

1 9 6 9

Nr 43

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PROBLEMY

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

Nr

ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 9

WARSZAWA 1969

NR 43

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja

Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - prof. Zenon Szpigler

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,  
mgr inż. Józef Możejko, dr Stanisław Włoszczowski

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Egz. Nr 33

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 540. Druk ukończono  
w październiku 1969 r.

621.396.677.83

621.396.43

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Edward Dumania

## ZASTOSOWANIE REFLEKTORÓW W LINIACH RADIOWYCH

*ROK 1952*

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Układy reflektorów biernych	3
3. Otwór promieniujący	5
4. Otwór o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni	12
5. Otwór o nierównomiernym rozkładzie pola - - Antena paraboliczna	17
6. Antena peryskopowa	20
7. Reflektor bierny umieszczony daleko od anteny	32
8. Obliczanie tras linii radiowych z reflek- torami biernymi	36
9. Przykłady zastosowania reflektorów w liniach radiowych	52
10. Wnioski	60
Wykaz literatury	61

Edward Dumania

## ZASTOSOWANIE REFLEKTORÓW W LINIACH RADIOWYCH

### 1. WSTĘP

W liniach radiowych jako nośnik informacji są wykorzystywane fale bardzo krótkie o częstotliwości rzędu kilku GHz. Zaletą tych częstotliwości jest stosunkowo łatwe wiązskowanie energii fal w określonym kierunku, dzięki czemu można przy stosunkowo małej mocy nadajnika uzyskać w punkcie odbioru dostateczne natężenie pola. Do wiązskowania fal stosuje się z reguły anteny paraboliczne.

Z drugiej strony fale zakresu gigahercowego w bardzo małym stopniu ulegają ugięciom w troposferze nad powierzchnią ziemi i dla uzyskania łączności w przekaźnikowych liniach radiowych należy zapewnić bezpośrednią drogę promieniom fal pomiędzy anteną nadawczą i odbiorczą. Uzyskuje się to zwykle przez umieszczanie anten na wieżach dostatecznie wysoko nad powierzchnią ziemi, tak aby "widziały się" one wzajemnie, jak pokazano na rys. 1<sup>x)</sup>. Konieczne jest dodatkowo zapewnienie dostatecznego prześwitu, aby nie występowało osłabienie pola przy antenie odbiorczej w wyniku interferencji fali bezpośredniej i od-

---

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

bitej od powierzchni ziemi. Wymagane do tego celu wysokości wież są znaczne i na przykład przy odległości pomiędzy sąsiednimi stacjami przekaźnikowymi rzędu 50 km oraz gładkiej i kulistej powierzchni ziemi powinny one wynosić ponad 50 m. Łatwiejsza sytuacja istnieje, gdy warunki eksploatacyjne linii i warunki terenowe umożliwiają usytuowanie stacji linii radiowej na wzgórzach, a znacznie trudniejsze, jeżeli stacje wypadają w dolinach, podczas gdy na trasie pomiędzy nimi znajdują się wzniesienia. W ostatnim przypadku wypadałoby budować wieże o nieekonomicznie dużej wysokości.

Dodatkową trudnością, oprócz trudności konstrukcyjnych i dużych kosztów wież, jest doprowadzenie energii mikrofalowej od nadajnika do anteny i od anteny do odbiornika. Stosowane są przy tym dwa rozwiązania pokazane na rys. 2.

Można mianowicie:

a) umieścić aparaturę na szczycie wieży i połączyć ją za pomocą stosunkowo krótkiego odcinka falowodu z anteną lub

b) umieścić aparaturę na ziemi u podnóża wieży i połączyć ją za pomocą długiego falowodu z anteną umieszczoną na szczycie wieży.

Oba rozwiązania nastroczają poważne trudności. W przypadku a) zachodzi konieczność budowy drogiej (przeważnie betonowej) wieży oraz doprowadzenia na jej szczyt energii elektrycznej do zasilania urządzeń oraz zorganizowania tam pomieszczeń i odpowiednich warunków bytowych



dla personelu obsługującego i konserwacyjnego. Z reguły zachodzi też potrzeba budowy dźwigu dla dowożenia sprzętu i personelu na szczyt wieży.

W przypadku b) wieża może być prostsza i tańsza (przeważnie stalowa) oraz pomieszczenia aparaturowe i obsługowe mogą być umieszczone na ziemi, ale musi być prowadzony długi falowód pomiędzy aparaturą i anteną, który wprowadza poważne tłumienie energii mikrofalowej przy transmitowaniu jej od urządzeń do anteny lub w kierunku przeciwnym. Poza tym przy niezbyt dokładnym dopasowaniu urządzeń i anten do falowodu powstają odbicia powodujące zniekształcenia interferencyjne transmitowanego sygnału, szczególnie groźne przy transmisji sygnałów telefonii wielokrotnej o dużych krotnościach. To rozwiązanie poważnie utrudnia dostęp do anteny w czasie jej obsługi i konserwacji.

Poszukiwane są rozwiązania nie narzucające konieczności budowy drogich i wysokich wież i prowadzenia długich falowodów oraz umożliwiające wygodny dostęp do urządzeń. Jednym z takich rozwiązań jest zastosowanie reflektorów biernych (luster, retlanslatorów), odbijających dochodzące do nich fale i kierujących je w pożądanym kierunku.

## 2. UKŁADY REFLEKTORÓW BIERNYCH

Różne możliwości zastosowania reflektorów biernych do skierowania wiązki fal w kierunku anteny stacji współpracującej pokazano na rys. 3. Na rysunku tym kąt  $\alpha$  jest

kątem odchylenia kierunku rozchodzenia się fali.

Na rysunku 3a pokazano układ tak zwanej anteny peryskopowej. W tym przypadku antena promieniująca  $A_1$  (nadawcza lub odbiorcza) umieszczona jest u podnóża wieży. Jej wiązka promieniowania skierowana jest na reflektor bierny R umieszczony na szczycie wieży, który odbija fale w kierunku anteny współpracującej  $A_2$ . Jest to przypadek układu najbardziej zbliżonego do układów typowej stacji linii radiowej, pokazanych na rys. 2, z tym że ma on szereg zalet, a mianowicie: właściwe urządzenia łączenie z anteną umieszczone na ziemi są łatwo dostępne do obsługi i konserwacji, wieża może być prosta i tania, nie jest potrzebny falowód od szczytu wieży do urządzeń (zastępuje go wiązka fal), reflektor umieszczony na szczycie wieży jest konstrukcyjnie bardzo prosty, lekki i nie wymaga specjalnej obsługi i konserwacji. Można powiedzieć, że stacja z anteną peryskopową charakteryzuje się połączeniem zalet stacji typu przedstawionych na rys. 2a i 2b, przy wyeliminowaniu ich wad.

Układ z rysunku 3b jest podobny do układu z rys. 3a, z tym że do umieszczenia reflektora jest wykorzystane wzniesienie istniejące w pobliżu stacji  $A_1$  i wyeliminowana dzięki temu konieczność budowy wieży.

W układzie pokazanym na rys. 3c reflektor bierny jest umieszczony na wzniesieniu terenowym w dużej odległości od anten stacji współpracujących.

Ponieważ sprawność transmisji za pośrednictwem reflektora biernego bardzo spada przy małych kątach odchylenia kierunku fali  $\alpha$  (proporcjonalnie do  $\sin \frac{\alpha}{2}$ ), stosowanie



układu z rys. 3c przy małym kącie staje się nieekonomiczne. W tym przypadku lepsze wyniki daje układ z dwoma reflektorami, pokazany na rys. 3d.

W przypadku małego kąta odchylenia kierunku fali można zamiast pary reflektorów zastosować parę anten parabolicznych połączonych bezpośrednio ze sobą, jak pokazano na rys. 3e.

I wreszcie na rysunku 3e pokazano przykład zastosowania tak zwanego retranslatora typu "ekranu zagradzającego", umożliwiającego zwiększenie natężenia pola w punkcie odbioru na skutek skierowania części energii fali w kierunku anteny współpracującej  $A_2$  w wyniku tzw. "zysku przeszkody"<sup>x)</sup>.

### 3. OTWÓR PROMIENIUJĄCY

Analizę pracy anteny parabolicznej z reflektorem przeprowadza się zastępując antenę jak i reflektor tak zwanymi otworami promieniującymi (antenami powierzchniowymi), czyli zastępując otwór wyjściowy anteny oraz otwór wyjściowy (lub wejściowy) reflektora otworami, na powierzchni których istnieje zmienne pole elektromagnetyczne. Otwór taki może być anteną nadawczą lub odbiorczą w zależności od tego, czy promieniuje on energię fal, czy ją pochłania.

Zależności geometryczne dla układu anteny w postaci otworu promieniującego pokazano na rys. 4. Otwór ten o

<sup>x)</sup> Układ ten, jako pracujący na innej zasadzie, nie będzie omawiany w niniejszej pracy.

powierzchni  $S$  jest umieszczony w środku układu współrzędnych prostopadle do osi  $X$  (osi maksymalnego promieniowania). Punkt obserwacji  $M$  ma współrzędne prostokątne  $x, y, z$  lub biegunowe  $d, \theta, \phi$ , przy czym  $d$  jest odległością punktu obserwacji od początku układu (od środka płaszczyzny otworu),  $\theta$  kątem elewacji, a  $\phi$  kątem azymutalnym w stosunku do osi  $X$ .

Znając kształt otworu promieniującego oraz rozkład pola elektromagnetycznego na jego powierzchni można obliczyć natężenie pola fali promieniowanej przez otwór w dowolnym punkcie przestrzeni z zależności:

$$E_1 \cdot e^{j\psi_1} = \int_S E_0 \cdot e^{j\psi_0} \frac{e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}}}{r} dS \quad (1)$$

gdzie:  $E_1, \psi_1$  - amplituda i faza pola fali w punkcie obserwacji,

$E_0, \psi_0$  - amplituda i faza pola na elemencie powierzchni  $dS$  otworu promieniującego,

$r$  - odległość punktu obserwacji od elementu powierzchni otworu promieniującego,

$\lambda$  - długość fali,

$dS$  - element powierzchni otworu promieniującego,

$S$  - powierzchnia otworu promieniującego.

Korzystając z ogólnej zależności (1) można określić właściwości antenowe otworu promieniującego, takie jak:

powierzchnię skuteczną -  $S_{sk}$ , charakterystykę kierunkową -  $f(\theta, \phi)$  i zysk kierunkowy -  $G$ .

### 3.1. Rozkład pola fali na otworze promieniującym

Właściwości antenowe otworu promieniującego zależą w znacznym stopniu od rozkładu pola na jego powierzchni. Rozkład ten tylko w niektórych przypadkach jest równomierny (np. na otworze reflektora biernego umieszczonego daleko od anten czynnych). W większości przypadków (np. w typowych antenach parabolicznych) rozkład ten nie jest równomierny i natężenie pola pośrodku otworu jest zwykle większe niż przy jego obrzeżu. Wynika to nie tylko z trudności technicznych zrealizowania równomiernego "oświetlenia" otworu reflektora, ale i z tego, że dzięki oświetleniu nierównomiernemu uzyskuje się lepszy kształt charakterystyki kierunkowej, objawiający się mniejszym poziomem promieniowania w kierunkach niepożądanych (listki boczne) w stosunku do promieniowania w kierunku pożądanym (listek główny). Jednakże zysk w tym przypadku maleje.

W praktyce rozkład pola na otworze promieniującym jest zwykle bardzo skomplikowany. Określa się go za pomocą wzorów aproksymujących. W niniejszej pracy przyjęto za innymi autorami, np. [8], [55], paraboliczną aproksymację rozkładu pola za pomocą zależności:

$$\frac{E_x}{E_0} = 1 - K \left(\frac{x}{a}\right)^2 \quad (2)$$

gdzie:  $E_x$  - natężenie pola w punkcie odległym o  $x$  od środka otworu,

$E_0$  - natężenie pola w środku otworu,

$K$  - współczynnik charakteryzujący rozkład,

$a$  - odległość brzegu otworu od jego środka.

Zakładając aproksymację określaną powyższym wzorem rozkład pola zależy od przyjętej wartości współczynnika  $K$ , np. dla  $K = 0$  rozkład jest równomierny ( $E_x = E_0$ ) i natężenie pola w każdym punkcie otworu jest takie samo. Dla  $K = 1$  natężenie pola przy brzegu otworu spada do 0. Często przy obliczeniach anten z reflektorami zakłada się natężenie pola przy brzegu otworu o 10 dB ( $\sqrt{10}$  razy) mniejsze od natężenia pola w środku otworu. Taki rozkład pola odpowiada przyjęciu wartości  $K = 0,684$ .

### 3.2. Powierzchnia skuteczna - $S_{sk}$

Z rozkładem pola na powierzchni otworu wiąże się jego tak zwana powierzchnia skuteczna, od której zależy zysk kierunkowy. Powierzchnią skuteczną otworu promieniującego nazywamy powierzchnię otworu zastępczego, na której istniałoby w każdym punkcie jednakowe natężenie pola równe maksymalnemu natężeniu pola na otworze rzeczywistym, promieniującym taką samą moc jak otwór rzeczywisty. Dla anteny odbiorczej powierzchnia skuteczna anteny jest określana jako stosunek mocy odbieranej przez antenę w warunkach dopasowania<sup>x)</sup> do gęstości mocy fali

<sup>x)</sup> Moc oddawana przez antenę odbiorczą do obciążenia może być mniejsza wskutek strat.

dochodzącej do anteny. W przypadku równomiernego rozkładu pola na całej powierzchni otworu promieniującego ( $E_c \cdot e^{j\psi_0} = \text{const}$ ) powierzchnia skuteczna otworu jest równa jego powierzchni geometrycznej. W przypadku natomiast rozkładu nierównomiernego powierzchnia skuteczna otworu promieniującego jest mniejsza od jego powierzchni geometrycznej

$$S_{sk} = \sigma \cdot S \quad (3)$$

gdzie:  $S_{sk}$  - powierzchnia skuteczna otworu,

$S$  - powierzchnia geometryczna otworu,

$0 < \sigma \leq 1$  - współczynnik wykorzystania powierzchni.

W praktycznych antenach parabolicznych stosowanych w liniach radiowych współczynnik wykorzystania powierzchni otworu wynosi około 0,5 - 0,8.

Właściwości anten kierunkowych z reflektorem odnosi się często do właściwości fikcyjnej anteny izotropowej, pracującej bez strat i promieniującej energię równomiernie we wszystkich kierunkach. Powierzchnię skuteczną anteny izotropowej można określić wzorem:

$$S_{iz} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (4)$$

gdzie:  $S_{iz}$  - powierzchnia skuteczna anteny izotropowej.

### 3.3. Charakterystyka kierunkowa - $f(\theta, \phi)$

Charakterystyką kierunkową anteny (otworu promieniującego) nazywamy zależność gęstości mocy fali promieniowanej w kierunku  $\theta, \phi$  do gęstości mocy fali promieniowanej w kierunku maksymalnego promieniowania ( $\theta = 0, \phi = 0$ ), przy tej samej odległości punktu obserwacji od anteny. Dla anteny odbiorczej charakterystykę kierunkową określa stosunek mocy odbieranej przez antenę z kierunku  $\theta, \phi$  do mocy odbieranej z kierunku maksymalnego odbioru przy tym samym natężeniu pola fali dochodzącej do anteny. Kształt charakterystyki kierunkowej zależy od wielkości powierzchni skutecznej anteny (otworu promieniującego) i od rozkładu pola na powierzchni otworu promieniującego.

Charakterystyki kierunkowe anten idealizowanych, o założonym rozkładzie pola na otworze, można określać za pomocą wzorów, podczas gdy charakterystyki kierunkowe anten praktycznych podaje się zwykle w postaci wykresów. Anteny powierzchniowe przy ich dużych wymiarach w stosunku do długości fali charakteryzują się dużą kierunkowością i promieniują prawie całą energię w małym kącie bryłowym prostopadle do powierzchni otworu.

### 3.4. Zysk - G

Zyskiem anteny (otworu promieniującego) nazywamy stosunek maksymalnej gęstości mocy promieniowanej przez daną antenę do gęstości mocy promieniowanej przez antenę

izotropową przy tej samej całkowitej mocy promieniowania.

Dla anteny odbiorczej zysk określony jest stosunkiem mocy odbieranej w warunkach dopasowania przez antenę z kierunku maksymalnego odbioru do mocy, jaką w tych warunkach odbierałaby antena izotropowa.

### 3.5. Zależność pomiędzy parametrami antenowymi

Znając powierzchnię skuteczną anteny (otworu promieniującego) można obliczyć jej zysk z zależności

$$G = \frac{S_{sk}}{S_{iz}} = \frac{4\pi S_{sk}}{\lambda^2} = \frac{4\pi \sigma S}{\lambda^2} \quad (5)$$

Zysk można obliczyć również mając charakterystykę kierunkową z przybliżonej zależności [3]

$$G = \frac{4\pi}{\theta_{0,5} \cdot \phi_{0,5}} \quad (6a)$$

gdy kąty określone są w radianach lub

$$G = \frac{41253}{\theta_{0,5} \cdot \phi_{0,5}} \quad (6b)$$

gdy kąty określone są w stopniach

gdzie:  $\theta_{0,5}$ ,  $\phi_{0,5}$  - szerokości głównej wiązki promieniowania w kierunkach wzajemnie prostopadłych dla punktów o połowie mocy.



#### 4. OTWÓR O RÓWNOMIERNYM ROZKŁADZIE POLA NA JEGO POWIERZCHNI

Najprostszym teoretycznie przypadkiem otworu promieniującego jest otwór o równomiernym rozkładzie pola na całej jego powierzchni. Przypadek ten zachodzi między innymi dla płaskiego reflektora biernego znajdującego się w dostatecznie dużej odległości od współpracujących z nim anten czynnych, kiedy falę dochodzącą do reflektora można uważać za płaską.

W tym przypadku powierzchnia skuteczna otworu jest równa jego powierzchni geometrycznej.

