

**WOJSKOWA AKADEMIA TECHNICZNA
im. Jarosława Dąbrowskiego**

ROZPRAWA DOKTORSKA

mgr inż. Andrzej Jeziorski

**ANALIZA I SYNTEZA NIESYMETRYCZNYCH
ANTEN DWUREFLEKTOROWYCH**

**Promotor
plk dr hab. inż. Marek AMANOWICZ prof. WAT**

Warszawa, 1998

TREŚĆ ROZPRAWY

	Strona
WYKAZ OZNACZEŃ	3
1. WSTĘP	4
1.1. Istota problemu	4
1.2. Cel pracy	15
2. PODSTAWY TEORII ANTEN REFLEKTOROWYCH - zależności wykorzystywane w pracy	17
2.1. Charakterystyka promieniowania anten reflektorowych	17
2.2. Transformacja fali sferycznej	19
3. ANALIZA NIESYMETRYCZNYCH ANTEN DWUREFLEKTOROWYCH	24
3.1. Geometria niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych.....	24
3.2. Konstrukcje niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych	28
3.3. Rozkład pola w aperturze reflektora	30
3.3.1. Uwagi ogólne	30
3.3.2. Charakterystyka promieniowania “źródła zastępczego”	31
3.3.3. Obliczanie rozkładu pola w aperturze anteny	33
3.3.4. Warunki uzyskania symetrycznego rozkładu pola w aperturze niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych	35
3.4. Przykład obliczeniowy	38
3.5. Algorytm obliczania kątów $\varphi_k(x,y)$, $\psi_k(x,y)$ i $\psi_r(x,y)$	42
4. SYNTEZA NIESYMETRYCZNYCH ANTEN DWUREFLEKTOROWYCH	46
4.1. Zdefiniowanie zadania i algorytm syntezy	46
4.2. Obliczanie funkcji $\rho(\varphi)$	48
4.3. Obliczanie przekroju głównego	51
4.3.1. Obliczanie przekroju głównego metodą graficzno-analityczną.....	52
4.3.2. Obliczanie przekroju głównego metodą geometrii różniczkowej	55
4.3.3. Omówienie wyników obliczeń przekroju głównego	56
4.4. Obliczanie powierzchni reflektora i kontreflektora	59
4.5. Weryfikacja rozwiązania	62
5. WNIOSKI	64
6. WYKAZ LITERATURY	66

WYKAZ OZNACZEŃ

$A(x,y)$	- punkt na aperturze reflektora;
a	- półoś rzeczywista hiperboloidy;
$2c$	- odległość między ogniskami hiperboloidy;
D_{ap}	- średnica apertury reflektora;
e	- mimośród hiperboli;
$e(\varphi)$	- bieżąca wartość mimośrodu w przekroju głównym anteny optymalnej;
$E(\rho)$	- rozkład pola w aperturze reflektora;
$F(\varphi,\zeta)$	- charakterystyka promieniowania tuby;
$F_Z(\psi,\zeta)$	- charakterystyka promieniowania „źródła zastępczego”;
F_{ogn}	- ogniskowa paraboloidy (reflektora);
$G(\theta)$	- charakterystyka promieniowania anteny;
H	- wysokość umieszczenia osi apertury nad (pod) osią reflektora;
$K(x,y,z)$	- punkt K – środek fazowy tuby oświetlającej;
$L(\varphi)$	- bieżąca długość drogi promieni od tuby do apertury;
$M(x,y,z)$	- punkt powierzchni kontrreflektora;
M_0	- punkt na kontrreflektorze, wyznaczony przez promień centralny;
$N(x,y,z)$	- punkt powierzchni reflektora;
N_0	- punkt na reflektorze, wyznaczony przez promień centralny;
$O'(x,y)$	- ognisko „lokalnej” paraboloidy obrotowej;
$r(\varphi)$	- bieżąca długość promienia kontrreflektora anteny optymalnej (w przekroju głównym)
$R(\varphi)$	- bieżąca długość promienia reflektora anteny optymalnej (dla przekroju głównego);
W_a	- współczynnik transformacji
$2\varphi_t$	- szerokość wiązki tuby (symetria osiowa);
φ_0	- nachylenie osi tuby do osi kontrreflektora;
φ_S	- nachylenie osi kontrreflektora do osi reflektora;
φ	- bieżący kąt charakterystyki promieniowania tuby (dla symetrii osiowej);
$\varphi_k(x,y)$	- bieżący kąt między promieniem z tuby a osią kontrreflektora;
$\psi(\varphi)$	- bieżący kąt między promieniami padającymi na reflektor a osią reflektora (w przekroju głównym);
ψ_0	- kąt między osią reflektora a centralnym promieniem odbitym od kontrreflektora (przy nadawaniu)
$\psi_k(x,y)$ oraz osią	- kąt między promieniem padającym na reflektor (przy nadawaniu) oraz osią kontrreflektora;
$\psi_r(x,y)$	- kąt między promieniem padającym na reflektor (przy nadawaniu) oraz osią reflektora;
θ	- kąt charakterystyki promieniowania anteny (w elewacji);
Δ	- kąt charakterystyki promieniowania anteny (w azymucie).
ρ	- promień apertury
$\rho(\varphi)$	- bieżący promień apertury;

1. WSTĘP

1.1. Istota problemu

Antena jest istotnym elementem łączy radiowych. Jej zadaniem jest nadawanie (odbieranie) sygnałów radiowych do (z) otaczającej przestrzeni.

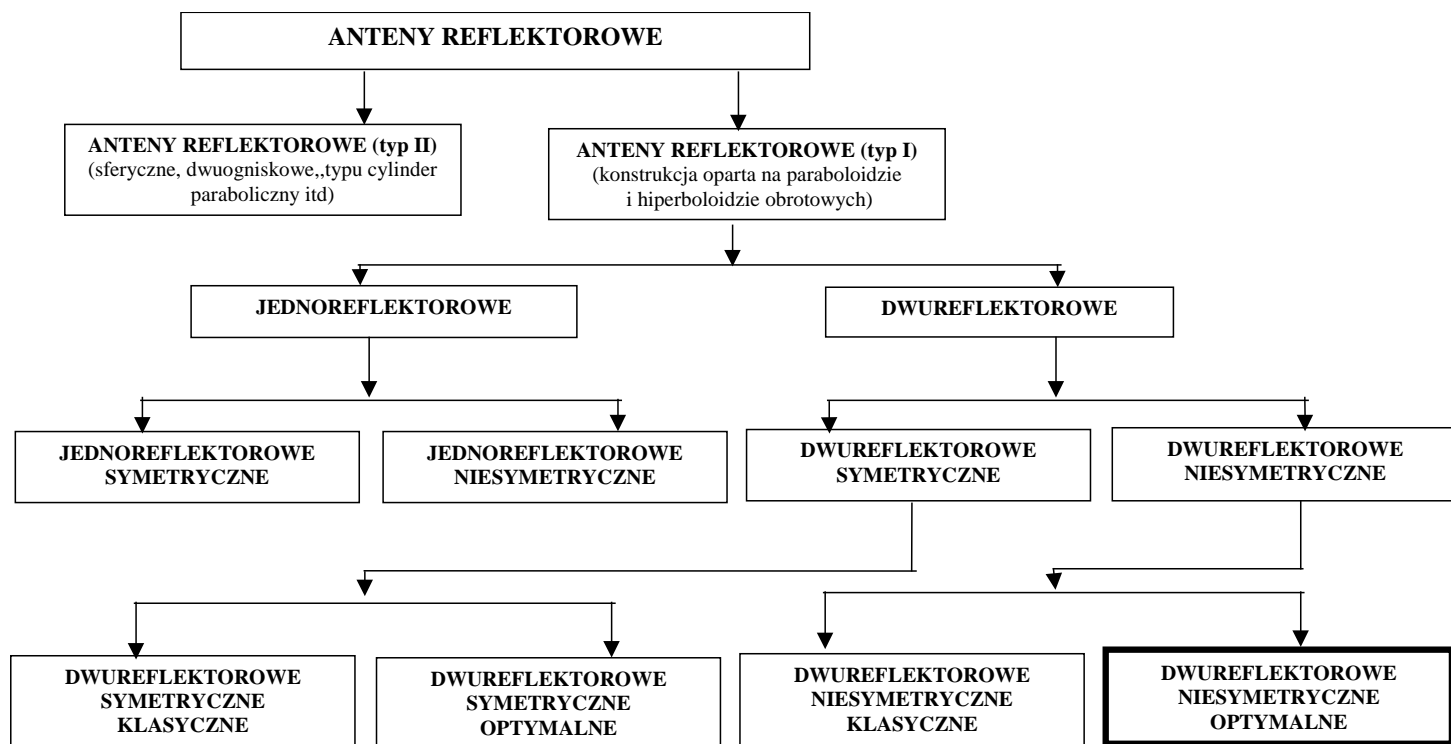
Bardzo często stawia się wymaganie, aby antena miała dużą kierunkowość. Polepsza to bilans energetyczny łączy radiowych oraz umożliwia przestrzenną selekcję sygnałów (co, np. w technice radarowej, jest wymaganiem podstawowym). Pod pojęciem – „duża kierunkowość” rozumie się tutaj kierunkowość anteny z szerokością wiązki głównej charakterystyki promieniowania (w obu płaszczyznach) poniżej $2\text{-}3^0$ (co odpowiada wartościom kierunkowości powyżej 30 dB).

Spośród istniejących wielu typów anten, tylko dwa zapewniają tak dużą kierunkowość:

- anteny reflektorowe;
- anteny ścienne (szyki).

Anteny reflektorowe są obecnie najbardziej rozpowszechnionymi antenami kierunkowymi pracującymi w zakresie mikrofal. Ich podstawowe zalety to: prostota konstrukcji, wspomniana wyżej, możliwość uzyskania dużej kierunkowości, szerokopasmowość oraz małe wewnętrzne straty energii. Mimo coraz większej konkurencji, jaką stanowią anteny ścienne (szyki elementów promieniujących), rezygnacja ze stosowania anten reflektorowych nie jest w wielu praktycznych przypadkach celowa. W tym miejscu, można zaryzykować sformułowanie tezy, że istnieje (w przyszłości zapewne będzie istniał również) swoisty podział „sfer wpływu” między antenami reflektorowymi i antenami ściennymi. Istotą tego podziału jest stwierdzenie, że w przypadku, gdy potrzebna jest antena posiadająca maksymalną kierunkowość i minimalny poziom listków bocznych to stosowana będzie antena reflektorowa, natomiast gdy, wymaga się, aby antena realizowała określone funkcje (wielowiązkowość, skanowanie itd.) wykorzystywać się będzie anteną ścienną. Swoistym kompromisem są anteny hybrydowe, łączące zalety obu konstrukcji - oświetlaczem reflektora jest stosunkowo nieduży szkielet elementów promieniujących, co umożliwia uzyskanie specjalnych kształtów charakterystyki promieniowania, wielowiązkowość oraz skanowanie [15,17]. Znaczne możliwości polepszenia parametrów anten, przede wszystkim rozszerzenie kąta skanowania, realizujących funkcje podobne do anten hybrydowych, daje zastosowanie reflektorów o innym, niż paraboliczny kształcie - sferyczne, Schwarzschilda, dwuogniskowe itd. [7,12]. Konstrukcja anten reflektorowych umożliwia realizację anten wielopasmowych, tzn. pracujących w dwóch, trzech lub więcej pasmach (w [18] opisano antenę pracującą w kilku pasmach częstotliwościowych, w zakresie 3.7 – 21 GHz). Uzyskuje się to poprzez zastosowanie selektywnych częstotliwościowo powierzchni odbijających oraz odpowiednie ustawienie źródeł oświetlających [6,9,18].

Przeprowadzona wyżej dyskusja celowości stosowania, w schematycznie zarysowanych przypadkach, anten ściennych i reflektorowych jest oczywiście bardzo pobieżna. Ostatecznie o wszystkim zdecydować praktyka, uwzględniająca zawsze całościowy zagadnienia - wymagania techniczne, możliwości technologiczne, rozwój bazy elementowej oraz, co bardzo ważne, koszty opracowania anteny, użytych materiałów oraz produkcji.



Rys.1.1. Podział anten reflektorowych

Na rys. 1.1 przedstawiono, bardzo pomocny w przeprowadzaniu dalszych rozważań, podział anten reflektorowych. Na wstępie dzieli się je na anteny, kształt których bazuje na powierzchniach paraboloidy i hiperboloidy obrotowych (typ I) oraz na anteny, kształt których odbiega od nich (sferyczny, dwuogniskowe, cylinder paraboliczny itd. – typ II). Z tego powodu, w aperturze anten typu I formuje się fala płaska (czyli apertura jest pobudzana synfazowo), natomiast w aperturze anten typu II jest ona quasi-płaska, cylindryczna itd..

Anteny typu I powinny mieć charakterystykę promieniowania typu szpilkowego, maksymalną kierunkowość, minimalne poziomy listków bocznych i polaryzacji ortogonalnej. Zwykle apertury takich anten mają kształt koła, a rozkład pola jest w nich symetryczny.

W antenach typu II najważniejsza jest realizacja określonych funkcji – skanowanie, formowanie charakterystyki wielowiązkowej lub specjalnego kształtu (np. cosecansowa) i jakkolwiek kierunkowość, poziom listków bocznych oraz parametry polaryzacyjne są bardzo ważnymi parametrami, to jednak projektanci godzą się na pewne ich pogorszenie w imię możliwości realizacji wymienionych wyżej funkcji. Funkcje te charakteryzowane są innymi parametrami, takimi jak kąt skanowania, nachylenie charakterystyki promieniowania itd. [4,6,7].

W niniejszej rozprawie rozważane będą jedynie anteny typu I, czyli anteny z symetryczną, szpilkową charakterystyką promieniowania. Zgodnie z rys.1.1, dzielą się one na anteny jedno i dwurefektorowe, w dwóch wariantach – symetrycznym i niesymetrycznym. Dokładniej, o geometrii anten dwurefektorowych będzie mowa w rozdziale 3.

Zgodnie z ostatnim podziałem, rozróżnia się anteny: klasyczne i optymalne. Anteny klasyczne to takie anteny, w których powierzchnia reflektora jest wycinkiem paraboloidy obrotowej, a powierzchnia kontrreflektora – wycinkiem hiperboloidy obrotowej. Sposób ustawienia względem siebie obu zwierciadeł, decyduje o typie konstrukcji – symetrycznej lub niesymetrycznej (dokładnie na ten temat – w rozdziale 3). Anteny optymalne to anteny zapewniające zadany (optymalny) kształt charakterystyki promieniowania przy dowolnym (oczywiście w określonym zakresie) kształcie charakterystyki promieniowania źródła oświetlającego kontrreflektor (dokładnie na ten temat – patrz rozdział 4).

W przedstawionym na rys.1.1 schemacie okienko – anteny „dwurefektorowe niesymetryczne, optymalne” jest wyróżnione grubą linią. Oznacza to, że zadanie uzyskania takiej konstrukcji nie zostało dotychczas rozwiązane, tzn. nie zostało rozwiązane zadanie syntezy niesymetrycznych anten dwurefektorowych. Jest to niewątpliwie najważniejszy z nierozwiązanych dotychczas problemów istniejących przy projektowaniu anten tego typu. Opracowanie takiej metody byłoby ważnym uzupełnieniem arsenału narzędzi projektowych, jakie znajdują się w posiadaniu konstruktorów anten reflektorowych.

Autor rozprawy podjął próbę rozwiązania tego problemu, jest to główny cel niniejszej pracy.

Anteny, kształt których uzyskano w rezultacie syntezy, nazywa się **antenami optymalizowanymi**, natomiast powierzchnie ich reflektorów i kontrreflektorów - **powierzchniami kształtowanymi**. Niekiedy spotkać można inne określenia: - **anten modyfikowane, powierzchnie modyfikowane** [12,21,23,46,47]. Te nazwy są bardzo trafne. Z konstrukcyjnego punktu widzenia bowiem, synteza polega na „poprawianiu” („modyfikacji”) kształtu klasycznej anteny dwurefektorowej, tak aby uzyskana konstrukcja realizowała zadany rozkład pola w aperturze.

