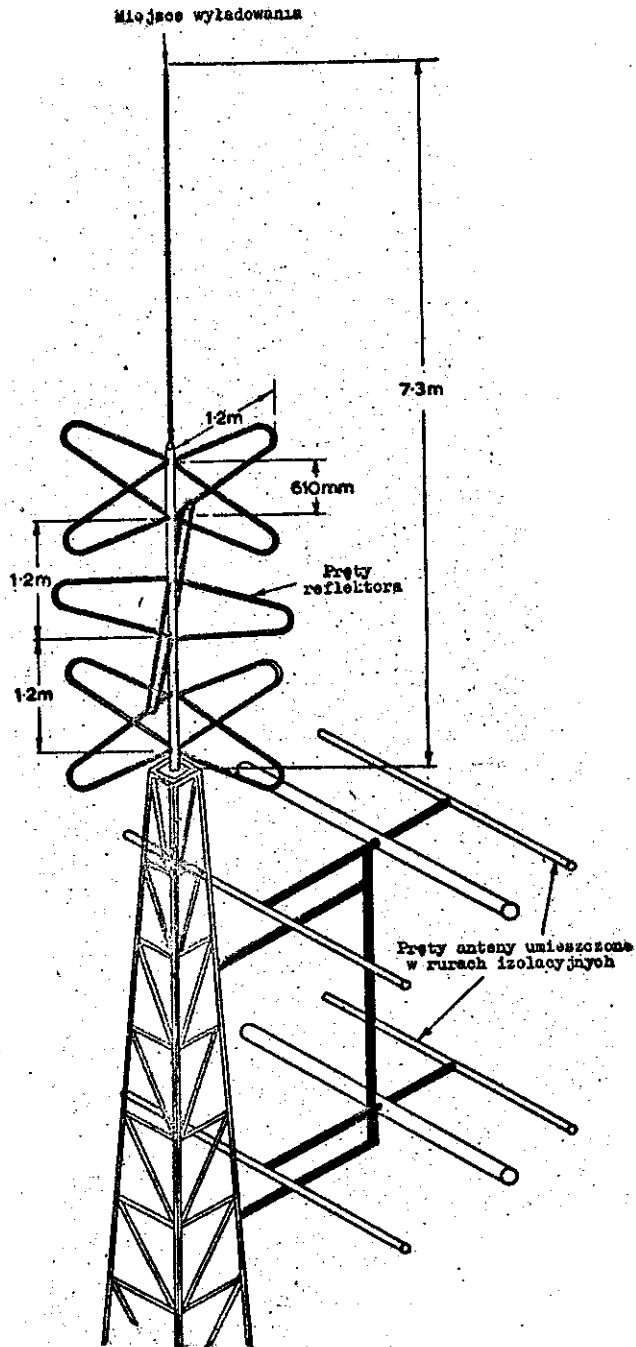
Rys. 1. Mechanizm powstawania zakłóceń koronowych: a/ warunki rzeczywiste, b/ układ równowagi przy nadawaniu, c/ układ równowagi przy odbiorze



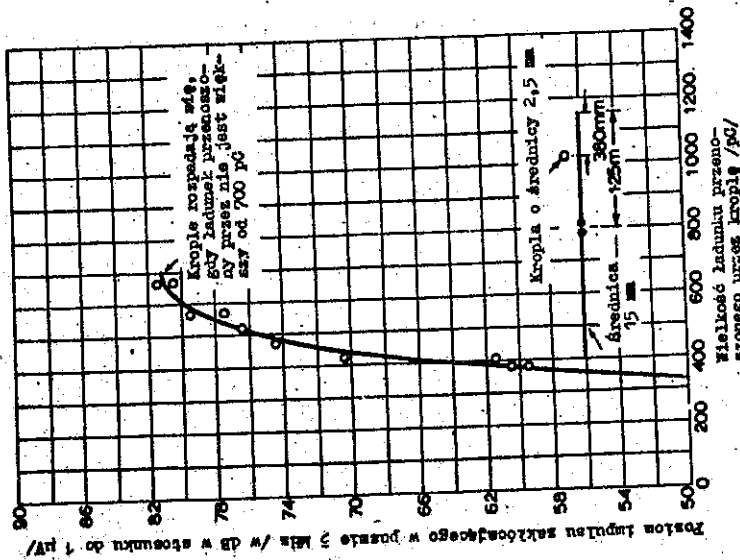
Rys. 2. Zmniejszenie oddziaływania zakłóceń koronowych: a/ bez zabezpieczenia przed wylądowaniami koronowymi, b/ z pionowym metalowym prętem

Rys. 3. Mały model używany do badania rozchodzenia się fali powierzchniowej

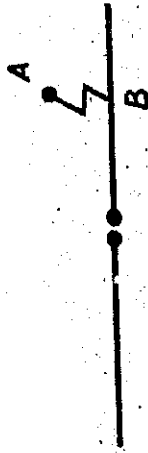




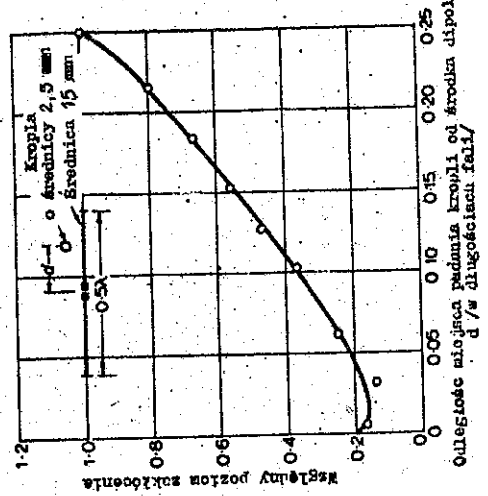
Rys. 4. Antena całkowicie zabezpieczona przed wyladowaniem koronowym i opadami atmosferycznymi



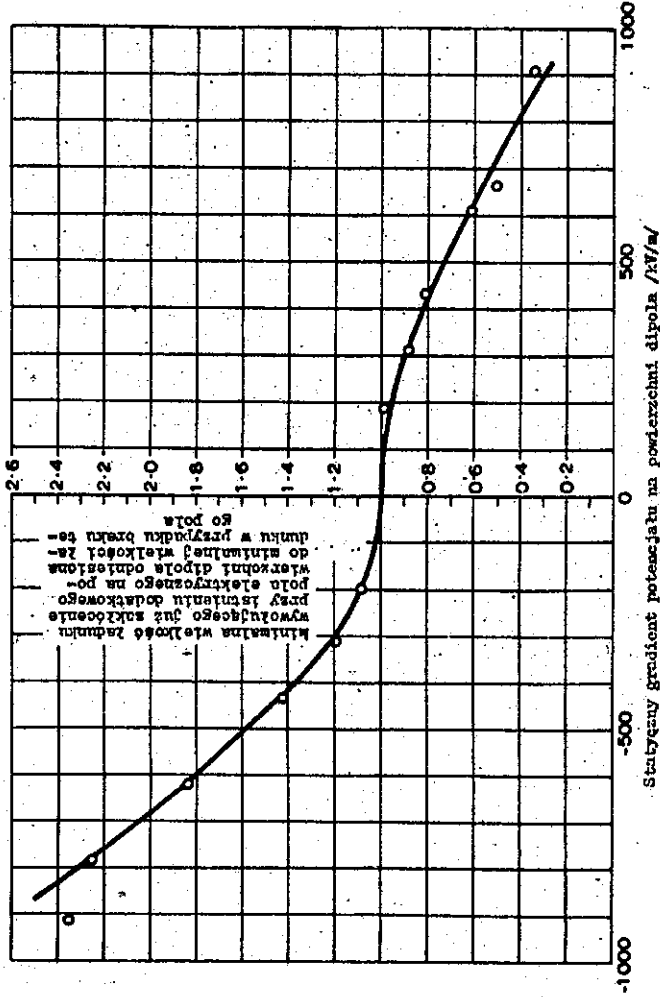
Rys. 5. Zależność poziomu zakłóceń od wielkości ładunku przenieszonego przez kroplę



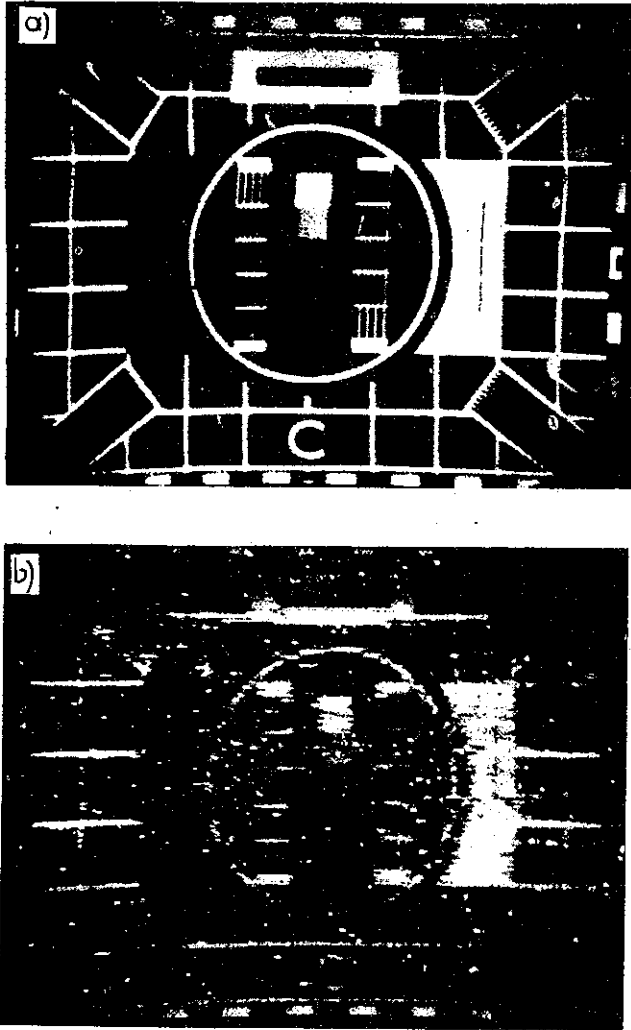
Rys. 7. Mechanizm powstawania zakłóceń opaskowych



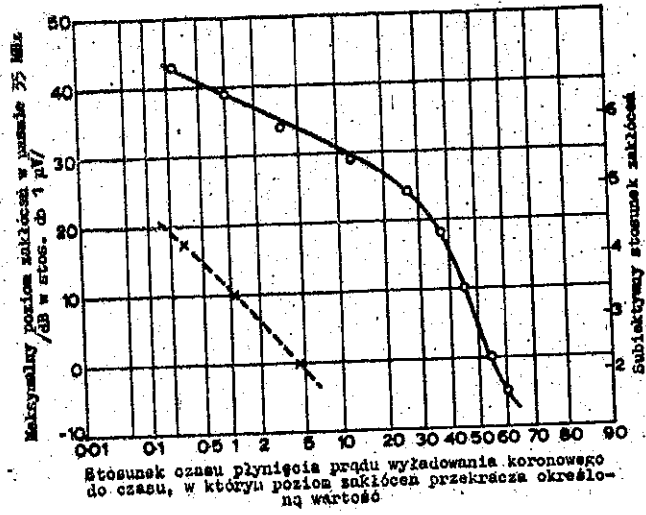
Rys. 8. Zależność wielkości zakłóceń od miejsca padania kropli



rys. 6. Minimalna wielkość ładunku wywołującego już zakłócenie w zależności od statycznego gradientu potencjału

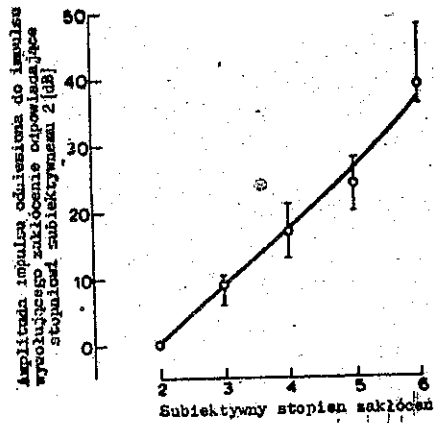


Rys. 9. Typowe obrazy obserwowane na monitorach kontrolnych w czasie występowania silnych zakłóceń: a/ antena całkowicie zabezpieczona, b/ antena niezabezpieczona

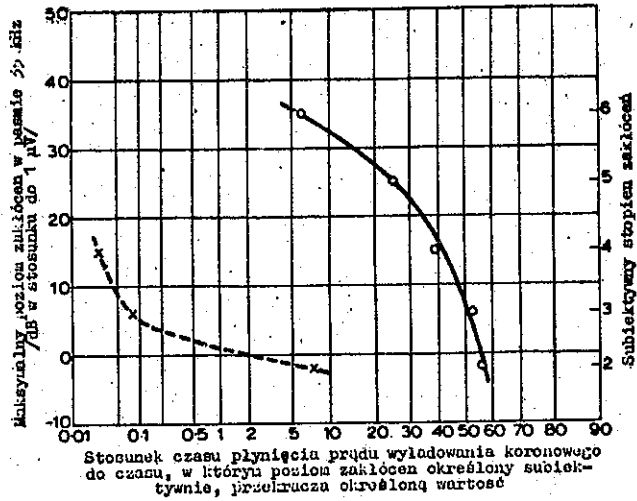


Rys. 10. Pomiary obiektywne poziomu zakłóceń

—•—•—•— antenna niezabezpieczona      -x-x-x-x- antenna całkowicie zabezpieczona

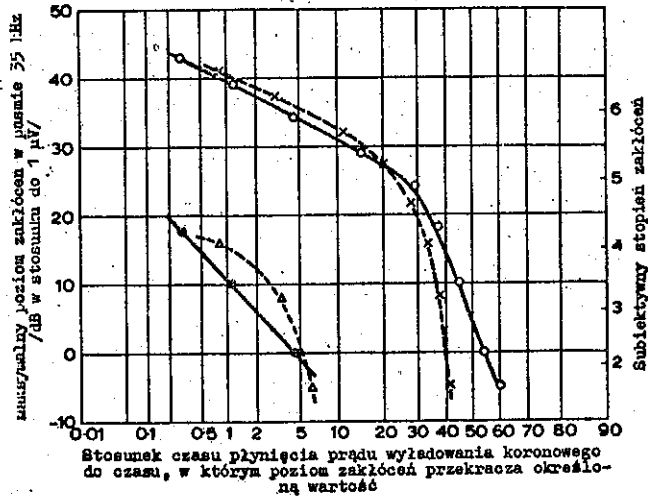


Rys. 11. Porównanie wyników subiektywnych i obiektywnych



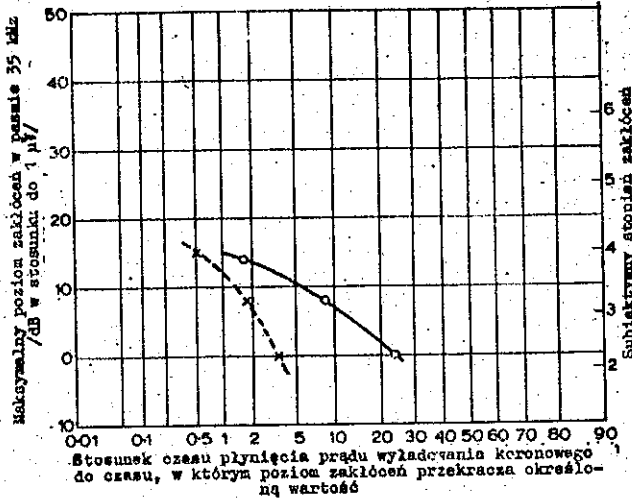
Rys. 12. Pomiary subiektywne poziomu zakłóceń

—○— antena niebezpieczna      -x-x- antena całkowicie zabezpieczona



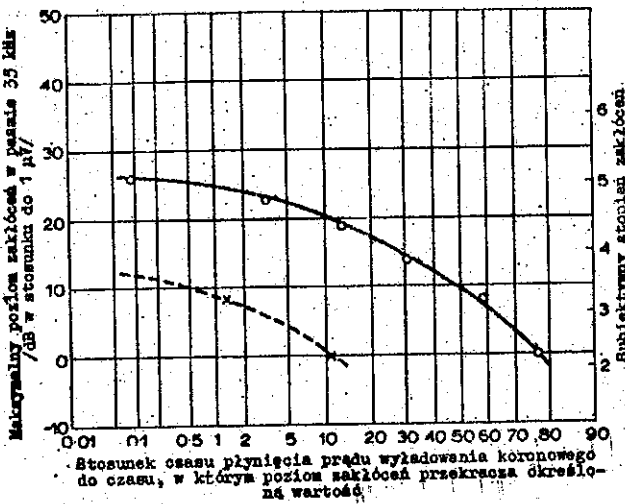
Rys. 13. Pomiary obiektywne poziomu zakłóceń