##### 4.1. Otwór prostokątny o równomiernym rozkładzie pola

Charakterystykę kierunkową otworu prostokątnego o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni (dla niezbyt wielkich kątów  $\theta$  i  $\phi$ ) (rys. 4) określa wzór:

$$f(\theta, \phi) = \left( \frac{\sin n_a}{n_a} \cdot \frac{\sin n_b}{n_b} \right)^2 \quad (7)$$

gdzie:  $n_a = \frac{2 \pi a}{\lambda} \sin \theta$

$n_b = \frac{2 \pi b}{\lambda} \sin \phi$

2a - długość boku otworu w kierunku  $\theta$ ,

2b - długość boku otworu w kierunku  $\phi$ ,

$\theta$  - kąt elewacji w płaszczyźnie równoległej do boku  $a$ ,

$\phi$  - kąt azymutalny w płaszczyźnie równoległej do boku  $b$ .

W płaszczyźnie równoległej do boku  $a$ , prostopadłej do płaszczyzny otworu i przechodzącej przez jego środek ( $\theta = 0$ ), kształt charakterystyki określa wzór:

$$f(\theta) = \left[ \frac{\sin\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta} \right]^2 \quad (8)$$

Podobnie w płaszczyźnie równoległej do boku  $b$ , prostopadłej do płaszczyzny otworu i przechodzącej przez jego środek ( $\theta = 0$ ), kształt charakterystyki określa wzór:

$$f(\phi) = \left[ \frac{\sin\left(\frac{2\pi b}{\lambda} \sin \phi\right)}{\frac{2\pi b}{\lambda} \sin \phi} \right]^2 \quad (9)$$

Z zależności (8) i (9) wynika, że kształt charakterystyki prostokątnego otworu promieniującego w płaszczyźnie przechodzącej przez środek otworu, prostopadłej do niego i równoległej do jednego z boków zależy tylko od jego długości; nie zależy natomiast od długości boku drugiego.

W przypadku często spotykanego w praktyce otworu kwadratowego długości obu boków są jednakowe i kształty charakterystyk w obu płaszczyznach równoległych do boków są takie same.

Charakterystykę kierunkową dla otworu promieniującego prostokątnego lub kwadratowego, o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni, w płaszczyźnie równoległej do boku i przechodzącej przez środek otworu, obliczoną z wzorów (8) lub (9) ilustruje w postaci wykresu rys. 5.

Z zależności powyższych i rys. 5 wynika, że dla otworu prostokątnego w płaszczyźnie równoległej do boku i prostopadłej do otworu szerokość głównej wiązki promieniowania dla punktów o połowie mocy maksymalnej wynosi:

$$\theta_{0,5} = 0,88 \frac{\lambda}{2a} \text{ rad} = 51 \frac{\lambda}{2a} \text{ stopni} \quad (10a)$$

pierwsze minimum charakterystyki wypada przy kącie

$$\theta_0 = \frac{\lambda}{2a} \text{ rad} = 57 \frac{\lambda}{2a} \text{ stopni} \quad (10b)$$

poziom gęstości mocy pierwszego listka bocznego charakterystyki jest o

$$13,2 \text{ dB} \quad (10c)$$

mniejszy od poziomu listka głównego.

Zysk kierunkowy takiego otworu wynosi

$$G = 4 \pi \frac{S}{\lambda^2} = \frac{4 \pi \cdot 4ab}{\lambda^2} \quad (10d)$$

Wadą otworów prostokątnych jest stosunkowo duży poziom mocy pierwszego i następnych listków bocznych w płaszczyznach równoległych do boków. Lepszy pod tym

względem kształt charakterystyki wykazują otwory kwadratowe w płaszczyźnie przechodzącej przez przekątną.

Dla tej płaszczyzny kształt charakterystyki określa wzór:

$$f(\alpha) = \left( \frac{\sin n_{45}}{n_{45}} \right)^4 \quad (11)$$

gdzie:  $n_{45} = \frac{\sqrt{2} \pi a}{\lambda} \sin \alpha$

$\alpha$  - kąt pomiędzy kierunkiem głównego promieniowania a kierunkiem obserwacji w płaszczyźnie przechodzącej przez przekątną otworu.

W płaszczyźnie przekątnej listek główny charakterystyki jest około  $\sqrt{2}$  razy szerszy, a poziom listków bocznych jest dwukrotnie (w dB) mniejszy niż w płaszczyźnie równoległej do boku. Pierwsze minimum wypada przy kącie

$$\alpha_0 = \sqrt{2} \cdot \theta_0 \quad (12a)$$

a poziom pierwszego listka bocznego jest o

$$26,4 \text{ dB} \quad (12b)$$

mniejszy od poziomu maksymalnego listka głównego.

Z tego powodu otwory kwadratowe ustawia się często w ten sposób, aby przekątna była równoległa do powierzchni ziemi w celu zmniejszenia listków bocznych w płaszczyźnie poziomej; są to tak zwane otwory rombowe.

#### 4.2. Otwór okrągły o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni

Charakterystyka kierunkowa otworu okrągłego o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni jest symetryczna w stosunku do osi otworu. Jej kształt, dla niezbyt wielkich kątów pomiędzy kierunkiem obserwacji a kierunkiem osi, określa wzór:

$$f(\phi) = \left[ 2 \frac{I_1\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \psi\right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin \psi} \right]^2 \quad (13)$$

gdzie:  $I_1$  - funkcja Bessela 1-go rzędu

$D$  - średnica otworu

$\psi$  - kąt pomiędzy kierunkiem obserwacji a osią otworu.

Kształt charakterystyk obliczonych według powyższego wzoru pokazano na rys. 6.

Z zależności powyższych i rys. 6 wynika, że dla otworu okrągłego o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni szerokość głównej wiązki promieniowania dla punktów o połowie mocy maksymalnej wynosi

$$\psi_{0,5} = 1,02 \frac{\lambda}{D} \text{ rad} = 58 \frac{\lambda}{D} \text{ stopni} \quad (14a)$$

pierwsze minimum charakterystyki wypada przy kącie

$$\psi_0 = 1,22 \frac{\lambda}{D} \text{ rad} = 70 \frac{\lambda}{D} \text{ stopni} \quad (14b)$$

poziom maksymalnej gęstości mocy pierwszego listka bocznego jest o

$$17,6 \text{ dB} \quad (14c)$$

mniejszy od poziomu mocy listka głównego.

Zysk kierunkowy takiego otworu wynosi

$$G = 4 \pi \frac{S}{\lambda^2} = \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (14d)$$

Porównanie charakterystyk otworu kwadratowego, rombowego i okrągłego o tym samym wymiarze maksymalnym ilustruje rys. 7.

Na rysunku tym pokazano kształt listka głównego i obwiednię listków bocznych. Widać z niego wyraźnie wyższość otworu rombowego ze względu na największe tłumienie listków bocznych.

## 5. OTWÓR O NIERÓWNOMIERNYM ROZKŁADZIE POLA - - ANTENA PARABOLICZNA

Reflektory są powszechnie stosowane w liniach radiowych jako elementy tzw. anten parabolicznych (rys. 8). W antenach takich właściwy promiennik w postaci tuby falowodowej przy większych częstotliwościach lub dipola przy częstotliwościach mniejszych jest umieszczony w ognisku reflektora o kształcie wycinka paraboloidy obrotowej i "oświetla" mniej lub bardziej równomiernie powierzchnię odbijającą, która kieruje fale w stronę anteny współpracującej. Otwór wyjściowy reflektora (otwór

promieniujący) bywa okrągły lub prostokątny.

Zasadniczą różnicą pomiędzy anteną paraboliczną a omawianymi poprzednio otworami promieniującymi o równomiernym rozkładzie pola na powierzchni otworu jest to, że rozkład pola na powierzchni otworu anteny parabolicznej nie jest równomierny, co wpływa na wielkość zysku i na kształt charakterystyk. Rozkład pola na otworze reflektora anteny parabolicznej dobiera się celowo nierównomierny dla uzyskania odpowiedniego kształtu charakterystyk i możliwie dużej sprawności, niezależnie od tego, że realizowanie w tych warunkach rozkładu równomiernego nastrocza bardzo poważne trudności techniczne. Natężenie pola maleje od środka otworu w kierunku obrzeża. Za pewnego rodzaju optimum przyjmuje się często taki rozkład, którego natężenie na obrzeżu jest o 10 dB (3,16 razy) mniejsze od natężenia pola pośrodku otworu reflektora. Wskutek tego powierzchnia skuteczna anteny parabolicznej jest mniejsza od powierzchni geometrycznej otworu reflektora. Współczynnik wykorzystania powierzchni dla praktycznych anten parabolicznych wynosi 0,5 - 0,8.

Wymiary anten parabolicznych, ich kształty i sposób oświetlenia powierzchni odbijających dobiera się (częściowo eksperymentalnie) dla uzyskania możliwie dużego zysku i sprawności oraz małego poziomu promieniowania w kierunkach niepożądanych listków bocznych.

Zysk anteny parabolicznej można obliczać ze wzoru (5), zakładając lub znając współczynnik wykorzystania powierzchni otworu, względnie ze wzoru (6), znając szerokość listka głównego charakterystyki promieniowania. Do orien-



tacyjnych obliczeń zakłada się często współczynnik wykorzystania powierzchni równy

$$\epsilon = \frac{2}{\pi} = 0,64 \quad (15a)$$

Przy takim współczynniku zysk anteny wynosi zgodnie z (5)

$$G = 8 \frac{S}{\lambda^2} = 2\pi \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 \quad (15b)$$

a szerokość głównego listka promieniowania zgodnie z (6)

$$\psi_0 = \sqrt{2} \frac{\lambda}{D} \text{ rad} \quad (15c)$$

Zysk jest więc około  $\frac{\pi^2}{2\pi} = 1,57$  (o 2 dB) razy mniejszy od zysku obliczonego ze wzoru 14d, jaki miałyby antena o tych samych wymiarach otworu przy równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni.

Charakterystykę kierunkową można obliczać zakładając w postaci prostego wzoru rozkład pola na powierzchni otworu. Odpowiednie wzory można znaleźć w literaturze. Ponieważ rozkład ten jest w rzeczywistości na ogół bardzo skomplikowany, zakładany rozkład pola tylko w przybliżeniu obrazuje rozkład rzeczywisty i obliczenia mogą dawać tylko orientacyjne wyniki obarczone błędami. Z tego powodu parametry anteny parabolicznej, obliczonej na podstawie przybliżonych wzorów, sprawdza się eksperymentalnie na modelu, wprowadzając przy tym ewentualne korekcje konstrukcyjne.

Przykład charakterystyki anteny parabolicznej pokazano na rys. 9. Zysk współcześnie stosowanych anten w li-

niach radiowych dochodzi do czterdziestu paru decybeli, szerokość pierwszego listka bocznego jest rzędu  $1,3 \frac{\lambda}{D}$  radianów, a tłumienie pierwszych listków bocznych wynosi  $20 + 30$  dB. Poziom listków bocznych charakterystyk anten praktycznych (otworów o nierównomiernym rozkładzie pola) jest mniejszy niż otworów o równomiernym rozkładzie pola.

## 6. ANTENA PERYSKOPOWA

Anteną peryskopową nazywamy zespół złożony z anteny czynnej w postaci np. anteny parabolicznej i umieszczonego w stosunkowo niewielkiej odległości reflektora biernego. Antena czynna skierowana jest na reflektor bierny, który odbija dochodzące do niego fale i kieruje je w stronę anteny współpracującej. Zależności geometryczne występujące w tym przypadku przedstawiono na rys. 10.

Obliczenie tego rodzaju układu jest skomplikowane i możliwe tylko w sposób przybliżony. Tok postępowania jest przy tym następujący:

1. Zakłada się rozkład natężenia pola  $E_0$  na otworze wyjściowym anteny czynnej  $S_0$  w postaci uproszczonego wzoru np. (2).
2. Oblicza się rozkład pola  $E_1$  na otworze wejściowym reflektora  $S_1$  korzystając ze wzoru ogólnego (1) i podstawiając do niego założony rozkład pola na otworze anteny czynnej.
3. Znając rozkład pola na otworze wejściowym określa się

rozkład  $E_2$  na otworze wyjściowym reflektora  $S_2$ , zakładając odbicie lustrzane.

4. Wreszcie znając rozkład pola na otworze wyjściowym oblicza się natężenie pola fali w punktach obserwacji, korzystając znów z zależności ogólnej (1).

W trakcie prowadzenia powyższych przeliczeń konieczne jest wprowadzenie uproszczeń i przybliżeń umożliwiających wykonanie potrzebnych przekształceń matematycznych i doprowadzenie wzorów końcowych do możliwie prostej postaci ułatwiającej ich praktyczne wykorzystanie. Poniżej zostaną przedstawione i omówione niektóre wyniki obliczeń parametrów anteny parabolicznej na podstawie danych z literatury, głównie [55], pozwalające na zorientowanie się we właściwościach takich anten.

#### 6.1. Sprawność reflektora anteny peryskopowej

Podstawowym parametrem anteny peryskopowej jest tzw. sprawność lub zysk reflektora, definiowane jako stosunek mocy odbieranej przez antenę za pośrednictwem reflektora do mocy, jaką odbierałaby ona bez jego pośrednictwa, pod warunkiem umieszczenia jej w miejscu reflektora, względnie jako stosunek ogólnego zysku zespołu anteny peryskopowej do zysku samej anteny.

$$\eta_{rp} = \frac{P_{per}}{P_o} = \frac{G_{per}}{G_a} \quad (16)$$

gdzie:  $\eta_{rp}$  - sprawność względna reflektora układu peryskopowego,

$P_{\text{per}}$  - moc odbierana przez antenę za pośrednictwem układu peryskopowego,

$P_0$  - moc odbierana bezpośrednio przez antenę umieszczoną w miejscu reflektora,

$G_{\text{per}}$  - zysk energetyczny zespołu anteny peryskopowej,

$G_a$  - zysk anteny.

Sprawność reflektora charakteryzuje przekazywanie energii za jego pośrednictwem.

### 6.1.1. Sprawność reflektora anteny peryskopowej z reflektorem płaskim

Wyniki obliczeń sprawności reflektora anteny peryskopowej, składającej się z anteny parabolicznej o okrągłym otworze i reflektora płaskiego o kształcie eliptycznym (jego otwory wejściowy i wyjściowy są okrągłe), przedstawiono na wykresach rys. 11, 12, 13.

Wykresy te zostały wykonane na podstawie wyników obliczeń podanych w [55]. Przedstawiono na nich zależność sprawności reflektora układu peryskopowego od parametru

$$m = \frac{2 \pi \cdot \beta \cdot a^2}{\lambda \cdot d} = \frac{2 \beta S_n}{\lambda \cdot d} \quad (17a)$$

dla różnych stosunków wymiaru anteny do wymiaru otworu reflektora

$$l = \frac{b}{a} \quad (17b)$$

i różnych założonych rozkładach pola na powierzchni otworu anteny, przy czym przyjęto rozkład pola według zależności (2). Wyniki przedstawione na rys. 11 dotyczą rozkładu o parametrze  $K_0 = 0$  (rozkład równomierny), na rys. 12 - o parametrze  $K_0 = 0,684$  (spadek pola przy obrzeżu o 10 dB) i na rys. 13 -  $K_0 = 1$  (spadek pola przy obrzeżu do 0).

Oznaczenia na rysunkach i we wzorach (17a i b) są następujące:

- a - promień otworu reflektora,
- b - promień otworu anteny,
- $\lambda$  - długość fali,
- d - odległość reflektora od anteny równa rzutowi jego powierzchni rzeczywistej na płaszczyznę prostopadłą do kierunku rozchodzenia się fali dochodzącej do reflektora,
- $S_n$  - powierzchnia otworu reflektora,
- $\beta$  - współczynnik poprawkowy zależny od  $\frac{a+b}{d}$ , którego wartość można obliczyć z wykresu podanego na rys. 14,
- $K_0$  - współczynnik określający rozkład pola na otworze anteny.

Warto tu zwrócić uwagę, że wartość współczynnika  $\beta$  przy niezbyt dużych wartościach  $\frac{a+b}{d}$ , to jest przy małych wymiarach anteny i reflektora w stosunku do odległości między nimi, z jakimi spotykamy się w prakty-

ce, niewiele różni się od 1. W obliczeniach autorów zachodnich nie uwzględnia się tej poprawki i podawana jest zależność  $\eta_{rp}$  od parametrów

$$\frac{1}{K} = \frac{d}{4a^2} \quad \text{oraz} \quad l = \frac{b}{a} \quad (18)$$

Związek pomiędzy parametrami  $\frac{1}{K}$  i  $m$  można określić wzorem

$$\frac{1}{K} \cdot m = \frac{\pi \cdot \beta}{2} \quad (19a)$$

lub

$$\frac{1}{K} \cdot m \simeq \frac{\pi}{2} \quad (19b)$$

przy założeniu  $\beta = 1$ .

Zależności pokazane na rys. 11, 12 i 13 zostały obliczone dla otworów okrągłych. Są one również dostatecznie dokładne dla otworów o innym kształcie, np. kwadratowych, przy założeniu tych samych powierzchni  $S_n$  i tego samego stosunku wymiarów anteny i reflektora.

Analizując wyniki obliczeń przedstawione na rys. 11 + 13 można wyciągnąć pewne wnioski, które mogą mieć praktyczne znaczenie przy projektowaniu anten peryskopowych.

1. Przy wymiarach reflektora większych od wymiarów anteny i przy odpowiednio dobranych innych parametrach układu anteny peryskopowej sprawność reflektora może być większa od 1, co oznacza, że wprowadza on pewien zysk. Zachodzi to wtedy, gdy otwór wejściowy reflektora obej-

muje w przybliżeniu całą wiązkę główną promieniowania anteny. Układ anteny peryskopowej umożliwia nie tylko skompensowanie tłumienia falowodu, jaki trzeba by było prowadzić od urządzeń do anteny zainstalowanej na szczycie wieży, ale i uzyskanie dodatkowego zysku energetycznego.