Ważność podejmowanego w pracy tematu, nie polega oczywiście na formalnej potrzebie zapełnienia na rys. 1.1 ostatniego, pokazującego nierozwiązany problem, pola. Chodzi o ważne z praktycznego punktu widzenia, zalety optymalizowanej, niesymetrycznej anteny dwurefektorowej. W uzasadnieniu celowości zajmowania się problematyką tej anteny pomocna będzie Tabela I.

Tabela I

WYMAGANIE	ROZWIĄZANIE	REALIZACJA
maksymalna kierunkowość	1. symetryczny rozkład pola w aperturze	antena symetryczna dwurefleksyjowa <ul style="list-style-type: none"> • klasyczna • optymalizowana
minimalny poziom listków bocznych	2. niezacieniona apertura reflektora	antena niesymetryczna dwurefleksyjowa <ul style="list-style-type: none"> • klasyczna • optymalizowana
minimalny poziom polaryzacji ortogonalnej	3. synteza anteny	

Podstawowymi parametrami anten formujących symetryczną, szpilkową charakterystykę promieniowania są:

- kierunkowość;
- poziom listków bocznych;
- poziom polaryzacji ortogonalnej.

Inne parametry, takie jak szerokopasmowość lub dopasowanie anteny do linii zasilającej nie będą w pracy przedmiotem rozważań.

Zwykle anteny omawianego typu powinny spełniać wymagania przedstawione w pierwszej kolumnie Tabeli I, tzn. maksymalną kierunkowość, minimalne poziom listków bocznych i polaryzacji ortogonalnej.

Maksymalną kierunkowość w antenach aperturowych uzyskuje się wtedy, gdy rozkład pola w aperturze jest synfazowy i równomierny [1,2,3]. Jego wartość oblicza się wówczas ze wzoru:

$$D = 4\pi \frac{S}{\lambda^2} \quad (1.1)$$

dla anten z aperturą kołową - $S = \pi(D_{ap})^2 / 4$, można więc zapisać:

$$D = \left(\frac{\pi D_{ap}}{\lambda} \right)^2 \quad (1.2)$$

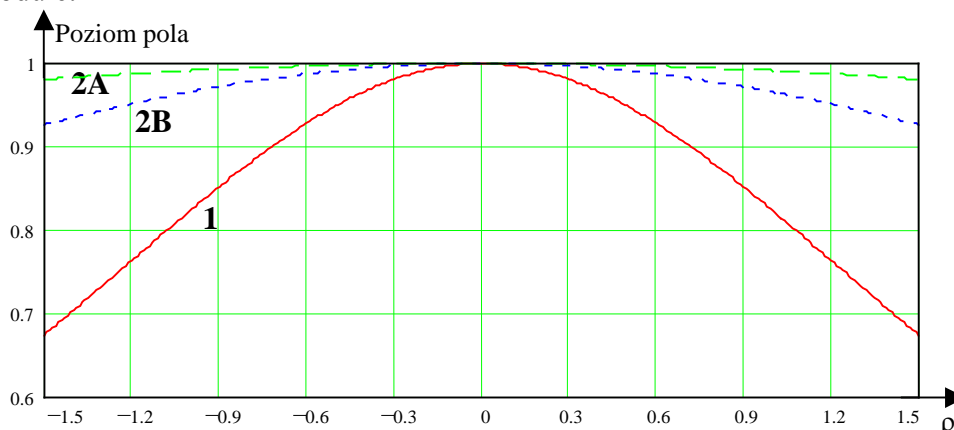
gdzie: S - powierzchnia apertury;
 λ - długość fali;
 D_{ap} - średnica apertury.

Jeszcze do niedawna, projektanci anten reflektorowych, za główny cel swojej pracy, uznawali uzyskanie takiego rozkładu pola w aperturze, który byłby maksymalnie zbliżony do równomiernego [2,3,5,8,21]. Opracowywano, specjalnie pod tym kątem, nowe konstrukcje źródła oświetlającego (np. z dwugarbową charakterystyką promieniowania) oraz przeprowadzano syntezę kształtu reflektora i kontrreflektora [19,21]. W pracy [24] przeprowadzono optymalizację parametrów symetrycznej anteny dwurefleksyjowej typu Cassegraina, w celu uzyskania maksymalnej wartości kierunkowości, bez uwzględnienia poziomu listków bocznych.

Warto w tym miejscu zauważyć, że antena dwurefleksyjowa formuje znacznie bardziej równomierny rozkład pola w aperturze niż antena jednorefleksyjowa. Pokazuje to,

przedstawiony na rys.1.2, przykład obliczeniowy (obie anteny mają taki sam reflektor

- ogniskowa $F = 1.08$ m, średnica apertury $D_{ap} = 3$ m; mimośród hiperboli $e = 2.36$ i 1.3 , na rys.1.2 odpowiednio - 2A i 2B). W obu przypadkach źródłem oświetlającym jest antena izotropowa (czyli wpływ na kształt przebiegu rozkładu ma tylko geometria anten). Przebieg rozkładu jest funkcją: dla anteny jednorefleksyjnej – ilorazu F/D_{ap} , dla anteny dwurefleksyjnej – ilorazu F/D_{ap} oraz mimośrodu e . Im większy jest iloraz F/D_{ap} , tym bardziej zbliżony do równomiernego jest kształt rozkładu. Wynika stąd, że anteny jedno i dwurefleksyjne, powinny być, z omawianego punktu widzenia, długoogniskowe. Jak pokazuje rys.1.2, w antenach dwurefleksyjnych, przebieg rozkładu silnie zależy od wartości mimośrodu e .



Rys.1.2. Rozkłady pola w aperturach: anteny jednorefleksyjnej (1) i dwurefleksyjnej (2A i 2B).

Jednakże, przy równomiernym rozkładzie pola w aperturze, poziom listków bocznych jest wysoki, zwykle znacznie przekraczający dopuszczalną obecnie wartość (dla tak pobudzonej apertury kołowej wynosi on 17.6 dB). Ze względu na relatywnie małą wtedy ilość źródeł promieniowania, nie był to wówczas parametr tak krytyczny jak dzisiaj. Uzyskiwany wówczas poziom listków bocznych rzędu 15-20 dB, był powszechnie akceptowany.

Zalecany przez CCIR (WARC-77) poziom promieniowania w zakresie listków bocznych, dla anten naziemnych stacji łączności satelitarnej, określa się w sposób następujący (wymagania te podano jako przykładowe, np. dla anten radarowych będą one sformułowane inaczej) [18]:

$$\begin{array}{lll} 32-25\log\theta & \text{dBi} & \text{dla } 1^\circ < \theta < 48^\circ \\ -10 & \text{dBi} & \text{dla } \theta > 48^\circ \end{array}$$

Zalecenia CCIR należy rozumieć tak, że antena posiadająca kierunkowość G (w dB) powinna mieć następujący poziom listków bocznych (dla przykładowych kątów θ):

$$\begin{array}{lll} -G-32 & \text{(w dB)} & \text{dla } \theta = 1^\circ \\ -G-32+25 & \text{(w dB)} & \text{dla } \theta = 10^\circ \\ -G+10 & \text{(w dB)} & \text{dla } \theta > 48^\circ \end{array}$$

Uzyskane wartości liczbowe mówią o ile dB, dla danego kąta θ , poziom charakterystyki promieniowania powinien być niższy od poziomu maksymalnego (tzn. dla kąta $\theta = 0$).

Opracowana w WAT, przy udziale autora rozprawy, symetryczna antena dwurefleksyjowa (rys.1.5), posiadająca zmierzoną kierunkowość 53 dB, spełnia wymagania dla kąta $\theta = 1^\circ$ [35]. O spełnieniu, lub nie spełnieniu, pozostałych wymagań, nie można się wypowiadać, gdyż nie przeprowadzono pomiarów w tych zakresach kątów charakterystyki promieniowania.

Warto zauważyć, że zalecenia CCIR nie definiują wymagań na poziom pierwszych (w antenie WAT – trzech, z jednej strony od osi) listków bocznych, które zawarte są w zakresie kątowym charakterystyki promieniowania: $-1^\circ < \theta < 1^\circ$. Oczywiście dotyczy to tylko anten odpowiednio dużych, dla których iloraz S/λ (patrz wzór 1.1) jest wysoki. Tłumaczy się to tym, że satelity na orbicie geostacjonarnej rozmieszczone są w odstępach 2° i zakres kątowy $-1^\circ < \theta < 1^\circ$ został przydzielony danemu użytkownikowi. Sąsiedni satelita ma przydzielone kolejne 2° (po 1° z każdej strony osi) i przedstawione wyżej wymagania CCIR zapewniają niezakłóconą pracę obu stacji.

Tak więc pojawia się następujące pytanie: w jaki sposób uzyskać maksymalną kierunkowość przy zadanym poziomie listków bocznych?. Jak już stwierdzono, maksymalną kierunkowość uzyskuje się przy równomiernym rozkładzie pola w aperturze. Każdy inny, spadający ku krawędziom reflektora rozkład, spowoduje spadek kierunkowości, oraz jednocześnie obniżenie poziomu listków bocznych. Rozwiązaniem problemu jest więc znalezienie takiego rozkładu pola, który będzie rozkładem optymalnym, tzn. przy zadanej kierunkowości (lub inaczej mówiąc, dopuszczalnym jej obniżeniu w stosunku do anteny z rozkładem równomiernym) zapewni zadany poziom listków bocznych [9,10,11]. Jest to więc zadanie syntezy, które rozwiązuje się metodami przedstawionymi np. w [25].

W literaturze [10,11] podano cały szereg rozkładów pola w aperturze, zaproponowanych przez różnych autorów. Można je charakteryzować dwoma parametrami:

- współczynnik wykorzystania apertury k_a ;
- poziom listków bocznych.

Współczynnik wykorzystania apertury k_a pokazuje, ile razy kierunkowość anteny z danym rozkładem pola w aperturze, jest niższa od kierunkowości anteny z równomiernym rozkładem pola w aperturze. Poziom listków bocznych określa się poprzez podanie względnych, w odniesieniu do poziomu listka głównego, poziomów lokalnych maksimum charakterystyki promieniowania lub poprzez podanie funkcji obwiedni tych maksimum.

W Tabeli II przedstawiono kilka przykładów rozkładów dla apertury kołowej [11]. Charakteryzują je następujące parametry:

- $2\theta_{3dB}$ - kąt połowy mocy charakterystyki promieniowania;
- $2\theta_0$ - kąt zerowy (pierwsze zero) charakterystyki promieniowania;
- $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ - poziomy 1, 2 i 3 listków bocznych (w dB);
- $F(u)$ - funkcja obwiedni listków bocznych (tutaj $-u = \pi D_{ap} \sin(\theta)/\lambda$).

Tabela II

Rozkład ↓	Parametry →	$2\theta_{3dB}$	$2\theta_0$	α_1 (dB)	α_2 (dB)	α_3 (dB)	k_a	Funkcja obwiedni $F(u)$
równomierny $E(\rho) = 1$		$1.02\lambda/D$	$2.44\lambda/D$	-17.6	-23.8	-28.0	1	$1.6/(u\sqrt{u})$
Rozkład paraboliczny na piedestale $E(\rho) = 1 - (1-\Delta)\rho^2$								
	$\Delta = 0.5$	$1.09\lambda/D$	$2.68\lambda/D$	-20.6	-27.1	-31.3	0.964	$1.06/(u\sqrt{u})$
	$\Delta = 0.316$	$1.14\lambda/D$	$2.83\lambda/D$	-22.4	-29.3	-33.8	0.917	$0.38/(u\sqrt{u})$
	$\Delta = 0$	$1.27\lambda/D$	$3.27\lambda/D$	-24.6	-33.6	-39.7	0.75	$6.4/(u^2\sqrt{u})$
Rozkład Bessela $E(\rho) = J_0(a\rho)$								
	$a = 1.5$	$1.09\lambda/D$	$2.7\lambda/D$	-20.7	-27.0	-31.2	0.964	$1.1/(u\sqrt{u})$
	$a = 1.9$	$1.15\lambda/D$	$2.93\lambda/D$	-23.93	-30.2	-37.7	0.895	$0.58/(u\sqrt{u})$

Rozkład Kuzniecowa							
I. $E(\rho) = (1 + 6(1-\rho^2)^2)/7$	$1.27\lambda/D$	$3.57\lambda/D$	-34.0	-39.8	-42.6	0.74	$0.53/(u\sqrt{u})$
II. $E(\rho) = (3+18(1-\rho^2)+8(1-\rho^2)^3)/29$	$1.34\lambda/D$	$3.95\lambda/D$	-41.4	-44.0	-44.4	0.68	$0.29/(u\sqrt{u})$

W [28] przedstawiono ogólne właściwości zależności między rozkładem pola w aperturze $E(x_a, y_a)$ i charakterystyką promieniowania $G(\theta)$.

1. Jeśli rozkład pola $E(x_a, y_a)$ można przedstawić za pomocą funkcji rzeczywistej, tzn. jeśli funkcja fazy $\arg E(x_a, y_a)$ równa jest 0 lub π , to przy dowolnym kształcie funkcji amplitudy w aperturze, amplitudowa charakterystyka promieniowania anteny będzie funkcją parzystą a charakterystyka fazowa funkcją nieparzystą. W szczególnym przypadku, gdy dodatkowo funkcja amplitudy jest parzysta, to funkcja charakterystyki promieniowania jest rzeczywista (faza ma wartość 0 lub π).
2. Jeśli funkcja fazy jest parzysta, to amplitudowa charakterystyka promieniowania jest parzysta przy dowolnej funkcji amplitudy.
3. Jeśli funkcja fazy w aperturze jest nieparzysta, to fazowa charakterystyka promieniowania również jest nieparzysta.

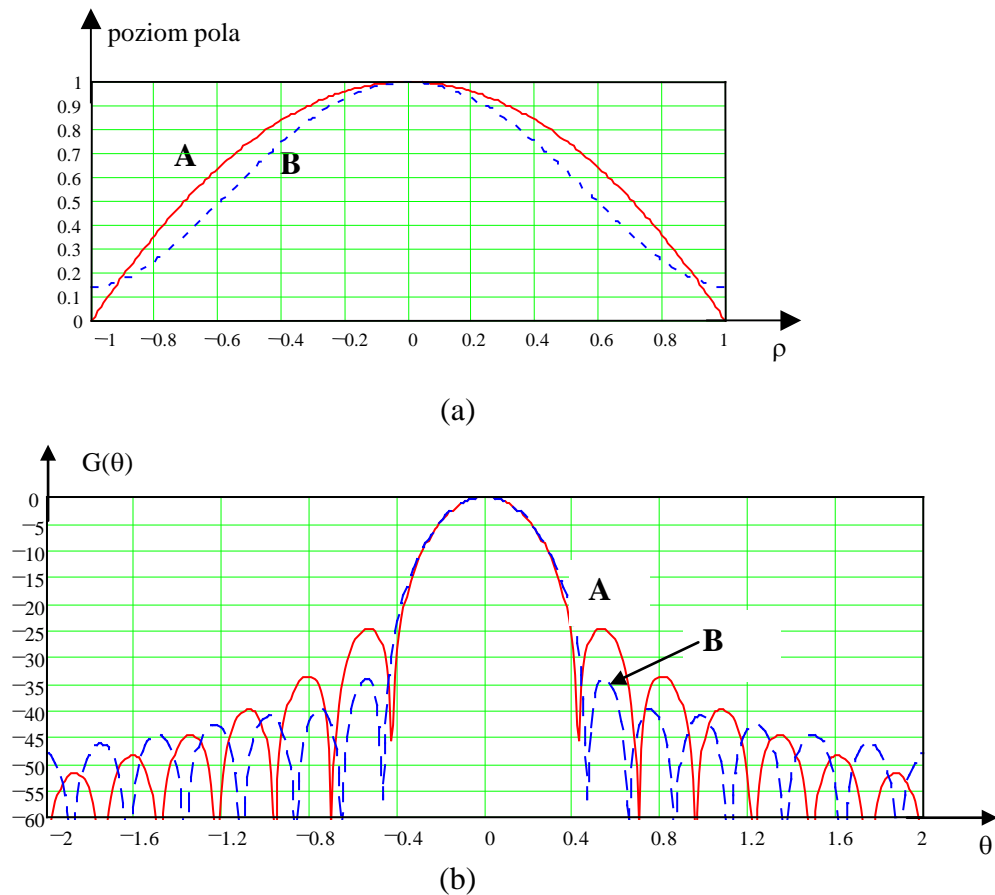
W [11] sformułowano wymagania odnośnie funkcji rozkładu pola na aperturze minimalizującej, przy wysokiej efektywności aperturowej i realizowalności rozkładu, poziom listków bocznych. Te wymagania to:

1. Rozkład powinien być symetryczny względem osi apertury;
2. Funkcja rozkładu powinna monotonnie (tzn. płynnie, bez gwałtownych zmian przebiegu) zmniejszać się. Wymaganie to związane jest z realizowalnością rozkładów. Zdarza się bowiem, że mimo formalnie prawidłowo dobranego rozkładu, jego realizacja nie jest możliwa.
3. Poziom pola na krawędzi reflektora powinien być niski. Jest to podstawowy warunek otrzymania niskiego poziomu listków bocznych.
4. Przy krawędzi reflektora poziom pola powinien zmieniać się mało.
5. Rozkład powinien mieć punkt przegięcia (dla tego punktu $d^2E(\rho)/d\rho^2=0$).