—○— antena niebezpieczna } pomiary opisane w rozdz. 4.3.1  
 —●— antena całkowicie zabezpieczona }  
 -x-x- antena zabezpieczona przed wyładowaniami koronowymi } pomiary opisane w rozdz. 4.3.2  
 -▲-▲- antena całkowicie zabezpieczona }



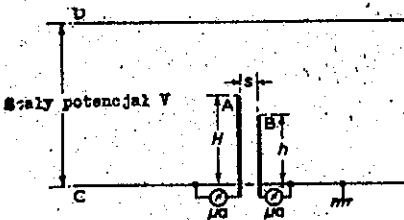
Rys. 14. Pomiaru obiektywne poziomu zakłóceń

—○— antena z osłonami z włókna szklanego —x—x— antena z osłonami z polichlorku winylu  
 Obie anteny mają zabezpieczenie przed wyładowaniami koronowymi



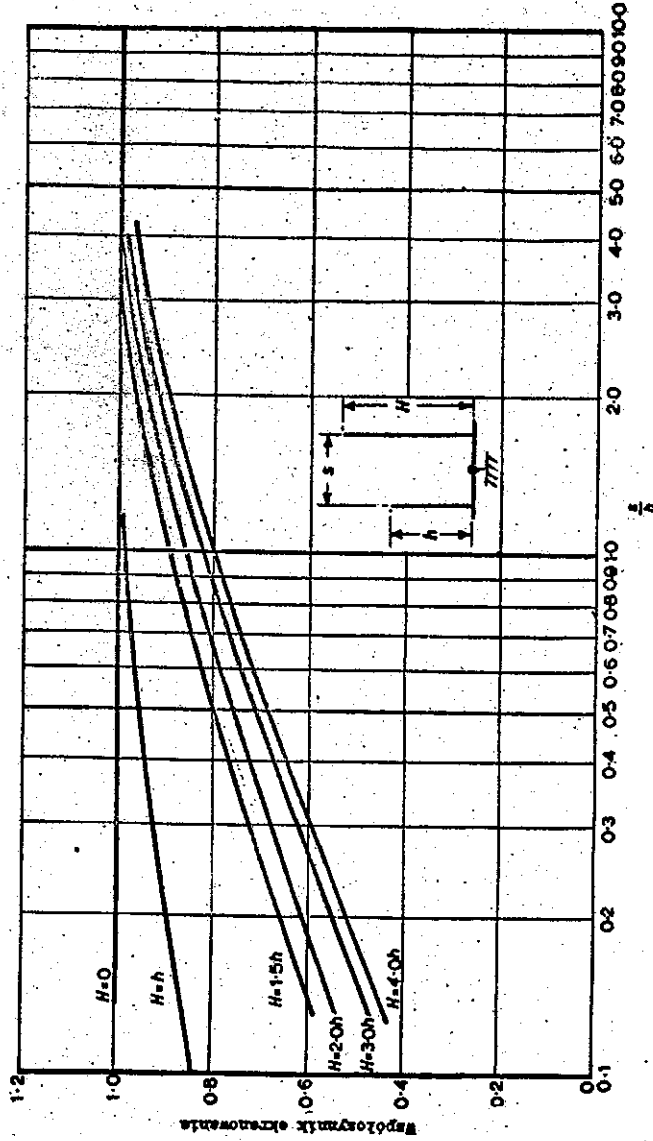
Rys. 15. Pomiaru obiektywne poziomu zakłóceń

—○— antena z osłonami z włókna szklanego oraz z zabezpieczeniem przed wyładowaniami koronowymi —x—x— antena z osłonami z polichlorku winylu, bez zabezpieczenia przed wyładowaniami koronowymi



Rys. 16. Pomiar zwiększenia wysokości skutecznej miejsca rozładowania powodowanego przepływem prądu wyładowania koronowego





rys. 17. Zakres ekranowania końca jednego przewodu przez drugi przew. /sity ni's plynie prad wyjedowania koronowego/

D.J. Bem

## SUPERKIERUNKOWOŚĆ, DOBROĆ I OPTIMALIZACJA UKŁADÓW ANTENOWYCH<sup>1)</sup>

### 1. WSTĘP

Przeważająca większość spotykanych w praktyce układów antenowych charakteryzuje się następującą własnością:

Istnieje zawsze taki kierunek, że promieniowanie od wszystkich elementów układu dociera do odległego punktu leżącego na tym kierunku w zgodnej fazie.

Oczywiście kierunek ten jest kierunkiem maksymalnego promieniowania. Powyższe dotyczy zarówno układów antenowych, jak i ciągłego rozkładu pola w aperturze. Umówmy się nazywać układy posiadające podaną własność układami ortodoksyjnymi.

Maksymalna kierunkowość płaskiego ortodoksyjnego układu antenowego jest dana zależnością

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (1)$$

gdzie:

A - jest powierzchnią zajmowaną przez układ

---

<sup>1)</sup> Niniejszy artykuł jest skrótem dwóch referatów wygłoszonych przez autora na wspólnych seminariach Katedry Radiotechniki Politechniki Wrocławskiej i Zakładu Anten Instytutu Łączności.

$\lambda$  - jest długością fali.

Z (1) wynika, że dla danej długości fali jedynym sposobem zwiększenia kierunkowości jest zwiększenie rozmiarów geometrycznych układu antenowego.

Oseen [1] w 1922 r. wykazał, że istnieje możliwość zbudowania układów antenowych o większej kierunkowości niż kierunkowość układów ortodoksyjnych o tej samej powierzchni. Powstała w ten sposób koncepcja superkierunkowości stała w jawnej sprzeczności z ugruntowanym przekonaniem, że zwiększeniu kierunkowości układu antenowego musi towarzyszyć zwiększenie jego rozmiarów. Nic więc dziwnego, że koncepcja ta była kolejno zapominana i ponownie odkrywana [2, 3]. W tym czasie usiłowano znaleźć optymalny rozkład prądu zapewniający maksymalną kierunkowość [4, 5]. Tymczasem zasada superkierunkowości głosi, że można zbudować układ antenowy o dowolnie małych rozmiarach i dowolnie dużej kierunkowości, jeśli tylko istnieje możliwość bądź dowolnego kształtowania rozkładu pola w przestrzeni zajmowanej przez układ, bądź też wypełnienia jej nieograniczoną liczbą elementów.

Zwiększenie kierunkowości w układach wykorzystujących zjawisko superkierunkowości uzyskuje się dzięki dopuszczeniu bardzo dużych zmian fazy w obrębie układu. Zarówno główny listek jak i listki boczne są produktem destruktywnej interferencji, natomiast kierunek, dla którego zachodzi sumowanie pól od wszystkich źródeł znajduje się poza przestrzenią fizyczną. Obrazowo mówiąc zjawisko superkierunkowości polega na stłoczeniu miejsc

zerowych charakterystyki promieniowania w zakresie kątów rzeczywistych i przesunięciu największego listka charakterystyki poza ten zakres. Oczywiście, tak przesuniętego listka charakterystyki nie można bezpośrednio zaobserwować. To co zostało powiedziane będzie łatwiej zrozumieć, jeśli charakterystykę promieniowania anteny wykreślić nie jako funkcję kierunku w przestrzeni fizycznej  $\theta$ , ale jako funkcję  $\sin \theta$ .

Jakkolwiek można mierzyć tylko charakterystykę promieniowania dla wartości  $(\sin \theta) \leq 1$ , to jednak można ją liczyć i wykreślić także dla wartości  $(\sin \theta) > 1$ .

Na rysunku 1<sup>1)</sup> podano przykład charakterystyki promieniowania pewnego układu antenowego jako funkcji  $\sin \theta$ . Część wykresu mieszcząca się w przedziale  $(-1, 1)$  odpowiada rzeczywistej charakterystyce promieniowania, a granice przedziału wyznaczają granice kątów rzeczywistych albo granice przestrzeni fizycznej. Część charakterystyki znajdująca się poza przedziałem  $(-1, 1)$  odpowiada energii biernej. Na rysunku widać, że największy listek charakterystyki znajduje się poza granicami przestrzeni fizycznej.

Takie przesunięcie największego listka charakterystyki poza granicę przestrzeni fizycznej powoduje zawężenie charakterystyki promieniowania dla kątów rzeczywistych, a więc zwiększenie kierunkowości anteny, ale jednocześnie wzrost energii biernej, a więc zwiększenie dobroci

---

1) Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

anteny. Ponadto, ponieważ główny listek charakterystyki promieniowania jest produktem destruktywnej interferencji, maleje bezwzględna wartość promieniowania i powstaje problem tolerancji wartości prądów w poszczególnych elementach.

Dla zilustrowania trudności występujących przy zbytnim zmniejszeniu rozmiarów układu antenowego rozważmy przykład dziewięcioelementowego układu antenowego podany przez Yaru [6]. Yaru zaprojektował konwencjonalny układ Czebyszewa zapewniający poziom listków bocznych  $-25,9$  dB. Następnie zmniejszył odległości między elementami do  $\lambda/32$ , tak że długość całego układu wyniosła  $\lambda/4$ . Dla uzyskania takiej samej charakterystyki promieniowania jak w pierwszym przypadku prądy w elementach ścięsnionego układu muszą mieć następujące wartości:

$$I_0 = 17 \quad 787 \quad 318 \quad 737,4$$

$$I_1 = I_{-1} = -14 \quad 253 \quad 059 \quad 703,2$$

$$I_2 = I_{-2} = 7 \quad 161 \quad 483 \quad 126,6$$

$$I_3 = I_{-3} = -2 \quad 062 \quad 922 \quad 999,4$$

$$I_4 = I_{-4} = 260 \quad 840 \quad 226,8$$

Wypadkowy prąd wytwarzający pole na kierunku maksimum wynosi 19,5.

Dla zapewnienia założonej charakterystyki promieniowania wartości prądów w elementach muszą być utrzymywane z dokładnością  $10^{-10}$ . Dobroć systemu jest nawet większa od  $10^{10}$ . Tak więc 16-krotne zmniejszenie rozmiarów

układu spowodowało wzrost dobroci i wymagań dotyczących tolerancji prądów w stosunku  $10^{10}$ .

## 2. OPTIMALIZACJA UKŁADÓW ANTENOWYCH

We wstępie stwierdzono, że nie ma ograniczeń w uzyskaniu dowolnie dużej wartości kierunkowości w układzie antenowym zajmującym dowolnie małą część przestrzeni, jeśli tylko liczba stopni swobody układu jest nieograniczona. Wiąże się to jednak z ogromnym wzrostem dobroci układu, zmniejszającym jego praktyczną stosowalność ze względu na szybko malejącą szerokość transmitowanego pasma oraz nakładającym bardzo ostre wymagania na tolerancje prądów w elementach układu.

Miarą wymagań stawianych układowi antenowemu pod względem tolerancji prądów w elementach promieniujących może być współczynnik wrażliwości  $S$  zdefiniowany jako stosunek średniego odchylenia kwadratowego wartości natężenia pola wytwarzanego przez układ do średniego odchylenia kwadratowego prądów pobudzających elementy układu. Uzsoky i Solymar [7] wykazali, że współczynnik wrażliwości jest proporcjonalny do dobroci układu i odwrotnie proporcjonalny do kierunkowości:

$$S = \frac{Q}{D} \quad (2)$$

Przy zmniejszaniu przestrzeni zajmowanej przez układ antenowy dobroć układu wzrasta znacznie szybciej aniżeli jego kierunkowość, w rezultacie współczynnik wrażliwości również szybko wzrasta.

Dla zapewnienia praktycznej realizowalności i stosowalności układu antenowego należy więc nałożyć pewne ograniczenia na jego dobroć. Z punktu widzenia układu nadawczego istotne jest uzyskanie możliwie dużej kierunkowości; w przypadku układu odbiorczego ważniejsze jest zapewnienie możliwie dużego stosunku mocy sygnału do mocy szumu. Proces optymalizacji układu antenowego będzie więc polegał na maksymalizacji jego kierunkowości lub stosunku mocy sygnału do mocy szumu przy założonej dobroci układu.

Rozpatrzmy układ antenowy złożony z  $N$  jednakowych, dowolnie rozmieszczonych w przestrzeni, ale jednakowo zorientowanych elementów promieniujących. Załóżmy, że kierunki maksymalnego promieniowania elementów pokrywają się z kierunkiem maksymalnego promieniowania układu antenowego.

Natężenie pola wytwarzanego przez układ antenowy w odległym punkcie leżącym na kierunku  $\theta, \varphi$  (rys. 2) jest sumą wektorową natężeń pól wytwarzanych przez poszczególne elementy układu. Ponieważ istotne są tylko względne wartości, pomijamy zależność natężenia pola od odległości

$$E(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N I_n e^{jkr_n \cos \psi_n} \quad (3)$$

gdzie:

$f(\theta, \varphi)$  - znormalizowana charakterystyka promieniowania każdego elementu

- $I_n$  - prąd w n-tym elemencie  
 $k = 2\pi/\lambda$  - stała propagacji  
 $r_n, \theta_n, \varphi_n$  - współrzędne n-tego elementu  
 $\psi_n$  - kąt pomiędzy promieniem  $r_n$  i kierunkiem, w którym oblicza się natężenie pola.

Kierunkowość układu dana jest znaną zależnością:

$$D = \frac{E(\theta_0, \varphi_0)^2}{\frac{1}{4} \int E(\theta, \varphi)^2 \sin\theta \, d\theta \, d\varphi} \quad (4)$$

gdzie:

$\theta_0, \varphi_0$  - kierunek maksymalnego promieniowania

Wstawiając (4) do (3) wyrażenie na kierunkowość układu przyjmuje postać:

$$D = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N I_m I_n^* d_{mn}}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N I_m I_n^* b_{mn}} \quad (5)$$

gdzie:

$$d_{mn} = e^{-jk(r_m \cos \psi_{om} - r_n \cos \psi_{on})}$$

$\psi_{om}$  - kąt pomiędzy promieniem  $r_m$  i kierunkiem maksymalnego promieniowania



$$b_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int f^2(\theta, \vartheta) e^{-jk(r_m \cos \psi_m - r_n \cos \psi_n)}$$

Założmy teraz, że rozpatrywany układ odbiera sygnały z kierunku  $\theta_0, \vartheta_0$ . Moc odbieranego sygnału jest więc proporcjonalna do  $E^2(\theta_0, \vartheta_0)$ . Założmy dalej, że szum jest niekoherentny i jego rozkład w przestrzeni opisuje funkcja rozkładu temperatury  $T(\theta, \vartheta)$ . Moc szumu odebranego przez układ antenowy uzyskamy całkując wyrażenie  $T(\theta, \vartheta) E^2(\theta, \vartheta)$  na powierzchni kuli otaczającej system. Stosunek mocy sygnału do mocy szumu wyraża się więc zależnością:

$$\frac{P}{N} = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N I_m I_n^* \alpha_{mn}}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N I_m I_n^* a_{mn}} \quad (6)$$

gdzie:

$$a_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int T(\theta, \vartheta) f^2(\theta, \vartheta) e^{-jk(r_m \cos \psi_m - r_n \cos \psi_n)}$$

Wyrażenia (6) i (5) pod względem formalnym są jednako-  
we. Do optymalizacji nadawczych i odbiorczych układów  
antenowych można więc stosować tę samą metodę. Więcej,  
współczynniki  $b_{mn}$  w wyrażeniu (5) można uzyskać ze współ-  
czynników  $a_{mn}$  w wyrażeniu (6) kładąc  $T=1$ .

W najogólniejszym ujęciu problem optymalizacji ukła-  
du antenowego polega więc na maksymalizacji stosunku  
 $P/N$  przy założonej wartości  $Q$ .

Założenie znajomości rozkładu temperatury szumów jest w pełni uzasadnione. Rozkład temperatury szumów nieba jest podawany w literaturze [8], a temperaturę szumów ziemi można przyjąć stałą i równą  $290^{\circ}\text{K}$ . Kładąc  $T=1$ , zagadnienie optymalizacji układu antenowego ze względu na stosunek  $P/N$  sprowadza się do maksymalizacji kierunkowości układu przy założonej wartości  $Q$ .