Na przykład przy  $K_0 = 0,684$ ,  $b/a = 0,4$  i  $m = 5$  sprawność reflektora wynosi około 2,4, co odpowiada zyskowi prawie 4 dB. Podobnie przy  $b/a = 0,6$  sprawność ta wynosi około - 1,57, prawie 2 dB. Zakładając powierzchnię reflektora  $S_n = 9 \text{ m}^2$ , powierzchnię anteny 1,44 do  $3,25 \text{ m}^2$  i długość fali 3 cm (częstotliwość 10 GHz) dla uzyskania sprawności reflektora większej od 1 (zysku większego od 0 dB) należałoby umieścić reflektor w odległości  $d$  około 83 m od anteny. Przy odległości mniejszej należałoby odpowiednio zmniejszyć wymiary reflektora i anteny.

W związku z ostatnimi rozważaniami należy zwrócić uwagę, że sprawność czy zysk układu peryskopowego traktowanego jako całość zależy nie tylko od sprawności reflektora, ale i od zysku anteny. Zgodnie z (16) zysk energetyczny układu anteny peryskopowej jest iloczynem sprawności reflektora i zysku anteny  $G_{\text{per}} = \eta_{\text{rp}} \cdot G_a$ . Dla uzyskania sprawności reflektora większej od jedności przy praktycznie występujących w antenach peryskopowych odległościach  $d$  rzędu kilkudziesięciu metrów należałoby stosować małe anteny o małym zysku. Może się okazać bardziej celowe zwiększenie wymiarów anteny dla uzyskania większego zysku  $G_a$  przy równoczesnym pozosta-



wieniu tych samych wymiarów reflektora. Odpowiada to zwiększeniu współczynnika  $l$  i zmniejszeniu sprawności reflektora  $\eta_{rp}$ . Antena jest umieszczona na ziemi, a reflektor w trudno dostępnych warunkach na wieży i wygodniej jest, aby był on możliwie mały i lekki oraz stawiał mały opór wiatrowi. Na przykład dwukrotne powiększenie powierzchni anteny w stosunku do optymalnej wartości, dla uzyskania maksymalnej sprawności reflektora, spowoduje dwukrotny wzrost zysku anteny przy mniej niż dwukrotnym zmniejszeniu się sprawności reflektora (jak to wynika z rys. 12 przy przyjęciu  $m = 5$  oraz  $l = 0,4$  lub  $0,56$ ) i w efekcie wzrost zysku całego układu.

2. Jeżeli wymiary otworów anteny i reflektora są w przybliżeniu jednakowe ( $l = 0,8 + 1$ ), sprawność reflektora jest prawie równa 1 i zysk układu peryskopowego jest równy zyskowi anteny ( $G_{per} \approx G_a$ ), niezależnie od zmian w szerokich granicach innych parametrów układu, jak np. odległości reflektora od anteny.

Z rysunku 12 wynika, że przy  $l = 0,8$  i określonych wymiarach reflektora w stosunku do długości fali zmiana odległości  $d$  od wartości małych aż do wartości odpowiadających  $m = 3$  nie spowoduje zmiany wartości sprawności reflektora. Z tego powodu wygodnie jest dobierać wymiar otworu reflektora w przybliżeniu równy wymiarowi otworu anteny, co umożliwia bardzo dużą tolerancję doboru innych parametrów układu.

3. Przy wymiarach otworu reflektora mniejszych od wymiarów otworu anteny sprawność reflektora w układzie pe-

ryskopowym jest zawsze mniejsza od 1 tym więcej, im większy jest stosunek  $b/a$ .

4. Przy dostatecznie małych wartościach parametru  $m < 1$ , co odpowiada  $\frac{\lambda \cdot d}{S_n} > 2$ , to jest przy odpowiednio dużej odległości, sprawność reflektora nie zależy od stosunku  $b/a$  i może być określona zależnością:

$$\eta_{rp} = \left( \frac{S_n}{\lambda \cdot d} \right)^2 \quad (20)$$

wynikającą z założenia równomiernego rozkładu pola na otworze wejściowym reflektora, co zachodzi przy dostatecznie dużej jego odległości od współpracującej z nim anteny. Zależność ta została naniesiona na rys. 11, 12 i 13. Będzie ona wyprowadzona w rozdz. 7.

#### 6.1.2. Sprawność reflektora anteny peryskopowej z reflektorem paraboloidalnym

Nieco większą sprawność reflektora przy optymalnym zwymiarowaniu układu peryskopowego można uzyskać stosując zamiast reflektora płaskiego reflektor w postaci wycinka paraboloidy obrotowej, w ognisku której umieszczona jest antena. Wyniki obliczeń wykonanych przez [14] tego typu układu dla otworów okrągłych przedstawiono w postaci wykresu na rys. 15. Pokazano na nim zależność sprawności reflektora od parametru

$$\frac{1}{K} = \frac{\lambda d}{4a} = \frac{\pi}{4} \frac{\lambda d}{S_n}$$

określonego wzorem (18), [8].

Obliczenia zostały wykonane w taki sam sposób jak obliczenia dla reflektora płaskiego, przy założeniu okrągłych otworów i rozkładu pola odpowiadającego wzorowi (2) przy wartości współczynnika  $K_0 = 0,684$ . Uzyskane wartości odpowiadają wynikom dla reflektora płaskiego (przedstawionym na rys. 12). Dla porównania na rys. 15 nanie-siono linią kreskowaną wyniki obliczeń uzyskane dla re-flektora płaskiego przez [8] przy tych samych założe-niach.

Analizując wykresy z rys. 15 można wyciągnąć następu-jące wnioski:

1. Przy optymalnym zwymiarowaniu układu i przy  $b/a < 1$  reflektor paraboloidalny może mieć o 1 do 3 dB lepszą sprawność niż reflektor płaski o tych samych wymiarach otworu. Przy  $b/a > 1$  różnice się zacierają, a nawet re-flektor płaski może mieć większą sprawność od reflektora paraboloidalnego przy tym samym  $b/a$ .

2. Największe sprawności reflektora paraboloidalnego wypadają przy dobraniu

$$\frac{b}{a} = 2 \cdot \frac{\lambda d}{4 a^2}, \text{ czyli przy } b = \frac{1}{2} \frac{\lambda d}{a} \quad (21)$$

Przy  $b/a \neq 2 \frac{\lambda d}{4 a^2}$  sprawność spada. Wynika z tego, że u-kład anteny peryskopowej z reflektorem parabolicznym mu-si być dokładnie obliczony i zbudowany przy utrzymaniu odpowiednich tolerancji, aby uzyskać odpowiednią spraw-ność, podczas gdy przy reflektorze płaskim przy  $b/a \geq 0,8$

sprawność nie zależy w szerokich granicach od doboru innych parametrów układu.

3. Przy odpowiednio dużych wartościach  $\frac{\lambda d}{S_n} > 2$  różnice zacierają się pomiędzy sprawnością reflektora paraboloidalnego i płaskiego.

Mając na uwadze powyższe spostrzeżenie jak również większe trudności w wykonaniu i zestrojeniu reflektora paraboloidalnego można stwierdzić, że praktycznie lepsze wyniki eksploatacyjne uzyskujemy z reflektorem płaskim.

#### 6.2. Charakterystyka kierunkowa anteny peryskopowej

Przy projektowaniu i eksploatacji anteny peryskopowej, podobnie jak przy normalnych antenach parabolicznych, należy mieć na uwadze oprócz promieniowania w kierunku głównym (pożądanym) również promieniowanie w kierunkach niepożądanych listków bocznych, które mogą zakłócać pracę innych urządzeń znajdujących się w pobliżu, jak na przykład drugiej anteny peryskopowej zainstalowanej na tym samym maszcie i skierowanej w innym kierunku (rys. 16). Z tego powodu celowe jest zorientowanie się o poziomach mocy promieniowanej przez układ anteny peryskopowej w kierunkach niepożądanych.

W przypadku anteny peryskopowej mamy do czynienia, (jak widać z rys. 16), z dwoma źródłami mogącymi promieniować (lub odbierać) w kierunkach niepożądanych, a mianowicie z anteną paraboliczną oświetlającą reflektor i

samym reflektorem, z których oba mają własne charakterystyki kierunkowe z listkami bocznymi i istnieje kilka dróg umożliwiających niepożądane sprzężenie pomiędzy urządzeniami antenowymi.

Charakterystyki kierunkowe anten "oświetlających" reflektor są na ogół znane i zostały pokrótce omówione w rozdz. 5.

Charakterystyki kierunkowe reflektora można obliczyć metodą omówioną na wstępie niniejszego rozdziału. Wyniki takich obliczeń można znaleźć w literaturze. Dla zorientowania w zagadnieniu podane są na rys. 17 i 18 kształty przykładowych charakterystyk, wykreślone według danych wziętych z [55].

Podane na rysunkach charakterystyki dotyczą płaskiego reflektora anteny peryskopowej o otworze kwadratowym oraz odnoszą się do płaszczyzny prostopadłej do otworu i przechodzącej przez jego środek oraz równoległej do boku tego otworu.

Wartości parametrów, którym odpowiadają poszczególne krzywe, są następujące:

$$n = \frac{2 \pi a}{\lambda} \sin \theta \text{ lub } \frac{2 \pi a}{\lambda} \sin \phi - \text{odpowiada parametrowi } n \text{ omówionemu w rozdz. 4,}$$

$$m_1 = \frac{8 a^2}{\lambda d} = \frac{2 S_n}{\lambda d} - \text{odpowiada parametrowi } m \text{ omówionemu w rozdz. 6.1 przy założeniu } \beta = 1,$$

$$l = \frac{b}{a} - \text{odpowiada parametrowi } l \text{ z rozdz. 6.1,}$$

2 b - długość boku otworu anteny (rys. 10),

2 a - długość boku otworu reflektora (rys. 10),

$K_0$  - współczynnik określający rozkład pola na otworze anteny według wzoru 2.

Na rysunku 17 pokazano charakterystyki odpowiadające rozkładowi pola na otworze anteny o współczynniku  $K_0 = 0,684$  (spadek natężenia pola na obrzeżu o 10 dB) i stosunkowi  $b/a = 0,8$ , czyli w przybliżeniu optymalnym warunkom pracy anteny peryskopowej.

Charakterystyki pokazane na rys. 18 odpowiadają współczynnikowi  $K_0 = 0$  (równomierny rozkład pola na otworze anteny) i  $b/a = 1$  (wymiarzy otworu anteny równe wymiarom otworu reflektora). Przypadek ten odpowiada między innymi parze reflektorów biernych.

Analizując dane z rysunków 17 i 18 można zauważyć, że niezależnie od zwymiarowania anteny peryskopowej z płaskim reflektorem prostokątnym należy się liczyć z niepożądanym promieniowaniem w kierunku pierwszego listka bocznego o poziomie tylko o kilkanaście (13 + 20) dB mniejszym od poziomu promieniowania w kierunku listka głównego. Zmiany parametrów układu peryskopowego wpływają w sposób skomplikowany i niejednokierunkowo na kształt charakterystyki. Np. powiększenie parametru  $m$  przy  $K_0 = 0,684$  i  $l = 0,8$  powoduje wzrost szerokości listka głównego i malenie poziomu listków bocznych (rys. 17), podczas gdy przy  $K_0 = 0$  i  $l = 1$  najszerszy listek główny i najmniejszy poziom listków bocznych uzyskuje się przy  $m = 3 + 5$ , a powiększenie  $m$  do 15 powoduje ponowne zwiększenie listka głównego i wzrost poziomu listków bocznych (rys. 18).

Należy wreszcie podkreślić, że przy małych wartościach  $m$  kształt charakterystyki reflektora anteny peryskopowej zbliża się do kształtu charakterystyki otworu o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni, określonego w rozdz. 4 wzorami 7 do 14 lub rys. 5 do 7. Jeżeli  $m < 1$ , charakterystyki reflektora można uważać za zgodne z charakterystykami otworu o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni.

## 7. REFLEKTOR BIERNY UMIESZCZONY DALEKO OD ANTENY

Jeżeli reflektor umieszczony jest dostatecznie daleko od współpracującej z nim anteny, to można przyjąć, że dochodząca do niego fala jest płaska. W tym przypadku można traktować reflektor jako otwór o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni. Warunkiem dopuszczalności takiego założenia jest, aby wartość parametru  $m$  (określonego w poprzednim rozdziale) była dostatecznie mała. Praktycznie wystarczy, aby  $m < 1$ , czyli  $\frac{S_a}{\lambda d} < 0,5$ . W tym przypadku sytuacja przedstawia się tak, jak pokazano na rys. 19.

### 7.1. Sprawność

Traktując np. antenę współpracującą z reflektorem jako antenę odbiorczą sprawność reflektora można obliczyć w sposób następujący: reflektor wychwytuje moc z dochodzącej do niego fali płaskiej

$$P_{or} = p \cdot S_n \quad (22)$$



gdzie:

$P_{or}$  - moc wychwytywana z fali płaskiej dochodzącej do reflektora,

$p$  - gęstość mocy fali,

$S_n = S \cdot \sin \frac{\alpha}{2}$  - powierzchnia skuteczna reflektora równa rzutowi powierzchni rzeczywistej na kierunku prostopadły do rozchodzenia się fali

$\alpha$  - kąt odchylenia kierunku rozchodzenia się fali przez reflektor.

Moc ta, określona wzorem (22), jest odbijana praktycznie bez strat i wysyłana przez reflektor w kierunku współpracującej z nim anteny, przy czym rozkład pola na otworze wyjściowym jest lustrzanym odbiciem rozkładu pola na otworze wejściowym. Ponieważ do reflektora dochodziła fala płaska i rozkład pola na jego otworze wejściowym był równomierny, to i rozkład pola na otworze wyjściowym jest również równomierny. W wyniku tego można traktować otwór wyjściowy reflektora również jako otwór promieniujący o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni i stosować do niego zależności podane w rozdz. 4.

Jeżeli antena współpracująca jest dostatecznie daleko od reflektora, tak że dochodząca do niej fala może być uważana za płaską, to moc odbieraną przez nią można określić wzorem:

$$P_{ar} = \frac{P_{nr} \cdot G_r \cdot S_a}{4\pi d^2} \quad (23)$$

gdzie:

$P_{ar}$  - moc odbierana przez antenę za pośrednictwem reflektora,

$P_{nr}$  - moc nadawana przez reflektor w kierunku anteny,

$G_r$  - zysk otworu wyjściowego reflektora,

$S_a$  - powierzchnia skuteczna anteny,

$d$  - odległość między reflektorem i anteną ( $d_1$  na rys. 19).

Moc nadawana przez reflektor jest równa mocy wychwytywanej przez niego z dochodzącej fali

$$P_{nr} = P_{or} = p \cdot S_n$$

a zysk otworu wyjściowego reflektora jest określony wzorem

$$G_r = \frac{4 \pi S_n}{\lambda^2}$$

Podstawiając powyższe do (23) otrzymamy:

$$P_{ar} = \frac{p \cdot S_n \cdot S_n \cdot 4\pi \cdot S_a}{\lambda^2 4\pi d^2} = \frac{p S_n^2 \cdot S_a}{\lambda^2 d^2} \quad (24)$$

Przy umieszczeniu anteny w miejscu reflektora i skierowaniu jej na falę przychodzącą odbierałaby ona moc

$$P_o = p \cdot S_a \quad (25)$$

Zgodnie z definicją (16) sprawność reflektora wynosi

$$\eta_r = \frac{P_{ar}}{P_o} = \left(\frac{S \cdot n}{\lambda d}\right)^2 = \left(\frac{S \sin \frac{\alpha}{2}}{\lambda \cdot d}\right)^2 \quad (26)$$

Uzyskaliśmy wzór na sprawność reflektora wymieniony w poprzednim rozdziale jako wartość, do której dąży sprawność reflektora anteny peryskopowej przy małych wartościach parametru  $m$ .

Warto zwrócić uwagę, że sprawność reflektora jest proporcjonalna do kwadratu powierzchni jego otworu, która z kolei jest proporcjonalna do sinusa połowy kąta odchylenia fali przez reflektor. Wynika stąd, że sprawność reflektora silnie zależy od wartości kąta odchylenia  $\alpha$  i przy małych kątach, nawet przy dużej powierzchni geometrycznej  $S$ , sprawność reflektora jest bardzo mała. Największą sprawność uzyskuje się przy dużych kątach odchylenia zbliżonych do  $180^\circ$ .

## 7.2. Charakterystyki kierunkowe

Ponieważ na otworach wejściowym i wyjściowym reflektora umieszczonego daleko od anteny istnieje równomierne rozkład pola, ich charakterystyki kierunkowe są zgodne z charakterystykami otworu promieniującego o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni, omówionymi w rozdz. 4.

## 8. OBLICZANIE TRAS LINII RADIOWYCH Z REFLEKTORAMI BIERNYMI

Przenoszenie energii pomiędzy dwoma antenami sąsiednich stacji na odcinku przekaźnikowym linii radiowej można scharakteryzować tak zwaną sprawnością transmisji, zdefiniowaną jako stosunek mocy odbieranej przez antenę odbiorczą do mocy nadawanej przez antenę nadawczą

$$\eta_t = \frac{P_o}{P_n} \quad (27)$$

gdzie:

$\eta_t$  - sprawność transmisji,

$P_o$  - moc odbierana przez antenę odbiorczą,

$P_n$  - moc nadawana przez antenę nadawczą.

W przypadku linii składającej się z kilku odcinków wypadkowa sprawność będzie iloczynem sprawności transmisji na poszczególnych odcinkach i sprawności urządzeń na stacji przekaźnikowej

$$\eta_t = \eta_1 \cdot \eta_{p1} \cdot \eta_2 \cdot \eta_{p2} \cdot \eta_3 \dots \quad (28)$$

gdzie:

$\eta_1, \eta_2, \eta_3$  - sprawności transmisji pomiędzy antenami sąsiednich stacji,

$\eta_{p2}, \eta_{p2}$  - sprawności urządzeń poszczególnych stacji przekaźnikowych.

Zdefiniowana wzorem (27) sprawność transmisji odpowiada tłumieniu trasy z uwzględnieniem zysków anten.