Inaczej mówiąc, dobry rozkład pola charakteryzuje się dla małych ρ monotonnym, ale powolnym spadkiem poziomu, później spadkiem gwałtownym z przegięciem gdzieś przy $\rho=0.5-0.6$ i dalej gwałtownym, ale monotonnym „wyprostowaniem” się prawie do poziomu i następnie, powolnym spadkiem aż do krawędzi apertury.

Jednakże uzyskanie zadanego rozkładu (np. jednego z przedstawionych w Tabeli II), w konkretnej konstrukcji anteny, jest możliwe jedynie w antenach z kształtowanym (modernizowanym) kształtem reflektora i kontrreflektora – tzn. w antenach optymalizowanych (patrz rys.1.1).

Na rys. 1.3 przedstawiono dwa przykładowe (A – rozkład paraboliczny na piedestale, dla $\Delta=0$, B – rozkład Kuźniecowa I) rozkłady pola na aperturze oraz odpowiadające im charakterystyki promieniowania (dla średnicy apertury $D = 3$ m i długości fali $\lambda = 1.4$ cm). Wybrano je do porównania, ponieważ wartość współczynnika wykorzystania apertury k_a jest, w obu przypadkach, bardzo zbliżona. Widać (rys.1.3.a), że rozkład B lepiej spełnia przedstawione wyżej wymagania. Również poziom 3 pierwszych listków bocznych charakterystyki promieniowania, jest dla tego rozkładu niższy. Jednakże, dla dalszych listków sytuacja zmienia się. Jest to ważna informacja, ponieważ dla niektórych zastosowań, poziom promieniowania, odpowiadającego dalszym kątom charakterystyki, jest bardziej istotny niż promieniowanie przy samym listku głównym. Dotyczy to np. anten przeznaczonych do pracy w naziemnych stacjach łączności satelitarnej. Z przedstawionych rozważań, można wysnuć wniosek, że dobór odpowiedniego rozkładu pola jest zadaniem skomplikowanym, przy rozwiązywaniu którego, należy brać pod uwagę cały szereg uwarunkowań.



Rys.1.3. Rozkłady pola w aperturze $E(\rho)$ (a), charakterystyki promieniowania $G(\theta)$ (b)

Antena dwurefleksorowa może mieć konstrukcję symetryczną lub niesymetryczną (rys.1.1). Dotyczy to zarówno anteny klasycznej jak i optymalizowanej. Obecnie coraz częściej stosuje się konstrukcje niesymetryczne. Mają one szereg zalet w stosunku do anteny symetrycznej. Najważniejsze z nich to:

- wyeliminowanie, lub istotne zmniejszenie, wpływu kontrreflektora i jego podpór (zacienianie apertury);
- prosty sposób montażu tuby oświetlającej.

Jednakże antena ta ma również wady. Najważniejszą z nich, dla wariantu klasycznego jest, w ogólnym przypadku, niesymetryczny rozkład pola w aperturze, powodujący wzrost listków bocznych oraz poziomu polaryzacji ortogonalnej (co stoi, w oczywisty sposób, w sprzeczności z wymaganiami przedstawionymi w Tabeli I). Jednak przy spełnieniu określonych wymagań geometrycznych (przedstawionych w rozdziale 3), może ona zapewnić symetryczny rozkład pola w aperturze. Jednak nie jest możliwe, uzyskanie dla tej konstrukcji, zadanego kształtu rozkładu pola w aperturze (np. wybranego spośród przedstawionych w Tabeli II), jest on a priori określony przez geometrię anteny (wzory 2.20, 2.26.2.27). Stanowi to przeszkodę, często niemożliwą do pokonania, przy projektowaniu wysokoefektywnych anten np. do łączności satelitarnej. Oczywiście można zawsze uzyskać odpowiednio niski poziom listków bocznych (zgodnie z wymaganiami CCIR), poprzez zastosowanie tuby, która oświetlałaby krawędzie kontrreflektora ze znacznym spadkiem poziomu pola (np. 15-20dB, gdy zwykle poziom ten wynosi 10 dB). W takim przypadku następuje jednak znaczny spadek kierunkowości.

Istotną wadą konstrukcji symetrycznych, klasycznych i optymalizowanych jest również fakt, że zasłanianie apertury przez kontrreflektor i jego podpory komplikuje zadanie obliczania, szczególnie w zakresie listków bocznych, charakterystyki promieniowania anteny.

Chodzi o to, że rzeczywista apertura takiej anteny ma kształt nie koła, a pierścienia, z wyciętymi w nim i usytuowanymi radialnie, cienkimi paskami, odzwierciedlającymi wpływ podpór.

Minimalny poziom polaryzacji ortogonalnej uzyskuje się wtedy, gdy rozkład pola w aperturze jest synfazowy i symetryczny [3,29].



Rys.1.4 Niesymetryczna antena dwurefleksyjowa - model laboratoryjny (zdjęcie uzyskane ze strony internetowej firmy Hughes).

Reasumując, przeprowadzona wyżej analiza pokazuje, że **najlepszą anteną reflektorową, formującą symetryczną, szpilkową charakterystykę promieniowania jest niesymetryczna, optymalizowana antena dwurefleksyjowa.**

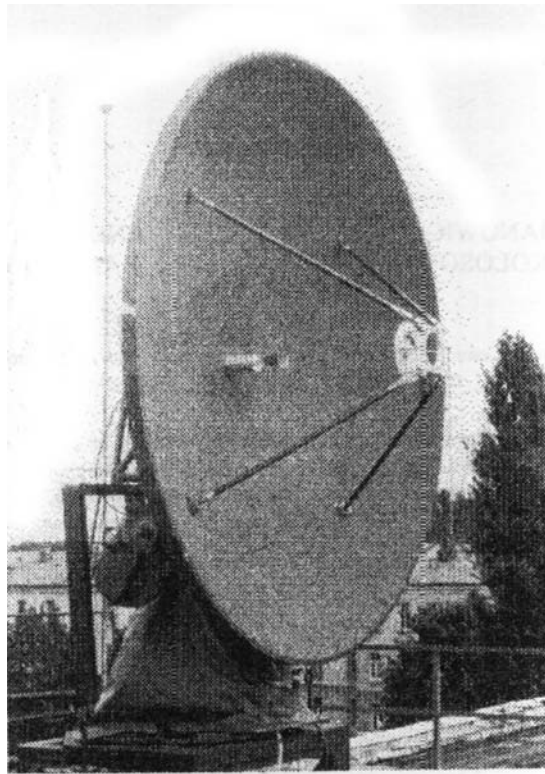
Jednocześnie jednak, jak stwierdzono wcześniej, nie opracowano dotychczas metody obliczania tych anten. Stąd wynika celowość zajęcia się tym problemem.

Na rys.1.4 pokazano przykład konstrukcji niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej firmy Hughes. Jak widać, zarówno kontrreflektor jak i źródło oświetlające (tuba kołowa z ożebrowanymi ściankami wewnętrznymi - rozwiązanie przyjęte obecnie jako standard w zaawansowanych konstrukcjach) zostały wyniesione z apertury reflektora. Warto zauważyć, że średnica kontrreflektora jest stosunkowo duża (0.25-0.3 średnicy reflektora - co jest zwykle zaletą - ułatwia wykonanie tuby oświetlającej). Jak będzie pokazane w pkt. 3.2, w konstrukcjach tego typu kontrreflektor może być nawet większy od reflektora.

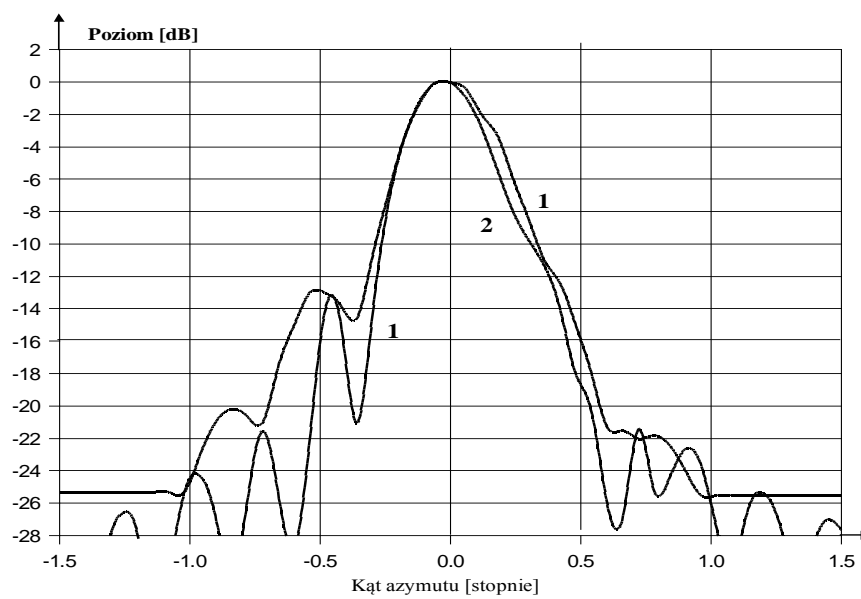
Należy stwierdzić, że mimo ogólnej tendencji do wykonywania nowych anten w układzie konstrukcji niesymetrycznej, anteny symetryczne są nadal szeroko stosowane. Duże anteny dla celów radioastronomii a także łączności satelitarnej i kosmicznej, budowane są obecnie najczęściej w układzie symetrycznej konstrukcji Cassegraina (zwykle z modyfikowanym przekrojem reflektorów) [3,4]. W wielu przypadkach tuba jest zespolona z promieniowodem, który formuje, na drodze do odbiornika (od nadajnika) odpowiedni (optymalny) kształt rozkładu pola oświetlającego kontrreflektor [9,16,18].

Autor rozprawy zainteresował się problematyką anten reflektorowych w trakcie wykonywania, na zlecenie Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji, opracowania poświęconego syntezy anteny optymalizowanej, dwurefleksyjowej centralnie oświetlanej ze stożkiem dielektrycznym [47]. Następnie uczestniczył w realizacji tematu, celem którego było opracowanie i wykonanie anteny symetrycznej, dwurefleksyjowej z polaryzacją wirującą w paśmie K (rys.1.5). Praca ta wykonywana była w ISŁ WE WAT. W trakcie realizacji pracy powstało kilka, związanych z tą tematyką, publikacji [22,34,35]. Przedstawiono tam cały kompleks problemów, jakie towarzyszą projektowaniu i wykonywaniu anten typu symetryczny Cassegrain. Opracowana wówczas antena pracuje w paśmie 22GHz, a średnica reflektora wynosi 3 m (jest to konstrukcja bardzo duża - $D/\lambda \approx 200$, obecnie chyba największa, w kategoriach elektrodynamiki, antena w Polsce). Antena spełniła wszystkie wymagania zamawiającego. Jednakże, w trakcie realizacji tematu ujawniło się szereg istotnych wad takiej konstrukcji. Najistotniejszą z nich był znaczny poziom listków bocznych (rys.1.5). Widoczna na rys.1.5.b, niesymetria charakterystyki oraz minimalne przesunięcie kierunku maksymalnego promieniowania, spowodowane były niesymetrią charakterystyki fazowej tuby. Wadę tę można usunąć poprzez modernizację tuby, jest to w istocie zadanie konstruktorskie. Znacznie bardziej skomplikowanym problemem w symetrycznych, klasycznych antenach dwurefleksyjnych jest zredukowanie poziomu listków bocznych.

W tym względzie, konstruktor jednak ma bardzo ograniczone możliwości [5,6,9].



(a)



(b)

Rys.1.5. Symetryczna antena Cassegraina [35] (a. widok ogólny, b. charakterystyka promieniowania, teoria - 1, pomiar -2).

1.2. Cel pracy

W poprzednim podrozdziale stwierdzono, że najlepszą anteną reflektorową, formującą symetryczną, szpilkową charakterystykę promieniowania jest niesymetryczna, optymalizowana antena dwurefleksyjowa. Jednocześnie zauważono, że problem syntezy takich anten nie został jeszcze teoretycznie rozwiązany.

Cele pracy są więc następujące:

1. opracowanie oryginalnej metody syntezy niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych, wykorzystującej m.in. poniższą tezę;
2. potwierdzenie słuszności tezy:
„Można dobrać taki zestaw „lokalnych” paraboloid i hiperboloid, że wycinki ich powierzchni utworzą powierzchnie reflektora i kontrreflektora optymalnej, niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej”.

Zadanie syntezy w pracy formuluje się następująco: **posiadając tubę z symetryczną charakterystyką promieniowania $F(\varphi)$, należy dobrać taką geometrię kontrreflektora i reflektora anteny niesymetrycznej, aby w jego aperturze uzyskać zadany symetryczny rozkład pola $E(\rho)$.**

Rozpoczynając pracę należy znaleźć najbardziej ogólny opis konstrukcji anteny dwurefleksyjowej. Chodzi o to aby, opracowywana metoda syntezy była uniwersalna, tzn. dotyczyła wszystkich wariantów konstrukcji anteny dwurefleksyjowej. Wymagania ta spełnia koncepcja anten typu „open Cassegrain” (pkt.3.1). W pracy będzie przedstawiony pogląd, że o kształcie anteny dwurefleksyjowej decyduje umiejscowienie czterech osi: reflektora, kontrreflektora, tuby i apertury promieniującej. Jednocześnie będzie stwierdzone, że do pełnego opisu konstrukcji klasycznej anteny dwurefleksyjowej wystarczy 6 niezależnych, dowolnie wybranych spośród omówionych tam 11 kryteriów wyboru, parametrów geometrycznych. Koncepcja „open Cassegrain” daje dużą swobodę zmiany konstrukcji anteny. Potwierdzają to, przedstawione w pkt.3.1 pracy, przykłady rozwiązań anten tego typu. Omówiono tam również podstawowe zasady tworzenia ich konstrukcji.

W rozdziale 2 stwierdzono (a w pkt.3.3.2 dokładniej tę koncepcję omówiono), że antenę dwurefleksyjową można umownie podzielić na dwie części:

- układ zawierający tubę i kontrreflektor („źródło zastępcze”);
- reflektor.

W ten sposób zamienia się antenę dwurefleksyjową na ekwiwalentną jej antenę jednorefleksyjową. Wprowadzając pojęcie „źródła zastępczego” (pkt.2.2), w istotny sposób upraszcza się wyprowadzenie zależności matematycznych, potrzebnych do realizacji zadania. Z równania bilansu energetycznego uzyskuje się zależność przedstawiającą charakterystykę promieniowania „źródła zastępczego”. Rozkład pola w aperturze reflektora oblicza się jak dla anteny jednorefleksyjowej, w której kształt charakterystyki promieniowania tuby pokrywa się z charakterystyką promieniowania „źródła zastępczego”.

W pracy (pkt. 2.2 i 3.3) będzie przeprowadzone dyskusja koncepcji, w której antenę dwurefleksyjową traktuje się jako swoisty „transformator typu fali”, przetwarzający, wysyłaną z tuby, falę sferyczną w falę płaską w aperturze reflektora.