Rygorystyczne określenie dobroci układu jest zagadnieniem skomplikowanym. Dla naszych celów wystarczy, biorąc pod uwagę, że energia bierna jest proporcjonalna do kwadratu amplitudy prądu, zdefiniować dobroć układu jako stosunek sumy kwadratów amplitud prądów w elementach promieniujących do mocy promieniowanej przez system [9].

$$Q = \frac{\sum_{n=1}^N I_n I_n^*}{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N I_m I_n^* b_{mn}} \quad (7)$$

### 3. MATEMATYCZNE PODSTAWY OPTYMALIZACJI UKŁADÓW ANTENOWYCH

Wiele zagadnień spotykanych w elektronice polega na określeniu zbioru parametrów maksymalizującego lub minimalizującego jakąś własność układu. Często mamy do czynienia z układami dyskretnymi, w których pewne parametry mają znaczenie tylko przy dyskretnych wartościach

określonej zmiennej. Przykładem takiego zagadnienia, jak wykazano w punkcie 2, jest optymalizacja układów antenowych. W dalszym ciągu wykażemy, że zagadnienie maksymalizacji lub minimalizacji jakiejś własności dyskretnego układu może być rozwiązane w elegancki sposób przy użyciu rachunku macierzowego [10].

Zdefiniujmy funkcję  $G$  wektora  $a$  w następujący sposób:

$$G(a) = \frac{a A a^+}{a B a^+} \quad (8)$$

gdzie:

$$a = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N]$$

jest wektorem wierszowym  $1 \times N$ ,

$$A = [\alpha_{mn}] \quad ; \quad B = [\beta_{mn}]$$

są hermitowskimi macierzami  $N \times N$ , a znak  $+$  oznacza transponowaną macierz sprzężoną.

Jeśli macierz  $B$  jest dodatnio określona, to słuszne jest następujące twierdzenie:

1) pierwiastki równania charakterystycznego

$$\det (A - \lambda B) = 0 \quad (9)$$

są rzeczywiste,

2)  $\lambda_1$  i  $\lambda_N$  określają granice funkcji  $G(a)$

$$\lambda_1 \geq G(a) \geq \lambda_N \quad (10)$$

3) funkcja  $G(a)$  przyjmuje wartość minimalną równą  $\lambda_1$ , gdy

$$A a = \lambda_1 B a \quad (11)$$

i wartość maksymalną równą  $\lambda_N$ , gdy

$$A a = \lambda_N B a \quad (12)$$

Wykonując operacje mnożenia, funkcję  $G(a)$  można zapisać w innej postaci, a mianowicie:

$$G = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N a_m \alpha_{mn} a_n^*}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N a_m \beta_{mn} a_n^*} \quad (13)$$

Jeśli zatem jakaś własność dowolnego układu może być wyrażona w postaci (13), to podane wyżej twierdzenie można wykorzystać do maksymalizacji lub minimalizacji wartości  $G$ . Porównując wyrażenia (5) i (6) z (13) stwierdzamy, że kierunkowość układu antenowego i stosunek  $P/N$  mogą być maksymalizowane w oparciu o podane twierdzenie. Elementy wektora  $a$  wyznaczają przy tym amplitudy i fazy prądów w elementach układu, zapewniające maksymalną kierunkowość lub maksymalny stosunek  $P/N$ .

Opisana metoda maksymalizacji nie pozwala na wcześniejsze założenie wartości dobroci układu. W większości przypadków uzyskane tą drogą rezultaty nie będą więc mia-

ły znaczenia praktycznego. Aby umożliwić optymalizację układu przy założonej wartości  $Q$ , zauważmy, że dobroć układu można również wyrazić za pomocą wzoru (8) kładąc  $A=E$ , gdzie  $E$  jest macierzą jednostkową. Utwórzmy teraz następujące wyrażenie:

$$G(a) = \frac{a A a^+}{a B a^+} + \Lambda \frac{a \cdot a^+}{a B a^+} \quad (14)$$

gdzie:

$\Lambda$  - jest parametrem skalarnym.

Zagadnienie maksymalizacji funkcji  $G$  przy zadanej wartości  $Q$  sprowadza się teraz do zapewnienia stacjonarności funkcji  $G$  względem wektora  $a$  i parametru .

W procesie optymalizacji można wyróżnić następujące przypadki szczególne:

- a. Maksymalizacja kierunkowości bez ograniczenia dobroci

W tym przypadku  $T(\theta, \varphi) = 1$  i  $\Lambda = 0$ . Amplitudy i fazy prądów zapewniające maksymalną kierunkowość wyznacza się z równania (12).

- b. Maksymalizacja kierunkowości przy założonej wartości dobroci

Podobnie jak w poprzednim przypadku  $T(\theta, \varphi) = 1$ , ale ponieważ  $\Lambda \neq 0$ , amplitudy i fazy prądów zapewniające optymalną kierunkowość należy wyznaczyć z warunku stacjonarności wyrażenia (14).

c. Maksymalizacja stosunku P/N bez ograniczenia dobroci

Przypadek ten jest zbliżony do przypadku a, z tą różnicą, że funkcja rozkładu temperatury nie jest stała. Podobnie jak w przypadku a, amplitudy i fazy prądów zapewniających maksymalny stosunek P/N wyznacza się z równania (12).

d. Maksymalizacja stosunku P/N przy założonej wartości dobroci

Jest to najbardziej ogólny przypadek optymalizacji systemu antenowego. Optymalne pobudzenie elementów układu wyznacza się z warunku stacjonarności wyrażenia (14).

e. Jednostajne pobudzenie elementów promieniujących<sup>1)</sup>

Jednostajne pobudzenie elementów promieniujących układu antenowego w ogólności nie zapewnia optymalnych własności układu. Jednakże ze względu na prostotę zasilania oraz bardzo dobre, prawie optymalne, własności układu, gdy odległości między elementami są duże, ten rodzaj pobudzenia jest chętnie stosowany. Ponadto stanowi on wygodny punkt odniesienia przy porównywaniu innych sposobów pobudzania.

W literaturze [9, 11, 12] są podane wyrażenia na kł-

---

<sup>1)</sup> Przez jednostajne pobudzenie układu antenowego rozumie się pobudzenie, przy którym elementy promieniujące zasilane są prądami o jednakowych amplitudach z jednostajną progresją fazy.

runkowość, stosunek P/N i dobroć układów antenowych, przy różnych warunkach optymalizacji.

Należy podkreślić, że opisana metoda optymalizacji stosuje się do dowolnych układów antenowych, liniowych i nieliniowych, płaskich i przestrzennych, z równomiernie i nierównomiernie rozmieszczonymi elementami. Zakres systemów antenowych dających się optymalizować omawianą metodą jest więc prawie nieograniczony.

#### 4. PRZYKŁADY OPTIMALIZACJI UKŁADÓW ANTENOWYCH

Dla zilustrowania poprzednich rozważań omówimy kilka przykładów optymalizacji układów antenowych.

Jako pierwszy rozpatrzmy układ antenowy złożony z dwóch źródeł izotropowych umieszczonych w odległości  $d$  wzdłuż osi  $x$  (rys. 3). Zažadajmy, aby układ promieniował maksymalnie w kierunku osi  $x$ . Przy pobudzeniu jednostajnym amplitudy prądów w obu elementach są jednakowe, a różnica faz jest równa opóźnieniu fazy, jakiego fala doznaje na drodze od źródła 1 do źródła 2.

$$I_1 = I_2^* = I_0 e^{-j \frac{kd}{2}}$$

gdzie:

$I_0$  - amplituda prądu.

Kierunkowość układu wyraża się zależnością:

$$D = \frac{2}{2 - d}$$

gdzie:

$$\alpha = 1 - \frac{\sin kd \cos kd}{kd}$$

Maksymalna kierunkowość układu przy pobudzeniu jednostajnym wynosi 2 i jest osiągnięta wtedy, gdy odległość między elementami jest równa wielokrotności  $\lambda/4$ . Gdy  $d$  dąży do zera,  $\alpha$  również dąży do zera i kierunkowość układu dąży do jedności. Jest to zupełnie zrozumiałe, bowiem przy malejącym  $d$  dwa źródła zlewają się w jedno źródło, przy tym fazy prądów w obu źródłach składowych są jednakowe.

Dobroć układu przy pobudzeniu jednostajnym jest dana przez:

$$Q = \frac{1}{2 - \alpha}$$

Dobroć układu jest równa jedności, gdy odległość między elementami jest wielokrotnością  $\lambda/4$  i dąży do wartości 0,5, gdy odległość między elementami dąży do zera.

Zbadajmy teraz możliwości optymalizacji omawianego układu antenowego. Na początek zajmijmy się problemem maksymalizacji kierunkowości bez ograniczenia dobroci. Prądy w elementach układu zapewniające maksymalną kierunkowość są dane przez:

$$I_1 = I_2^* = I_0 e^{-j \left( \frac{kd}{2} + \nu \right)}$$

gdzie:

$$\nu = \arctg \frac{\sin^2 kd}{kd - \sin kd \cos kd}$$



Jak widać, amplitudy prądów w obu źródłach są w dalszym ciągu jednakowe, ale fazy są bardziej skomplikowaną funkcją odległości. Obok czynnika  $kd/2$  występującego przy pobudzeniu jednostajnym pojawia się dodatkowe przesunięcie fazy  $\nu$ . Dla odległości między elementami równej wielokrotności połowy długości fali  $\nu = 0$  i maksymalną kierunkowość zapewnia pobudzenie jednostajne.

Dla odległości  $d > \lambda/2$   $\nu$  przyjmuje małe wartości i w tym przypadku pobudzenie optymalne różni się nieznacznie od pobudzenia jednostajnego. Natomiast przy małych odległościach między elementami optymalne pobudzenie różni się zasadniczo od pobudzenia jednostajnego. Gdy odległość  $d$  dąży do zera, kąt  $\nu$  dąży do  $90^\circ$  i maksymalna kierunkowość zapewnia zasilanie elementów w przeciwfazie. Dla często spotykanej w praktyce odległości  $d = \lambda/4$  optymalna różnica faz w zasilaniu elementów wynosi  $155^\circ$  (przy pobudzeniu jednostajnym  $-90^\circ$ ).

Na rysunku 4 przedstawiono charakterystykę promieniowania układu optymalnego i układu jednostajnego dla odległości  $d = 0,25 \lambda$ . Kierunkowość układu optymalnego wyraża się wzorem:

$$d = 2 \frac{\alpha}{\beta}$$

gdzie:

$$\beta = 1 - \left( \frac{\sin kd}{kd} \right)^2$$

a dobroć dana jest zależnością:

$$Q = \frac{2 \alpha - \beta}{\alpha \beta}$$

Jeśli odległość między elementami jest równa wielokrotności połowy długości fali, kierunkowość układu wynosi 2 jak dla pobudzenia jednostajnego, jednocześnie dobroć układu jest równa 1. Dla  $d = \lambda / 4$  maksymalna kierunkowość wynosi 3,36 i rośnie do 4, gdy  $d$  dążą do zera. Dobroć układu przyjmuje wartość 2,36 dla  $d = \lambda / 4$  i rośnie nieograniczenie przy  $d$  malejącym do zera (rys. 5).

W tabelicy 1 zebrano własności omawianego układu dla odległości  $d = \lambda / 4$ .

T a b l i c a 1

Własności układu antenowego złożonego z dwóch źródeł izotropowych  
(odległość między źródłami  $d = 0,25 \lambda$ )

Kierunkowość D	Dobroć Q	Prądy w elementach układu I
3,36 (maksymalna)	2,36	$I_1 = I_2^* = e^{-j 77,5^\circ}$
2 (pobudzenie jednostajne)	1	$I_1 = I_2 = e^{-j 45^\circ}$

Zbadajmy teraz możliwość optymalizacji omawianego układu antenowego przy założeniu określonej wartości dobroci. Obliczenia w tym przypadku są żmudniejsze. Wyniki obliczeń dla  $d = 0,05 \lambda$  i dwóch założonych wartości Q (1, 10) podano w tabl. 2. Dla celów porównawczych podano również wyniki obliczeń dla pobudzenia jednostajnego i dla maksymalizacji kierunkowości bez ograniczenia dobroci.

T a b l i c a 2

Własności układu antenowego złożonego z dwóch źródeł izotropowych  
(odległość między źródłami  $d = 0,05 \lambda$ )

Kierunkowość D	Dobroć Q	Prądy w elementach układu I
$\sim 4$ /maksymalna/	45,5	$I_1 = I_2^* = e^{-j 87^\circ}$
2,5	10 (założona)	$I_1 = I_2^* = e^{-j 78^\circ}$
1,7	1 (założona)	$I_1 = I_2^* = e^{-j 38^\circ}$
1,03 (pobudzenie jednostajne)	0,52	$I_1 = I_2^* = e^{-j 9^\circ}$

Maksymalna wartość kierunkowości jest bliska 4, ale jednocześnie dobroć układu wzrasta do wartości 45,5, co może być już nie do przyjęcia ze względów praktycznych. Narzucając wartość dobroci  $Q = 1$  uzyskuje się kierunkowość 1,72, podczas gdy przy pobudzaniu jednostajnym kierunkowość  $D = 1,03$ . Dla  $Q = 10$  optymalna wartość kierunkowości wynosi 2,5.

Na rysunku 6 przedstawiono charakterystyki promieniowania układu dla omówionych przypadków. Przytoczone dane wyraźnie wskazują na celowość i praktyczną przydatność optymalizacji systemów antenowych. W podobny sposób, znając funkcję rozkładu temperatury, można optymalizować stosunek mocy sygnału do mocy szumu.

Zjawisko superkierunkowości występuje także w systemach promieniujących w kierunku prostopadłym do osi systemu. Jako przykład takiego układu rozpatrzmy układ złożony z trzech elementów również ułożonych wzdłuż osi  $x$  (rys. 7).

Zażądajmy, aby układ promieniował maksymalnie w kierunku osi  $z$ . Przy pobudzeniu jednostajnym amplitudy i fazy prądów we wszystkich elementach powinny być jednokowe

$$I_1 = I_2 = I_3$$

Prądy te zapewniają kierunkowość układu równą 3 dla odległości  $d = \lambda/2$ , i prawie równą 3 dla  $d > \lambda/2$ . Przy zmniejszaniu  $d$  do zera, podobnie jak w pierwszym przykładzie, kierunkowość układu dąży do jedności.

Optymalizując układ antenowy bez ograniczenia dobroci uzyskuje się następujące wyrażenie na prądy w elementach.

$$I_2 = I_3 = I_1 \frac{1 - \frac{\sin kd}{kd}}{1 + \frac{\sin 2kd}{2kd} - 2 \frac{\sin kd}{kd}}$$

Maksymalna kierunkowość jest dana przez

$$D = \frac{3 + \frac{\sin 2kd}{2kd} - 4 \frac{\sin kd}{kd}}{1 + \frac{\sin 2kd}{2kd} - 2 \left( \frac{\sin kd}{kd} \right)^2}$$

Łatwo sprawdzić, że dla  $d \equiv \lambda/2$  maksymalną kierunkowość równą 3 zapewnia pobudzenie jednostajne. Dla bardzo małych odległości między elementami prądu w elementach można wyrazić wzorem przybliżonym:

$$I_2 = I_3 = -0,5 I_1 [1 + 0,3 (kd)^2]$$

a kierunkowość układu dąży do wartości 2,25. Charakterystykę promieniowania układu dla bardzo małych  $d$  można zapisać w postaci

$$F(\theta) \approx 1 - 1,67 \sin^2 \theta$$

Wykres charakterystyki przedstawiono na rys. 8.

Jednocześnie ze zmniejszaniem odległości między elementami rośnie jednak dobroć układu według zależności:

$$Q = \frac{2,4}{(kd)^2}$$

co w praktyce uniemożliwia stosowanie zbyt małych wartości  $d$ .

Warto jeszcze zauważyć, że dla małych  $d$  natężenie pola na kierunku maksimum jest wytwarzane przez niewielką część prądu płynącego w elementach układu. Wartość tego prądu jest równa  $0,3 (kd)^2$  amplitudy prądu w elemencie antenowym. Do tego zagadnienia powrócimy jeszcze w punkcie 5.

Jako ostatni przykład rozpatrzmy układ półpłaszczyznowy złożony z dziewięciu elementów. Dla uwzględnienia

wpływu szumów założmy, że układ leży w górnej półpłaszczyźnie  $xz$  (rys. 9). Założmy dalej, że sygnał przychodzi z kierunku osi  $z$ , i że funkcję rozkładu temperatury szumów można zapisać w postaci:

$$T(\theta, \vartheta) = 1 \quad \text{dla} \quad \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi$$

$$T(\theta, \vartheta) = 0 \quad \text{poza tym przedziałem}$$

Odpowiada to antenie umieszczonej nad ziemią i promieniującej w kierunku zenitu. Wyniki optymalizacji omawianego układu dla dwóch wartości promieniowania podano w tabl. 3 i 4 [9]. Dla porównania w obu przypadkach podano także własności układu dla pobudzenia jednostajnego.