W przypadku odcinka linii radiowej z bierną stacją przekaźnikową, np. w postaci reflektora, celowe jest odnosić sprawność transmisji pomiędzy antenami za pośrednictwem reflektora do sprawności odniesienia  $\eta_0$ , jaka byłaby, gdyby anteny zostały umieszczone w tej samej odległości, ale w warunkach odpowiadających wolnej przestrzeni, i współpracowały ze sobą bez pośrednictwa biernej stacji przekaźnikowej

$$\eta_r = \frac{\eta_t}{\eta_0} \quad (29a)$$

Znając  $\eta_0$  i  $\eta_r$  można obliczyć wypadkową sprawność transmisji ze wzoru

$$\eta_t = \eta_0 \cdot \eta_r \quad (29b)$$

gdzie:

$\eta_r$  - względna sprawność transmisji odniesiona do sprawności  $\eta_0$  nazywana sprawnością biernej stacji przekaźnikowej lub sprawnością reflektora,

$\eta_t$  - sprawność transmisji przy zastosowaniu biernej stacji przekaźnikowej,

$\eta_0$  - sprawność odniesienia.

Wartość  $\eta_r$ , która będzie obliczona dla poszczególnych przypadków w następnych rozdziałach, obrazuje tłumienie, wprowadzane przez bierną stację przekaźnikową w

stosunku do tłumienia mocy, jakie byłoby, gdyby anteny stacji linii radiowych umieszczone w tej samej odległości współpracowały ze sobą bezpośrednio w warunkach wolnej przestrzeni.  $\eta_r$  jest więc miarą skuteczności biernej stacji przekaźnikowej. Obliczone w rozdz. 6 sprawności reflektora jak również sprawności podane na rys. 11 do 15 są sprawnościami względnymi.

### 8.1. Trasa z antenami parabolicznymi (rys. 1)

Celowe jest rozpoczęcie omawiania tras linii radiowych z reflektorami biernymi od typowej trasy z antenami parabolicznymi, współpracującymi bezpośrednio ze sobą jak pokazano na rys. 1, i odnosić sprawność transmisji na innych trasach do sprawności, jaką uzyskiwałyby się w typowych warunkach odniesienia.

W przypadku odcinka linii radiowej z dwoma antenami parabolicznymi umieszczonymi odpowiednio wysoko nad powierzchnią ziemi, tak by transmisja odbywała się w przybliżeniu w warunkach wolnej przestrzeni, sprawność transmisji można obliczyć ze wzoru:

$$\eta_0 = \frac{P_o}{P_n} = \frac{G_1 \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \cdot d^2} \quad (30)$$

gdzie:

$P_o$  - moc odbierana przez antenę odbiorczą,

$P_n$  - moc nadawana przez antenę nadawczą,

$G_1, G_2$  - zyski anteny nadawczej i odbiorczej,

$\lambda$  - długość fali,

$d$  - odległość.

Obliczoną w powyższy sposób sprawność transmisji będziemy traktować jako sprawność odniesienia dla linii z biernymi stacjami przekaźnikowymi.

### 8.2. Trasa z bierną stacją przekaźnikową w postaci pary połączonych ze sobą anten parabolicznych (rys. 3e)

Najbardziej zbliżonym do poprzedniego przypadkiem jest trasa, na której zainstalowano w charakterze stacji przekaźnikowej parę połączonych bezpośrednio ze sobą anten parabolicznych skierowanych na współpracujące z nimi anteny sąsiednich stacji (patrz rys. 3e). W tym przypadku sprawność wypadkowa transmisji będzie iloczynem trzech sprawności częściowych

$$\eta_t = \eta_1 \cdot \eta_p \cdot \eta_2 \quad (31)$$

gdzie:

$\eta_1$  - sprawność transmisji na odcinku 1 zakończonym anteną  $A_1$  i anteną stacji przekaźnikowej  $A_{p1}$ ,

$\eta_2$  - analogiczna sprawność transmisji na odcinku 2,

$\eta_p$  - sprawność dodatkowa transmisji sygnału pomiędzy antenami stacji przekaźnikowej.

Sprawności  $\eta_1$  i  $\eta_2$  mogą być określone wzorami analogicznymi do (27)

$$\eta_1 = \frac{G_1 G_{p1} \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \cdot d_1^2} \quad (32a)$$

$$\eta_2 = \frac{G_{p2} \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \cdot d_2^2} \quad (32b)$$

Sprawność  $\eta_p$  wynika głównie z tłumienia falowodu łączącego anteny stacji przekaźnikowej i jest zwykle bliska 1. Podstawiając (32) do (31) otrzymamy sprawność transmisji pomiędzy antenami  $A_1$  i  $A_2$  za pośrednictwem stacji przekaźnikowej z antenami  $A_p$ .

$$\eta_t = \frac{G_1 \cdot G_2 \cdot G_{p1} \cdot G_{p2} \cdot \lambda^4}{256 \pi^4 \cdot d_1^2 \cdot d_2^2} \cdot \eta_p \quad (33)$$

Gdyby anteny  $A_1$  i  $A_2$  umieścić w odległości  $d = d_1 + d_2$  od siebie tak, aby współpracowały bezpośrednio ze sobą w warunkach zbliżonych do warunków wolnej przestrzeni, sprawność transmisji wynosiłaby zgodnie z (30)

$$\eta_o = \frac{G_1 G_2 \lambda^2}{16 \pi^2 (d_1 + d_2)^2} \quad (34)$$

Sprawność względna stacji przekaźnikowej jest równa stosunkowi sprawności  $\eta_t$  do  $\eta_o$ , określonych przez (33) i (34)



$$\eta_r = \frac{\eta_t}{\eta_0} = \frac{G_{p1} \cdot G_{p2} \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \cdot \left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}\right)^2} \cdot \eta_p \quad (35)$$

W przypadku identycznych anten na stacji przekaźnikowej  $G_{p1} = G_{p2} = G_p$  sprawność względna będzie wynosić:

$$r = \frac{G_p^2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \cdot \left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}\right)^2} \cdot \eta_p \quad (36)$$

gdzie:

$\eta_r$  - sprawność względna stacji przekaźnikowej,

$G_{p1}, G_{p2}, G_p$  - zyski anten na stacji przekaźnikowej,

$\lambda$  - długość fali,

$d_1, d_2$  - długości odcinków trasy.

Stacja przekaźnikowa będzie miała najmniejszą sprawność przy umieszczeniu jej w połowie drogi pomiędzy stacjami współpracującymi, to jest, jeżeli

$$d_1 = d_2 = \frac{d_1 + d_2}{2}$$

wtedy:

$$\eta_{r \min} = \frac{G_p^2 \cdot \lambda^2}{\pi^2 \cdot (d_1 + d_2)^2} \cdot \eta_p \quad (37)$$

i odwrotnie, największą sprawność można uzyskać przy umieszczeniu stacji przekaźnikowej możliwie blisko jednej ze stacji współpracujących, tak aby  $d_1 \ll d_2$ . W tym przypadku

$$\eta_{rmax} = \frac{G_p^2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 d_1^2} \cdot \eta_p \quad (38)$$

### 8.3. Trasa z jednym reflektorem biernym

#### 8.3.1. Reflektor daleko od współpracujących z nim anten (rys. 3c)

Obliczenie sprawności transmisji na trasie z reflektorem biernym, pokazanej na rys. 3c, można wykonać dzieląc, podobnie jak w rozdziale poprzednim, całą trasę na dwa odcinki, a mianowicie: odcinek 1 od anteny  $A_1$  do reflektora i odcinek 2 od reflektora do anteny  $A_2$ .

Sprawność wypadkowa transmisji pomiędzy antenami będzie iloczynem sprawności transmisji  $\eta_1$  na odcinku 1 i  $\eta_2$  na odcinku 2, przy założeniu, że odbicie fali od reflektora zachodzi bez strat ( $\eta_p = 1$ )

$$\eta_t = \eta_1 \cdot \eta_2 \quad (39)$$

Sprawności  $\eta_1$  i  $\eta_2$  mogą być obliczone z zależności

$$\eta_1 = \frac{G_1 \cdot G_r \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 d_1^2} = \frac{G_1 \cdot S_n}{4 \pi \cdot d_1^2} \quad (40a)$$

$$\eta_2 = \frac{G_r \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 d_2^2} = \frac{S_n \cdot G_2}{4 \pi d_2^2} \quad (40b)$$

Stąd sprawność wypadkowa

$$\eta_t = \frac{G_1 \cdot G_2 \cdot G_r^2 \lambda^4}{256 \pi^4 d_1^2 d_2^2} = \frac{G_1 \cdot G_2 \cdot S_n^2}{16 \pi^2 d_1^2 d_2^2} \quad (41)$$

Gdyby anteny umieszczone w odległości  $d_1 + d_2$  współpracowały ze sobą bez pośrednictwa reflektora, sprawność transmisji wyniosłaby  $\eta_0$  i byłaby określona wzorem (34).

Sprawność względna reflektora wynosi więc:

$$r = \frac{\eta_t}{\eta_0} = \frac{G_r^2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \left( \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)^2} = \left( \frac{S_n}{\lambda \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}} \right)^2 \quad (42)$$

gdzie:

$\eta_r$  - sprawność względna reflektora,

$G_r$  - zysk otworu reflektora,

$d_1, d_2$  - odległości reflektora od stacji współpracujących,

$S_n$  - powierzchnia otworu reflektora.

Również i w tym przypadku sprawność jest najmniejsza, gdy  $d_1 = d_2$  i wynosi

$$\eta_{r \min} = \frac{G_r^2 \cdot \lambda^2}{\pi^2 (d_1 + d_2)^2} = \left( \frac{4 S_n}{\lambda (d_1 + d_2)} \right)^2 \quad (43)$$

### 8.3.2. Reflektor w pobliżu jednej ze stacji (rys. 3b)

Jeżeli reflektor jest umieszczony w pobliżu jednej ze stacji, tak jak pokazano na rys. 3b, jego sprawność jest większa i można ją obliczyć ze wzoru (42), zakładając  $d_1 \ll d_2$

$$\eta_r = \left( \frac{S_n}{\lambda \cdot d_1} \right)^2 \quad (44)$$

Uzyskaliśmy wzór identyczny z (26), słuszny dla  $d_1$  mniejszego od  $d_2$ , ale większego od  $\frac{2S_n}{\lambda}$ . Jeżeli jednak  $\frac{2S_n}{\lambda \cdot d_1} = m$  jest większe od jedności, nie można już zakładać fali płaskiej i równomiernego rozkładu pola na powierzchni otworu reflektora i dla obliczenia sprawności należy korzystać z zależności podanych w rozdz. 6 dla anteny peryskopowej.

### 8.4. Trasa z anteną peryskopową (rys. 3a)

Sprawność transmisji na trasie z anteną peryskopową można określić wzorem

$$\eta_t = \frac{G_{\text{per}} \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \cdot d_2^2} \quad (45)$$

podstawiając do powyższego zgodnie z (16)

$$G_{\text{per}} = \eta_{\text{rp}} \cdot G_1$$

otrzymamy

$$\eta_t = \frac{G_1 \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16\pi^2 d_2^2} \cdot \eta_{\text{rp}} \quad (46)$$

gdzie:

- $G_{\text{per}}$  - zysk zespołu anteny peryskopowej,
- $G_1$  - zysk anteny  $A_1$  współpracującej bezpośrednio z reflektorem,
- $G_2$  - zysk anteny  $A_2$
- $\lambda$  - długość fali,
- $d_2$  - odległość pomiędzy reflektorem i anteną  $A_2$ ,
- $\eta_{\text{rp}}$  - sprawność reflektora anteny peryskopowej określona w rozdz. 6.

Dzieląc (46) przez sprawność transmisji, jaka byłaby przy umieszczeniu anteny  $A_1$  w miejscu reflektora i przy bezpośredniej jej współpracy z anteną  $A_2$ , otrzymamy zgodnie z przewidywaniem, że sprawność względna reflektora na trasie z anteną peryskopową jest równa sprawności określonej w rozdz. 6

$$\eta_r = \eta_{\text{rp}}$$

Przy obliczaniu tego typu trasy należy więc korzystać z wykresów podanych na rys. 11 + 15.

## 8.5. Trasa z parą reflektorów (rys. 3d)

Sprawność względna reflektora jest, jak stwierdzono poprzednio, proporcjonalna do kwadratu powierzchni jego otworu  $S_n$ , która jest z kolei proporcjonalna do sinusa połowy kąta odchylenia kierunku rozchodzenia się fali

$$\eta_r \sim \sin^2 \frac{\alpha}{2} \quad (47)$$

Wynika stąd, że przy małych kątach odchylenia sprawność reflektora jest bardzo mała i dla skutecznej pracy należałoby stosować reflektory o bardzo dużych wymiarach. W tych przypadkach bardziej ekonomiczne jest stosowanie pary reflektorów mniejszych, umieszczonych blisko siebie, zamiast reflektora pojedynczego. Możliwe są przy tym dwa układy pokazane na rys. 20, a mianowicie: układ symetryczny (rys. 20a) lub niesymetryczny (rys. 20b). W obu układach kąt odchylenia kierunku fali przez każdy z reflektorów jest duży (rzędu  $180^\circ - \frac{\alpha}{2}$ ) i powierzchnie ich otworów są zbliżone do powierzchni samych reflektorów, tak że sprawność każdego z nich jak również sprawność wypadkowa całego układu są duże. Odpowiednie zależności geometryczne są naniesione na rys. 20.

Dla trasy z parą reflektorów wypadkową sprawność transmisji można określić jako iloczyn sprawności na odcinkach  $d_1$  i  $d_2$ , przy traktowaniu pary reflektorów w sposób analogiczny jak antenę peryskopową.

Sprawność transmisji na odcinku  $d_1$  wynosi (analogicznie do (40)):

$$\eta_1 = \frac{G_1 \cdot G_{r1} \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 d_1^2} = \frac{G_1 \cdot S_{n1}}{4 \pi d_1^2} \quad (48)$$

gdzie:

$G_{r1}$  - zysk otworu wejściowego reflektora 1,

$S_{n1}$  - otwór wejściowy reflektora 1.

Traktując otwór wyjściowy reflektora pierwszego, równy jego otworowi wejściowemu, jak otwór promieniujący o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni, a reflektor drugi jako reflektor układu peryskopowego, którego anteną czynną jest otwór wyjściowy reflektora pierwszego, otrzymamy sprawność transmisji na odcinku  $d_2$  (analogicznie do 45)

$$\eta_2 = \frac{G_{per} \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \cdot d_2^2} = \frac{G_{r1} \cdot \eta_{rp} \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 d_2^2} \quad (49)$$

gdzie  $G_{per}$  i  $\eta_{rp}$  są wartościami zysku i sprawności względnej dla układu peryskopowego, określonymi w rozdziale 6.

Wypadkowa sprawność transmisji będzie iloczynem sprawności na obu odcinkach

$$\eta_t = \eta_1 \cdot \eta_2 \quad (50)$$

Podstawiając do powyższego wartości określone przez wzory (48) i (49) otrzymamy:

$$\eta_t = \frac{G_1 \cdot G_{r1} \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 d_1^2} \cdot \frac{G_{r1} \cdot G_2 \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 d_2^2} \cdot \eta_{rp} =$$

$$= \frac{G_1 \cdot G_{r1}^2 \cdot G_2 \cdot \lambda^4}{256 \pi^4 \cdot d_1^2 \cdot d_2^2} \cdot \eta_{rp} \quad (51)$$

Dzieląc powyższą wartość przez sprawność odniesienia  $\eta_0$ , jaka byłaby, gdyby antena odbiorcza odbierała bezpośrednio moc promieniowaną przez antenę nadawczą umieszczoną w odległości  $d_1 + d_2$  w warunkach wolnej przestrzeni, uzyskamy sprawność względną pary reflektorów

$$\eta_{r2} = \frac{t}{\eta_0} = \frac{G_{r1} \cdot \lambda^2}{16 \pi^2 \left( \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)^2} \cdot \eta_{rp} \quad (52)$$

Uzyskaliśmy zależność analogiczną do (36), obliczoną dla biernej stacji przekaźnikowej w postaci dwóch anten parabolicznych połączonych bezpośrednio ze sobą, z tą różnicą, że zamiast zysku anteny stacji przekaźnikowej  $G_p$  jest zysk otworu reflektora pierwszego  $G_{r1}$ , a zamiast sprawności połączenia anten  $\eta_p$  jest sprawność reflektora anteny peryskopowej  $\eta_{rp}$ .

Podstawiając do (52) zamiast zysku otworu reflektora  $G_{r1}$  jego powierzchnię  $S_{n1}$  otrzymamy

$$\eta_{r2} = \frac{S_{n1}^2}{\lambda^2 \left( \frac{d_2 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)^2} \cdot \eta_{rp} \quad (53)$$



Uzyskany wynik wskazuje na to, że sprawność względna pary reflektorów jest iloczynem czynnika

$$\left( \frac{S_{n1}}{\eta \frac{d_1 \cdot d_2^2}{d_1 + d_2}} \right)^2$$

przez sprawność  $\eta_{rp}$ , odpowiadającą sprawności pary reflektorów traktowanych jako zespół anteny peryskopowej, przy założeniu, że otwór wejściowy reflektora pierwszego jest anteną promieniującą.

Sprawność transmisji pomiędzy reflektorami  $\eta_p$  można obliczyć traktując otwór wyjściowy reflektora pierwszego  $S_{n1}$  jako otwór promieniujący o równomiernym rozkładzie pola, a reflektor drugi jako reflektor umieszczony w pobliżu otworu promieniującego (anteny), podobnie jak w antenie peryskopowej, omówionej w rozdz. 6.1.

Wynika z tego, że sprawność  $\eta_p$  jest równa sprawności względnej  $\eta_{rp}$  reflektora anteny peryskopowej o równomiernym rozkładzie pola na powierzchni otworu promieniującego

$$\eta_p = \eta_{rp}$$

$\eta_{rp}$  może być obliczona z wykresów podanych na rys. 11, przy czym w przypadku otworów kwadratowych należy podstawić:

$$a = \sqrt{\frac{S_{n2}}{\pi}} \quad b = \sqrt{\frac{S_{n1}}{\pi}} \quad l = \frac{b}{a} = \sqrt{\frac{S_{n1}}{S_{n2}}}$$

$$m = \frac{2\pi \beta a^2}{\lambda \cdot d} = \frac{2\beta S_{n2}}{\lambda d}$$

Analizując wyrażenie (52) i (53) można by dojść do wniosku, że sprawność przy nierównych powierzchniach otworów reflektorów zależy od kierunku transmisji, czyli od tego, który z reflektorów traktowany jest jako antena czynna układu peryskopowego. Podstawiając jednak konkretne wartości stosunku  $S_{n1}$  do  $S_{n2}$  i odpowiednie wielkości  $\eta_{rp}$  z wykresów podanych na rys. 11, uzyskuje się z dokładnością lepszą od 1 dB te same wartości sprawności transmisji w obu kierunkach.