W ogólnym przypadku, niesymetryczna antena reflektorowa (jedno i dwurefleksyjowa) formuje na aperturze niesymetryczny rozkład pola. Jednakże, po spełnieniu określonych warunków geometrycznych, można, w niesymetrycznej antenie dwurefleksyjowej, uzyskać symetryczny rozkład pola w aperturze (pkt. 3.3.4). Możliwość ta wynika z istniejących tam dodatkowych stopni swobody przy ustalaniu geometrii konstrukcji.

W rozdziale 4, dysponując wiedzą zawartą w rozdziałach poprzednich, przystąpiono do realizacji syntezy niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej. Proces syntezy składa się z trzech zasadniczych punktów:

- obliczanie funkcji $\rho(\varphi)$ (pkt. 4.2);
- obliczanie przekroju głównego (pkt. 4.3);
- obliczanie powierzchni reflektora i kontrreflektora (pkt. 4.4).

Funkcja $\rho(\varphi)$ ma w pracy bardzo ważne znaczenie. Wiąże ona, choć nie bezpośrednio, niezależne parametry elektryczne elementów anteny - charakterystykę promieniowania tuby oraz rozkład pola na aperturze z geometrią anteny. Znajomość przebiegu $\rho(\varphi)$ pozwala obliczyć przekrój główny anteny dwurefleksyjnej. Jednakże, ponieważ istnieje nieskończenie dużo wariantów konstrukcji dwurefleksyjnej, realizującej, przebieg danej, obliczonej wcześniej, funkcji $\rho(\varphi)$, należy wprowadzić dane wejściowe: parametry wybranej konstrukcji, nazywanej w pracy - „antena - prototyp”.

Na koniec, korzystając z przedstawionej wyżej podstawowej tezy pracy, oblicza się powierzchnię reflektora i kontrreflektora anteny optymalnej.

W pracy przedstawiono przykład obliczeniowy, potwierdzający słuszność podstawowej tezy pracy oraz prawidłowość opracowanej metody obliczeniowej.

2. PODSTAWY TEORII ANTEN REFLEKTOROWYCH - zależności wykorzystywane w pracy

W tym rozdziale będą krótko omówione dwie metody obliczania podstawowego parametru dowolnej anteny – jej charakterystyki promieniowania. Będą to metody – prądowa i aperturowa. Zostaną również wyprowadzone wzory do obliczania charakterystyki promieniowania „źródła zastępczego” oraz rozkładu pola w aperturze niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej.

2.1. Charakterystyka promieniowania anten reflektorowych

Zgodnie z zasadą Huygensa-Kirchhoffa, pole anteny, na zewnątrz otaczającej ją powierzchni zamkniętej S , może być obliczone za pomocą składowych stycznych wektorów \mathbf{E} i \mathbf{H} na tej powierzchni. Inaczej mówiąc, jeśli znane są prądy (w ogólnym przypadku, elektryczne i magnetyczne, związane z \mathbf{E} i \mathbf{H} zależnościami (2.5) i (2.6)), powstałe w rezultacie oświetlenia przez tę antenę od wewnątrz, pewnej (w zasadzie dowolnie wybranej, lecz całkowicie otaczającej antenę) powierzchni S , to pole to na zewnątrz tej powierzchni, można obliczyć jako sumę pól wywołanych przez te prądy.

W takim przypadku składowe pola w punkcie P , znajdującym się na zewnątrz powierzchni S , oblicza się wg wzoru [7,12]:

$$\mathbf{E}(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ -i\omega\mu_a \psi[\mathbf{nH}] + [[\mathbf{nE}] \text{grad}\psi] + \frac{i}{\omega\epsilon_a} \text{div}[\mathbf{nH}] \text{grad}\psi \right\} dS \quad (2.1)$$

$$\mathbf{H}(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ -i\omega\mu_a \psi[\mathbf{nH}] + [[\mathbf{nH}] \text{grad}\psi] - \frac{i}{\omega\epsilon_a} \text{div}[\mathbf{nE}] \text{grad}\psi \right\} dS \quad (2.2)$$

gdzie:

$$\psi = \frac{\exp(-i\beta r)}{r} \quad (2.3)$$

$$\beta = \omega\sqrt{\epsilon_a\mu_a} \quad (2.4)$$

$$-[\mathbf{nE}] = \mathbf{j}_S^M \quad \text{- gęstość prądu magnetycznego na powierzchni } S \quad (2.5)$$

$$[\mathbf{nH}] = \mathbf{j}_S \quad \text{- gęstość prądu elektrycznego na powierzchni } S \quad (2.6)$$

Spośród nieskończenie dużej ilości powierzchni zamkniętych S , otaczających całkowicie antenę, wyróżnia się dwie:

- powierzchnię reflektora;
- powierzchnię, na której można wydzielić płaską aperturę reflektora (na rys.2.1, apertura - to rzut powierzchni reflektora na płaszczyznę YZ).

W pierwszym przypadku, do wzorów (2.1) i (2.2), podstawia się prądy płynące na powierzchni reflektora - w teorii anten reflektorowych, metoda ta nosi nazwę **metody prądowej** (nazywana również metodą optyki fizycznej). Ze względu na złożoność obliczeń, stosuje się ją stosunkowo rzadko. Najczęściej, również w niniejszej pracy, do obliczania charakterystyki promieniowania wykorzystuje się, omówioną niżej, **metodę aperturową**.

W celu opisanie metody aperturowej, na rys.2.1 przedstawiono antenę dwurefleksyjową, umieszczoną wewnątrz prostopadłościanu, ścianki którego stanowią

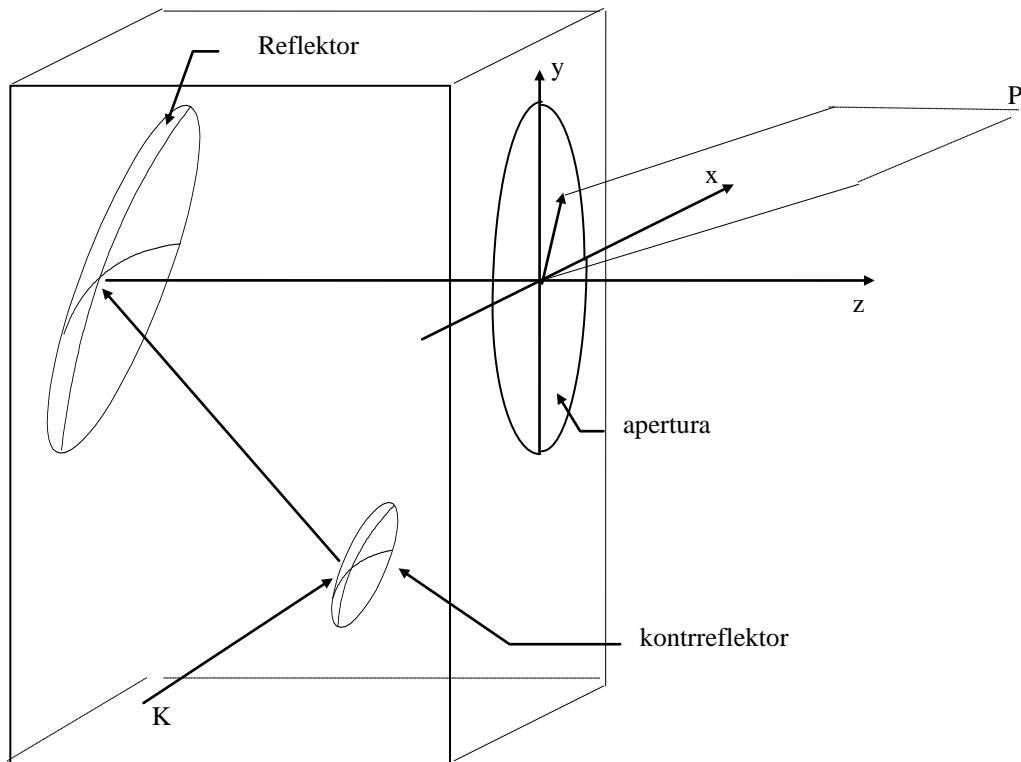
zamkniętą powierzchnię S . W jednej ze ścianek prostopadłościanu umieszczono otwór o wymiarach odpowiadających aperturze reflektora. W metodzie aperturowej przyjmuje się, że promieniuje jedynie apertura reflektora, natomiast pozostała część powierzchni S jest pozbawiona źródeł promieniowania (prądów). Inaczej mówiąc, cała energia źródła, umieszczonego w antenie w punkcie K (tuba oświetlająca kontrreflektor i promieniująca falę sferyczną) przekształcana jest w energię fali płaskiej w aperturze. Jest to najważniejszym, z przyjętych w tej metodzie, uproszczenie. Powoduje ono różnice między realną (pomierzoną) i obliczoną za pomocą metody aperturowej, charakterystykami promieniowania anteny (w zakresie dalszych listków bocznych). W zakresie listka głównego i kilku listków bocznych, zgodność wyników pomiarów i obliczeń oboma metodami jest wystarczająco duża [12].

W metodzie aperturowej obliczania charakterystyki promieniowania wykorzystuje się prawa optyki geometrycznej oraz zasadę Huygensa-Kirchhoffa. Realizuje się to w sposób następujący:

1. oblicza się, za pomocą metody optyki geometrycznej, rozkład pola w aperturze reflektora (patrz pkt.3.3.3);
2. korzystając z zasady prądów równoważnych (wzory (2.5) i (2.6)), oblicza się charakterystykę promieniowania anteny dwurefleksyjnej, powierzchnią promieniującą jest apertura reflektora (uzyskuje się w ten sposób wzór 2.8).

W pracy, do analizy i syntezy anten dwurefleksyjnych, wykorzystuje się metodę aperturową. Jest to spowodowane:

- prostotą obliczeń;
- przekonaniem, że jej dokładność jest wystarczająco duża, aby uzyskany wynik obliczeń uznać za wiarygodny [12].



Rys.2.1. Obliczanie charakterystyki promieniowania anteny reflektorowej metodą aperturową.

Numeryczne obliczanie charakterystyki promieniowania z wykorzystaniem metody aperturowej

Po przekształceniach wzoru (2.1), opisanych np. w [1,12,19], otrzymuje się dla metody aperturowej (w postaci wygodnej do obliczeń numerycznych):

$$G(\theta, \vartheta) \approx \sum_j \sum_k E(x_j, y_k) \exp\left(-i \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\theta) (x_j \cos(\vartheta) + y_k \sin(\vartheta))\right) \Delta x_j \Delta y_k \quad (2.8)$$

gdzie: $E(x_j, y_k)$ - poziom pola na aperturze anteny w punkcie (x_j, y_k) ;
 λ - długość fali.

Wzór (2.8) można wykorzystywać do obliczania charakterystyki promieniowania anteny reflektorowej z aperturą dowolnego kształtu, pobudzonej polem o dowolnym rozkładzie amplitudy i fazy na niej (należy wówczas wstawić do (2.8) składnik uwzględniający fazę - $\exp(-i\varphi(x_j, y_k))$). W pracy przyjmuje się, że pole w aperturze jest synfazowe, a rozkład jego amplitudy – niesymetryczny lub symetryczny, w zależności od typu anteny.

W przypadku symetrycznego rozkładu pola w aperturze, można zastosować wzór [11,12,19,20,21]:

$$G(\theta) = \int_0^1 \rho E(\rho) J_0(u\rho) d\rho \quad (2.9)$$

gdzie: $u = \pi D_{ap} \sin(\theta) / \lambda$;

D_{ap} - średnica apertury reflektora;

$J_0(u\rho)$ - funkcja Bessela pierwszego rodzaju, zerowego rzędu.

Dokładność obliczeń wg wzoru (2.8) zależy od gęstości siatki j, k . Należy zauważyć, że zwykle (tak jest również w przedstawionych w pracy, przykładach obliczeniowych) funkcja rozkładu pola w aperturze $E(x, y)$ jest funkcją ciągłą, powoli malejącą w kierunku krawędzi reflektora. Przykłady rozkładów były przedstawione w rozdziale 1 pracy.

Obliczanie charakterystyk promieniowania anten reflektorowych jest zawsze bardzo czasochłonne. W pracy wykorzystywano komputer typu PC Pentium 120 MHz, 16 MB RAM.

2.2. Transformacja fali sferycznej

Równanie bilansu energetycznego, dla transformacji dwóch typów fal, w przybliżeniu optyki geometrycznej, można zapisać w sposób następujący [12]:

$$A_1^2 H_2^{(1)} dx_1 dy_1 = A_2^2 H_2^{(2)} dx_2 dy_2 \quad (2.10)$$

gdzie: $A_1 = F_1(x_1, y_1)$ - rozkład pola na czole 1 (wejściowej) powierzchni falowej;

$A_2 = F_2(x_2, y_2)$ - rozkład pola na czole 2 (wyjściowej) powierzchni falowej;

$z_1 = f_1(x_1, y_1)$ - równanie 1 powierzchni falowej;

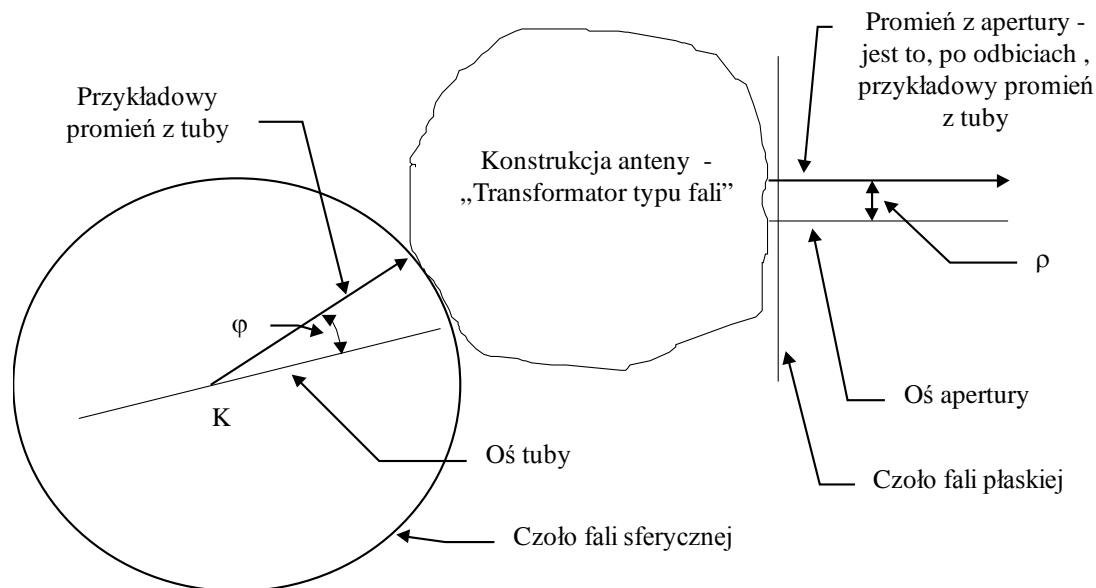
$z_2 = f_2(x_2, y_2)$ - równanie 2 powierzchni falowej;

$H_2^{(1)}$ - druga forma kwadratowa czoła 1 powierzchni falowej;

$H_2^{(2)}$ - druga forma kwadratowa czoła 2 powierzchni falowej

Istotę problemu w odniesieniu do anten reflektorowych (jedno- lub dwurefleksyjnych) pokazuje rys.2.3. Przedstawiono na nim symbolicznie falę sferyczną

padającą (wejściową) na konstrukcję anteny oraz otrzymaną na jej wyjściu falę płaską. W antenie jednorefleksyjnej fala sferyczna pada na reflektor, a w dwurefleksyjnej - na kontreflektor. W obu przypadkach, wyjściowa fala płaska formowana jest w aperturze reflektora.



Rys.2.3. Symboliczne przedstawienie problemu anteny reflektorowej.

Konstrukcję anteny można więc nazwać swoistym „transformatorem typu fali”. Transformacja obejmuje, prócz zmiany typu fali, również zmianę rozkładu amplitudy pola na jej czole. Parametrem najlepiej charakteryzującym właściwości „transformatora” jest funkcja wiążąca promień apertury ρ z kątem promienia tuby φ - czyli funkcja $\rho(\varphi)$.

W konstrukcjach optymalizowanych, zależność tę otrzymuje się w wyniku rozwiązania równania (2.11), natomiast w antenie klasycznej określona jest ona a priori, zgodnie z zasadami geometrii analitycznej.