W pierwszym przypadku, gdy promień układu równa się długości fali, nie można uzyskać dużych wartości  $Q$  i wartości kierunkowości dla różnych warunków optymalizacji różnią się nieznacznie w stosunku do wartości dla pobudzenia jednostajnego. Warto jednak zauważyć zasadniczą różnicę w stosunku mocy sygnału do mocy szumu. Wartość  $P/N$  dla pobudzenia jednostajnego wynosi 35,5 wobec 81,6 przy maksymalizacji stosunku  $P/N$  bez ograniczeń. W doświadczeniach praktycznych nie udało się dotychczas zrealizować układów zapewniających zysk energetyczny znacznie większy niż zysk energetyczny układu jednostajnego. Przedstawione rezultaty wykazują jednak, że istnieje możliwość znacznego poprawienia stosunku  $P/N$  bez istotnego wzrostu dobroci układu. Należy również zauważyć, że stosunek  $P/N$  przy maksymalizacji kie-

T a b l i c a 3

Optymalny układ anteny złożony z dziewięciu izotropowych elementów rozmieszczonych na półokręgu o promieniu  $r = \lambda$

	Współczynnik pobudzenia	Kierunkowość	P/N	Q
1	2	3	4	5
Pobudzenie jednostajne	$J_1 = J_2 = J_3 = J_4 = J_5 = J_6 = J_7 = J_8 = J_9 = 1$	8,24	35,5	0,916
Maksymalna kierunkowość bez ograniczenia Q	$J_1 = J_9 = 1,123$ $J_2 = J_8 = 1,290$ $J_3 = J_7 = 0,881$ $J_4 = J_6 = 0,757$ $J_5 = 0,600$	8,71	55,0	1,03

1	2	3	4	5
Optymalna kierunkowość przy zadanej wartości Q	$J_1 = J_9 = 1,082$ $J_2 = J_8 = 1,218$ $J_3 = J_7 = 0,898$ $J_4 = J_6 = 0,816$ $J_5 = 0,659$	8,67	50,5	1,0 (wartość założona)
Maksymalny stosunek P/N bez ograni- czenia Q	$J_1 = J_9 = 11,436$ $J_2 = J_8 = 15,396$ $J_3 = J_7 = 10,446$ $J_4 = J_6 = 3,746$ $J_5 = -0,421$	7,76	81,6	1,14
Optymalny stosunek P/N przy zadanej wartości Q	$J_1 = J_9 = 5,835$ $J_2 = J_8 = 7,719$ $J_3 = J_7 = 7,451$ $J_4 = J_6 = 5,223$ $J_5 = 2,664$	8,44	55,1	1,0 (wartość założona)



T a b l i c a 4

Optymalny układ anteny złożony z dziewięciu izotropowych elementów rozmieszczonych na półokręgu o promieniu  $r = 0,25 \lambda$

	Współczynniki pobudzenia	Kierunkowość	P/N	Q
1	2	3	4	5
Pobudzenie jednostajne	$J_1 = J_2 = J_3 = J_4 = J_5 = J_6 = J_7 = J_8 = J_9 = 1$	2,19	6,63	0,244
Maksymalna kierunkowość bez ograniczenia Q	$J_1 = J_9 = 5,23$ $J_2 = J_8 = -15,74$ $J_3 = J_7 = 34,81$ $J_4 = J_6 = -55,83$ $J_5 = 66,69$	3,63	37,8	3760

1	2	3	4	5
Optymalna kierunkowość przy zadanej wartości Q	$J_1 = J_9 = 2,24$ $J_2 = J_8 = -2,92$ $J_3 = J_7 = 3,35$ $J_4 = J_6 = -2,23$ $J_5 = 2,37$	3,25	20,2	20 (wartość założona)
Maksymalny stosunek P/N bez ograni- czenia Q	$J_1 = J_9 = 38,86$ $J_2 = J_8 = -179,6$ $J_3 = J_7 = 412,72$ $J_4 = J_6 = -686,83$ $J_5 = 836,80$	3,52	47,1	3260
Optymalny stosunek P/N przy zadanej wartości Q	$J_1 = J_9 = 12,80$ $J_2 = J_8 = -15,58$ $J_3 = J_7 = 19,70$ $J_4 = J_6 = -18,96$ $J_5 = 25,87$	3,19	21,8	20 (wartość założona)

runkowości bez ograniczeń jest mniejszy od maksymalnej możliwej wartości. Optymalizacja stosunku P/N nie jest więc równoznaczna z optymalizacją kierunkowości.

W drugim przypadku, gdy promień układu jest równy  $\frac{1}{4}$ , polepszenie stosunku P/N jest nawet większe od wartości 6,63 dla pobudzenia jednostajnego do wartości 47,1 dla optymalnego P/N bez ograniczeń lub do wartości 21,8 dla optymalizacji przy założonej wartości  $Q = 20$ . Ponieważ w tym przypadku odległości pomiędzy elementami są małe, zwiększenie kierunkowości lub stosunku P/N wiąże się ze znacznym wzrostem  $Q$ . Przykład ten dobrze ilustruje konieczność wprowadzenia ograniczeń na  $Q$ , jeśli uzyskiwane przy optymalizacji rezultaty mają mieć znaczenie praktyczne.

## 5. ZYSK ENERGETYCZNY UKŁADÓW ANTENOWYCH I WSPÓŁCZYNNIK WYKORZYSTANIA PRĄDU

Zysk energetyczny układu antenowego w stosunku do dowolnej anteny odniesienia definiuje się jako kwadrat stosunku maksymalnej wartości charakterystyki promieniowania układu do maksymalnej wartości charakterystyki promieniowania anteny odniesienia przy zasilaniu układu antenowego i anteny odniesienia tą samą mocą

$$G = \left[ \frac{F(\vartheta_0, \varphi_0)}{F_0} \right]^2 \quad (15)$$

Jeśli rezystancja na zaciskach  $n$ -tego elementu układu antenowego jest  $R_n$  to moc doprowadzona do układu wynosi:

$$P = \sum_{n=1}^N I_n^2 R_n. \quad (16)$$

Doprowadzając tę samą moc do anteny odniesienia o rezystancji wejściowej  $R_0$  otrzymamy w antenie odniesienia prąd:

$$I_0 = \left[ \frac{1}{R_0} \sum_{n=1}^N I_n^2 R_n \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (17)$$

Jeśli, jak to się zwykle robi, jako antenę odniesienia wybierzemy dipol półfalowy, to maksymalna wartość charakterystyki promieniowania anteny odniesienia jest wprost równa amplitudzie prądu w antenie. Wstawiając (17) do (15) dostajemy więc:

$$G = \frac{R_0}{\sum_{n=1}^N I_n^2 R_n} F^2(\theta_0, \varphi_0) \quad (18)$$

Maksymalna wartość charakterystyki promieniowania układów ortodoksyjnych jest równa sumie amplitud prądów w elementach układu. Jak wykazano w opisanych poprzednio przykładach, maksymalna wartość charakterystyki promieniowania układów z superkierunkowością jest wielokrotnie mniejsza od sumy amplitud prądów w elementach. Można więc wprowadzić współczynnik wykorzystania prądu zdefiniowany jako stosunek maksymalnej wartości charakterystyki promieniowania układu do sumy amplitud prądów w elementach układu

$$\gamma = \frac{F(\theta_{\text{e}}, \theta_{\text{v}})}{N \sum_{n=1} I_n} \quad (19)$$

Oczywiście dla układów ortodoksyjnych współczynnik wykorzystania prądu jest równy jedności, natomiast dla układów z superkierunkowością  $\gamma$  jest zawsze mniejsze od jedności. Współczynnik wykorzystania prądu może więc być miarą superkierunkowości układu.

Korzystając z definicji współczynnika wykorzystania prądu można (18) przedstawić w postaci:

$$G = \frac{R_0}{R_s} \gamma^2, \quad (20)$$

gdzie:

$$R_s = \frac{\sum_{n=1}^N I_n^2 R_n}{\left[ \sum_{n=1}^N I_n \right]^2} \quad (21)$$

jest rezystancją promieniowania układu odniesioną do sumy amplitud prądów w elementach układu.

Ponieważ współczynnik wykorzystania prądu jest co najwyżej równy jedności, więc jedynym sposobem zwiększenia zysku energetycznego ponad wartość uzyskiwaną w układzie ortodoksyjnym jest zmniejszenie rezystancji promieniowania układu.

Jeżeli rozmiary układu antenowego o skończonej liczbie elementów maleją do zera, to jego kierunkowość dąży do skończonej wartości. Wartość ta jest równa kierunkowości pojedynczego elementu wchodzącego w skład układu,

gdy suma  $\sum_{n=1}^N I_n$  jest różna od zera i jest równa maksymalnej możliwej do uzyskania wartości w układzie z superkierunkowością, gdy  $\sum_{n=1}^N I_n = 0$ . Z powyższego wynika,

że przy zmniejszaniu rozmiarów układu z superkierunkowością począwszy od pewnej maksymalnej wartości kierunkowość, a więc i zysk energetyczny układu bezstratnego są prawie stałe. Wyznaczając z (20) rezystancję promieniowania układu antenowego odniesioną do sumy amplitud prądów, dostajemy:

$$R_s = \frac{R_0}{G} \gamma^2 \quad (22)$$

Z (22) wynika, że kwadrat współczynnika wykorzystania prądu opisuje w przybliżeniu zmiany rezystancji promieniowania układu w funkcji jego rozmiarów. Wyrażenie (22) jest słuszne dla dowolnego pobudzenia elementów, ale tylko dla odległości między elementami mniejszych od  $\frac{\lambda}{4}$ . Dla ilustracji rozpatrzmy układ antenowy złożony z dwóch dipoli półfalowych zasilanych prądami o jednakowej amplitudzie i przeciwnej fazie (rys. 10). Zysk energetyczny takiego układu względem anteny półfalowej wynosi [13].

$$G = \frac{2R}{R_0 - R_{12}} \sin^2 \frac{kd}{2},$$

gdzie:

$R_{12}$  - rezystancja wzajemna między dipolami.

Maksymalna wartość charakterystyki promieniowania układu jest równa  $2 I_0 \sin \frac{kd}{2}$ , gdzie  $I_0$  jest amplitudą prądu w dipolu.

Współczynnik wykorzystania prądu przyjmuje więc wartość:

$$\gamma = \sin \frac{kd}{2}.$$

Rezystancja promieniowania układu zgodnie z (22) jest równa:

$$R_s = \frac{R_0}{G} \sin^2 \frac{kd}{2}.$$

Zakładając stałość stosunku  $\frac{R_0}{G}$  funkcja  $\sin^2 \frac{kd}{2}$  opisuje zmiany rezystancji promieniowania układu w funkcji odległości między dipolami.

Na rysunku 11 pokazano przebieg rezystancji promieniowania układu, obliczony na podstawie (22), i przebieg rzeczywisty  $R_s = \frac{1}{2} (R_0 - R_{12})$ . Na tym samym wykresie naniesiono także przebieg zysku energetycznego układu w stosunku do anteny półfalowej. Jak wynika z wykresu, rozbieżność pomiędzy rzeczywistym przebiegiem rezystancji promieniowania i przebiegiem przybliżonym nie przekracza 10% dla odległości między elementami mniejszych od  $\lambda/4$ .

## 6. UKŁADY ANTENOWE Z ODSPRZĘŻONYMI ELEMENTAMI

Silne sprzężenia między elementami układów antenowych pracujących z superkierunkowością i związana z tym duża dobroć, ostre tolerancje i wąskie pasmo, znacznie ograniczają możliwość praktycznego ich wykorzystania. Dla układów odbiorczych Tucker [14] zaproponował ciekawy sposób uniknięcia niedogodności związanych z superkierunkowością przez zastosowanie urządzeń odsprzęgających, np. w postaci mieszaczy włączonych pomiędzy elementy promieniujące i odbiornik (rys. 12). Włączenie urządzeń odsprzęgających powoduje zniknięcie dużego pola indukcyjnego w pobliżu elementów promieniujących, gdyż prądy w elementach mają teraz fazy zgodne z czołem padającej fali; tym samym dobroć układu jest taka sama, jak dobroć układu ortodoksyjnego. Charakterystyka kierunkowa układu, dzięki dobraniu odpowiednich przesunięć fazowych w torach p.cz., jest jednak taka, jak dla układu z superkierunkowością.

Trzeba jednak podkreślić, że układ antenowy z odsprzężonymi elementami, chociaż ma charakterystykę właściwą układom z superkierunkowością, to jednak dostarcza do odbiornika sygnału mniejszego aniżeli układ ortodoksyjny. Zysk energetyczny układu z odsprzężonymi elementami jest więc mniejszy od zysku energetycznego układu ortodoksyjnego. Jeżeli elementy promieniujące w układzie z superkierunkowością bez urządzeń odsprzęgających są bezstratne, to dzięki silnym sprzężeniom i małej rezystancji promieniowania, układ wytwarza bardzo silne pole in-



dukcyjne rozciągające się daleko poza granice układu i kierujące energię pola elektromagnetycznego padającą fali w kierunku układu [15]. Silne pole indukcyjne zwiększa więc powierzchnię skuteczną układu, a tym samym i moc doprowadzoną do odbiornika. Układ z superkierunkowością zbudowany z elementów bezstratnych będzie więc charakteryzował się również superzyskiem. Jeśli jednak elementy układu są stratne lub stosuje się urządzenia odsprzęgające, pole indukcyjne w otoczeniu układu maleje i maleje moc doprowadzona do odbiornika. W pewnych zastosowaniach, np. do celów namiarowych, zysk energetyczny anteny odgrywa mniejszą rolę, a istotny jest kształt charakterystyki promieniowania. Dla tych zastosowań układy superkierunkowe z odsprzężonymi elementami, pozwalające na uzyskanie kształtowanej charakterystyki promieniowania przy małych rozmiarach systemu, mogą być atrakcyjnym rozwiązaniem.

Na rysunku 13 przedstawiono zmierzoną charakterystykę promieniowania układu antenowego złożonego z trzech dipoli umieszczonych w odległościach  $\lambda/4$  między sobą i połączonych z odbiornikiem poprzez oddzielające wzmacniacze. Jedną charakterystykę zmierzono, gdy sygnały z wyjść wszystkich wzmacniaczy sumowano współfazowo, a drugą, gdy fazę sygnału od środkowego dipola przesunięto o  $180^\circ$ . Wystąpienie zjawiska superkierunkowości jest zupełnie wyraźne.

## 7. WNIOSKI

Przedstawiony materiał miał za zadanie zapoznać czytelnika ze zjawiskiem superkierunkowości i metodą optymalizacji układów antenowych. Opisana metoda optymalizacji stanowi możliwie ogólne ujęcie zagadnienia maksymalizacji kierunkowości lub stosunku mocy sygnału do mocy szumu dowolnych układów antenowych bez ograniczania lub z ograniczeniem dobroci układu. Tak ogólne ujęcie zagadnienia było możliwe dlatego, że optymalizacja pobudzenia elementów jest zagadnieniem liniowym. Przedstawiona metoda nie obejmuje optymalizacji odległości między elementami, która jest zagadnieniem nieliniowym. Istnieje możliwość rozszerzenia omawianej metody optymalizacji na anteny aperturowe [9].

Na zakończenie warto zebrać wnioski wynikające z przedstawionej teorii i przykładów.

1. Zwiększenie kierunkowości ponad wartość uzyskiwaną w układzie z jednostajnym pobudzeniem jest zawsze związane ze wzrostem dobroci układu. Dla małych odległości między elementami dobroć układu wzrasta nieograniczenie. Aby uzyskiwane rezultaty miały znaczenie praktyczne, niezbędne jest nałożenie ograniczenia na wartość dobroci układu. Z podanych przykładów wynika, że optymalizacja układu przy założonej wartości dobroci jest oplacalna, dając wyraźny wzrost kierunkowości lub stosunku P/N. Optymalizacja kierunkowości nie jest jednoznaczna z optymalizacją stosunku P/N.

2. Pobudzenie jednostajne jest prawie optymalne ze względu na kierunkowość układu, jeśli odległości między elementami są równe lub większe niż  $\lambda/2$ .

3. Dla każdego układu antenowego istnieją granice, między którymi musi zawierać się wartość  $Q$  układu. Granice te są wyznaczone przez odwrotności największej i najmniejszej wartości własnej hermitowskiej macierzy dodatnio określonej, której elementy zależą tylko od wzajemnych położenia elementów promieniujących w układzie. Dla odległości między elementami większych od  $\lambda/2$  granice te są bardzo wąskie, tak że niezależnie od sposobu pobudzenia dobroć układu w tym przypadku jest prawie stała, równa 1 dla elementów izotropowych i 1,5 dla dipoli. Dla odległości między elementami równych  $\lambda/2$  dobroć układu złożonego z elementów izotropowych jest zawsze równa jedności.