W układach praktycznych dobiera się przeważnie równe powierzchnie otworów reflektorów  $S_{n1} = S_{n2} = S_n$  (sytuację taką pokazano na rys. 20).

W tym przypadku można przyjąć, że przy dostatecznie dużych wartościach  $m = \frac{2\beta S_n}{\lambda \cdot d}$ , czyli przy dużej powierzchni otworów reflektorów i niewielkiej odległości między nimi, wartość  $\eta_{rp}$  zgodnie z rys. 11 zbliża się do 1, niezależnie od zmian w szerokich granicach  $S_n$ ,  $d$  lub  $\lambda$ . Uwzględniając powyższe można napisać wzór (53) w postaci

$$\eta_{r2} = \frac{S_n^2}{\lambda^2 \left( \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)^2} \cdot \eta_{rp} \approx \frac{S_n^2}{\lambda^2 \left( \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)^2} \quad (54)$$

przy  $S_{n1} = S_{n2} = S_n$  i  $m \gg 1$ , z którego wynika, że sprawność pary reflektorów o jednakowych powierzchniach otwo-

rów umieszczonych blisko siebie jest w przybliżeniu równa sprawności reflektora pojedynczego o takiej samej powierzchni otworu.

Podobnie jak w przypadkach poprzednich sprawność względna pary reflektorów ma najmniejszą wartość (przy nie zmienionych innych wielkościach), jeżeli  $d_1 = d_2$

$$\eta_{r2 \min} = \frac{S_{n1}^2}{\lambda^2 \left( \frac{d_1 + d_2}{4} \right)^2} \cdot \eta_{rp} \quad (55)$$

Znacznie większą sprawność można uzyskać umieszczając parę reflektorów w pobliżu jednej ze stacji, aby  $d_1 \ll d_2$ . W tym przypadku

$$\eta_{r2 \max} = \frac{S_{n1}^2}{\lambda^2 d_1^2} \cdot \eta_{rp} \quad (56)$$

Dla  $S_{n1} = S_{n2} = S_n$  wzory (55) i (56) przybierają postać

$$\eta_{r2 \min} = \frac{S_n^2}{\lambda^2 \left( \frac{d_1 + d_2}{n} \right)^2} \cdot \eta_{rp} \quad \frac{S_n^2}{\lambda^2 \left( \frac{d_1 + d_2}{n} \right)} \quad (57)$$

$$\eta_{r2 \max} = \frac{S_n^2}{\lambda^2 d_1^2} \cdot \eta_{rp} \approx \frac{S_n^2}{\lambda^2 d_1^2} \quad (58)$$

Jeżeli wreszcie reflektory są dosyć daleko od siebie, tak że  $m < 1$ , ale  $d \ll d_1$  i  $d \ll d_2$ , to można przyjąć

równomierny rozkład pola na powierzchniach otworów obu reflektorów i za  $\eta_{rp}$  można podstawić zgodnie z rozdz.7 wartość

$$\left(\frac{S_n}{\lambda d}\right)^2$$

Sprawność względna pary reflektorów będzie wynosić w tym przypadku

$$\eta_{r2} = \frac{S_{n1}^2}{\lambda^2 \left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}\right)^2} \cdot \frac{S_{n2}^2}{\lambda^2 d^2} = \left(\frac{S_{n1} \cdot S_{n2}}{\lambda^2 \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} d}\right)^2 \quad (59)$$

Dla praktycznego przypadku  $S_{n1} = S_{n2} = S_n$  wzór (59) przybierze postać

$$\eta_{r2} = \left(\frac{S_n}{\lambda}\right)^4 \cdot \frac{1}{\left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \cdot d\right)^2} \quad (60)$$

## 9. PRZYKŁADY ZASTOSOWANIA REFLEKTORÓW W LINIACH RADIOWYCH

Bierne stacje przekaźnikowe w postaci reflektorów wprowadzają zawsze (oprócz układu peryskopowego) dodatkowe tłumienie w stosunku do tego, jakie byłoby, gdyby anteny stacji linii radiowych współpracowały ze sobą bezpośrednio w warunkach widoczności. Pomimo tego są one często stosowane szczególnie w tych przypadkach, gdy

warunki terenowe uniemożliwiają praktycznie wybudowanie odpowiednio wysokich wież do zamontowania anten dostatecznie wysoko, aby mogły się one "widzieć" nawzajem. Warunki takie występują najczęściej w terenach górzystych, gdy zachodzi potrzeba połączenia za pomocą linii radiowej dwóch niezbyt odległych miejscowości położonych w dolinach i przedzielonych pasmem górskim. Ale i w terenach stosunkowo płaskich mogą zaistnieć okoliczności uzasadniające stosowanie reflektorów biernych.

Dla ilustracji rozważań zawartych w poprzednich rozdziałach zostaną opisane przykładowe rozwiązania linii radiowych z wykorzystaniem biernych stacji przekaźnikowych kierujących wiązkę fal w pożądanym kierunku.

### 9.1. Stacja przekaźnikowa w postaci pary anten parabolicznych [61]

Stację taką zbudowano w południowej części Alp szwajcarskich w linii radiowej przeznaczonej do doprowadzenia włosko-szwajcarskiego programu telewizyjnego do dwóch dolin zamieszkałych przez ludność mówiącą po włosku. Trasę linii radiowej doprowadzającej program ze studia Lugano do nadajników M. Ceneri, Piz Corvatsch i Celerina oraz szeregu stacji (odbiorników) retransmisyjnych pokazano na rys. 21. Na odcinku Ceneri - Corvatsch za najbardziej ekonomiczne uznano zbudowanie na Corno de Gesero biernej stacji przekaźnikowej w postaci pary anten parabolicznych połączonych bezpośrednio ze sobą i skierowanych w kierunku anten stacji współpracujących.

Na odcinku tym wykorzystano częstotliwość fali nośnej w pasmie 68GHz w celu uzyskania większej efektywności biernej stacji przekaźnikowej, podczas gdy na pozostałych odcinkach linii wykorzystywane są częstotliwości pasma 2 GHz.

Przekrój trasy omawianego odcinka linii pokazano na rys. 22. Z rysunków 21 i 22 widać, że odchylenie kierunku wiązki fal jest bardzo małe - około 7 stopni, co uniemożliwiło zainstalowanie pojedynczego reflektora o odpowiedniej sprawności. Na stacji Ceneri zastosowano antenę paraboliczną o średnicy 10 m, a na stacji Corvatsch antenę paraboliczną o średnicy 6 m, odpowiednio zabezpieczoną przed wpływami atmosferycznymi. Fotografie tych anten pokazano na rys. 23. Tak duże średnice anten są potrzebne do częściowego skompensowania stosunkowo małej sprawności stacji przekaźnikowej na Gesero. Fotografie stacji Gesero wykonaną w trakcie budowy pokazano również na rys. 23. Budowa tej stacji narażała na duże trudności ze względu na warunki terenowe. Zaszła potrzeba wysadzenia części skał. Same anteny stacji Gesero umieszczone są dla ochrony przed oblodzeniem, śniegiem i szronem w pomieszczeniu zamkniętym, którego otwory zasłonięte są płytami poliestrowymi. Zbudowano pomieszczenie większe od aktualnych potrzeb w celu umożliwienia zainstalowania w nim po dwie anteny w kierunku Ceneri i Corvatsch i w przyszłości dalszych anten w innych kierunkach oraz ewentualnie urządzeń czynnej stacji przekaźnikowej. Płyta dachowa pomieszczenia o powierzchni 200 m<sup>2</sup> została przystosowana do lądowania helikopterów.

Schemat połączenia Ceneri - Gesero - Corvatsch z nanie-  
sieniem wartości **zysków** anten (G) i tłumienia po-  
szczególnych elementów trasy (a) pokazano na rys. 24.  
Długości odcinków wynoszą  $d_1 = 17,7$  km i  $d_2 = 58,8$  km.

Na stacji Gesero zastosowano jedną antenę o zysku  
46 dB w kierunku Ceneri i dwie połączone równolegle o  
łącznym zysku 49 dB w kierunku Corvatsch. Tłumienie wpro-  
wadzane przez elementy łączące te anteny wynosi 0,7 dB.

Jak wynika z powyższych danych, całkowita sprawność  
transmisji na tej trasie wynosi  $\eta_t = -94,8$  dB. W przy-  
padku umieszczenia anten stacji Ceneri i Corvatsch w o-  
dległości  $d_1 + d_2 = 76,5$  km w warunkach wolnej przestrze-  
ni sprawność odniesienia wynosiłaby około  $\eta_o = -54,7$  dB.  
Wynika stąd, że względna sprawność biernej stacji prze-  
kaźnikowej wynosi około -40 dB, czyli około  $= 10^{-4}$ .

Na omawianym odcinku trasy Ceneri - Corvatsch uzyska-  
no stosunek sygnału telewizyjnego do szumów 67 dB przy  
mocy nadajnika 5 W lub 75 dB przy mocy nadajnika 100 W.  
Odpowiednie rezerwy na zaniki wynoszą 23 lub 36 dB w  
stosunku do proggu czułości odbiornika -80 dBm.

### 9.2. Linia Mediolan - Como - Sondrio [58]

Szczególnie dużo reflektorów biernych jest stosowa-  
nych we włoskiej sieci linii radiowych. Do roku 1963 za-  
instalowano tam już ponad 100 biernych stacji przekaźni-  
kowych, przeważnie w okolicach górzystych, gdzie warun-  
ki terenowe szczególnie uzasadniają wybór tego rodzaju  
rozwiązań. Typowym przykładem tego typu linii może być

linia Mediolan - Como - Sondrio zbudowana przez włoskie towarzystwo telefoniczne dla przedłużenia sieci telefonii automatycznej od Mediolanu do miejscowości położonych nad Jeziorem Como i w dolinie Valtellina.

Linia umożliwia włączenie do sieci automatycznej central okręgowych (centri di distreto) w Como i Sondrio oraz central miejscowych (centri di settore) w Argegno i Dongo.

W omawianej linii stacje czynne umieszczone są tylko przy centralach telefonicznych, a połączenia pomiędzy nimi zostały zrealizowane wyłącznie za pomocą reflektorów. Zastosowano w niej urządzenia typu Telettra H8, pracujące w zakresie 6-7 GHz i umożliwiające tworzenie łączy telefonii wielokrotnej o pojemności 120 kanałów. Szkic trasy linii pokazano na rys. 25.

Pierwszy skok Mediolan - Como zawiera reflektor na Mt Della Croce w odległości 38,6 km od Mediolanu i 1,5 km od Como. Następny skok Como - Argegno obejmuje trzy odcinki: Como-Mt. Della Croce o długości 1,5 km, Mt. Della Croce - Colmenacco o długości 15,9 km i Colmenacco - Argegno o długości 3,9 km z dwoma reflektorami na Mt. Della Croce i Colmenacco. Trzeci skok Argegno - Dongo zawiera reflektor na Mt. Croce di Muggio w odległości 20,8 km od Argegno i 9,1 km od Dongo. Ostatni skok Dongo - Sondrio obejmuje znów trzy odcinki: Dongo - Mt. Musso o długości 0,5 km, Mt. Musso - Mt. Rolla o długości 43,5 km i Mt. Rolla - Sondrio o długości 3,4 km z reflektorem pojedynczym na Mt. Musso i parą reflektorów na Mt. Rolla. Wszystkie reflektory wcho-



dzące w skład linii mają powierzchnię po  $30 \text{ m}^2$ . Fotografia jednego z nich pokazano na rys. 26. Stacje czynne linii radiowej zlokalizowane są przy centralach telefonicznych, a reflektory rozmieszczone na wzgórzach otaczających jezioro Como w pobliżu dróg. Dzięki temu obsługa i konserwacja linii jest bardzo łatwa. Wyniki eksploatacji omawianej linii są bardzo dobre. Jednakże omija ona centralę okręgową w Menaggio. Z tego też powodu projektowana jest (dane sprzed paru lat) przebudowa linii w sposób pokazany na rys. 25. Projektuje się pozostawić bez zmian skok Como - Argegno oraz zbudować nową dwuskokową linię Como - Menaggio i Menaggio - Sondrio. Skok Como - Menaggio obejmuje trzy odcinki Como - Mt. Della Croce, M. Della Croce - Mt. S. Primo i Mt. S. Primo - Menaggio z pojedynczym reflektorem na Mt. Della Croce i parą reflektorów na Mt. S. Primo. Skok drugi Menaggio - Sondrio obejmuje również trzy odcinki: Menaggio - Mt. Bregagno, Mt. Bregagno - Dosso Della Foppa i Dosso Della Foppa - Sondrio z reflektorami na Mt. Bregagno i Dosso Della Foppa. W linii tej mają być zastosowane reflektory o powierzchniach  $67 \text{ m}^2$ . Najbardziej interesująca jest sytuacja na Mt. Della Croce, gdzie według nowego projektu trzeba ustawić blisko siebie 3 reflektory różnych linii. Mają one współpracować z dwoma tylko antenami parabolicznymi stacji Como połączonymi z urządzeniami za pomocą odpowiednich filtrów.

### 9.3. Linia radiowa horyzontowa z reflektorami biernymi

Jak już wspomniano, również w warunkach, kiedy istnieją możliwości budowy klasycznej linii radiowej z czynnymi stacjami przekaźnikowymi, celowe jest przeanalizowanie zastosowania reflektorów biernych zamiast stacji przekaźnikowych czynnych.

Interesującą propozycję przebudowy typowej linii radiowej z czynnymi stacjami przekaźnikowymi przez zastąpienie ich reflektorami biernymi podano w [41].

Trasa omawianej wojskowej 120-kanalowej linii radiowej przebiega w sposób pokazany na rys. 27. Składa się ona z trzech stacji końcowych A, B i C oraz trzech stacji przekaźnikowych I, II i III. W linii tej można wyeliminować czynne stacje przekaźnikowe. W tym celu trzeba byłoby powiększyć średnice anten stacji końcowych z 1,8 na 6 m na odcinku między A i B oraz z 1,2 na 9 m na odcinku między punktami B i C oraz zainstalować w punktach I, II i III pary reflektorów biernych o otworach 9 m. Poziom odbieranego sygnału przy nie zmienionych urządzeniach elektronicznych na stacjach A, B i C byłby jeszcze o około 30 dB większy od poziomu progowego odbiorników. Zaletami proponowanego rozwiązania są znaczne zmniejszenie kosztów instalacji i eksploatacji oraz powiększenie pewności pracy. Według informacji podanych w wymienionej pracy koszt budowy kompletnej nowej stacji przekaźnikowej czynnej wynosi około 260.000 dolarów, podczas gdy budowa stacji przekaźnikowej w postaci pary

reflektorów o otworach 9 m łącznie z 9-metrowymi antenami na stacjach końcowych kosztowałaby tylko około 800.000 dolarów. Dalsze oszczędności wynikają ze znacznego zmniejszenia kosztów eksploatacji i konserwacji linii przez zmniejszenie poboru mocy, zmniejszenie personelu obsługowego i konserwacyjnego, zmniejszenie ilości części zapasowych itd.

Również pewność pracy takiej linii powiększa się na skutek zredukowania ilości urządzeń elektronicznych oraz uproszczenia układu.

#### 9.4. Reflektory bierne w linii pozahoryzontowej troposferycznej

Reflektory bierne mogą również znaleźć zastosowanie w liniach wykorzystujących rozproszenie troposferyczne. Przykład takiego rozwiązania w linii wojskowej [41] pokazano na rys. 28. Bezpośrednie połączenie stacji A i B odległych o około 150 km za pomocą linii troposferycznej okazało się praktycznie niemożliwe ze względu na wynikający z przekroju trasy zbyt duży kąt rozproszenia wynoszący około  $12^{\circ}$ . Zainstalowanie w odległości 2,25 km od 10-metrowej parabolicznej anteny stacji A pary reflektorów o powierzchniach otworów  $16 \times 16$  m umożliwiło łatwe zrealizowanie linii na częstotliwości 1800 MHz przy mocy nadajnika tylko 100 W dzięki temu, że kąt rozproszenia pomiędzy reflektorami i stacją B wynosił tylko  $0,8^{\circ}$ .

### 9.5. Sycylijska sieć linii radiowych [59]

Przykładem szerokiego stosowania reflektorów w sieci linii radiowych i traktowania biernych stacji przekąźnikowych na równi ze stacjami czynnymi może być sieć telefonicznych linii radiowych zbudowana na Sycylii przy wykorzystaniu zakresu 7 GHz (rys. 29 i 30). W sieci tej siedem to stacje bierne z ogólnej liczby 19 stacji przekąźnikowych.

## 10. WNIOSKI

W poprzednich rozdziałach omówiono możliwości wykorzystania reflektorów przy budowie linii radiowych oraz podano wzory i wykresy umożliwiające określenie sprawności reflektora zastosowanego do skierowania wiązki fal w pożądanym kierunku. Zastosowanie reflektora w układzie tak zwanej anteny peryskopowej daje poważne korzyści techniczne (wyeliminowanie falowodu wprowadzającego tłumienie i zniekształcenia) oraz eksploatacyjno-ekonomiczne (łatwy dostęp do urządzeń elektronicznych i anteny parabolicznej, prosta konstrukcja wieży). Zastosowanie reflektora lub pary anten parabolicznych połączonych bezpośrednio ze sobą w pewnej odległości od anteny stacji czynnej jest w pewnych przypadkach jedynym techniczno-ekonomicznie uzasadnionym rozwiązaniem zapewnienia łączności (np. w terenie górzystym). Również w przypadku typowej przekąźnikowej horyzontowej linii radiowej, biegnącej w terenie stosunkowo płaskim, mo-

że się okazać celowe zastąpienie pewnych stacji przekaznikowych czynnych reflektorami biernymi przy ewentualnym powiększeniu wymiarów anten na stacjach sąsiednich, co daje obniżenie kosztów instalacji i eksploatacji oraz powiększenie pewności pracy.