Warto zauważyć, że rys.2.3 przedstawia problem bardzo ogólnie. Może dotyczyć:

- a) analizy anteny;
- b) syntezy anteny.

W pierwszym przypadku znana jest konstrukcja anteny (to ona determinuje przebieg funkcji $\rho(\varphi)$) oraz charakterystyka promieniowania tuby $F(\varphi)$ - w rezultacie analizy otrzymuje się rozkład pola na aperturze $E(\rho)$.

W przypadku syntezy, dane są parametry fal wejściowej i wyjściowej ($F(\varphi)$ i $E(\rho)$) - określa się natomiast konstrukcję anteny (roz rozmieszczenie oraz kształt reflektora i kontreflektora, a także umiejscowienie tuby). Proces syntezy przeprowadza się, ogólnie rzecz biorąc, dwuetapowo:

1. obliczanie funkcji $\rho(\varphi)$;
2. obliczanie geometrii konstrukcji anteny.

Problematyka analizy niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych przedstawiona będzie w rozdziale 3 pracy, natomiast syntezy - w 4.

Transformacja fali sferycznej w płaską (reflektor)

Wzór (2.10), dla przypadku, gdy fala wejściowa jest falą sferyczną a wyjściowa płaską, dla elementarnych wiązek promieni ma następującą postać [12,20]:

$$E_T^2(\varphi, \xi, r) r^2 \sin(\varphi) d\varphi d\xi = k E^2(\rho, \eta)^2 \rho d\rho d\eta \quad (2.11)$$

gdzie: $E_T(\varphi, \xi, r)$ - pole tuby promieniującej;
 $E(\rho, \eta)$ - pole na aperturze;
 r - odległość od środka fazowego tuby do czoła fali sferycznej;
 $r^2 \sin(\varphi, \xi) d\varphi d\theta$ - pole elementarnej powierzchni czoła fali sferycznej wypromieniowywanej przez tubę ;
 $\rho d\rho d\eta$ - pole elementarnej powierzchni czoła fali płaskiej w aperturze reflektora;
 k - stała.

Ponieważ:

$$E_T^2(\varphi, \xi, r) = k_E F^2(\varphi, \xi) r^2 \quad (2.12)$$

gdzie: $F(\varphi, \xi)$ - charakterystyka promieniowania tuby;
 k_E - stała.

Stąd otrzymuje się (z pominięciem stałej):

$$F^2(\varphi, \xi) \sin(\varphi) d\varphi d\xi = E^2(\rho, \eta)^2 \rho d\rho d\eta \quad (2.13)$$

Dla przypadku symetrii osiowej (a tak najczęściej jest w praktyce) mamy:

$$F^2(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi = E(\rho)^2 \rho d\rho \quad (2.14)$$

Po przekształceniu otrzymuje się wzór do obliczania rozkładu pola na aperturze $E(\rho)$:

$$E(\rho) = F(\varphi) \sqrt{\frac{\sin(\varphi) d\varphi}{\rho d\rho}} \quad (2.15)$$

Powyższy wzór można przekształcić do postaci przedstawionej w rozdziale 3. Z zależności geometrycznej wynika bowiem:

$$\rho = R \sin(\psi) \quad (2.16)$$

gdzie: R - bieżący promień paraboloidy.

Dla reflektora parabolicznego słuszne są zależności [20]:

$$d\rho = R d\psi \quad (2.17)$$

oraz:

$$R = \frac{F_{ogn}}{\cos^2(0.5\psi)} \quad (2.18)$$

gdzie : F_{ogn} - ogniskowa paraboli.

Podstawiając (2.16), (2.17) i (2.18) do (2.15) otrzymuje się (po pominięciu stałej):

$$E(\rho) = F(\varphi) \sqrt{\frac{\sin(\varphi)}{\sin(\psi)} \frac{d\varphi}{d\psi}} \cos^2(0.5\psi) \quad (2.19)$$

Ponieważ jest słuszna (patrz wyprowadzenie tej zależności w pkt. 3.3.2) zależność:

$$\frac{d\varphi}{d\psi} = \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\psi)} \quad (2.20)$$

Można więc ostatecznie zapisać:

$$E(\rho) = F(\varphi) \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\psi)} \cos^2(0.5\psi) \quad (2.21)$$

Transformacja fali sferycznej w sferyczną (kontrreflektor)

Jeśli na hiperboliczny kontrreflektor pada fala sferyczna, to fala odbita jest również falą sferyczną. Powstaje więc możliwość wprowadzenia pojęcia - „zastępcza antena jednorefleksyjowa”. Źródłem oświetlającym w takiej antenie jest zestaw tuba+kontrreflektor. Można nazwać go - „źródło zastępcze”, stanowi bowiem hipotetyczną tubę, w utworzonej w ten sposób antenie jednorefleksyjowej. Jeśli więc udałoby się opracować tubę, posiadającą charakterystykę promieniowania wyrażoną, wyprowadzonym w dalszej części tego rozdziału, wzorem (2.20), to charakterystyka promieniowania takiej anteny jednorefleksyjowej byłaby równa charakterystyce promieniowania pierwotnej anteny dwurefleksyjowej [22].

Gdy fale - wejściowa i wyjściowa, są falami sferycznymi, to zależność (2.10) przybiera postać:

$$E_T^2(\varphi, \xi, r) r^2 \sin(\varphi) d\varphi d\xi = k E_\psi^2(\psi, \zeta, r_\psi) r_\psi^2 \sin(\psi) d\psi d\zeta \quad (2.22)$$

gdzie: $E_Z(\psi, \zeta, r_\psi)$ - pole „źródła zastępczego” ;
 r_ψ - odległość ogniska „źródła zastępczego” od kontrreflektora.

Wykorzystując zależność (2.12) i pomijając stałe otrzymuje się:

$$F^2(\varphi, \xi) \sin(\varphi) d\varphi d\xi = F_Z^2(\psi, \zeta) \sin(\psi) d\psi d\zeta \quad (2.23)$$

Dla przypadku symetrii osiowej otrzymuje się:

$$F^2(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi = F_z^2(\psi) \sin(\psi) d\psi \quad (2.24)$$

Aby obliczyć, z powyższej zależności, przebieg charakterystyki promieniowania „źródła zastępczego” $F_z(\psi)$, należy znać funkcję $\psi=\psi(\varphi)$ (lub odwrotną). Wygodnie jest, i tak zrobiono w pracy, wyrażać zależności w funkcji kąta φ , który jest, jak powiedziano wcześniej (rys.2.3), parametrem wejścia konstrukcji dwurefleksorowej. Uwzględniając 2.20, otrzymuje się:

$$F_z(\varphi) = F(\varphi) \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\psi(\varphi))} \quad (2.25)$$

Oczywiście, traktując $F_z(\varphi)$ jako charakterystykę promieniowania źródła oświetlającego w antenie jednorefleksorowej, otrzymuje się wzór identyczny ze wzorem (2.21):

$$E(\varphi) = F_z(\varphi) \cos^2(0.5\psi(\varphi)) = F(\varphi) \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\psi(\varphi))} \cos^2(0.5\psi(\varphi)) \quad (2.26)$$

Aby móc korzystać z powyższego wzoru, należy znać funkcję $\psi(\varphi)$. Dla klasycznej, symetrycznej anteny Cassegraina kąty φ i ψ związane są zależnością:

$$\operatorname{tg}(0.5\psi) = \frac{e+1}{e-1} \operatorname{tg}(0.5\varphi) \quad (2.27)$$

Stąd:

$$\psi(\varphi) = 2 \operatorname{arctg} \left(\frac{e+1}{e-1} \operatorname{tg}(0.5\varphi) \right) \quad (2.28)$$

Dla klasycznej, niesymetrycznej anteny Cassegraina powyższe wzory należy nieco zmienić, wprowadzając kąt φ_s – kąt nachylenia osi kontreflektora do osi reflektora (patrz pkt. 3.1).

$$\psi(\varphi) = 2 \operatorname{arctg} \left(\frac{e+1}{e-1} \operatorname{tg}(0.5\varphi) \right) - \varphi_s \quad (2.29)$$

Można więc dla klasycznych anten Cassegraina uzyskać analityczne wyrażenie $F_z(\varphi)$. Nie jest to możliwe dla anten optymalizowanych. W takim przypadku, funkcję $\psi(\varphi)$ uzyskuje się w trakcie obliczania przekroju głównego anteny (rozdział 4).

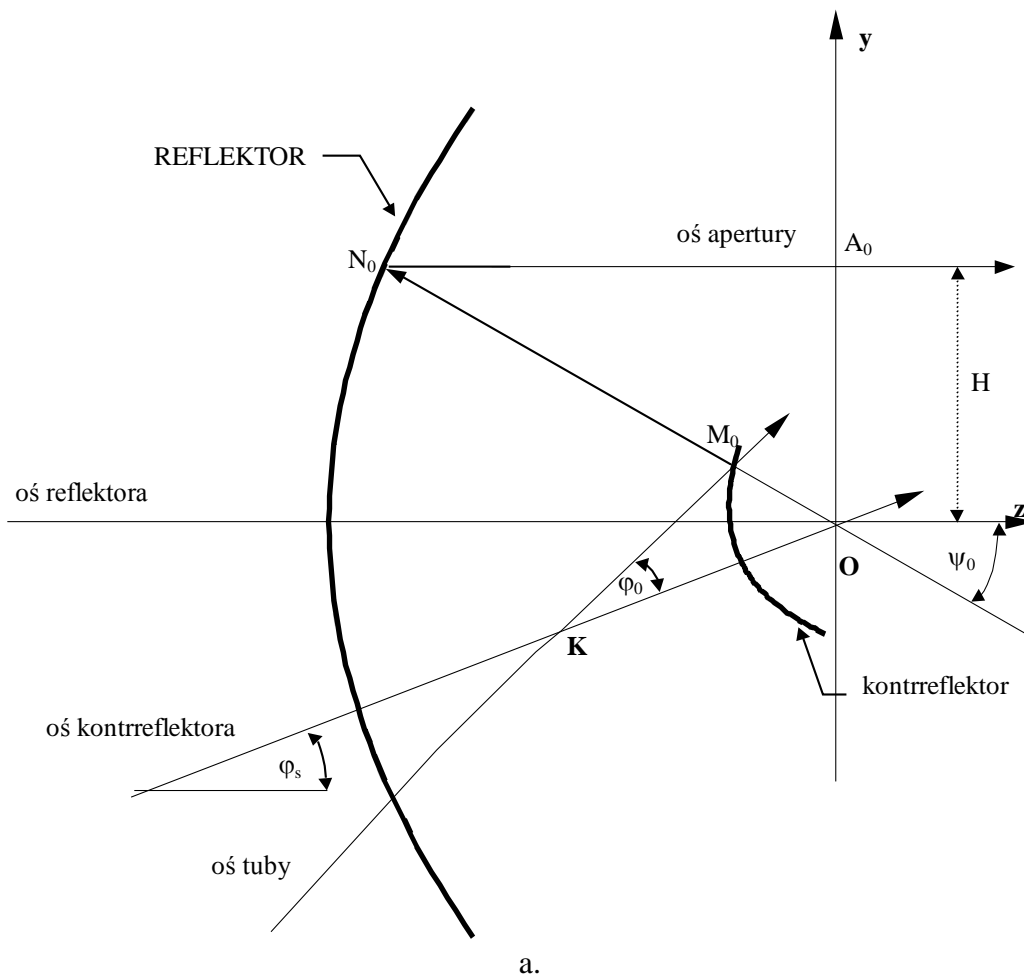
3. ANALIZA NIESYMETRYCZNYCH ANTEN DWUREFLEKTOROWYCH

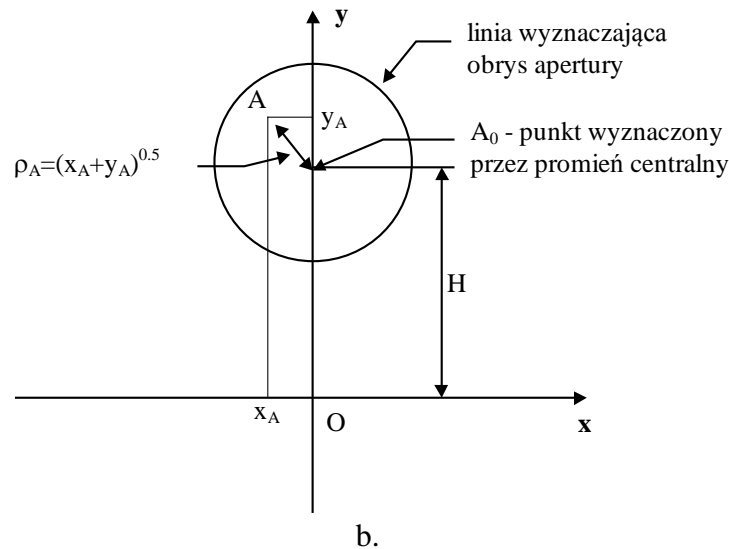
3.1. GEOMETRIA NIESYMETRYCZNYCH ANTEN DWUREFLEKTOROWYCH

W dwurefleksyjnej antenie Cassegraina wykorzystuje się powierzchnie, odpowiednio ustawionych względem siebie, brył obrotowych - paraboloidy i hiperboloidy.

Na rys.3.1. pokazano najbardziej ogólny przypadek takiej konstrukcji (ograniczono się do rysunku dwuwymiarowego). Jeśli w jednym ognisku hiperboloidy (pkt.K), umieści się źródło fali sferycznej, a w drugim (pkt.O), ognisko paraboloidy, to w aperturze paraboloidy otrzyma się synfazowy rozkład pola. Problematyka transformacji fali sferycznej w falę płaską, w antenie dwurefleksyjnej, została omówiona w rozdziale 2 pracy.

Anteny takie otrzymały w literaturze nazwę „otwarty Cassegrain” (open Cassegrain) [8].





Rys.3.1. Geometria niesymetrycznej anteny dwureflectorowej (a. przekrój w pł. YZ – przekrój główny, b. apertura anteny leży na pł. XY).

Przekrój anteny w płaszczyźnie YZ (rys.3.1.a), wzorując się na reflektorowych antenach cosecansowych [48], jest w niniejszej pracy **przekrojem głównym**. Wprowadzenie tego pojęcia znacznie ułatwia opis konstrukcji anteny.

Osie anteny

W antenie dwureflectorowej można wyróżnić dwie osie konstrukcyjne:

- oś reflektora (geometrycznie - oś paraboloidy);
- oś kontrreflektora (geometrycznie - oś hiperboloidy);

oraz dwie osie elektryczne :

- oś charakterystyki promieniowania tuby oświetlającej kontrreflektor;
- oś apertury promieniującej (zawsze równoległa do osi reflektora).

Wzajemne położenie osi decyduje o typie konstrukcji anteny dwureflectorowej. Jeśli wszystkie one pokryją się, to powstanie wówczas antena symetryczna, w każdym innym przypadku konstrukcja będzie niesymetryczna.

Promień środkowy (centralny)

W przekroju głównym promień środkowy (centralny), biegnący po osi tuby, odbija się od kontrreflektora w pkt. M_0 i kieruje na reflektor. Następuje tam kolejne odbicie (w pkt. N_0) i promień trafia, idąc po osi apertury, w pkt. A_0 – środek apertury reflektora. Promień środkowy wytycza więc łamaną $KM_0N_0A_0$.