4. W układach z superkierunkowością wartość prądu wytwarzająca pole w obszarze promieniowania jest znacznie mniejsza od sumy amplitud prądów w elementach promieniujących. Wprowadzone pojęcie współczynnika wykorzystania prądu określa stosunek tego prądu do sumy amplitud prądów w elementach. Kwadrat współczynnika wykorzystania prądu opisuje w przybliżeniu zmiany między elementami rezystancji promieniowania układu przy zmianach odległości.

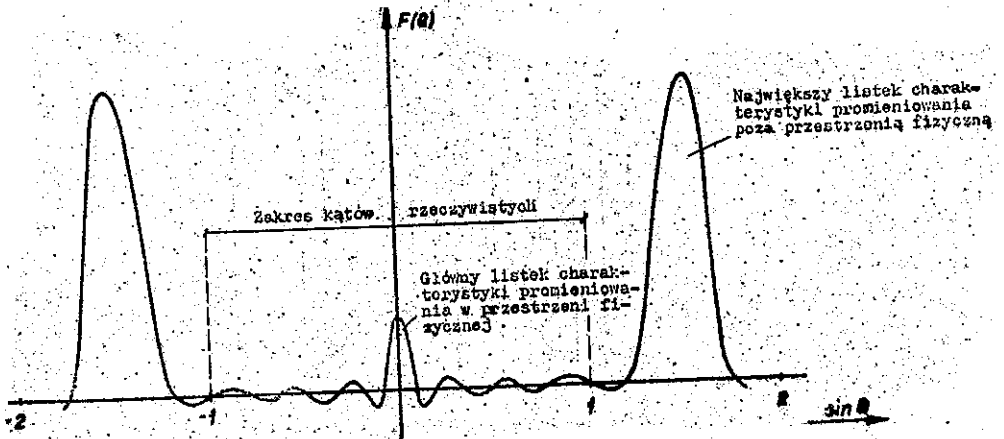
5. Pojęcia superkierunkowość i superzysk są różnymi pojęciami. Można wyobrazić sobie układy antenowe cha-

rakteryzuje się superkierunkowością, lecz nie wykazuje superzysku.

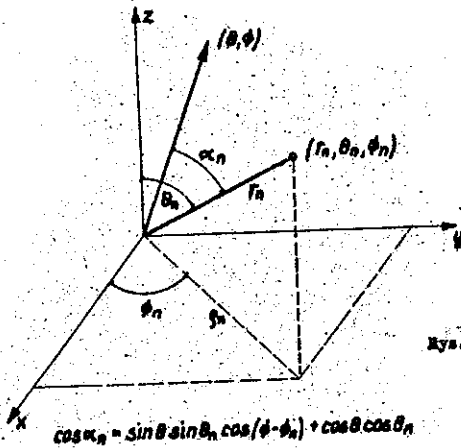
#### WYKAZ LITERATURY

1. Oseen C.W.: Die Einsteinsche Nadelstichstrahlung und die Maxwell'schen Gleichungen. Annalen der Physik, 1922, t. 69, s. 202.
2. Schelkunoff S.A.: A mathematical theory of linear arrays. Bell System Technical Journal, 1943, t. 22, nr 3, s. 80.
3. Bouwkamp C.J.: Radiation resistance of an antenna with arbitrary current distribution. Philips Research Reports, 1946, t. 1, nr 1, s. 65-76.
4. La Paz L., Miller S.A.: Optimum current distributions on vertical antennas. IRE Proc., 1943, t. 31, s. 214.
5. Dolph C.L.: A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level. IRE Proc., 1946, t. 34, nr 6, s. 335-348.
6. Varu N.: A note on super-gain antenna arrays. IRE Proc., 1951, t. 39, nr 9, s. 1081-1086.
7. Uzsoky M., Solymar L.: Theory of super-directive linear arrays. Acta Phys., Hungar, 1956, t. 6, nr 2, s. 185-205.
8. Ko H. C.: The distribution of cosmic radio background

- radiation. IRE Proc., 1958, t. 46, nr 1, s. 209-215.
9. Lo Y.T., Lee S.W., Lee Q.H.: Optimization of directivity and signal-to-noise ratio of an arbitrary antenna array. IEEE Proc., 1966, t. 54, nr 8, s. 1033-1045.
  10. Gantmacher F.R.: The Theory of Matrices. Chelsea Publishing Co., New York, 1959.
  11. Cheng D.K., Tseng F.I.: Gain optimization for arbitrary antenna arrays. IEEE Trans., AP-13, 1965, t. 1, s. 973.
  12. Cheng F.K., Tseng F.I.: Maximization of directive gain for circular and elliptical arrays. Proc. IEE, 1967, t. 114, nr 5, s. 589-595.
  13. Kraus J.D.: Antennas. Mc Graw-Hill Book Comp., New York, 1950.
  14. Tucker D.G.: Superdirective Arrays: The use of decoupling between elements to ease design and increase bandwidth. The Radio and Electronic Engineer, 1967, 34, nr 4, s. 251-255.
  15. Schelkunoff A.S., Friis H.T.: Antennas. Theory and Practice. John Wiley, New York, 1952, ss. XXII + 639.
  16. Majačkij W.I.: O maksimalnom koeficientie usilenija antien sostajaszczich iz diskretnych izluczatielej. Radiotekhnika, 1967, t. 22, nr 7, s. 18-21.

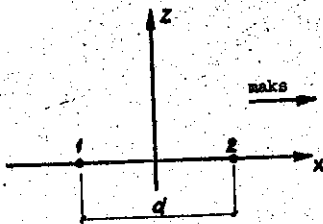


Rys. 1. Charakterystyka promieniowania układu antenowego z superkierunkowością przedstawiona jako funkcja  $\sin \theta$ . Największy listek charakterystyki znajduje się poza przestrzenią fizyczną.

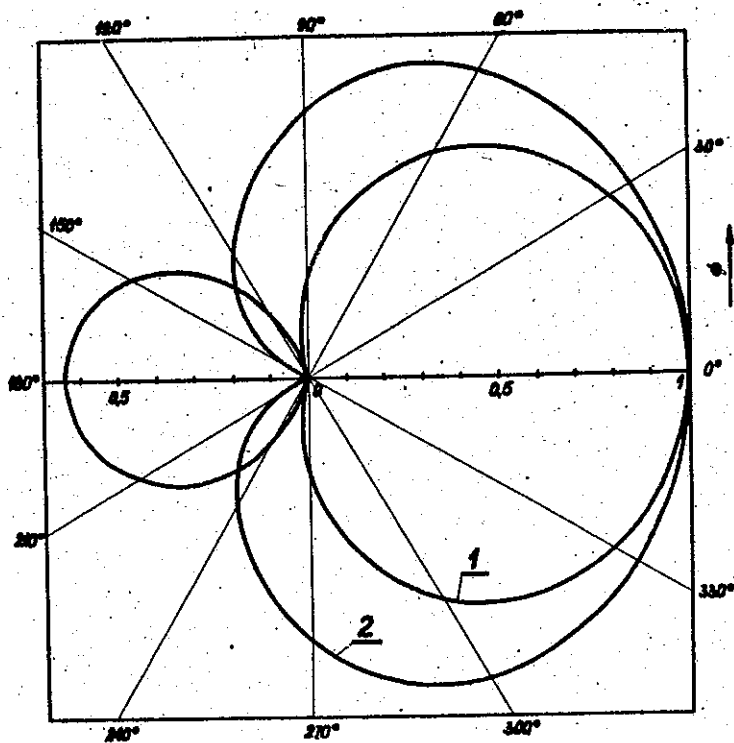


Rys. 2. Współrzędne typowego elementu promieniującego w układzie antenowym

$$\cos \alpha_n = \sin \theta \sin \theta_n \cos(\phi - \phi_n) + \cos \theta \cos \theta_n$$

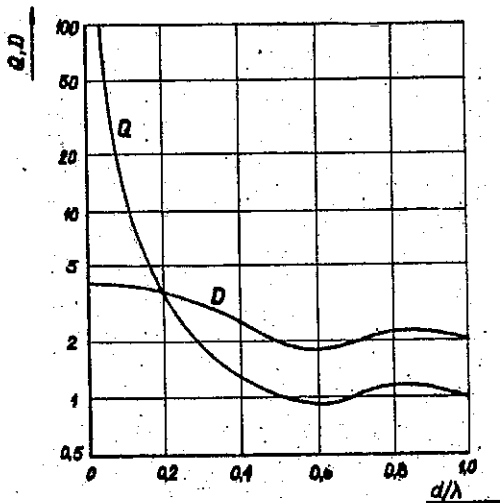


Rys. 3. Układ antenowy złożony z dwóch źródeł izotropowych

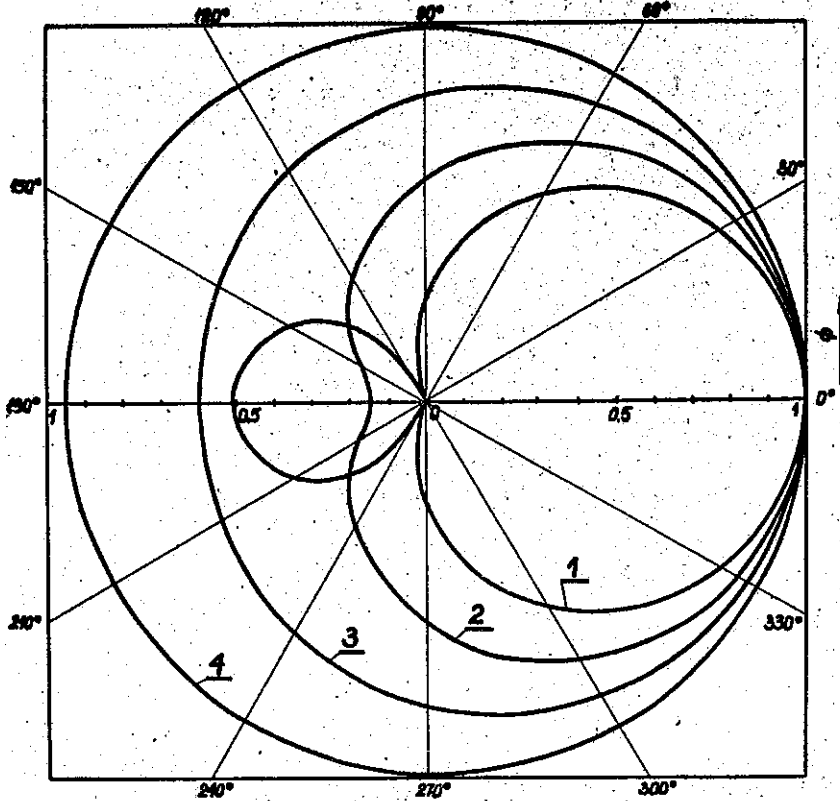


Rys. 4. Charakterystyki promieniowania układu antenowego złożonego z dwóch źródeł izotropowych umieszczonych w odległości  $0,25\lambda$

1 - maksymalna kierunkowość, 2 - pobudzenie jednostajne

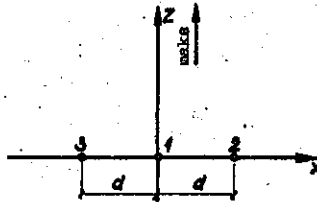


Rys. 5. Dobroć i kierunkowość układu antenowego złożonego z dwóch źródeł izotropowych w funkcji odległości między źródłami



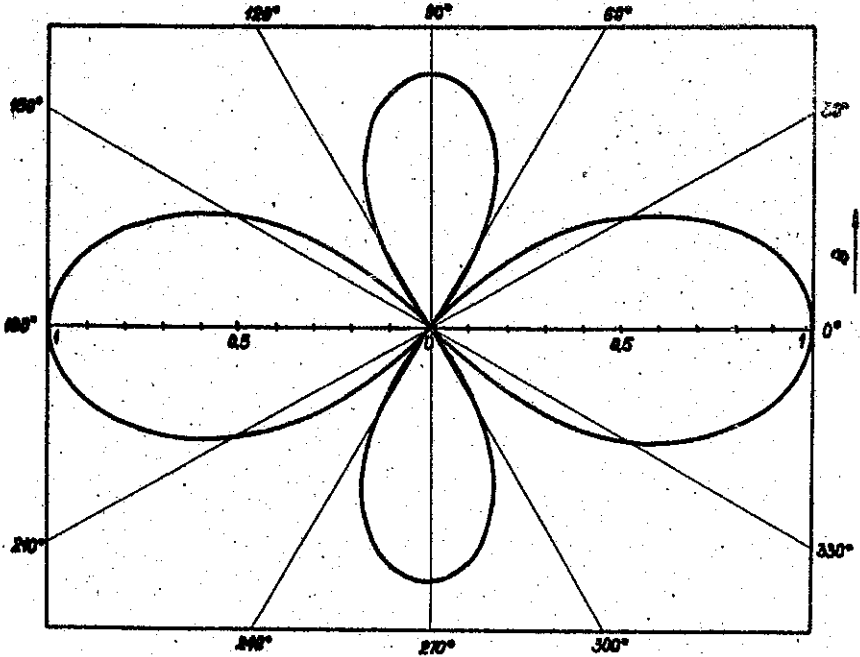
Rys. 6. Charakterystyki promieniowania układu antenowego złożonego z dwóch źródeł izotropowych umieszczonych w odległości  $0,05\lambda$

1 - maksymalna kierunkowość bez ograniczenia dobroci, 2 -  $Q = 10$ , 3 -  $Q = 1$ , 4 - pobudzenie jednostajne



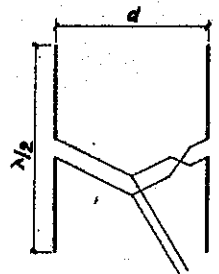
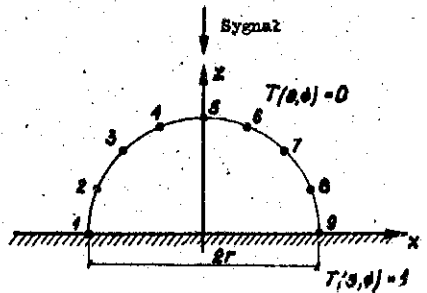
Rys. 7. Układ antenowy złożony z trzech źródeł izotropowych



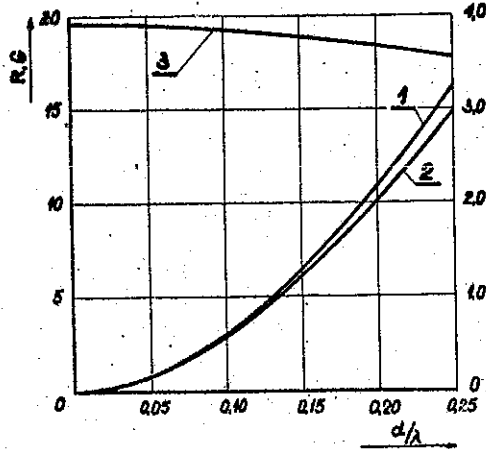


Rys. 8. Charakterystyka promieniowania układu antenowego złożonego z trzech źródeł izotropowych, zapewniająca maksymalną kierunkowość układu przy bardzo małych odległościach między źródłami

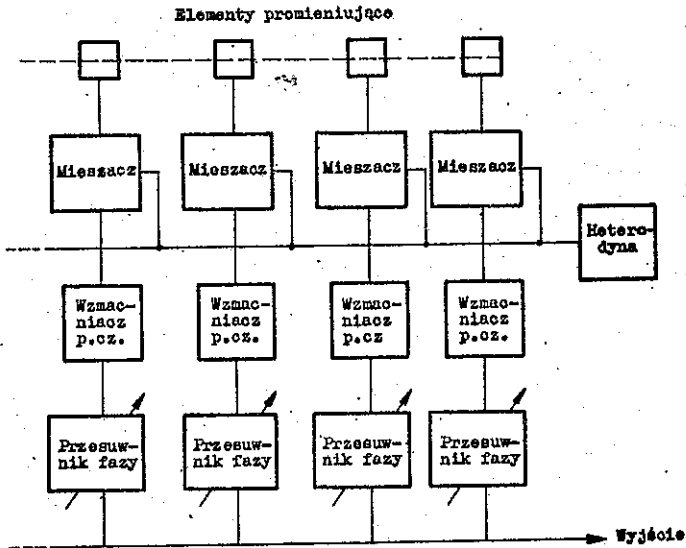
Rys. 9. Układ antenowy złożony z dziewięciu źródeł izotropowych umieszczonych na półokręgu oraz rozkład temperatury asuwów



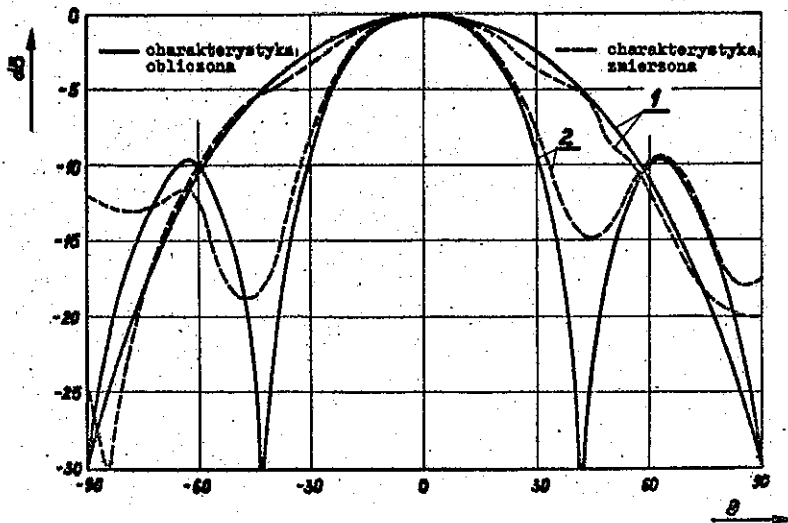
Rys. 10. Układ antenowy złożony z dwóch dipoli półfalowych zasilanych w przeciwfazie



Rys. 11. Rezystancja promieniowania i zysk energetyczny układu antenowego złożonego z dwóch dipoli półfalowych zasilonych w przeciwfazie  
 1 -  $R_p = 0,5 / R_0 - R_{12}$ , 2 -  $R_p = \frac{R_0}{4} \tau^2$ , 3 zysk energetyczny



Rys. 12. Układ antenowy z odprzętowanymi elementami



Rys. 15. Charakterystyka promieniowania układu antenowego złożonego z trzech odsprzężonych dipoli

1 - sumowanie napięć wyjściowych w zgodnej fazie, 2 - faza napięcia od środkowego dipola przesunięta o  $180^\circ$

## ZASTOSOWANIE SPRZĘGACZA KIERUNKOWEGO DO DWUELEMENTOWEGO UKŁADU ANTENOWEGO

Opracował L. Stasiński na podstawie artykułu Kuzniecow W.D. i Paramonow W.K.: Wibrator s reflektorem, pitaemym czieriez naprawlienyj otwiewitiel. Elektroswiaz, 1966, t. 12, nr 3, s. 26-32.