Wymienione zalety stosowania reflektorów w biernych stacjach przekaznikowych uzasadniają celowość zapoznania z tym zagadnieniem ogółu łącznościowców i przeanalizowania możliwości zastosowania tego rodzaju rozwiązań w krajowej sieci linii radiowych.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Antenny santymetrowych wołn. t. I. Per. s angl. pod red. Felda Ja. N. Moskwa 1950. Sowietskoje radio.
2. Antenny santymetrowych wołn. t. II. Per s angl. pod red. Felda Ja. N. Moskwa 1950. Sowietskoje radio.
3. Krauss J.D.: Antennas. New York 1950. Mc Graw - Hill.
4. Dombrowskij I.A.: Antenny. Moskwa 1951. Swiazizdat.
5. Bochenek K.: Pewne przypadki odbić fal elektromagnetycznych od skończonych powierzchni odbijających. Praca PIT 1951 nr 4, s. 3.
6. Unger H.: Der dene Spiegel zur Strahlumlenkungen bei Richt Antennen. Frequenz 1952 t. 6 nr 9, s. 272-278.
7. Magnuski H., Koch T.F.: Passive repeater bends microwave beam. Electronics 1953 t. 26 nr 2, s. 134.

8. Jakes W.C.: A theoretical study of an antenna-reflector problem. Proc. IRE 1953 t. 41 nr 2, s.272-274.
9. Pierse J.R.: Theory and design of electron beams. 2 nd ed. London 1954. Van Nostrand Co.
10. Greenquist R.E., Orlando A.J.: An analysis of passive reflector antenna systems. Proc. IRE 1954 t. 42 nr 7, s. 1173-1178.
11. Crosby D.R.: Theoretical gain of flat microwave reflectors. Conv. Rec. IRE 1954 p. 1, s. 71.
12. Drexler R.: An experimental study of a microwave periscope. Proc. IRE 1954 t. 42 nr 6, s. 1022.
13. Koch G.F.: Flächenstrahler mit kleinen Nebenmaxima. FTZ 1954 t. 7 nr 10, s. 498.
14. Berdosian E.: The curved passive reflector. IRE Trans AP-3 1955 nr 3, s. 168.
15. Tartakowskij L.B., Pokras A.M.: K teorii persiskopičeskoj antennoj sistemy. Radiotekhnika i Elektronika 1956 t. 1 nr 2, s. 186-196.
16. Kuźniecowa W.D.: Antennaja sistema s otryazajuščim zerkalom. Radiotekhnika 1956 t. 11 nr 3, s. 4-15.
17. Micheletta C.: Sull Equivalente D'Inserzione di Antenne di Transito a Specchio. Alta Frequenza 1956 t. 25 nr 3-4, s. 275-304.
18. Andrieux G.: Reflecteurs passifs pour faisceaux

- hortziens. L'onde Electrique 1956 t. 36 nr 346, s. 57-72.
19. Ajzenberg G.Z.: Antenny Ultrakorotkich wólñ. Moskwa 1957, Swiazizdat.
  20. Kuźniecow W.D., Sokołow A.W.: Zaščitnoje dejstwie i razwjazka w periskopičeskoj antennoj sistemie. Elektroswiaź 1957 nr 1, s. 17-21.
  21. Yang R.: Passive repeater using double flat reflectors. IRE National Convention Record 1957 p. 1, s. 36-41.
  22. Kibner B.E., Pokras A.M.: O postanowke zadač w teorii periskopičeskoj anteny. Radiotekhnika 1957 t.12 nr 7, s. 30-40.
  23. Pokras A.M.: Rasčët usilenija periskopičeskoj antennoj sistemy. Radiotekhnika 1957 t. 12 nr 11.
  24. Aschden R.: Passive TV relay and its practical possibilities. TSF et TV 1957 t. 32 nr 348, s.329-330.
  25. Aschden R.: Passive relay by microwave mirror. TSF et TV 1958 t. 33 nr 351, s. 5-7.
  26. Pokras A.M.: Wybor sootnošenija razmerow raskrywow izlučatelja i pereizlučatelja w periskopičeskoj sistemie. Elektroswiaź 1958 nr 2, s. 20-24.
  27. Cappuccini F., Casparini F.: Passive repeater using double flat reflectors. Proc. IRE 1958 t. 46 nr 9, s. 784-785.

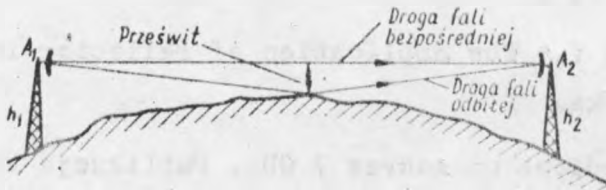
28. Pokras A.M.: Wybor formy raskrywow izlučatelja i poreizlučatelija. Elektrosviaž 1959 nr 3, s. 41-45.
29. Medhurst R.G.: Passive microwave mirrors. Electronic and Radio Engng. 1959 t. 36 nr 12, s. 443-448.
30. Takasu I.: The passive antenna of reflector plane. Japan Telecommunications Rev., autumn. 1959.
31. Pokras A.M.: Pierechodnoe zatuchanie w periskopičeskoj antennoj sisteme. Elektrosviaž 1960 nr 2, s. 14-19.
32. Bickmore R.: Power transmission via radio waves. Proc. IRE 1960 t. 48 nr 3, s. 366-367.
33. Pokras A.M.: Zaščitnoje deistwie periskopičeskoj antennoj sistemy. Elektrosviaž 1960 nr 10, s. 21-26.
34. Stranak Z.: Pasivni mikrovlanna zrcadla. Slaboproudy Obzor 1960 t. 21 nr 11, s. 685-687.
35. Frantisek S.: Periskopicka antena. Slaboproudy Obzor 1961 t. 22 nr 1, s. 682-687.
36. Pokras A.M.: Niekotoryjne woprosy powyšeniija effektivnosti peradači elektromagnitnoj energii bez prowdow. Radiotekhnika 1961 t. 16 nr 2, s. 15-20.
37. Goubau G., Schwering F.: On the quided propagation of electromagnetic wave beams. IRE Trans. AP-9 1961 nr 3, s. 248-256.
38. Christian J.R., Goubau G.: Experimental studies on a beam waveguide for millimeter waves. IRE Trans. AP-9 1961 nr 3, s. 256-263.



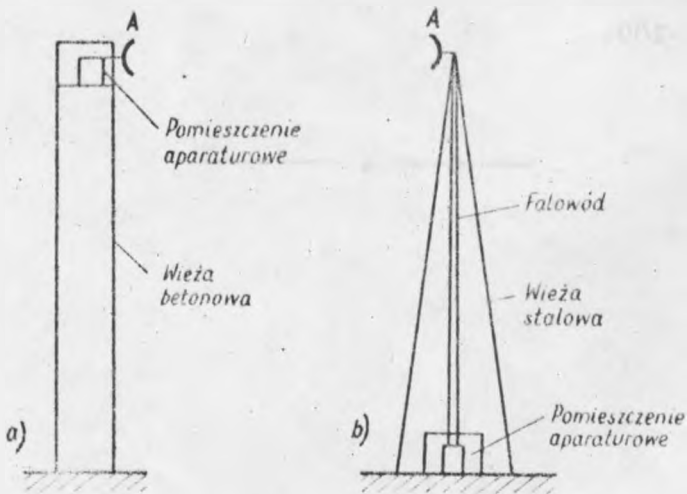
39. Pokras A.M.: Kibner B.E.: Diagramma napravlennosti periskopičeskoj sistemy s ellipsoidalnym izlučatelem. Elektrosviaž. 1961 nr 6, s. 22-30.
40. Christian J. and oth. Some measurement on an iris beam waveguide. Proc. IRE 1961 t. 59 nr 11, s.1679-1680.
41. Norton M.L.: Microwave sistem angingering using large passive reflectors. IRE Trans. CS-10 1962 nr 3, s. 304-311.
42. Microwave power transmission now practical. Electronics 1962 t. 35 nr 27, s. 7.
43. Colavito C. and oth.: Tests on pasive repeaters used in microwave radiolinks. Alta Frequency 1962 t. 31 nr 5, s. 271-284.
44. Pokras A.M.: Periskopičeskiye antenny i besprovodnyje linii peredači. Moskva 1963 Swiazizdat.
45. Beyer J.B. and oth.: Loss measurements of the beam waveguide. IEEE Trans. 1963, MTT-11, s. 18-23.
46. Kacnelenbaum B.Z.: Peredač millimetrovych voľn pri pomošči otrazenij otrjada fokusirujuščich zerkal. Radiotekhnika i Elektronika 1963 t. 8 nr 9, s.1516-1522.
47. Colavito C., D'Auria G.: Experomental research on the behavior of passive repeaters. Proc. IEEE 1963 t. 51 nr 11, s. 1423-1430.

48. Kacnelenbaum B.Z.: Kwazioptičeskie metody formirovaniya i peredači millimetrovych vołn. Uspechi Fizičeskich Nauk 1964 t. 33 nr 1, s. 81-105.
49. Chronika: Breakthrough in power transmission, Discovery 1964 t. 25 nr 12, s. 11.
50. Goubau G. and oth.: Some aspects of beam waveguides for long dostance transmission at optical frewuen-cies. IEEE Trans MTT-12 1964 nr 12, s. 212-220.
51. Takada M.: An application of the diffractor grating to the 11-GC/S microwave systems. IEEE Trans. AP-13 1965 nr 4, s. 532-541.
52. Waganow R.B., Dogadkin A.B., Kacnelenbaum B.Z.: Peroskopičeskaja zerkalnaja liniya. Radiotekhnika i Elektronika 1965 t. 10 nr 9, s. 1672-1675.
53. Braude B.W. i dr.: K woprosu o rasčete lučewych linii perecači. Radiotekhnika i Elektronika. 1966 t. 11 nr 2, s. 342-343.
54. Awerboch W.S. i dr.: Eksperimentaloe izučenie zerkalnowo lučewogo wołnowoda. Radiotekhnika i Elektromika 1966 t. 11 nr 4, s. 750-752.
55. Pokras A.M.: Besprowodnyje linii peredači. Moskwa 1967 Swiaź.
56. Ajzenberg G.Z., Jampolskij W.G.: Passiwnyje retranslijacii dlja radiorelajnych linii swiazi. Radiotekhnika 1967 t. 22 nr 3, s. 23-33.

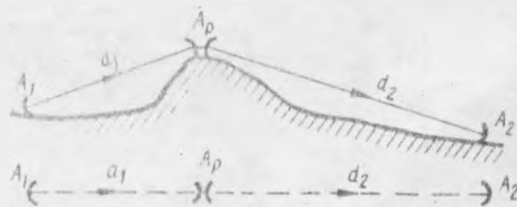
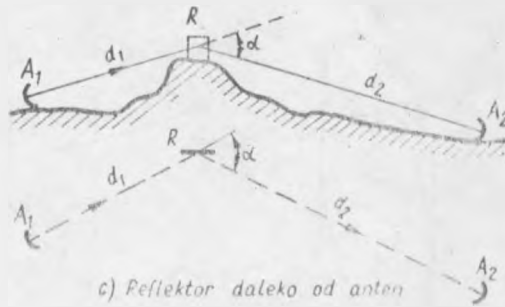
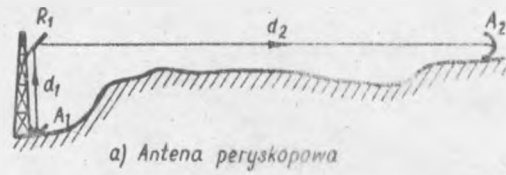
57. Takada M., Ebihara I.: Microwave diffractor grating as a new passive repeater. Japan Telecommun. Rev. 1967 nr 4, s. 202-209.
58. Floriani V.: The application of reflector in microwave links.
59. Linie radiowe na zakres 7 GHz. Publikacja Face Standard ITT na sympozjum w Warszawie 1968 r.
60. Nicotra G.: Ripetitori passivi piani e curvi nei peroscopi. Note Recensioni e Notizie 1968 t. 17 nr 5, s. 822.
61. Schütz A.: Die Richtstrahlverbindungen (Fernsehen im Bergell und Puschlav) PTT Techn. Mitt 1969 t. 47 nr 3, s. 109.



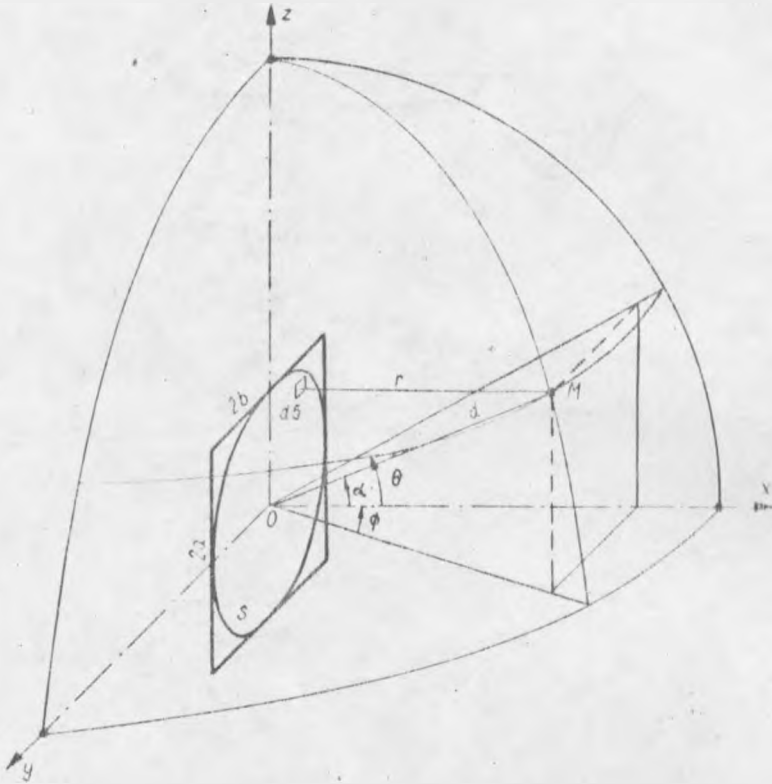
Rys. 1. Szkic trasy odcinka linii radiowej  
 $h_1, h_2$  - wysokości wież



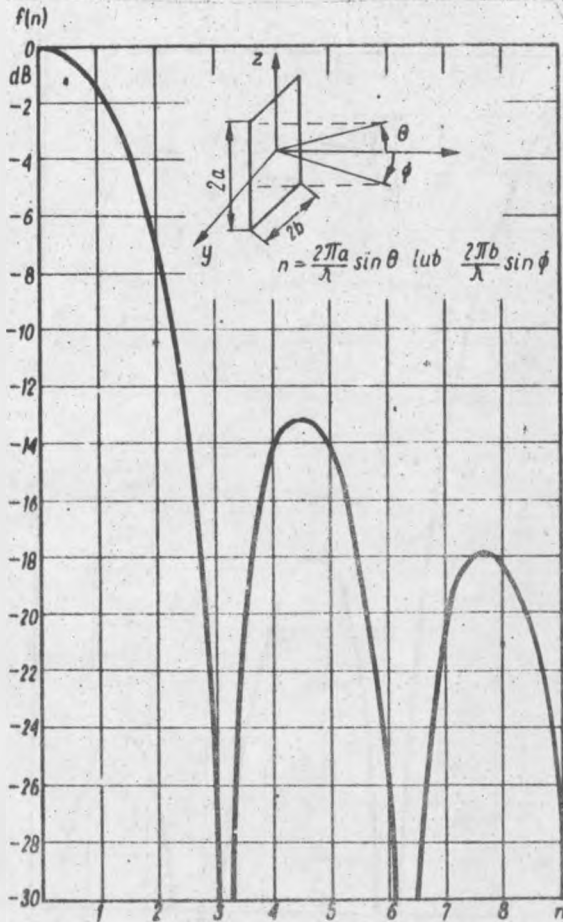
Rys. 2. Typowe stacje linii radiowej



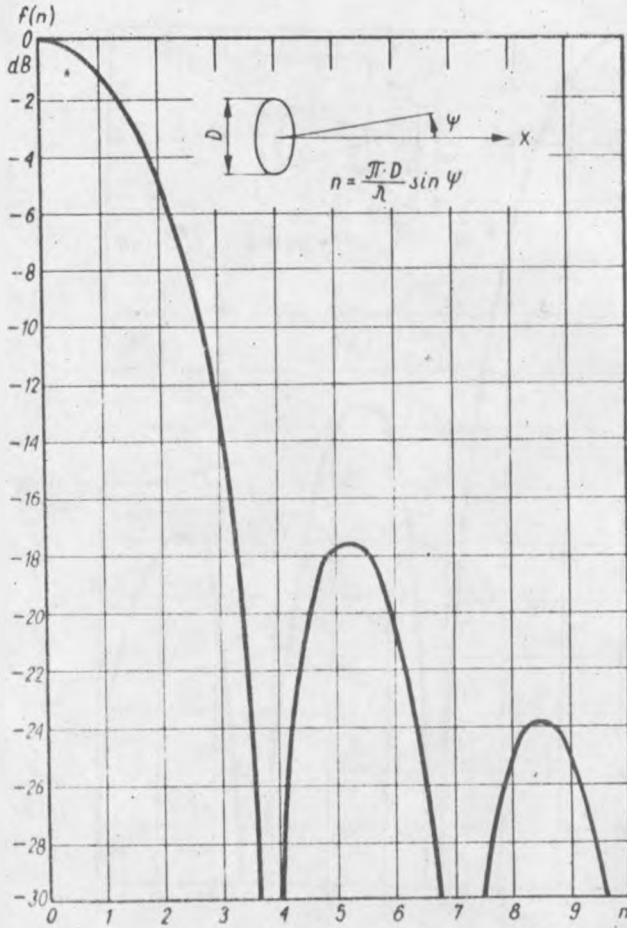
Rys. 3. Odcinki trasy linii radiowej z reflektorami biernymi