Geometria anteny

W przekroju głównym (rys.3.1.a) kąt ψ_0 jest kątem oświetlenia reflektora przez promień centralny, kąt φ_0 zawarty jest między osiami tuby i kontrreflektora a kąt φ_s między osiami reflektora i kontrreflektora. Parametry te, oraz mimośród hiperboli e , związane są zależnością (rys.3.1.a)[3,19,21]:

$$\varphi_s = 2 \arctg \left[\frac{e+1}{e-1} \operatorname{tg}(0.5\varphi_0) \right] - \psi_0 \quad (3.1)$$

Dla anteny symetrycznej, kąt $\varphi_s = 0$

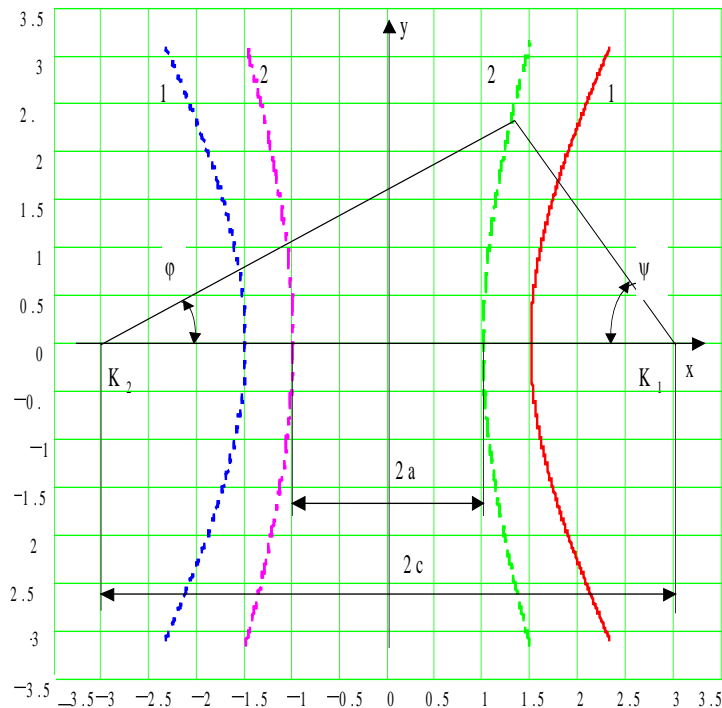
Mimośród hiperboli e definiuje się jako (rys.3.2) :

$$e = \frac{2c}{2a} \quad (3.2)$$

gdzie: $2c$ - odległość między ogniskami K_1 i K_2 hiperboli ;

$2a$ - odległość między wierzchołkami hiperboli.

Znajomość parametru e nie wystarczy do jednoznacznego określenia kształtu hiperboli. Zwykle znana jest również wartość $2c$ (w pracy oznaczana również - R_k) równa odległości między środkiem fazowym tuby K , a początkiem układu współrzędnych O (rys.3.2). Znając $2c$ i e ze wzoru (3.2) oblicza się $2a$. Warto zauważyć, że jeśli $2a=0$ (czyli $e=\infty$), to hiperbola przekształca się w prostą, leżącą na osi y . Wówczas - $\varphi=\psi$.



Rys.3.2. Do określenia mimośrodu e (przykłady dla $2c=6$ m, $e=2$ (1) , $e=3$ (2)).

Kształt apertury

Linia wyznaczająca obrys apertury (rys.3.1.b) jest zwykle okręgiem. W takim przypadku charakterystyka promieniowania jest albo symetryczna względem osi reflektora (jeśli rozkład pola w aperturze jest również symetryczny względem tej osi) albo quasi-symetryczna (jeśli rozkład jest quasi-symetryczny). Będzie o tym mowa w pkt.3.3.3.

Niekiedy stawia się wymaganie, aby kształt charakterystyki promieniowania różnił się w obu płaszczyznach w sposób wyraźny. W takim przypadku obrys apertury będzie również niesymetryczny, najczęściej zbliżony do elipsy [9].

Algorytm obliczania parametrów geometrycznych konstrukcji anteny

Reasumując powyższe ustalenia, należy stwierdzić, że o geometrii niesymetrycznej anteny dwurefleksyjnej decyduje 6 niezależnych parametrów, które należy dowolnie wybrać

spośród 9 parametrów charakteryzujących poszczególne jej elementy oraz dwóch warunków (czyli w sumie 11 elementów kryterium wyboru):

- tuba - kąty φ_s , φ_o oraz szerokość charakterystyki promieniowania $2\varphi_t$;
- kontrreflektor - mimośród e oraz długości $2c$ (inaczej R_K) i $2a$;
- reflektor - kąt ψ_o oraz ogniskowa paraboli F_{ogn} i średnica apertury D_{ap} ;
- warunki
 1. wzajemne położenie względem siebie reflektora i kontrreflektora, definiowane jako odległość, w pionie, między dolną krawędzią reflektora i górną kontrreflektora - najczęściej wymaga się, aby te punkty pokrywały się;
 2. uzyskanie symetrycznego rozkładu pola w aperturze reflektora (patrz pkt.3.3.4).

Zagadnienie przedstawionych wyżej dwóch warunków wymaga dodatkowego komentarza. Teoretycznie może być ich oczywiście znacznie więcej, np. wymaganie zachowania zadanej odległości między tubą, a kontrreflektorem lub wymaganie umieszczenia kontrreflektora, w stosunku do osi reflektora, pod kątem nie przekraczającym określonej wartości. Jednakże, włączenie ich do przedstawionego wyżej wykazu, nie wniosłoby nic nowego do istoty problemu. Jak wynika z doświadczeń autora pracy, komplikowałyby jedynie, proces projektowania anteny. Należy stwierdzić również, że przedstawione wyżej dodatkowe warunki, opisywane są, chociaż pośrednio, przez inne parametry, np. pierwszy dodatkowy warunek - przez odległość między punktami O i K – R_K (na rys.3.2 – parametr $2c$), a drugi warunek - przez kąty φ_o i φ_s .

W omówionych w pracy przykładach (np. obliczanie „anteny-prototypu” w rozdziale 4), zastosowano następujący algorytm określania geometrii anteny:

- przyjmuje się wartość kąta φ_s (otrzymuje się prostą, która jest osią kontrreflektora);
- przyjmuje się wartość kąta φ_o (otrzymuje się prostą, która jest osią tuby);
- przyjmuje się wartość kąta ψ_o (otrzymuje się prostą pokrywającą się z promieniem centralnym po odbiciu od kontrreflektora);
- przyjmuje się wartość $2c$ (otrzymuje się umiejscowienie punktu K);
- z zależności 3.1 otrzymuje się wartość mimośrodu e ;
- z zależności 3.2 oblicza się wartość $2a$;
- wykorzystując zadaną wartość szerokości wiązki tuby φ_t i dobierając F_{ogn} , oblicza się punkty odbicia skrajnych promieni (odpowiadającym kątom promieniowania tuby - $\pm\varphi_t$) od reflektora - uzyskuje się wymaganą wartość średnicy apertury D_{ap} ;
- oblicza się przekrój główny elementów anteny:
 - kontrreflektora – na rys.3.1.a są to punkty M - punkty przecięcia promieni wychodzących z tuby pod bieżącym kątem φ z odpowiadającymi im promieniami oświetlającymi reflektor z punktu O pod bieżącym kątem $\psi(\varphi)$;
 - reflektora – na rys.3.1.a są to punkty N - punkty przecięcia bieżących promieni oświetlających reflektor pod kątem $\psi(\varphi)$ z krzywą paraboli o ogniskowej F_{ogn} ;
- jeśli, z jakiegoś powodu, kształt przekroju głównego anteny (np. zbyt duża wysokość lub szerokość konstrukcji) nie jest zadowalający, wraca się do początku obliczeń, zmieniając wartość jednego (lub kilku) parametrów - decydować będzie tutaj doświadczenie projektanta.

W przedstawionym wyżej algorytmie wykorzystano następujące dane wejściowe: φ_s , φ_o , ψ_o , R_K , φ_t i D_{ap} .

Oczywiście można zastosować inny algorytm. Wariantów jest dużo. Można, na przykład, przyjąć wartość średnicy apertury D_{ap} , a dobierać wartość kąta φ_t (przy zadanej wartości ogniskowej F_{ogn}) albo ogniskowej F_{ogn} (przy zadanej wartości kąta φ_t).

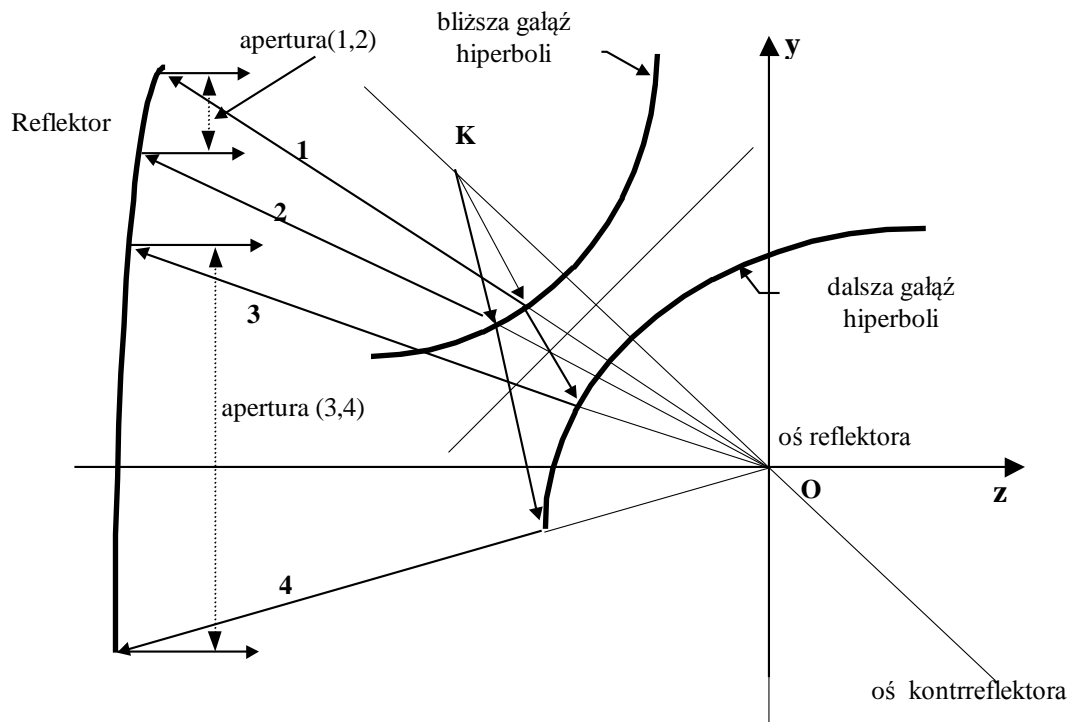
Przykłady obliczonych przekrojów głównych anten będą przedstawione w następnym punkcie pracy.

3.2. KONSTRUKCJE NIESYMETRYCZNYCH ANTEN DWUREFLEKTOROWYCH

Istnieje duża swoboda wyboru parametrów poszczególnych elementów niesymetrycznej anteny dwurefleksorowej. Z formalnego punktu widzenia, ważne jest jedynie to, aby:

- osie kontrreflektora i reflektora przecinały się (otrzymuje się punkt O, które jest ogniskiem paraboli, jednym z dwóch ognisk hiperboli i środkiem układu współrzędnych XYZ) albo pokrywały – w konstrukcji symetrycznej;
- osie tuby i kontrreflektora przecinały się (otrzymuje się punkt K - drugie ognisko hiperboli, a jednocześnie środek fazowy tuby) albo pokrywały – w konstrukcji symetrycznej.

Zdefiniowanie wzajemnego położenia trzech osi: kontrreflektora, tuby i reflektora określa więc jednoznacznie położenie czwartej osi – osi apertury (rys.3.1). Pokrywa się ona ze śladem promienia centralnego po odbiciu od reflektora.



Rys.3.3. Konstrukcja klasycznej anteny typu „otwarty Cassegrain”.

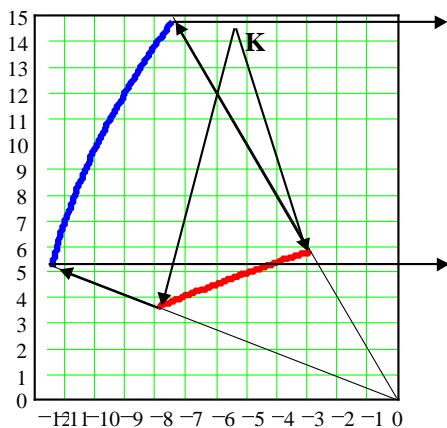
Hiperbola ma dwie gałęzie (rys.3.2,3.3). Nazywane są tutaj, w zależności od umieszczenia ich w stosunku do ogniska K – bliższa (wklęsła) lub dalsza (wypukła) gałąź hiperboli. Każda z nich może być wykorzystana w antenie jako kontrreflektor. Umożliwia to dodatkowe zestawienie dwóch konstrukcji antenowych. Problem został przedstawiony na rys.3.3. Z punktu K wychodzą dwa promienie, odpowiadające granicznym kątom (lewemu i prawemu) charakterystyki promieniowania tuby (są to kąty oświetlenia krawędzi kontrreflektora). Po odbiciu, kolejno od kontrreflektora i reflektora, wyznaczają aperturę

anteny. Dla promieni 1 i 2 kontrreflektorem jest bliższa gałąź hiperboli, dla 3 i 4 – dalsza. Na rys. 3.3 widać wyraźnie, że apertura wyznaczona promieniami odbitymi od dalszej gałęzi hiperboli (promienie 3 i 4) jest znacznie większa od apertury wyznaczonej przez promienie 3 i 4, odbite od bliższej gałęzi hiperboli. Uwaga ta ma istotne znaczenie praktyczne - rzadko stosuje się bliższą (wklęsłą) gałąź hiperboli jako kontrreflektor.

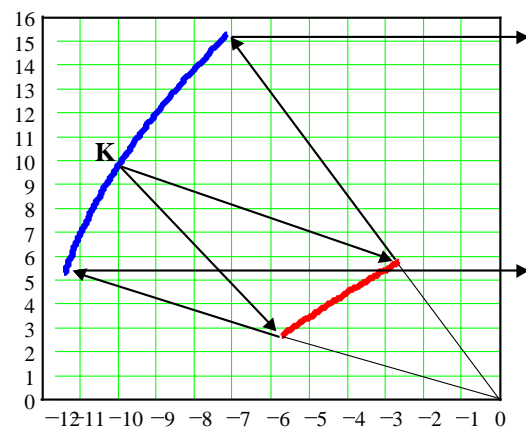
Na rys.3.4. przedstawiono przekroje trzech wariantów anteny typu „open Cassegrain”. Różnią się one między sobą umiejscowieniem punktu K w przestrzeni - odpowiednio: nad, za i pod reflektorem.

Jeśli punkt K zostanie umieszczony na osi reflektora i kąt $\varphi_0 = 0$, to otrzyma się wówczas symetryczną antenę Cassegraina.

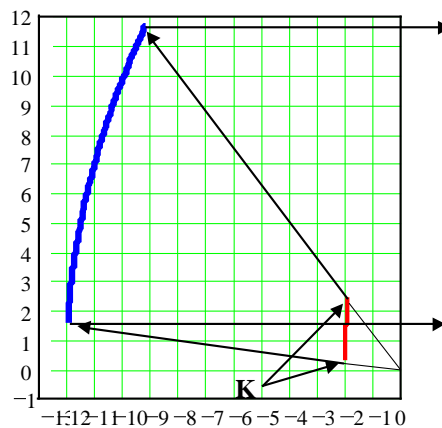
W praktyce najczęściej spotykany jest wariant przedstawiony na rys.3.4.c. W Tabeli I przedstawiono parametry obliczonych, przykładowych anten.



a. wariant A



b. wariant B



c. wariant C

Rys.3.4. Antena typu "otwarty Cassegrain" - trzy warianty umieszczenia źródła oświetlającego. Strzałki pokazują bieg skrajnych promieni.

Tabela 1

Lp.	Parametr	Wariant A	Wariant B	Wariant C
1.	mimośróde	5.78	6.72	4.5
2.	kat φ_S	-70^0	-45^0	5^0
3.	kąt φ_0	20^0	0	23^0
4.	ZK [m]	-5.13	-9.9	-4.98
5.	YK [m]	14.095	9.9	-0.4358
6.	średnica apertury D_{ap} [m]	8	8	8
7.	ogniskowa F_{ogn} [m]	12	12	12

W Tabeli 1 przedstawiono siedem parametrów. W istocie niezależnych parametrów jest sześć, gdyż zamiast ZK i YK można podać wartość parametru R_K . Wówczas współrzędne ZK i YK oblicza się wykorzystując dane R_K i φ_s .

3.3. ROZKŁAD POLA W APERTURZE

3.3.1. Uwagi ogólne

Obliczanie rozkładu pola w aperturze anteny jest ważnym etapem obliczania jej charakterystyki promieniowania.

Konstrukcję anteny dwurefleksyjowej można umownie podzielić na dwie funkcjonalne części :

- **reflektor**, zadaniem którego jest transformacja fali sferycznej w falę płaską ;
- **układ „tuba-kontrreflektor”** pełniący w stosunku do reflektora rolę źródła oświetlającego, układ ten można nazwać „źródłem zastępczym”.