W artykule przeanalizowano pracę układu antenowego złożonego z wibratora i reflektora, które zasilane są z pomocą sprzęgacza kierunkowego. W pracy wykazano, że taki układ w określonych warunkach posiada własności jednokierunkowości, cechuje go stosunkowo dobre dopasowanie do linii zasilającej i duża sprawność. Podano wzory umożliwiające projektowanie układu oraz wyniki obliczeń i pomiarów eksperymentalnych.

### 1. WSTĘP

W technice antenowej dość często stosowany jest układ dwóch identycznych wibratorów, w których prądy mają prawie taką samą amplitudę, a fazy tych prądów są tak dobrane, że pola od obu wibratorów w jednym kierunku dodają się, natomiast w kierunku przeciwnym - odejmują się. Uzyskuje się w ten sposób jednokierunkową charakterystykę promieniowania.

Najczęściej jest stosowany jest układ złożony z dwóch elementów promieniujących, z których jeden jest elemen-

tem czynnym, tzn. zasilanym z generatora (lub dołączonym do odbiornika) za pomocą linii przesyłowej, drugi element - reflektor - nie jest zasilany, a prądy w nim płynące są uwarunkowane sprzężeniem z elementem czynnym. Zestrojenie takiego układu, tj. uzyskanie jednokierunkowego promieniowania, uwarunkowane jest doбором odpowiedniej reaktancji dołączonej do zacisków elementu biernego. Rzadziej stosowany jest układ z reflektorem czynnym, tj. dołączonym do nadajnika lub odbiornika również za pomocą linii przesyłowej. Ostatni układ zestraja się z pomocą odpowiednich czwórników umożliwiających dobranie prądów co do amplitudy i fazy w reflektorze i wibratorze tak, aby uzyskać jednokierunkowość.

Bardzo istotną wadą obu tych układów jest ich wąskopasmowość. Zmiana częstotliwości względem częstotliwości zestrojenia układu pociąga za sobą niekorzystne zmiany charakterystyk promieniowania i właściwości dopasowania.

Poniżej omówiony jest układ wibratora z reflektorem, zachowujący zarówno jednokierunkowość jak i dopasowanie w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. W tym układzie do zasilania wibratorów zastosowano sprzęgacz kierunkowy.

## 2. ANALIZA PRACY UKŁADU

Zestawienie oznaczeń:

2l - długość wibratora,

W - oporność falowa wibratora w wolnej przestrzeni,

- $Z_f$  - oporność falowa linii zasilającej,  
 $d_1$  - długość sprzęgacza kierunkowego,  
 SK - sprzęgacz kierunkowy,  
 $R$  - opornik obciążenia w sprzęgaczu,  
 $q$  - współczynnik rozdziału prądów w SK,  
 $d$  - odległość między wibratorami,  
 $\lambda$  - długość fali,  $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$  - stała fazowa.

Rozważmy układ złożony z dwóch identycznych symetrycznych wibratorów, przedstawiony na rys. 1<sup>1)</sup>. Układ ten sprzężony jest z główną linią przesyłową za pomocą sprzęgacza kierunkowego, utworzonego z dwóch jednakowych odcinków symetrycznych linii przesyłowych o długości  $d_1$ . Załóżmy, że SK jest na wszystkich zaciskach dopasowany do oporności  $Z_f$  i że charakteryzuje się nieskończeniem wielką kierunkowością. Biorąc pod uwagę, że dla fali padającej SK jest dopasowany ze wszystkich stron, ogólny obraz prądów w układzie można przedstawić jako wynik superpozycji dla dwóch przypadków:

- 1) wibrator I - czynny, wibrator II - bierny,
- 2) wibrator I - bierny, wibrator II - czynny.

#### P r z y p a d e k 1.

Uproszczony układ zastępczy dla tego przypadku przedstawia rys. 2a. Załóżmy, że rozważany układ stanowi antenę nadawczą i przyjmijmy, że prąd fali padającej w

<sup>1)</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

punkcie 1 ma amplitudę jednostkową i fazę równą zeru.

Wówczas prąd fali padającej na zaciskach wejściowych wibratora I można przedstawić w postaci:

$$\hat{I}'_{\text{pad } 1} = \sqrt{1 - q^2} e^{-j(\psi + \psi_1)} \quad (1)$$

gdzie  $\psi_1$  - jest opóźnieniem fazowym na wyjściu SK w punkcie 2,  $\psi$  - opóźnieniem fazowym na odcinku 2-3 linii łączącej wibrator I z SK.

Ponieważ w ogólnym przypadku wibratory nie są dopasowane do linii zasilających, powstaje więc w nich fala odbita. Prąd fali odbitej w punkcie 3 można wyrazić wzorem

$$\hat{I}'_{\text{odb } 1} = \hat{I}'_{\text{pad } 1} \hat{\rho} = \hat{\rho} \sqrt{1 - q^2} e^{-j(\psi + \psi_1)} \quad (2)$$

gdzie  $\hat{\rho}$  jest współczynnikiem odbicia równym  $(Z_f - \hat{Z}_{we}) / (Z_f + \hat{Z}_{we})$ , przy czym  $\hat{Z}_{we}$  jest impedancją widzianą na zaciskach wibratora I w układzie, tj. z uwzględnieniem wpływu wibratora II.

Wypadkowy prąd  $\hat{I}'_I$  na zaciskach wejściowych wibratora I (punkt 3) równy jest  $\hat{I}'_I = \hat{I}'_{\text{pad } 1} + \hat{I}'_{\text{odb } 1} = \hat{I}'_{\text{pad } 1} (1 + \hat{\rho}) = \sqrt{1 - q^2} (1 + \hat{\rho}) e^{-j(\psi + \psi_1)}$ . Prąd w strzałce wibratora I można wyrazić  $\hat{I}'_{Is} = C \hat{I}'_I$ , gdzie C jest dla danego wibratora współczynnikiem stałym.

Pole el.-magn., wytworzone prądem w wibratorze I, powoduje powstanie SEM i przepływu prądu w wibratorze II.

Oznaczając przez  $\hat{I}_{II}^{\circ}$  prąd na zaciskach wibratora II uzyskujemy w strzałce prąd  $\hat{I}_{IIS}^{\circ} = C\hat{I}_{II}^{\circ}$ .

Ponieważ SK jest idealnie dopasowany do linii zasilających, możemy więc przyjąć, że wibrator II (uważany jako bierny) jest obciążony opornością równą oporności falowej  $Z_F$ .

Między prądami w strzałkach wibratora czynnego (A) i biernego (B), w przypadku gdy zaciski biernego obciążono opornością  $Z_0$ , istnieje związek:

$$\frac{\hat{I}_{BS}}{\hat{I}_{AS}} = - \frac{\hat{Z}_{AB}}{\hat{Z}_{BB} + \hat{Z}_{OS}},$$

gdzie:

- $\hat{Z}_{BB}$  - impedancja własna wibratora biernego,
- $\hat{Z}_{AB}$  - impedancja wzajemna,
- $\hat{Z}_{OS}$  - oporność obciążenia,

przy czym wszystkie te wielkości odniesione są do strzałki prądu.

Ostatnią wielkość można w przybliżeniu określić za pomocą wzoru

$$\hat{Z}_{OS} = Z_0 \left| \text{sh}^2 \hat{\gamma} l \right| = Z_0 \left| \text{sh}^2 (\beta + \alpha j) l \right|,$$

$$\text{gdzie } \beta l = \frac{R_{BB}}{W \left( 1 - \frac{\sin 2\alpha l}{2\alpha l} \right)},$$

$R_{BB}$  - składowa rzeczywista impedancji wibratora biernego odniesiona do strzałki prądu.



Wprowadzając oznaczenie  $k_0 = \frac{\hat{I}'_{IIS}}{\hat{I}'_{IS}} = \frac{\hat{I}'_{II}}{\hat{I}'_I} = \frac{\hat{Z}_{I,II}}{\hat{Z}_{II,II} + \hat{Z}_{OS}}$  można wypadkowy prąd na zaciskach wejściowych wibratora II wyrazić poprzez wypadkowy prąd na zaciskach wibratora I następująco:

$$\hat{I}'_{II} = k_0 \hat{I}'_I = k_0 (1 + \hat{\phi}) \sqrt{1 - q^2} e^{-j(\psi + \psi_1)} \quad (3)$$

Oznaczając przez  $\psi_2$  przesunięcie fazowe między prądem fali padającej w punkcie 1 i prądem płynącym w punkcie 5, można na podstawie powyższych wzorów wyrazić prąd  $\hat{I}'_{odb}$  fali odbitej w punkcie 1 oraz prąd  $\hat{I}'_R$ , płynący przez opornik obciążenia za pomocą zależności

$$\begin{aligned} \hat{I}'_{odb} = k_0 q (1 + \hat{\phi}) \sqrt{1 - q^2} e^{-j(2 + \psi_1 + \psi_2)} + \\ + \hat{\phi} (1 - q^2) e^{-j2(\psi + \psi_1)} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}'_R = k_0 (1 - q^2) (1 + \hat{\phi}) e^{-j2(\psi + \psi_1)} + \\ + \hat{\phi} q \sqrt{1 - q^2} e^{-j(2\psi + \psi_1 + \psi_2)} \end{aligned} \quad (5)$$

### Przypadek 2.

W tym przypadku wibrator II jest czynny, wibrator I - bierny. Uproszczony układ zastępczy przedstawia rys. 2b. Prąd ze źródła dopływa do wibratora II poprzez SK,

wibrator I jest przy tym obciążony opornością  $Z_f$ . Zakładając jak poprzednio, że prąd fali padającej w punkcie 1 ma amplitudę jednostkową i fazę równą zeru, dla prądu fali padającej w punkcie 4 uzyskujemy wyrażenie

$\hat{I}''_{\text{pad } 2} \equiv q e^{-j(\psi+\psi_2)}$ . Prąd fali odbitej jest równy  $\hat{I}''_{\text{odb } 2} \equiv \hat{\phi} q e^{-j(\psi+\psi_2)}$ , a wypadkowy prąd na zaciskach wejściowych wibratora II jest równy

$$\hat{I}''_{\text{II}} = \hat{I}''_{\text{pad } 2} + \hat{I}''_{\text{odb } 2} = g(1 + \hat{\phi}) e^{-j(\psi+\psi_2)}.$$

Podobnie, jak dla pierwszego przypadku, dla prądu fali odbitej w punkcie 1 i prądu w oporniku R uzyskujemy wyrażenie

$$\hat{I}''_{\text{odb}} = k_0 q \sqrt{1 - q^2} (1 + \hat{\phi}) e^{-j(2\psi+\psi_1+\psi_2)} + \hat{\phi} q^2 e^{-j2(\psi+\psi_2)} \quad (6)$$

$$\hat{I}''_{\text{R}} = k_0 q^2 (1 + \hat{\phi}) e^{-j2(\psi+\psi_2)} + \hat{\phi} q \sqrt{1 - q^2} e^{-j(2\psi+\psi_1+\psi_2)} \quad (7)$$

Charakterystyczną cechą sprzęgacza kierunkowego jest to, że prąd odgałęziony (punkt 5) jest zawsze (tj. niezależnie od częstotliwości) opóźniony w fazie o  $90^\circ$  względem prądu fali wychodzącej (punkt 2).

Stąd

$$\psi_1 - \psi_2 = \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

Wypadkowy obraz prądów uzyskujemy jako superpozycję rozpatrzonych wyżej przypadków 1 i 2. Ostatecznie dla prądów na zaciskach wibratorów I i II oraz dla prądów fali odbitej na wejściu i w oporniku pochłaniającym uzyskujemy wyrażenia:

$$\hat{I}_I = (1 + \hat{\phi}) e^{-j(\psi + \psi_2)} \left[ k_0 q - j \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (9)$$

$$\hat{I}_{II} = (1 + \hat{\phi}) e^{-j(\psi + \psi_2)} \left[ q - j k_0 \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (10)$$

$$\hat{I}_{\text{odb}} = -e^{-j2(\psi + \psi_2)} \left[ \hat{\phi} (1 - 2q^2) + 2j k_0 q (1 + ) \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (11)$$

$$\hat{I}_R = -e^{-j2(\psi + \psi_2)} \left[ k_0 (1 + \hat{\phi}) (1 - 2q^2) + 2j q \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (12)$$

Wzory (9), (10), (11) i (12) pozwalają na dokonanie całkowitej oceny własności układu antenowego.

Posługując się stosunkiem  $\frac{\hat{I}_{II}}{\hat{I}_I} = m e^{j\phi}$  można obliczyć charakterystyki promieniowania układu, w oparciu o zależność

$$F(\varphi, \theta) = F_1(\varphi, \theta) \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\phi - \alpha d \cos \varphi \cos \theta)},$$

gdzie  $F_1(\varphi, \theta)$  oznacza charakterystykę promieniowania wibratora (rys. 1).

Współczynnik fali stojącej WFS względem oporności falowej głównej linii zasilającej określa wzór

$$\text{WFS} = \frac{1 + |\hat{I}_{\text{odb}}|}{1 - |\hat{I}_{\text{odb}}|}$$

Sprawność  $\eta$  układu można obliczyć z zależności  $\eta = 1 - |\hat{I}_R|^2$ .