Rys. 4. Zależności geometryczne dla otworu promieniującego  
 $S$  - powierzchnia promieniująca,  $dS$  - element powierzchni promieniującej,  $M$  - punkt obserwacji,  $d$  - odległość punktu obserwacji od powierzchni promieniującej,  $\theta$  - kąt elewacji punktu promieniującego,  $\alpha$  - kąt azymutalny punktu obserwacji,  $\gamma$  - kąt między kierunkiem punktu obserwacji a kierunkiem osi maksymalnego promieniowania

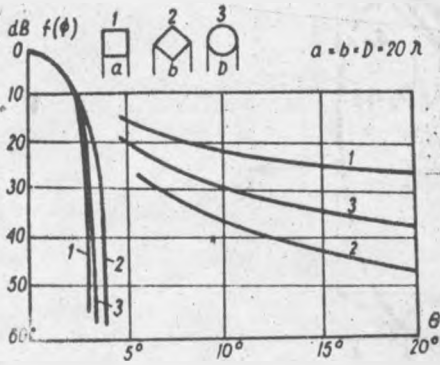


Rys. 5. Charakterystyka kierunkowa otworu prostokątnego, o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni, w płaszczyźnie równoległej do boku

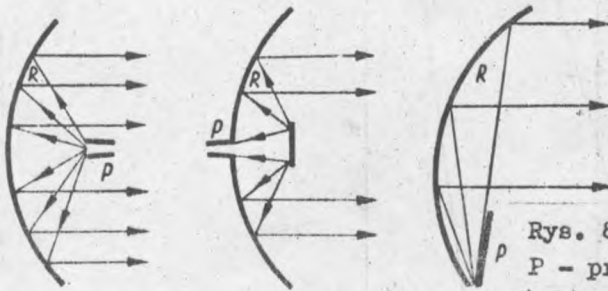


Rys. 6. Charakterystyka kierunkowa otworu okrągłego o równomiernym rozkładzie pola na jego powierzchni

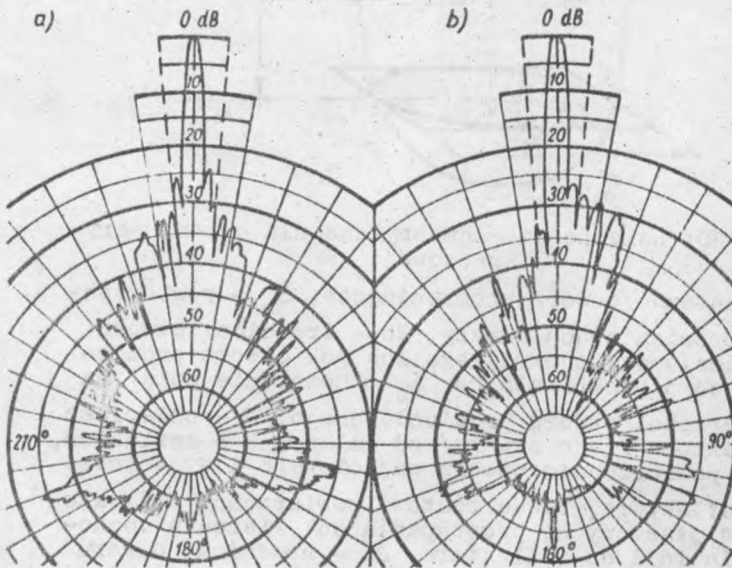




Rys. 7. Porównanie charakterystyk kierunkowych /listek głównej i obwódnic listków bocznych/ otworów o równomiernym rozkładzie pola na ich powierzchniach [wg 55]

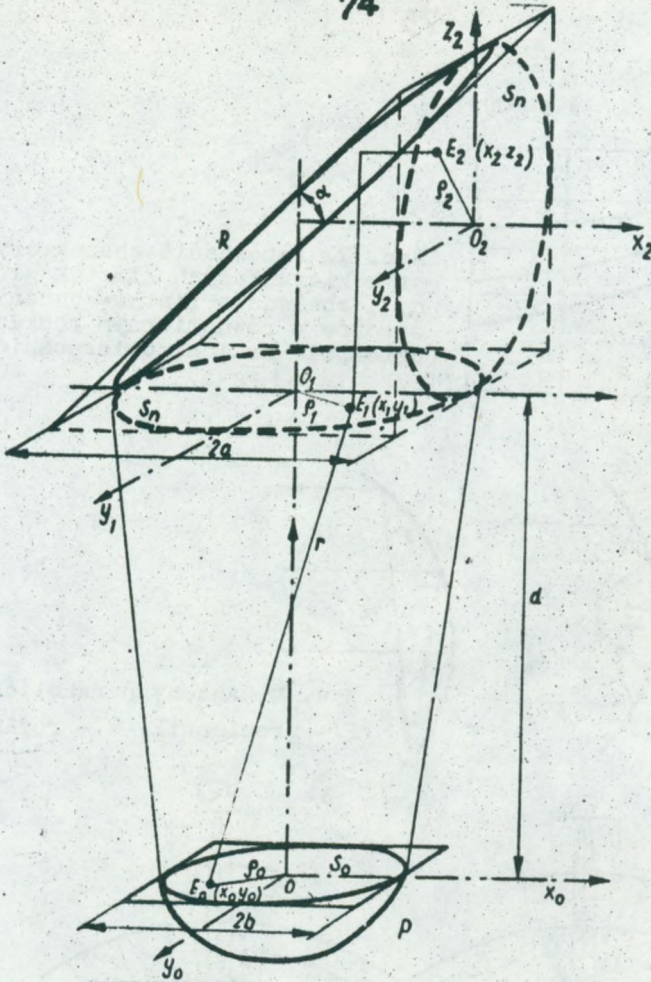


Rys. 8. Anteny paraboliczne  
P - promiennik, R - reflektor



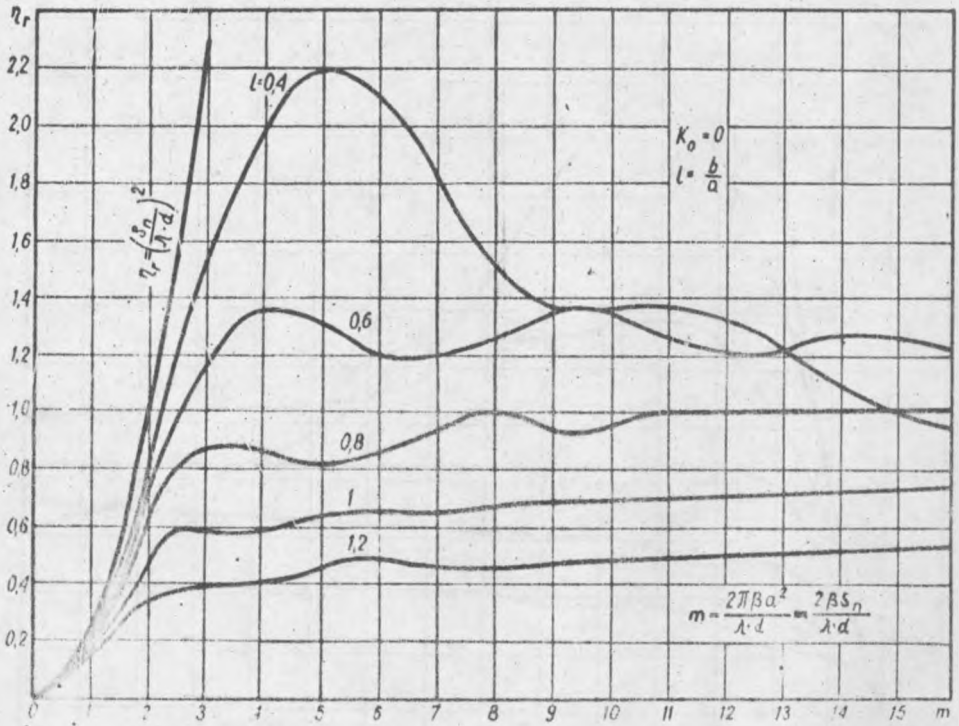
Rys. 9. Charakterystyki kierunkowe anteny parabolicznej o średnicy 2 m przy częstotliwości 7,1 GHz

a/ charakterystyka pozioma przy poziomej polaryzacji, b/ charakterystyka pozioma przy pionowej polaryzacji

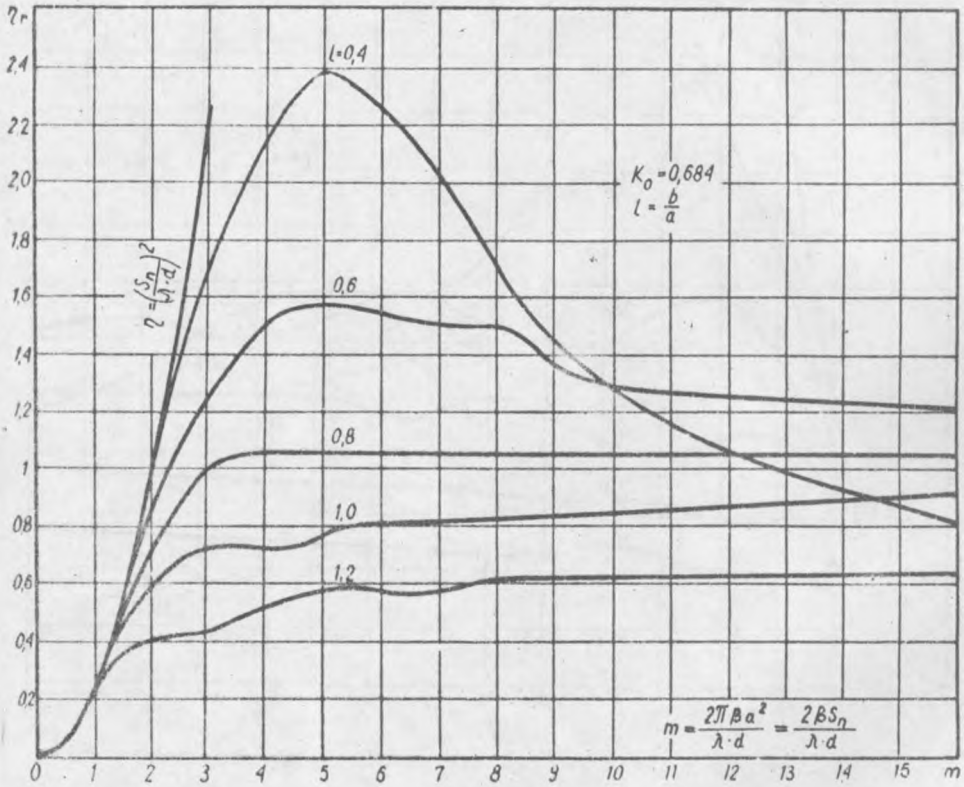


Rys. 10. Zależności geometryczne dla anteny peryskopowej

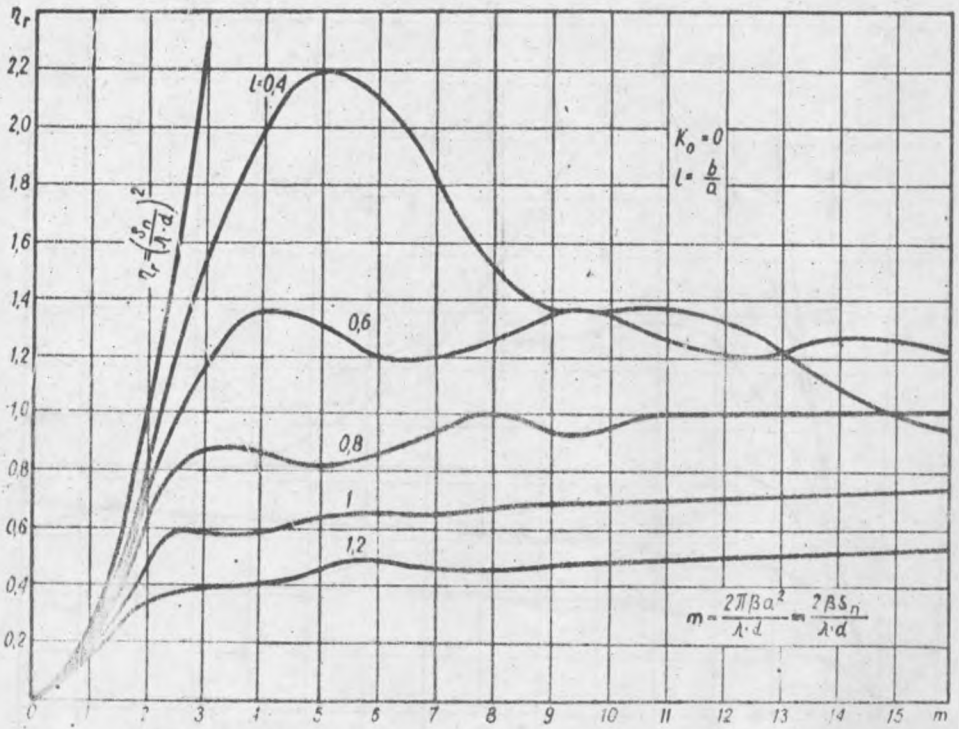
$P$  - antena /otwór/ promieniująca,  $S_0$  - powierzchnia promieniująca anteny,  $2b$  - średnica otworu promieniującego okrągłego lub bok otworu promieniującego prostokątnego,  $E_0$  - natężenie pola na powierzchni otworu promieniującego,  $d$  - odległość reflektora /jego otworu/ od anteny,  $R$  - reflektor,  $S_r$  - powierzchnie otworu wejściowego i wyjściowego reflektora, równe rzutowi powierzchni reflektora na płaszczyznę prostopadłą do kierunku dochodzenia fali do reflektora,  $2a$  - średnica otworu reflektora eliptycznego lub bok otworu reflektora prostokątnego,  $E_1, E_2$  - natężenie pola na powierzchni otworu wejściowego i wyjściowego reflektora,  $\alpha$  - kąt odchylenia kierunku rozchodzenia się fali /na rysunku  $90^\circ$ /



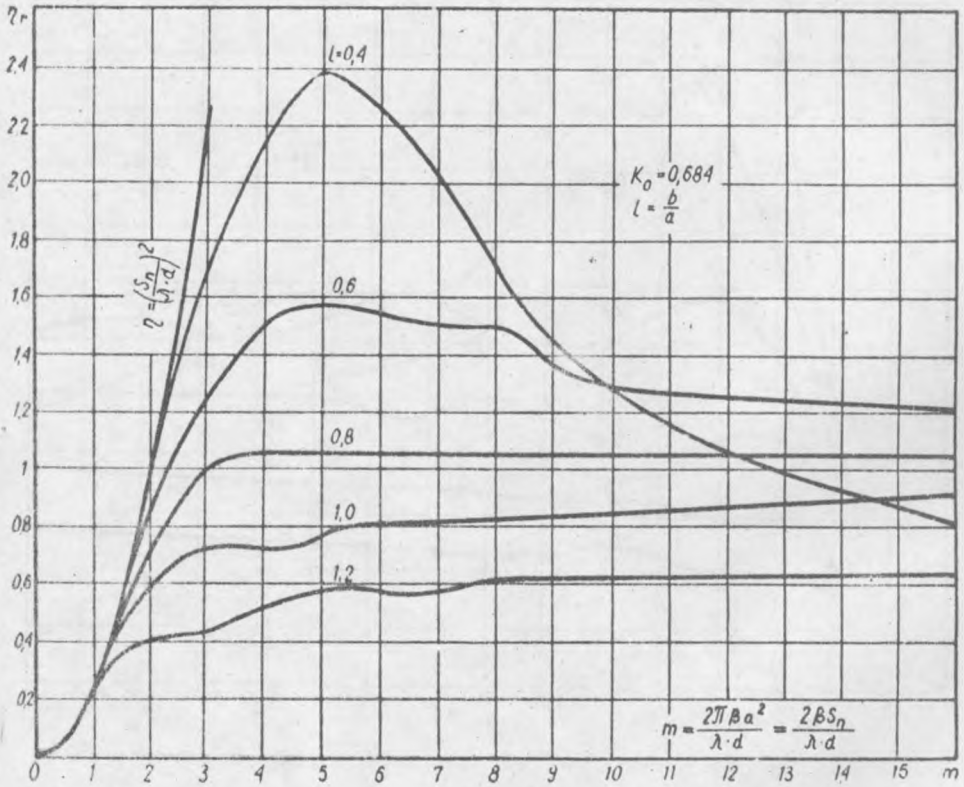
Rys. 11. Sprawność reflektora anteny peryskopowej



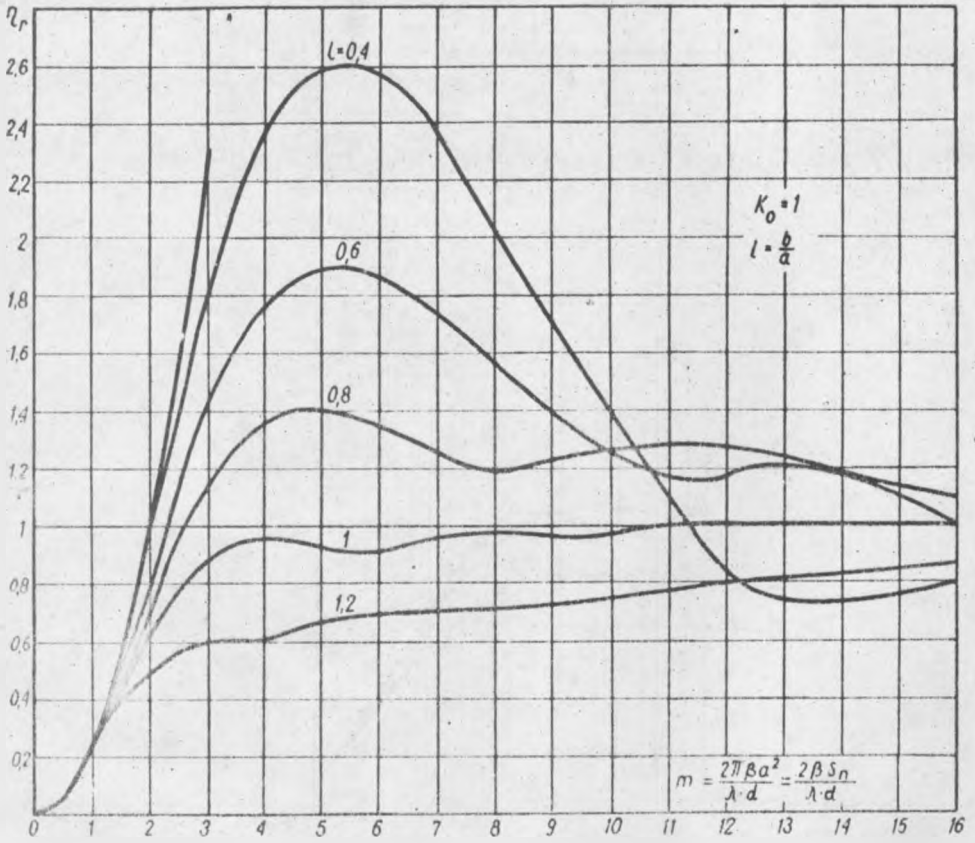
Rys. 12. Sprawność reflektora anteny peryskopowej