W ten sposób antena dwurefleksyjowa przekształca się w ekwiwalentną jej (z punktu widzenia rozkładu pola na aperturze) antenę jednorefleksyjową z oświetlającym „źródłem zastępczym”.

Proces obliczania rozkładu pola w aperturze anteny dwurefleksyjowej można podzielić więc na dwa etapy:

- obliczanie charakterystyki promieniowania „źródła zastępczego”;
- obliczanie rozkładu pola w antenie jednorefleksyjowej z oświetlaczem w postaci „źródła zastępczego”.

„Źródło zastępcze” powstaje po odbiciu fali sferycznej od kontrreflektora hiperbolicznego a jego środek fazowy znajduje się w punkcie O, wspólnym ognisku hiperboli i paraboli. Zależności do obliczania charakterystyki promieniowania „źródła zastępczego” zostały wyprowadzone w rozdziale 3 pracy.

W ogólnym przypadku konstrukcji niesymetrycznej („otwarty Cassegrain”) osie reflektora, kontrreflektora i tuby nie pokrywają się. Ich położenie nie może być wybrane dowolnie. Ograniczenia w tym względzie przedstawiono w pkt.3.1.2. Oś tuby nachylona jest do osi kontrreflektora pod kątem φ_0 , a oś kontrreflektora do osi reflektora pod kątem φ_s .

Rozkład pola wyraża się wówczas wzorem :

$$E(x,y) = F_z(\psi_k(x,y)) \cos^2(0.5\psi_r(x,y)) \quad (3.3)$$

gdzie: $F_z(\psi_k(x,y))$ - charakterystyka promieniowania „źródła zastępczego”;

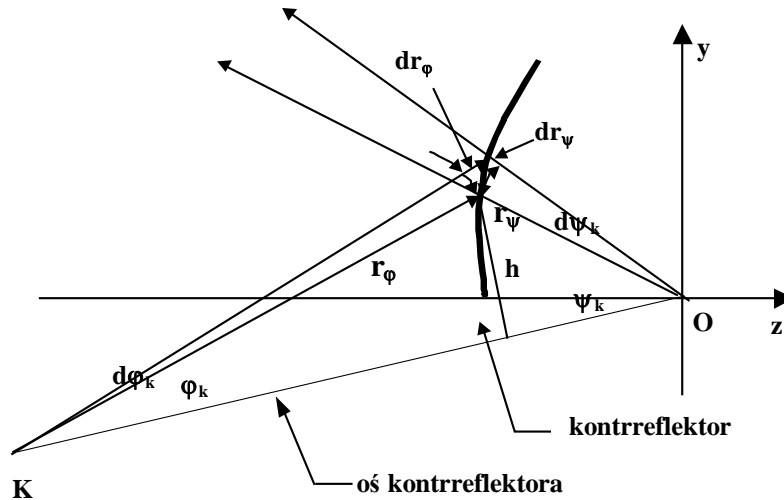
$\psi_k(x,y)$ - kąt nachylenia do osi kontrreflektora, promienia odbitego od kontrreflektora i trafiającego w punkt $A(x,y)$ na aperturze;

$\psi_r(x,y)$ - kąt nachylenia promienia odbitego od kontrreflektora i trafiającego w punkt $A(x,y)$ na aperturze do osi reflektora.

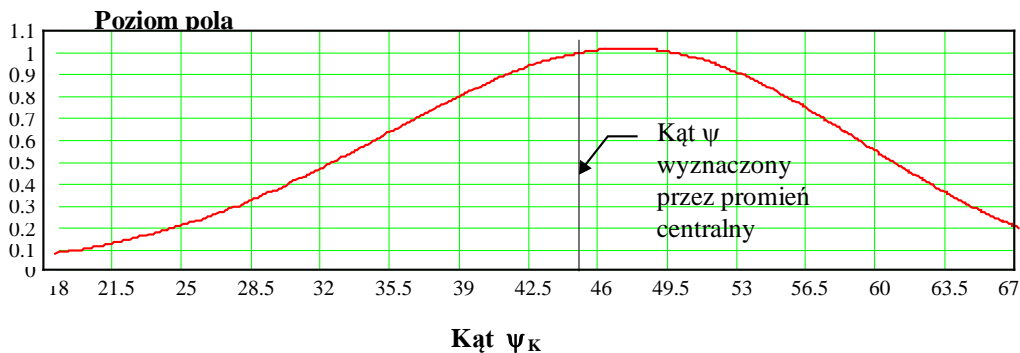
3.3.2. Charakterystyka promieniowania „źródła zastępczego”

Wzór do obliczania charakterystyki promieniowania źródła zastępczego $F_z(\psi)$ wyprowadza się z równania bilansu energii padającej na kontrreflektor i odbitej od niego. W obu przypadkach są to fale sferyczne. Dokładniej, zagadnienia te zostały przedstawione w rozdziale 3.

Problem przedstawiony jest na rys.3.5.a.



(a)



(b)

Rys. 3.5. (a). Do obliczania charakterystyki promieniowania „źródła zastępczego”, (b) charakterystyka promieniowania „źródła zastępczego” $F_z(\psi)$ dla przykładowej anteny.

Równanie bilansu energetycznego (transformacja fali sferycznej z ogniskiem w punkcie K w falę sferyczną z ogniskiem w punkcie O) ma, jak to wynika z rozważań przeprowadzonych w rozdziale 3, postać:

$$F_z^2(\psi_k(x_a, y_a)) \sin(\psi_k(x_a, y_a)) d\psi_k(x_a, y_a) = F_z^2(\varphi_k(x_a, y_a)) \sin(\varphi_k(x_a, y_a)) d\varphi_k(x_a, y_a) \quad (3.4)$$

stąd:

$$F_z^2(\psi_k(x_a, y_a)) = F_z^2(\varphi_k(x_a, y_a)) \frac{d\varphi_k(x_a, y_a)}{d\psi_k(x_a, y_a)} \left(\frac{\sin(\varphi_k(x_a, y_a))}{\sin(\psi_k(x_a, y_a))} \right) \quad (3.5)$$

gdzie: $\varphi_k(x_a, y_a)$ - kąt nachylenia promienia, wychodzącego z ogniska K i trafiającego w punkt A(x,y) na aperturze, do osi kontrreflektora.

We wzorach (3.4) i (3.5) przy współrzędnych x i y umieszczono indeksy a - oznacza to, że punkty te leżą na aperturze A. W dalszych zależnościach będą one opuszczone.

Ze względu na sferyczny kształt pól - padającego na kontrreflektor i odbitego od niego, można zapisać (rys.3.5):

$$dr_\psi = dr_\varphi \quad (3.6)$$

Ponieważ:

$$dr_\psi = r_\psi d\psi \quad (3.7)$$

$$dr_\varphi = r_\varphi d\varphi \quad (3.8)$$

więc otrzymuje się:

$$r_\psi d\psi = r_\varphi d\varphi \quad (3.9)$$

stąd:

$$\frac{d\psi}{d\varphi} = \frac{r_\varphi}{r_\psi} \quad (3.10)$$

Jednocześnie (rys. 3.5):

$$h = r_\varphi \sin(\varphi) \quad (3.11)$$

$$h = r_\psi \sin(\psi) \quad (3.12)$$

Stąd:

$$\frac{r_{\psi}}{r_{\varphi}} = \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\psi)} \quad (3.13)$$

Przyrównując (3.10) do (3.13) otrzymuje się:

$$\frac{d\varphi}{d\psi} = \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\psi)} \quad (3.14)$$

Ostatecznie otrzymuje się więc:

$$F_z^2(\psi_k(x_a, y_a)) = F^2(\varphi_k(x_a, y_a)) \frac{\sin^2(\varphi_k(x_a, y_a))}{\sin^2(\psi_k(x_a, y_a))} \quad (3.15)$$

Apertura reflektora została umieszczona w płaszczyźnie XOY. W tym przypadku, dla wszystkich jej punktów $z = 0$. W przedstawionym w pracy przykładzie obliczeniowym apertura jest okręgiem o średnicy D_{ap} . Oczywiście, w ogólnym przypadku, jej kształt może być dowolny.

W płaszczyźnie poziomej charakterystyka promieniowania $F_z(\psi)$ ma kształt symetryczny. Niesymetria charakterystyki pojawia się natomiast w płaszczyźnie pionowej (rys.3.5.b). Należy zauważyć, że właściwość ta jest cechą charakterystyczną konstrukcji niesymetrycznych - jedno lub dwurefleksyjnych a także to, że rozkład pola w aperturze reflektora jest, w tym przypadku, również niesymetryczny. Jak będzie pokazane w pkt.3.3.4, przy spełnieniu przedstawionego tam warunku, możliwe jest uzyskanie w aperturze niesymetrycznej anteny dwurefleksyjnej symetrycznego rozkładu pola.

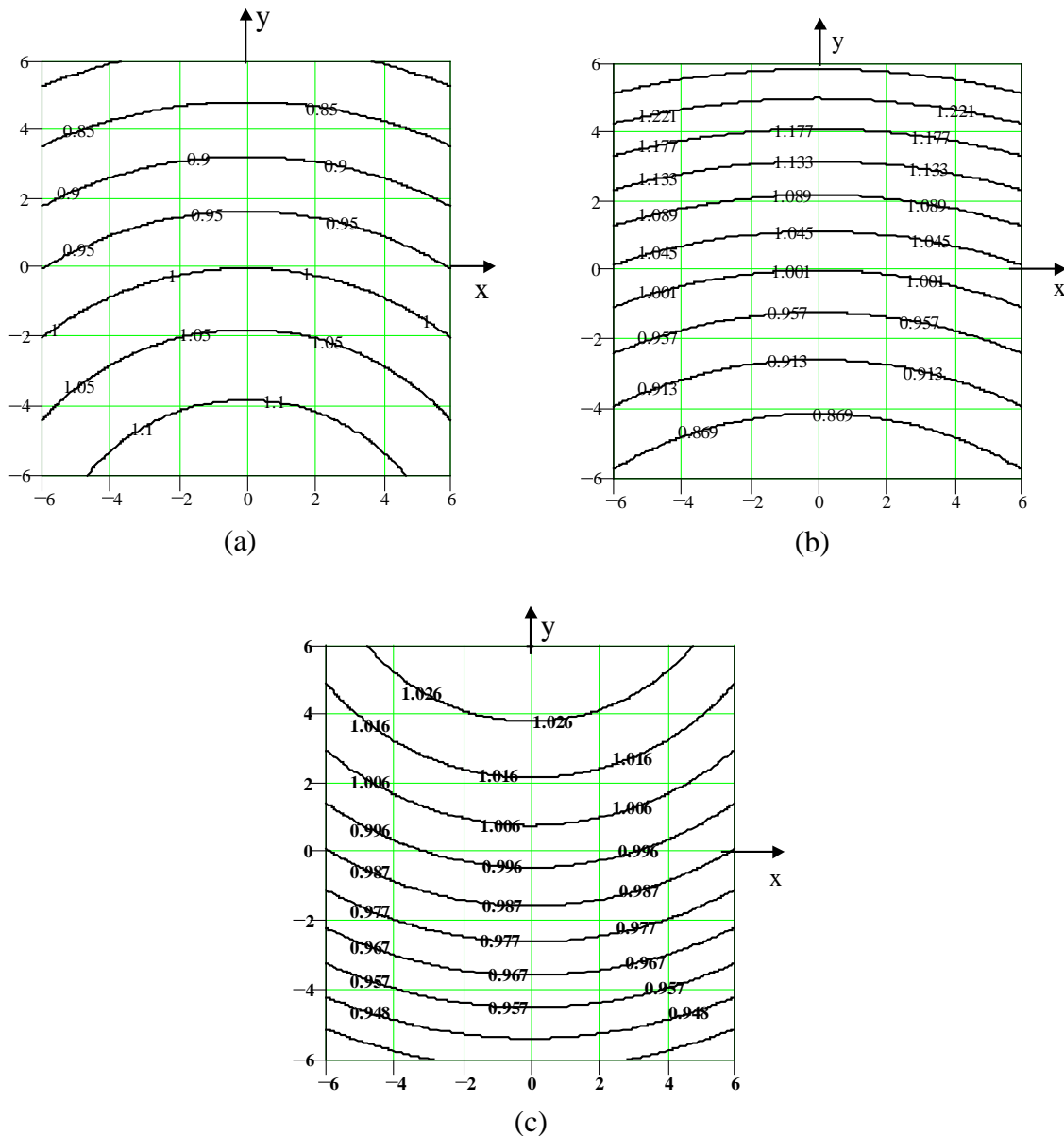
3.3.3. Obliczanie rozkładu pola w aperturze reflektora

Wykorzystując wzory (3.3) i (3.15), znajduje się zależność do obliczania rozkładu pola w aperturze anteny dwurefleksyjnej:

$$E(x, y) = F(\varphi_k(x, y)) \frac{\sin(\varphi_k(x, y))}{\sin(\psi_k(x, y))} \cos^2(0.5\psi_r(x, y)) \quad (3.16)$$

Rozkład pola w aperturze anteny dwurefleksyjnej jest więc określony iloczynem dwóch składników – $\sin(\varphi_k(x, y))/\sin(\psi_k(x, y))$ oraz $\cos^2(0.5\psi_r(x, y))$.

Na rys. 3.8 przedstawiono przebieg tych funkcji oraz ich iloczyn dla przykładowej konstrukcji (jest to Wariant II – patrz pkt. 3.4). Algorytm obliczania kątów φ_k , ψ_k i ψ_r przedstawiony jest w pkt. 3.5 pracy. Oczywiście dla innej konstrukcji anteny rozkład będzie inny. Dokładniej problem ten został przedstawiony w pkt.3.4.



Rys.3.8. Przebieg funkcji $\sin(\varphi_k(x,y))/\sin(\psi_k(x,y))$ - (a), funkcji $\cos^2(0.5\psi_k(x,y))$ - (b) oraz ich iloczynu - (c).

W ogólnym przypadku, w niesymetrycznych antenach reflektorowych, przebieg funkcji $E(x,y)$, przy symetrii osiowej charakterystyki promieniowania tuby $F(\varphi_k(x,y))$, można scharakteryzować w sposób następujący:

- niesymetryczny względem osi apertury (dokładniej mówiąc - niesymetryczny w płaszczyźnie pionowej);
- symetryczny względem płaszczyzny YOZ.

Niesymetria rozkładu pola w aperturze, powodująca spadek zysku kierunkowego anteny, wzrost poziomu listków bocznych oraz polaryzacji ortogonalnej jest poważną wadą tego typu anten.

3.3.4. Warunki uzyskania symetrycznego rozkładu pola w aperturze niesymetrycznej anteny dwurefleksorowej.

Zostanie teraz przedstawiony szczególny przypadek niesymetrycznej anteny dwurefleksorowej zapewniający, mimo niesymetrii konstrukcji, symetryczny rozkład pola w aperturze reflektora. Rozważany będzie przypadek umieszczenia źródła pod osią reflektora - rys.3.9. Nie zmniejsza to ogólności analizy, gdyż umiejscowienie źródła powyżej osi reflektora, można uzyskać, wykorzystując odbicie zwierciadlane konstrukcji względem tej osi.

Na rys. 3.9 przedstawiono przekroje główne wariantów (jak będzie pokazane dalej – czterech) niesymetrycznej anteny dwurefleksorowej.

Warunek uzyskania symetrycznego rozkładu pola na aperturze w niesymetrycznej antenie dwurefleksorowej brzmi [27,32]:

„bliższa (rys.3.9.a) lub dalsza (rys.3.9.b) gałąź hiperboli powinna przecinać oś reflektora w punkcie, w którym przecina ją również promień oświetlający kontrreflektor centralny (pokrywający się tutaj z osią tuby) (na rys. 3.9 punkt H), a kontrreflektorem powinna być, odpowiednio, dalsza lub bliższa gałąź hiperboli”.

Uzyskano w ten sposób dwa warianty konstrukcji, które będą nazywane:

1. wariant „B-D” – charakteryzujący się tym że:
 - punkt H jest punktem przecięcia osi reflektora z bliższą gałęzią hiperboli,
 - kontrreflektorem jest dalsza gałąź hiperboli;
2. wariant „D-B” – charakteryzujący się tym że:
 - punkt H jest punktem przecięcia osi reflektora z dalszą gałęzią hiperboli;
 - kontrreflektorem jest bliższa gałąź hiperboli.