W podanych wzorach występuje współczynnik odbicia

$$\hat{\rho} = \frac{\hat{Z}_f - \hat{Z}_{we}}{\hat{Z}_f + \hat{Z}_{we}}$$

Impedancję wejściową wibratora  $\hat{Z}_{we}$  obliczyć można w przybliżeniu ze wzoru

$$\hat{Z}_{we} \approx W \left[ \frac{\text{sh } 2\beta_1 l - \frac{\beta_1}{\alpha} \sin 2\alpha l}{\text{ch } 2\beta_1 l - \cos 2\alpha l} - \frac{\frac{\beta_1}{\alpha} \text{sh } 2\beta_1 l + \sin 2\alpha l}{\text{ch } 2\beta_1 l - \cos 2\alpha l} \right],$$

gdzie

$$W = 120 \left( \ln \frac{2l}{D} - 1 \right),$$

$D$  - średnica wibratora,

$$\beta_1 l = \frac{R_{wl} + R_{wn}}{W \left( 1 - \frac{\sin 2\alpha l}{2\alpha l} \right)},$$

$R_{wl}$  jest składową rzeczywistą impedancji wejściowej wibratora odniesioną do strzałki prądu,  $R_{wn}$  jest składową rzeczywistą impedancji wniesionej przez sąsiedni

wibrator, odniesioną również do strzałki prądu. Wielkość tę można obliczyć biorąc składową rzeczywistą iloczynu impedancji wzajemnej  $\hat{Z}_{12}$  oraz iloraz prądów w wibratorach, tj.

$$R_{\text{wn}} = \operatorname{Re} \left( \hat{Z}_{12} \frac{\hat{I}'_{\text{IIS}}}{\hat{I}'_{\text{IS}}} \right) = \operatorname{Re} \left( \hat{Z}_{12} \frac{\hat{I}''_{\text{IIS}}}{\hat{I}''_{\text{IS}}} \right) = \operatorname{Re}(k_0 \hat{Z}_{12}).$$

### 3. WYNIKI OBLICZEŃ I EKSPERYMENTALNE SPRAWDZENIE UKŁADU

Na rysunku 3 przedstawiono przebiegi współczynnika fali bieżącej  $K$  ( $K = \frac{1}{\text{WFS}}$ ) sprawności  $\eta$  i współczynnika efektywności  $\xi$  - przód  $\xi$ , jako stosunku natężenia pola w kierunku niepożądanym (tył) do natężenia pola w kierunku pożądanym (przód)

$$\xi = \frac{E(\varphi = 180^\circ, \theta = 0)}{E(\varphi = 0, \theta = 0)}$$

dla układu złożonego z dwóch jednakowych wibratorów zasilanych przez sprzęgacz kierunkowy SK w przypadku, gdy  $d = d_1 = 0,8 \lambda$ ,  $Z_F = 300 \Omega$ ,  $1/D = 24$  ( $W = 260 \Omega$ ). Obliczenia przeprowadzono w oparciu o podane wzory w zależności od stosunku  $l/\lambda$ . Wartości impedancji własnych i impedancji wzajemnych określono na podstawie wykresów podanych w (1), bądź na podstawie wzoru V.12.19 z (1).

Współczynnik podziału mocy dla sprzęgacza kierunkowego dla danego pasma obliczono ze wzoru

$$q^2 = q_{\max}^2 \frac{\sin^2 \alpha d_1}{1 - q_{\max}^2 \cos^2 \alpha d_1},$$

przy czym dla  $q_{\max}^2$  przyjęto wartość 0,2.

Na rysunku 3 przedstawiono również przebieg współczynnika  $\xi$  (linia kropkowana) dla konwencjonalnego układu wibratora z reflektorem, zestrojonym na najmniejszą wartość  $\xi$  dla częstotliwości, przy której odległość  $d_1$  była równa  $0,25 \lambda$ .

Porównanie obu krzywych w sposób oczywisty wskazuje na przewagę układu ze sprzęgaczem kierunkowym na konwencjonalnym układem z reflektorem strojonym.

Rysunki 4 i 5 przedstawiają charakterystyki promieniowania w obu płaszczyznach, obliczone dla wartości stosunku  $l/\lambda$  równej 0,21, 0,315 i 0,42. Przy tych parametrach opisany układ antenowy cechuje się oczywistą jednokierunkowością. W zakresie stosunku  $l/\lambda$  od 0,24 do 0,45 poziom stosunku  $\xi$  nie przekracza 0,35. Układ antenowy jest również dość dobrze dopasowany do linii zasilającej: WFS w znacznej części zakresu nie przekracza wartości 1,6; jedynie na końcach zakresu osiąga wartość 2. Sprawność układu w podanym zakresie zmienia się od 75% dla fal dłuższych do 98% dla fal krótszych.

Wykonano także obliczenia własności układu przy innych wartościach parametrów układu. Wyniki obliczeń pokazały, że zmieniając parametry układu można w pewnej mierze zmieniać przebiegi krzywych określających WFS,  $\xi$  i  $\eta$ , jednakże zasadniczy charakter tych krzywych i war-

tości maksymalne oraz minimalne rzędnych nie ulegają większym zmianom, nawet przy dość znacznych zmianach parametrów układu.

Dla sprawdzenia, czy słuszne były założenia przyjęte przy przeprowadzaniu analizy pracy układu i wyprowadzaniu wzorów, wykonano eksperymentalny model anteny, którego wymiary podane są na rys. 6, a elektryczne parametry odpowiadają krzywym podanym na rys. 3. Wyniki pomiarów przeprowadzonych na modelu oznaczone są na rys. 3 odpowiednio krzyżykami ( $\eta$ ), kółeczkami ( $K = 1/WFS/$  i punktami ( $\xi$ ). Dane uzyskane w doświadczeniu, jakkolwiek różnią się nieco od danych obliczonych, potwierdzają słuszność przyjętej metody obliczeń.

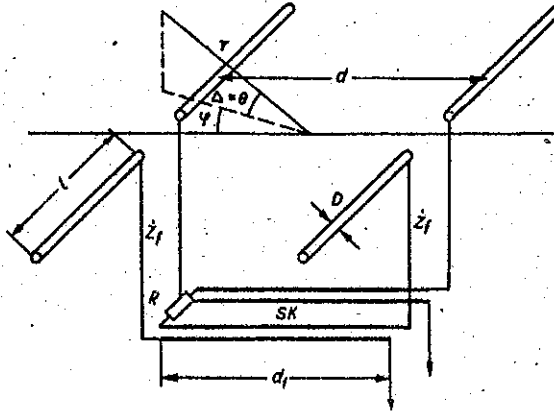
#### 4. WNIOSKI

Przedstawione wyniki obliczeń i dane uzyskane z pomiarów wykazują, że omówiony układ dwóch identycznych wibratorów, połączonych z sobą za pomocą sprzęgacza kierunkowego, przy określonych elektrycznych parametrach (współczynnik rozdziału prądów, oporność falowa wibratorów, linii zasilających itd.), cechuje się jednokierunkowością, dość dobrym dopasowaniem do linii zasilających i znaczną sprawnością w zakresie częstotliwości  $f_{\min} : f_{\max} = 1 : 2$ .

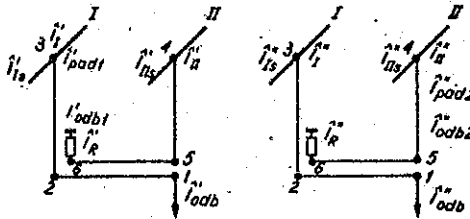
Przedstawiona metoda projektowania może więc być zastosowana do orientacyjnych obliczeń podstawowych elektrycznych własności dwuelementowego układu wibratorów.

WYKAZ LITERATURY

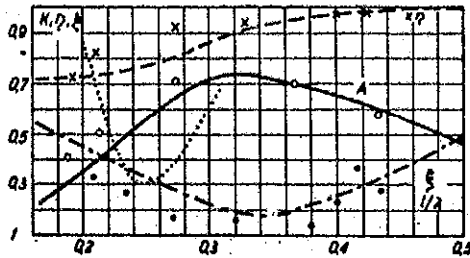
1. Ajzenberg G.Z.: Korotkowołnowyje Antienny. Swiazizdat, Moskwa 1962 r., ss. 314.



Rys. 1. Zastosowanie sprzączki kierunkowej w dwuelementowym układzie antenowym

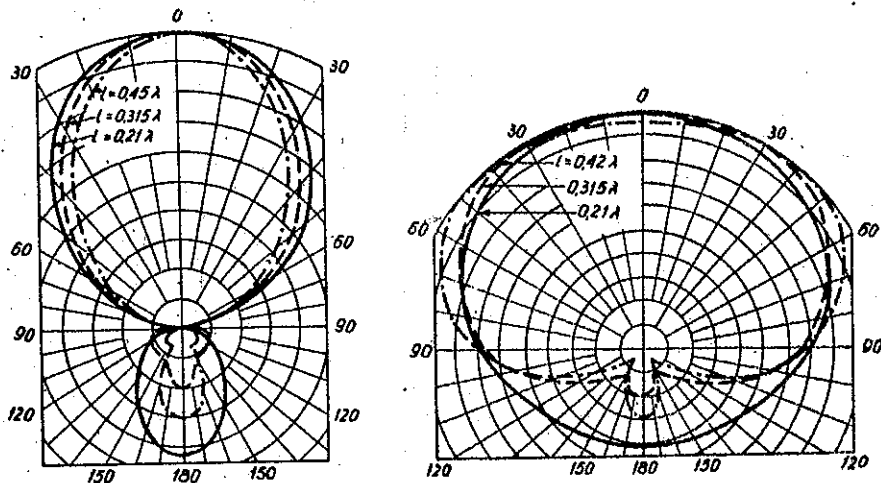


Rys. 2. Układy następcze

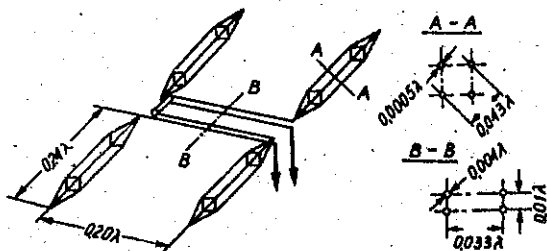


Rys. 3. Przebiegi krzywych  $K = \frac{1}{\sqrt{1-D}}$  i  $\frac{1}{A}$  w zależności od stosunku  $l/\lambda$





Rys. 4 i 5. Przebieg charakterystyki promieniowania układu w płaszczyźnie pionowej i poziomej



Rys. 6. Przykład rozwiązania konstrukcyjnego układu antenowego

## PRZEKSZTAŁCENIE KRÓTKOFALOWYCH ANTEN ŚCIANOWYCH Z REFLEKTOREM STROJONYM W ANTENY SZEROKOPASMOWE

Opracował Lech Stasiński na podstawie artykułu Kuzniecow W.D., Paramonow W.K.: Periedielka nastrojennych synfaznych anten w diapazonnyje antienny. Elektrosviaź 1966, t. 12, nr 7, s.17-24.

W artykule wykazano możliwość przekształcenia dostrajanych anten ścianowych w anteny szerokopasmowe, drogą zasilania ich za pomocą sprzęgaczy kierunkowych. Podano także wyniki pomiarów czterech przekształconych anten krótkofalowych znajdujących się w centrach radiokomunikacyjnych.

### 1. SPOSOBY PRZEKSZTAŁCANIA ANTEN ŚCIANOWYCH

W poprzednim artykule niniejszego zeszytu tegoż autora pt. "Zastosowanie sprzęgacza kierunkowego do dwuelementowego układu antenowego" wykazano, że układ antenowy złożony z dwóch identycznych elementów antenowych, zasilanych z pomocą sprzęgacza kierunkowego, cechuje się znaczną szerokopasmowością ze względu na dopasowanie, jednokierunkowość charakterystyk promieniowania i sprawność. Zaznajomienie się z powyższym artykułem jest konieczne dla zrozumienia dalszej treści.

Ten sposób zasilania można bez większych trudności zastosować w krótkofalowych antenach ścianowych z dostrajającym reflektorem. Antena taka składa się bowiem z

dwóch identycznych sieci dipoli, z których każda ma swój własny, oddzielny układ zasilający i linie rozdzielające. Dla zastosowania w takich antenach sprzęgacza kierunkowego wystarczy odłączyć w reflektorze dostrajaną bierną linię bocznikującą, a następnie obie sieci dipoli dołączyć do odpowiednich zacisków sprzęgacza. Taka przeróbka nie pociąga za sobą żadnych przeróbek sieci antenowych, a jedynie układu zasilania, może być przygotowana na ziemi pod anteną, przy niewielkim nakładzie pracy i materiałów.

Krótkofalowe anteny, o jakich mówimy, wykonywane są w dwóch odmianach ze względu na sposób zasilania, co schematycznie przedstawia rys. 1<sup>1)</sup>. Na rys. 1a przedstawiona jest przykładowo czteropiętrowa antena ścianowa z tzw. zasilaniem wielokrotnym, na rys. 1b - z tzw. zasilaniem parami. W ostatniej odmianie współfazowość zasilania zachowana jest jedynie przy częstotliwości, dla której odległość między dwoma dolnymi lub górnymi dipolami równa jest połowie długości fali. Ponieważ antena ścianowa pracuje najczęściej w zakresie częstotliwości  $f_{\min} : f_{\max} = 1 : 1,5$  (przy każdorazowym dostrajaniu reflektora), niewspółfazowość prądów zasilających, największa na krańcowych częstotliwościach zakresu roboczego anteny, nie powoduje bardziej istotnych zmian właściwości anteny.

Niekiedy w antenach ścianowych zachodzi konieczność

---

1) Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

zmiany azymutu głównego kierunku promieniowania. Spotykamy się najczęściej z dwoma przypadkami:

- 1) zmiana azymutu głównego kierunku promieniowania wynosi  $180^\circ$  (anteny zwrotne),
- 2) zmiana azymutu w jedną lub drugą stronę od kierunku prostopadłego do płaszczyzny ściany antenowej stanowi pewną część szerokości głównego listka charakterystyki promieniowania (anteny ze zmienną skokowo charakterystyką promieniowania).

Zastosowanie sprzęgacza kierunkowego w antenach ze zwrotem o  $180^\circ$  nie przedstawia żadnych trudności. Przełącznik zwrotu można wykonać tak, jak to przykładowo pokazują rys. 2.

Nieco trudniejsze jest przekształcenie anteny ze zmienianą skokowo charakterystyką promieniowania. W tym przypadku sprzęgacz kierunkowy należy zainstalować w każdej z sekcji anteny, a przełącznik zmiany głównego kierunku charakterystyki promieniowania należy włączyć przed sprzęgaczami kierunkowymi. Sprzęgacz kierunkowy powinien spełniać następujące warunki:

- 1) maksymalna wartość współczynnika rozgałęzienia mocy  $q_{\text{maks}}^2$  nie powinna przekroczyć  $0,2$ ;
- 2) jego długość dla środkowej częstotliwości zakresu roboczego anteny powinna być równa około  $1/4$  długości fali.

Konieczność dopasowania sprzęgacza kierunkowego do linii rozdzielających i do linii zasilającej nadajnika

nakłada odpowiednie wymagania na oporności falowe głównej i sprzężonej linii sprzęgacza kierunkowego. Ponadto wymagania dotyczące wytrzymałości elektrycznej na przebicie nakładają pewne ograniczenia na odległości między liniami sprzęgacza.

W typowych antenach ze strojonym reflektorem stosuje się linie rozdzielające do każdej sekcji anteny o oporności falowej  $550 \Omega$  albo  $600 \Omega$ , a linie od anteny do nadajnika - o oporności falowej  $275 \Omega$  albo  $300 \Omega$ . Przy równoległym połączeniu linii rozdzielających od obu sekcji w antenie dwusekcyjnej typu SGD 4/4, zaopatrzonej co najwyżej w przełącznik zwrotu o  $180^\circ$ , sprzęgacz kierunkowy można obliczyć na dopasowanie z jedną opornością falową, wynoszącą  $275 \Omega$  albo  $300 \Omega$ , co upraszcza obliczenia i wykonanie konstrukcyjne.

Obliczenie sprzęgacza kierunkowego, dopasowanego ze wszystkich stron do tej samej oporności, można przeprowadzić w sposób przedstawiony poniżej.

Przypuśćmy, że należy obliczyć sprzęgacz kierunkowy z maksymalnym współczynnikiem rozgałęzienia mocy  $q_{maks}^2 = 0,2$ , wykonany z dwuprzewodowych linii symetrycznych, dopasowanych do oporności  $300 \Omega$ . Zamiast dwóch linii dwuprzewodowych, wykonanych z przewodników o promieniu  $r$ , przy odległości  $2h$  między przewodami tej samej linii i odległości  $2D$  między przewodami różnych linii, można rozważyć dwie jednoprzewodowe linie o promieniu  $r$ , znajdujące się w odległości  $D$  między sobą i w odległości  $h$  od nieskończonej rozległej płaszczyzny przewodzącej. W tym przypadku oporności obciążeń należy przyjąć dwa ra-

zy mniejsze, tj.  $R = \frac{300}{2} = 150 \Omega$ .

Oporność falową takiej linii dla fali antysymetrycznej można obliczyć ze wzoru

$$Z_a = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{1 + q_{\text{maks}}}{1 - q_{\text{maks}}}} = 121 \Omega,$$

natomiast dla fali symetrycznej - ze wzoru

$$Z_s = 2R \sqrt{\frac{1 - q_{\text{maks}}}{1 + q_{\text{maks}}}} = 186 \Omega$$

Z drugiej strony w geometrii linii otrzymujemy zależności

$$Z_a = 69 \lg \left[ \frac{2h}{r} \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{D}\right)^2} \right],$$

$$Z_s = 276 \lg \frac{2h}{r \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{D}\right)^2}}$$

Porównując podane wyżej wzory uzyskujemy związek  $\ln 2h - \ln r = 1,218$ , skąd np. przy wartości  $h = 150 \text{ mm}$  uzyskujemy  $r = 18 \text{ mm}$ . Korzystając ze wzoru określającego  $Z_a$  lub  $Z_s$  otrzymujemy  $D = 91 \text{ mm}$ .