Rys. 11. Sprawność reflektora anteny peryskopowej

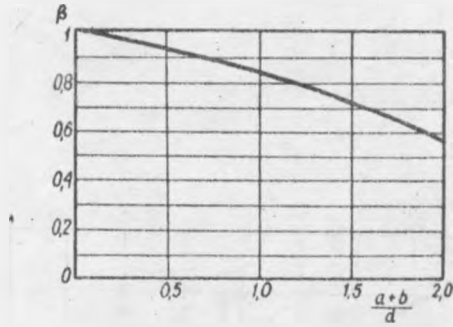


Rys. 12. Sprawność reflektora anteny peryskopowej

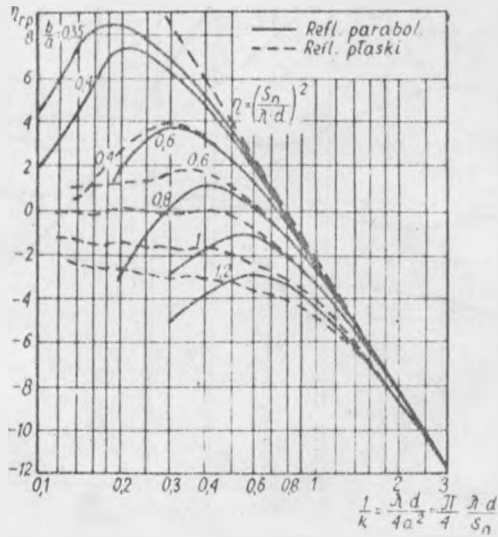


Rys. 13. Sprawność reflektora anteny peryskopowej |



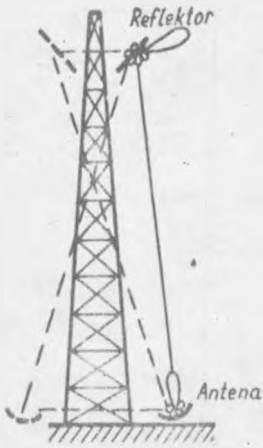


Rys. 14. Zależność współczynnika  $\beta$  od  $\frac{a+b}{d}$  (wg 55)



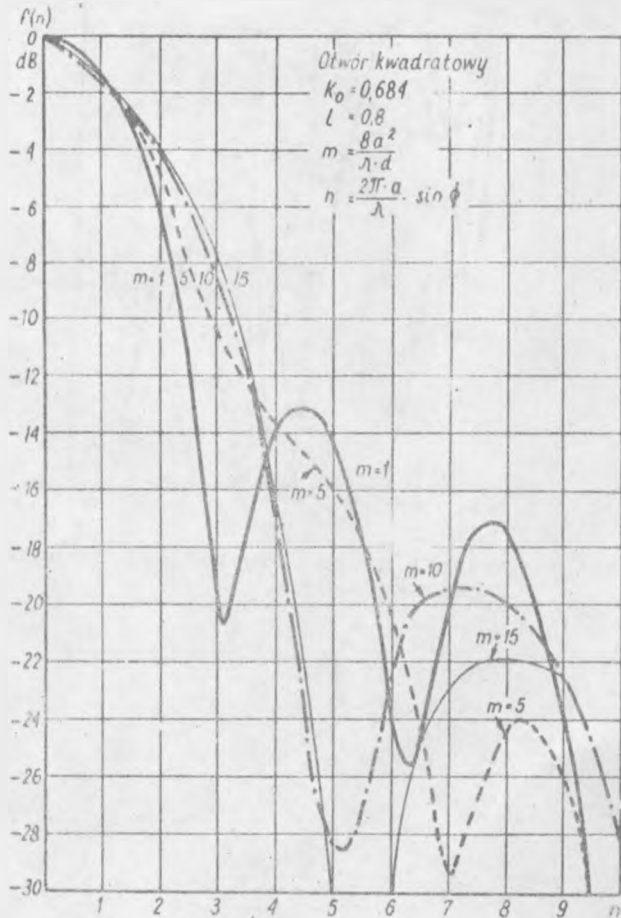
Rys. 15. Sprawność anteny peryskopowej z reflektorem parabolicznym (wg 60)



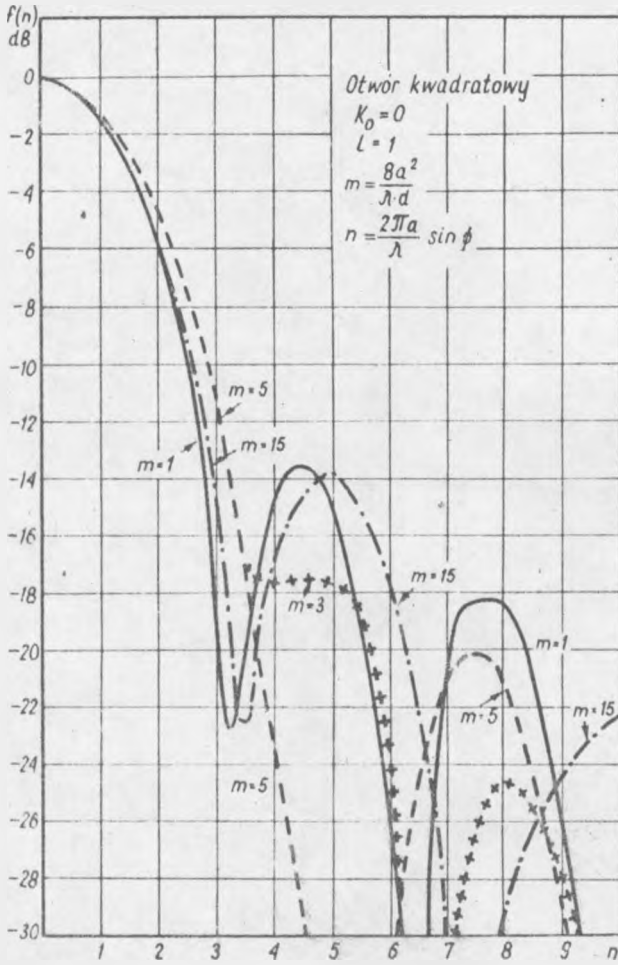


— promieniowanie pożądane  
 --- promieniowanie niepożądane

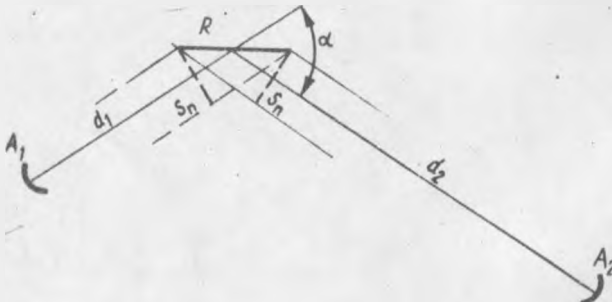
Rys. 16. Możliwości odbioru na listkach bocznych anteny peryskopowej



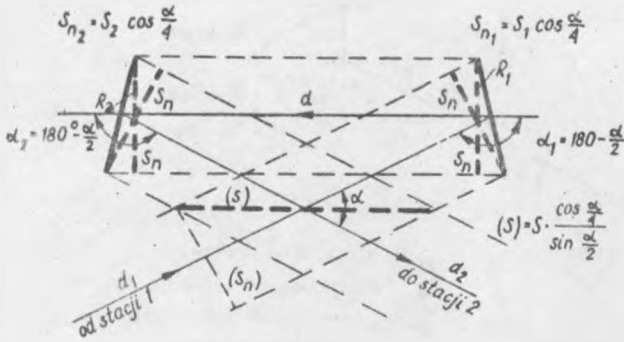
Rys. 17. Charakterystyki kierunkowe reflektora anteny peryskopowej



Rys. 18. Charakterystyki kierunkowe reflektora anteny peryskopowej

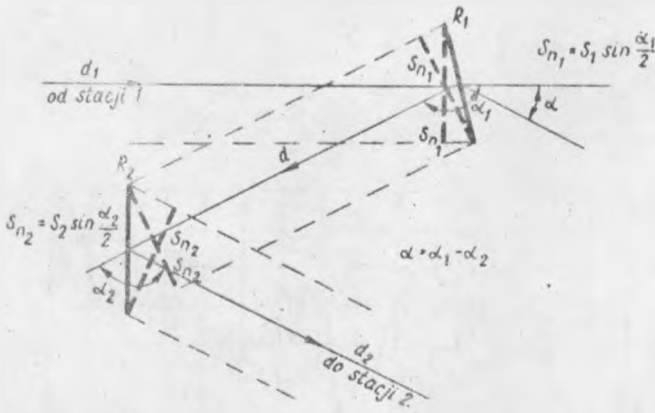


Rys. 19. Reflektor umieszczony daleko od anten współpracujących



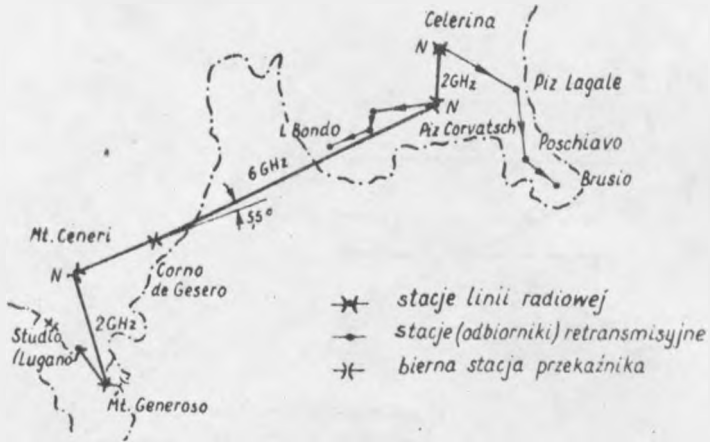
(s) powierzchnia równowaznego reflektora pojedynczego

a) układ symetryczny

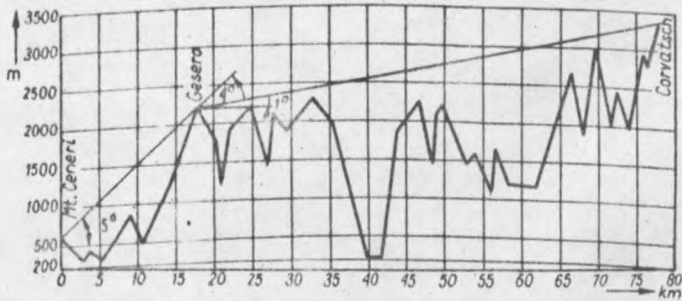


b) układ niesymetryczny

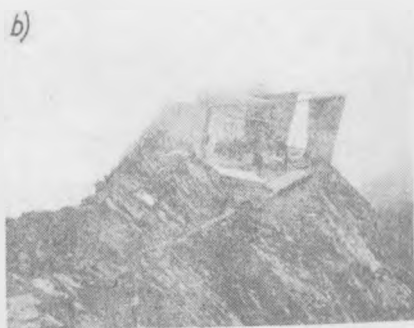
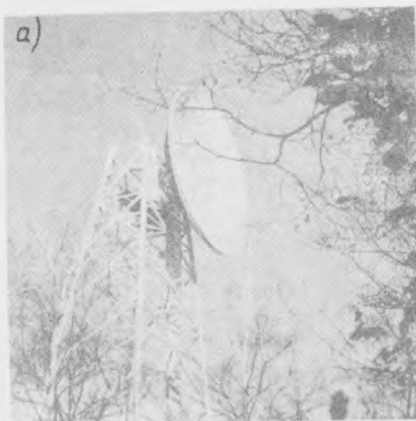
Rys. 20. Stacja przekaźnikowa z parą reflektorów



Rys. 21. Linia radiowa doprowadzająca program do dolin Brogaglia i Poschiavo

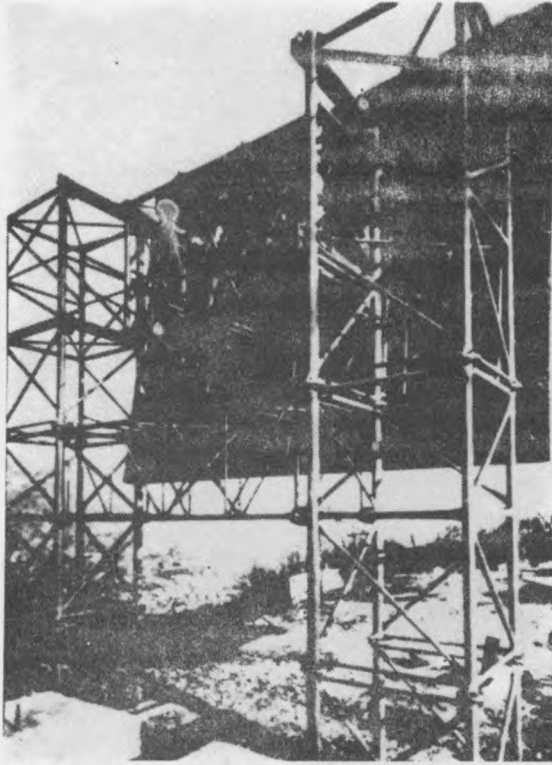


Rys. 22. Przekrój trasy Mt Ceneri-Gesera-Corvatsch



rys. 23. Anteny linii Mt Ceneri-  
-Gesero-Corvatsch (wg 61)

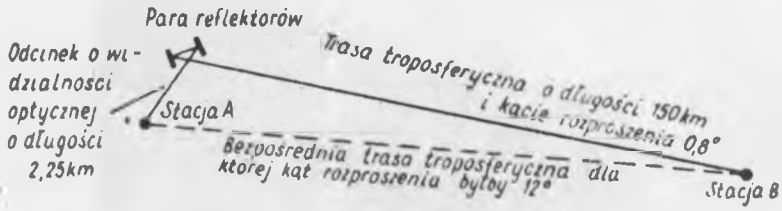




Rys. 26. Fotografia reflektora /od tyłu/ na Mt Della Croce  
(wg 58)



Rys. 27. Wojskowa linia radiowa, w której stacje przekaźnikowe czynne można zastąpić reflektorami biernymi

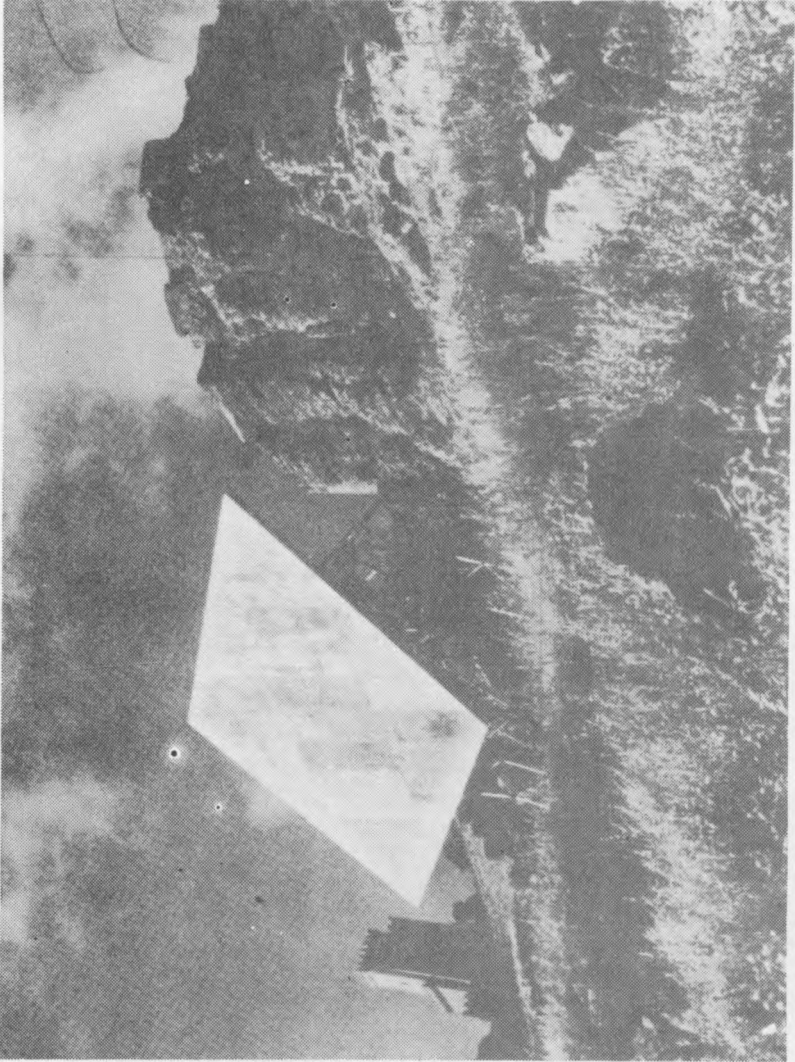


Rys. 28. Wojskowa linia troposferyczna z reflektorami biernymi (wg 59)



Rys. 29. Sieć sycylijska linii radiowych na zakres 7 GHz





Rys. 30. Reflektor bierny na Mt Erice (wg 59)