Tak więc sprzęgacz kierunkowy, spełniający podane warunki, można wykonać z czterech odcinków rur o średnicy 36 mm, przy odległości między osiami rur tej samej linii wynoszącej 300 mm i przy odległościach 91 mm między osiami rur różnych linii. Długość odcinków rur mo-

że być równa odległości między ścianami anteny. Odległość ta jest najczęściej równa  $\lambda_0/4$ , gdzie  $\lambda_0$  jest średnią długością fali zakresu roboczego anteny.

Jeśli zachodzi konieczność obliczenia sprzęgacza o różnych wartościach obciążeń linii głównej i linii sprzężonej, można skorzystać z zależności podanych w rozprawie [1]. Stosowanie rur w sprzęgaczu kierunkowym nie jest konieczne, gdyż każdą rurę można zastąpić linią wykonaną z kilku równoległych cienkich przewodów w odpowiedniej konfiguracji geometrycznej.

W oporniku obciążenia sprzęgacza powinno wytłumić się w najbardziej niekorzystnych warunkach około 30% - 40% mocy nadajnika. W takich warunkach stosowanie - jako opornika obciążenia - układu wykonanego z tzw. oporników masowych jest niekiedy niemożliwe. Najbardziej celowe wydaje się stosowanie opornika pochłaniającego w postaci linii długiej o oporności rozłożonej, analogicznie jak dla anten rombów. Oporność wejściowa takiej linii równa jest w przybliżeniu jej oporności falowej. Długość linii dobieramy zwykle tak, aby na jej końcu wartość amplitudy prądu była równa około 0,2 ÷ 0,3 wartości amplitudy prądu na jej początku, co odpowiada wartości WFS na wejściu linii rzędu 1,1. Przy stosowaniu na przewody linii przewodnika o dość dużej wartości oporności właściwej długość linii pochłaniającej jest rzędu 50 m.

Na rysunku 3 przedstawiono schematycznie układ zasilania anteny ze sprzęgaczem i jego zasadnicze dane i wy-

miary, zastosowanego przy przeróbce anteny SGD 4/4 ze stałą charakterystyką promieniowania. Oporność linii rozdzielających tej anteny wynosiła  $600\ \Omega$ , głównej linii zasilającej od nadajnika wynosiła  $300\ \Omega$ . Linie pochłaniającą o długości 50 m wykonano z przewodów fechralowych o średnicy 2 mm w postaci sześcioprzewodowej linii pseudopaskowej.

Rysunek 4 przedstawia układ zasilania przystosowany do anteny SGD 4/4 R z regulowaną charakterystyką promieniowania. W tym układzie zastosowano dwa sprzęgacze kierunkowe wykonane z czterech przewodów o średnicy 6 mm. Każdy sprzęgacz zaopatrzone we własną linię pochłaniającą o długości 50 m, wykonaną z czterech przewodów fechralowych o średnicy 2 mm w postaci linii pseudopaskowej.

## 2. WYNIKI EKSPERYMENTALNEGO ZASTOSOWANIA SPRZĘGACZY KIERUNKOWYCH W DOSTRAJANYCH UPRIEDNIO ANTENACH WSPÓLFAZOWYCH

W wyżej omówiony sposób dokonano przekształcenia czterech nadawczych anten współfazowych: dwóch anten SGD 4/4 R z zasilaniem wielokrotnym (anteny nr 1 i nr 2) oraz dwóch anten SGD 4/4 R z zasilaniem parami (anteny nr 3 i nr 4). Jedną z anten z zasilaniem wielokrotnym (nr 2) była zaopatrzone w przełącznik zwrotu, a w jednej z anten z zasilaniem parami (nr 4) zastosowano przełącznik regulacji skokowej kierunku maksymalnej gęstości promieniowania.



Pomiary parametrów elektrycznych opisanych anten wykonano w tych zakresach częstotliwości, na które były uprzednio przeznaczone i to zarówno przed zastosowaniem w nich sprzęgaczy, jak i po ich zastosowaniu. Oczywiście w pierwotnym stanie przy każdej zmianie częstotliwości dostrajano w antenie reflektor, dla uzyskania najmniejszej wartości współczynnika  $\xi$  (stosunek promieniowania tył - przód). Przed przeróbką wykonano pomiary charakterystyk promieniowania anten w płaszczyźnie poziomej i współczynnika  $k$  fali bieżącej w głównych liniach zasilających; po przeróbce wykonano ponadto pomiary sprawności, drogą pomiaru mocy wydzielonej w linii pochłaniającej i mocy całkowitej doprowadzonej do układu antenowego. Charakterystyki promieniowania zdjęto metodą punktową, obchodząc antenę po okręgu i mierząc natężenie pola za pomocą przenośnego miernika. Charakterystyki promieniowania wszystkich anten przed i po ich przekształceniu były prawie identyczne. Stwierdzono jedynie nieznaczne różnice w przebiegach listków bocznych i listków tylnych.

Na rysunkach 5, 6, 7 i 8 przedstawiono przebiegi uzyskane z pomiarów (linie ciągłe):

współczynnika fali bieżącej  $k = \frac{1}{WFS}$ ,

sprawności  $\eta$ ,

współczynnika  $\xi$ ,

po zastosowaniu w antenach sprzęgaczy kierunkowych.

Na rysunku 5 krzyżykami i kółeczkami oznaczono odpo-

wiednio wartości współczynników  $\xi$  i  $k$  dla kilku częstotliwości, uzyskane dla anteny nr. 1 przed jej przekształceniem, przy każdorazowym dostrojeniu reflektora. Na pozostałych rysunkach wykresy współczynników  $\xi$  i  $k$ , uzyskane przed przeróbką anten, oznaczono liniami przerywanymi.

Krzywe na rysunku 8 odnoszą się do przypadku, gdy kierunek maksymalnej gęstości promieniowania był prostopadły do płaszczyzny anteny. Zmierzone także poziome charakterystyki promieniowania i przebiegi współczynnika fali bieżącej po zmianie kierunku maksymalnej gęstości promieniowania, zarówno przed, jak i po zastosowaniu sprzęgaczy kierunkowych. Również w tych przypadkach stwierdzono dużą zgodność odpowiednich charakterystyk promieniowania w płaszczyźnie poziomej. Stwierdzono także, że w antenach przerobionych wartości współczynników  $k$ ,  $\eta$  i  $\xi$ , przy zmianach azymutu maksymalnej gęstości promieniowania zmieniają się w sposób nieistotny. W przerobionych antenach przeprowadzono także pomiary dotyczące wytrzymałości elektrycznej. Tak np. podczas deszczowej wilgotnej pogody do anten nr 3 i 4 doprowadzono moc przekraczającą 100 kW przy 100% głębokości modulacji. Nie stwierdzono żadnych łuków, przebić lub iskrzeń.

Jak widać z rys. 5, 6, 7 i 8, przerobione anteny charakteryzują się dość dobrym dopasowaniem do linii zasilającej; współczynnik fali bieżącej prawie w całym zakresie częstotliwości wynosi 0,6 + 0,7. Współczynnik  $\xi$  (stosunek  $E(\varphi = 180^\circ, \theta = 0) : E(\varphi = 0^\circ, \theta = 0)$ ) znajduje się średnio na poziomie 0,1, a sprawność  $\eta$  w większej

części zakresu częstotliwości osiąga wartość około 90%. Jedynie w wąskim pasmie fal dłuższych rozważanego zakresu częstotliwości sprawność spada do 60 + 70%. Z podanych przebiegów wynika także, że oba współczynniki  $k$  i  $\xi$  anten przerobionych niewiele różnią się od analogicznych parametrów anten w ich stanie pierwotnym. Stwierdzone tylko, że w pasmie fal dłuższych rozważanego zakresu częstotliwości współczynnik fali bieżącej  $k$  przyjmuje wartości większe po przekształceniu anten, aniżeli przed ich przekształceniem, co jest korzystne.

Tak więc wszystkie przerobione anteny - zarówno z zasilaniem wielokrotnym jak i z zasilaniem parami - nie wymagają dostrajania i charakteryzują się dobrymi właściwościami kierunkowymi, dobrym dopasowaniem do głównej linii zasilającej i dość dobrą sprawnością, co najmniej w takim samym zakresie częstotliwości, w jakim pracowała antena przed zastosowaniem sprzęgaczy i w których każdorazowa zmiana częstotliwości wymagała dostrajania reflektora.

### 3. WNIOSKI

Na podstawie podanych wyników można sformułować następujące wnioski:

1. Każdą krótkofalową antenę ścianową z reflektorem strojonym można przekształcić w antenę szerokopasmową, pracującą bez dostrajania w tym samym zakresie częstotliwości, w jakim antena pracowała z dostrajaniem reflek-

torem. Wystarczy w tym celu w układzie zasilania zastosować sprzęgacze kierunkowe.

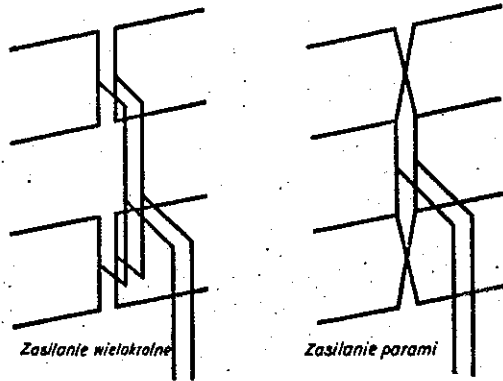
2. Pod względem dopasowania i własności kierunkowych przerobiona antena nie jest gorsza od anteny z reflektorem strojonym, przy czym jej sprawność jest jeszcze dostatecznie wysoka.

3. Przekształcenie anten nie wymaga poważniejszych nakładów, środków i materiałów i może być łatwo przeprowadzona przez personel pracujący w eksploatacji dowolnego centrum radiokomunikacyjnego.

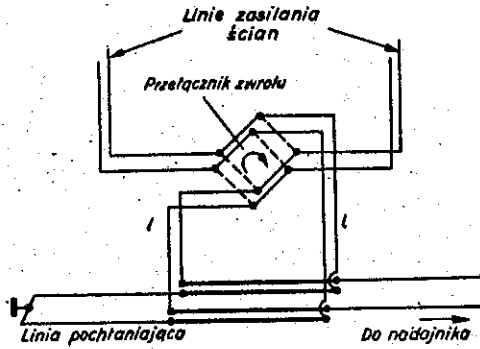
#### WYKAZ LITERATURY

1. Kuzniecowa W.D., Paramonowa W.K.: Stupienchatyje naprawlennyje otwettwitielei. Radiotekhnika, Moskwa 1964, s. 814.

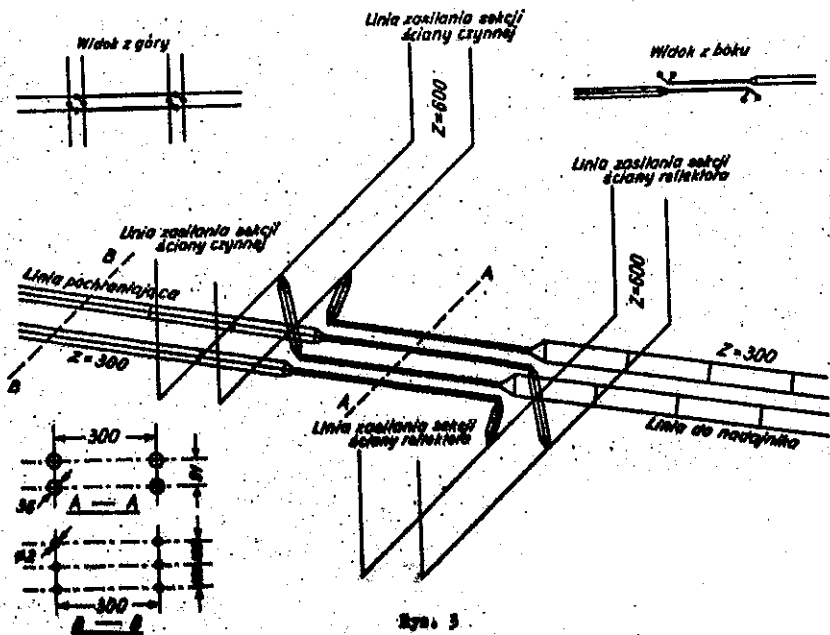


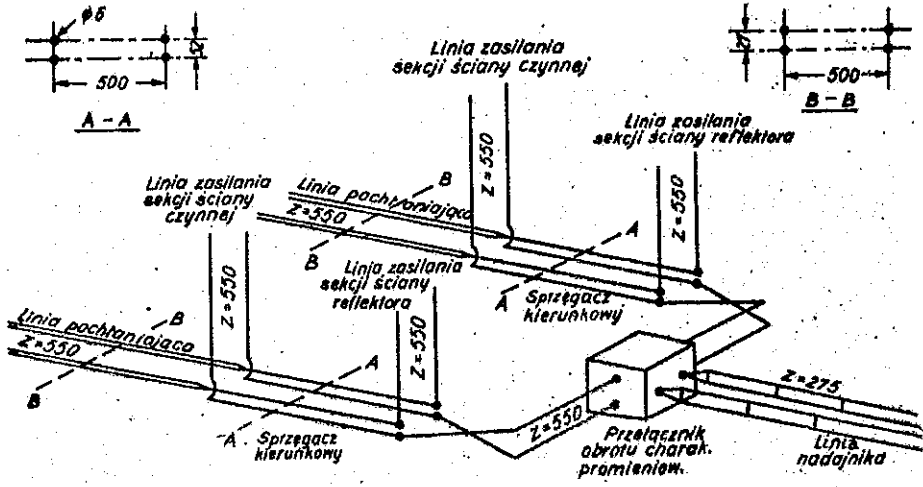


Rys. 1.

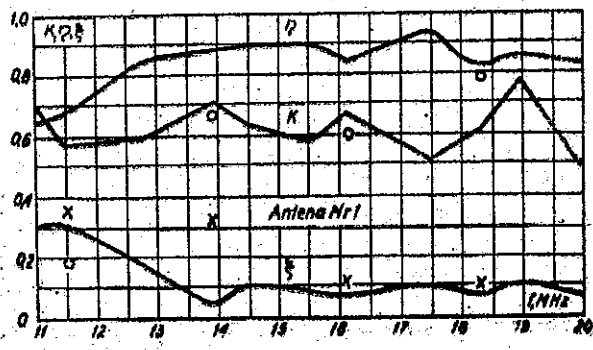


Rys. 2

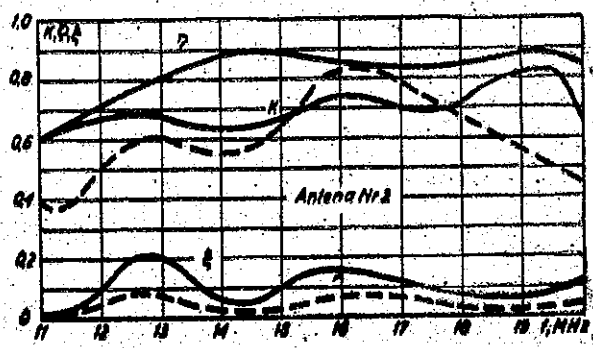




Kys. 4



Kys. 5



Kys. 6

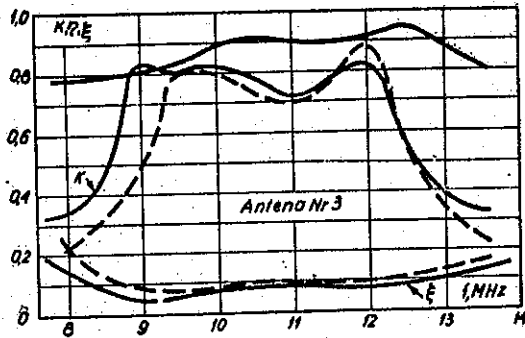


Fig. 7

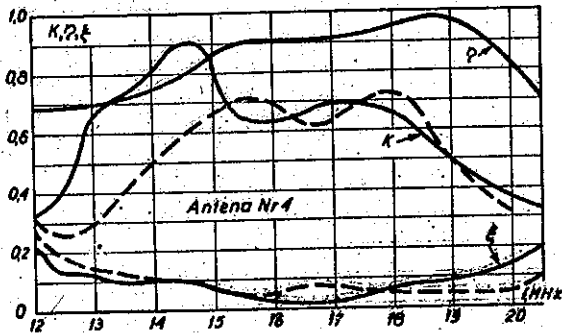


Fig. 8