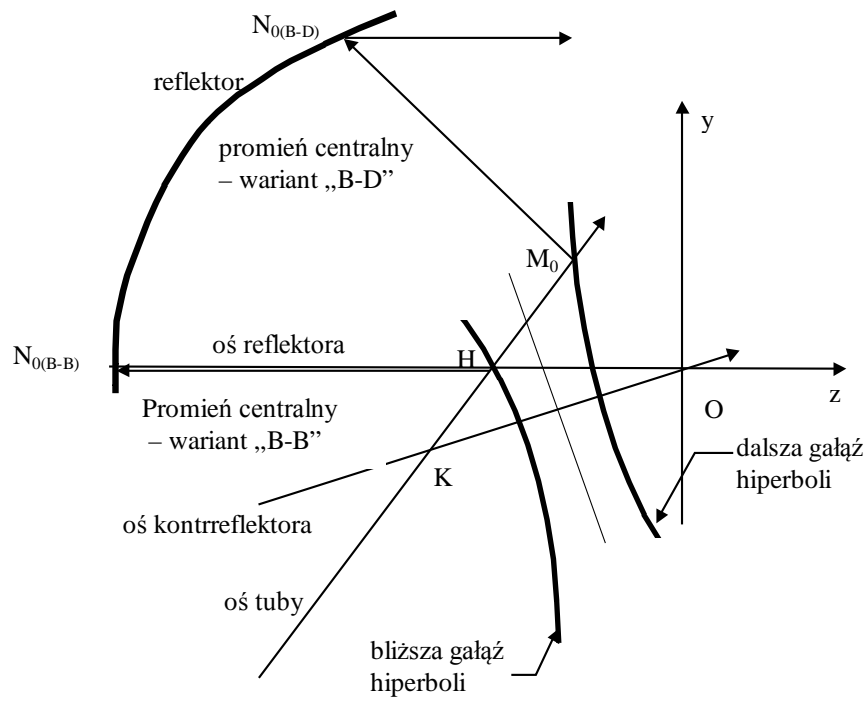
Analiza rys. 3.9 wskazuje, że dla danej anteny, budowanej za pomocą 5 parametrów i jednego, przedstawionego wyżej warunku (patrz pkt. 3.1), można uzyskać w sumie 4 warianty konstrukcji. Te dwa dodatkowe warianty to:

- wariant „B-B” - punkt H na bliższym ramieniu hiperboli, kontrreflektor - bliższa gałąź hiperboli;
- wariant „D-D” - punkt H na dalszym ramieniu hiperboli, kontrreflektor - dalsza gałąź hiperboli.

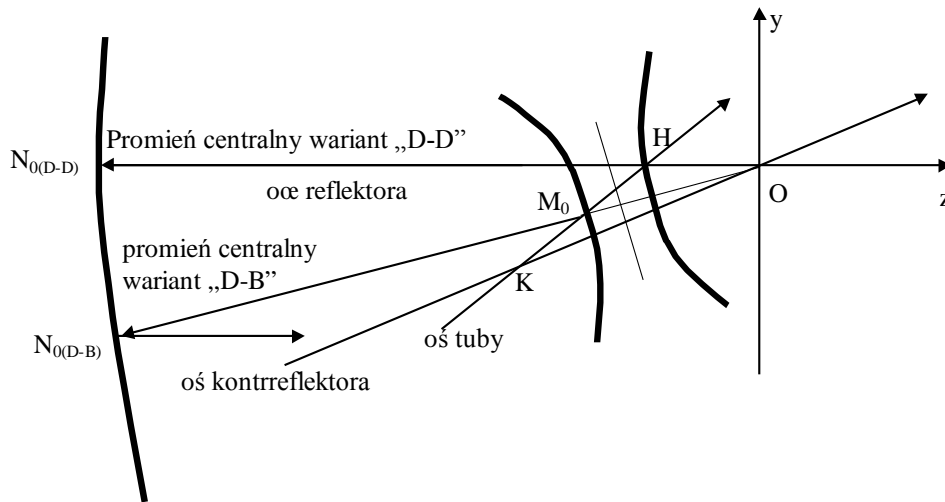
Nie zapewniają one jednak symetrii rozkładu pola w aperturze.

Na rys.3.10 i 3.11 przedstawiono przekroje główne przykładowych konstrukcji.

W przedstawionym w pracy przykładzie, najlepszy jest wariant „B-D”. Nie jest to przypadek, gdyż parametry przykładowej anteny dobierano właśnie „pod” tę konstrukcję, jako najbardziej w praktyce popularną. Jest to bowiem jedna z możliwych postaci anteny wariant C (patrz pkt.3.1). Antena „D-B” odpowiada wariantowi B konstrukcji. Można oczywiście pobrać parametry „pod” tę konstrukcję - wówczas z kolei wariant „B-D” nie będzie zadowalał projektanta.

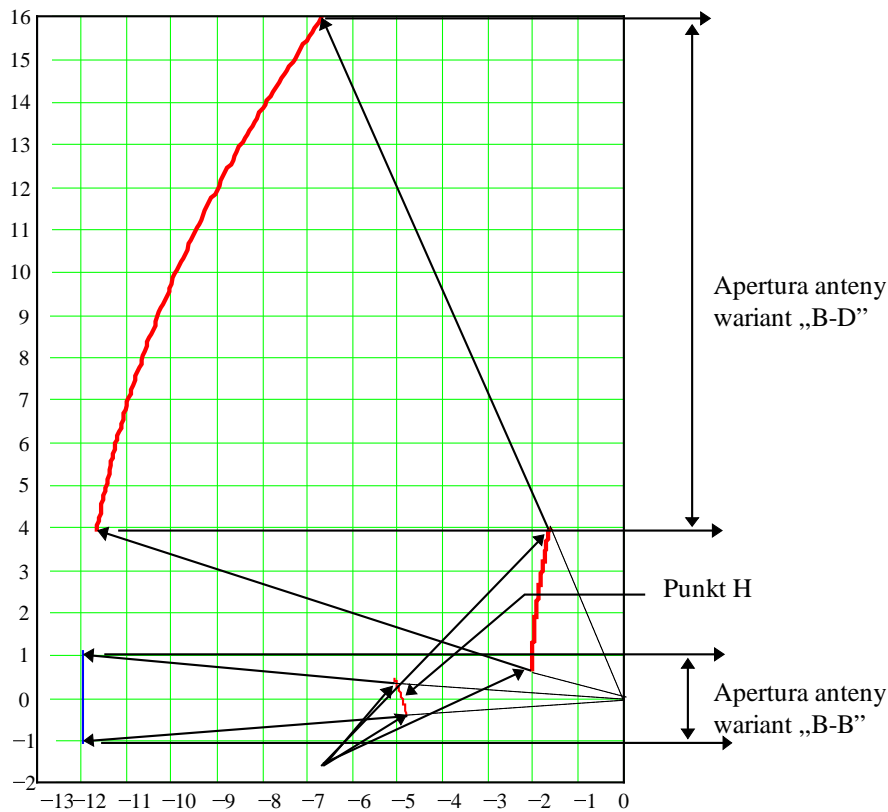


a.



b.

Rys.3.9. Uzyskanie symetrii rozkładu pola w aperturze anteny niesymetrycznej (punkt H na bliższej (a), dalszej (b) gałęzi hiperboli).



Rys.3.10. Przekroje główne przykładowych anten - warianty „B-D” i „B-B”. Parametry anteny - $e=2.3646$, $\varphi_s=9.8^0$, $\varphi_t=12^0$, $F=12\text{m}$, $R_K=6.76\text{ m}$.

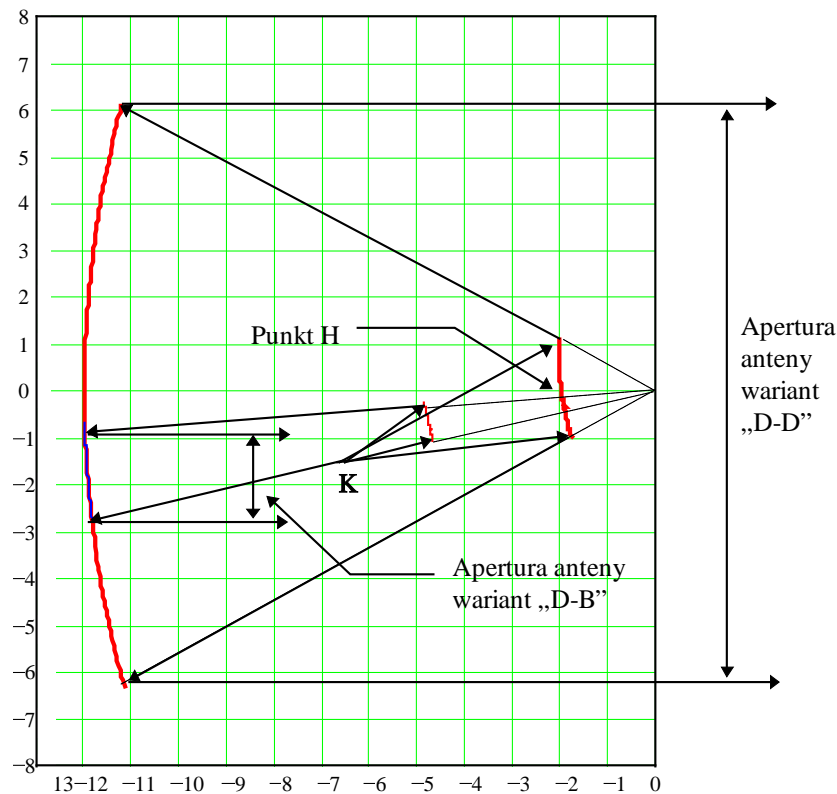
Przedstawione na rys. 3.9 warianty konstrukcji mają 5 wspólnych parametrów : mimośród e , kąt φ_s , ogniskowa reflektora F , szerokość wiązki tuby φ_t oraz umiejscowienie w punkcie K (długość osi $2c$). Różnią się umiejscowieniem punktu H . Konsekwencją są różne, dla obu wariantów, wartości kątów φ_0 i ψ_0 , średnica apertury D_{ap} oraz wzajemne rozmieszczenie reflektora i kontrreflektora względem siebie (patrz w pkt.3.1 o 11 elementach kryterium wyboru).

Dla wariantu „B-D”:

$$\operatorname{tg}(0.5\varphi_0) = \frac{e+1}{e-1} \operatorname{tg}(0.5\varphi_s) \quad (3.17)$$

Dla wariantu „B-B”:

$$\operatorname{tg}(0.5\varphi_0) = \frac{e-1}{e+1} \operatorname{tg}(0.5\varphi_s) \quad (3.18)$$



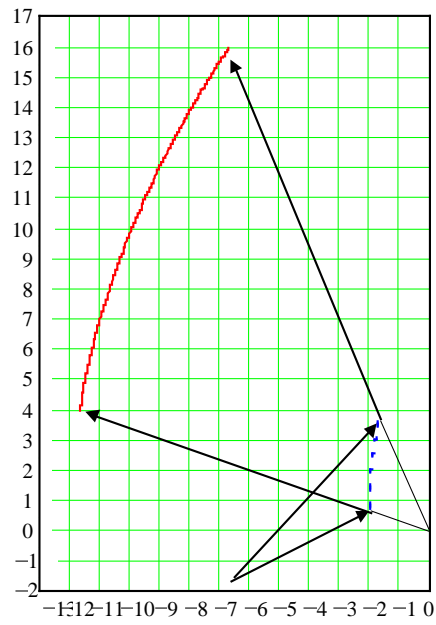
Rys.3.11. Przekroje główne przykładowych anten - warianty „D-B” i „D-D”.

3.4. Przykład obliczeniowy

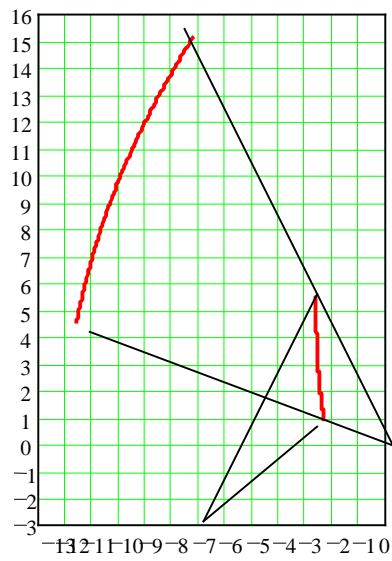
Geometria anteny

Wykorzystując algorytm, przedstawiony w pkt. 3.1, oraz, omówiony w poprzednim podpunkcie pracy, warunek na uzyskanie symetrycznego rozkładu pola w aperturze, obliczono przekrój główny przykładowej konstrukcji (rys.3.12.a).

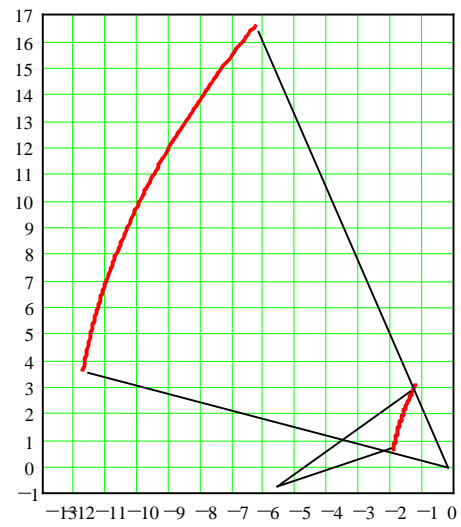
Dodatkowo, na rys. 3.12.b i c, przedstawiono przekroje anten o parametrach geometrycznych różniących się nieco od parametrów konstrukcji z rys. 3.12.a. Chodziło o to, aby pokazać, jak zmienia się wówczas, kształt przekroju głównego oraz rozkład pola w aperturze. Rys. 3.13 przybliży sposób zmiany parametrów geometrycznych. Nie zmieniają się wartości R_k , ϵ_0 , ψ_0 oraz F (stąd wynika, że wartość H jest jednakowa dla trzech konstrukcji). Zmieniają się natomiast - umiejscowienie punktu K (oznaczone tutaj - K_I , K_{II} i K_{III}) a także, jako konsekwencja tego, kąty φ_o , φ_s . Zmienia się również średnica apertury D_{ap} , wykreślona przez promienie wychodzące ze źródła pod kątem φ_t .



(a)

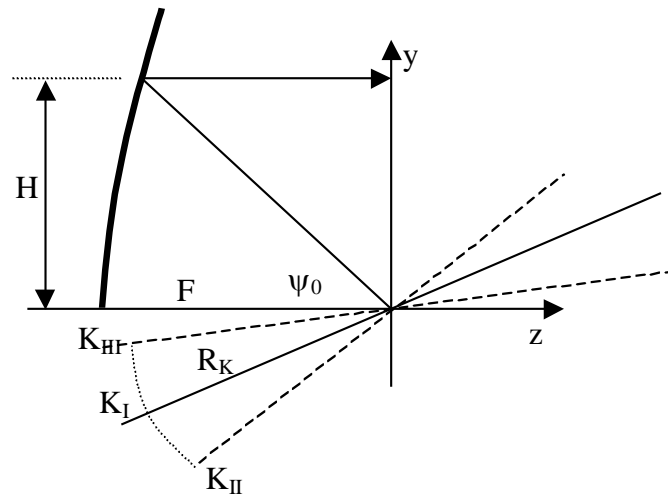


(b)



(c)

Rys.3.12. Przekroje główne niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych.



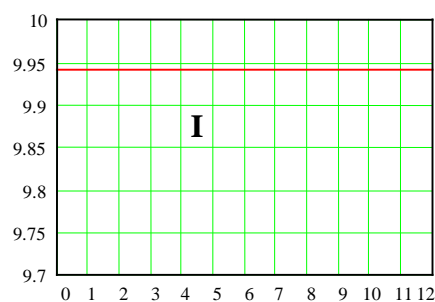
Rys.3.13. Warianty geometrii anteny.

W Tabeli I przedstawiono wartości parametrów geometrycznych trzech wariantów anteny.

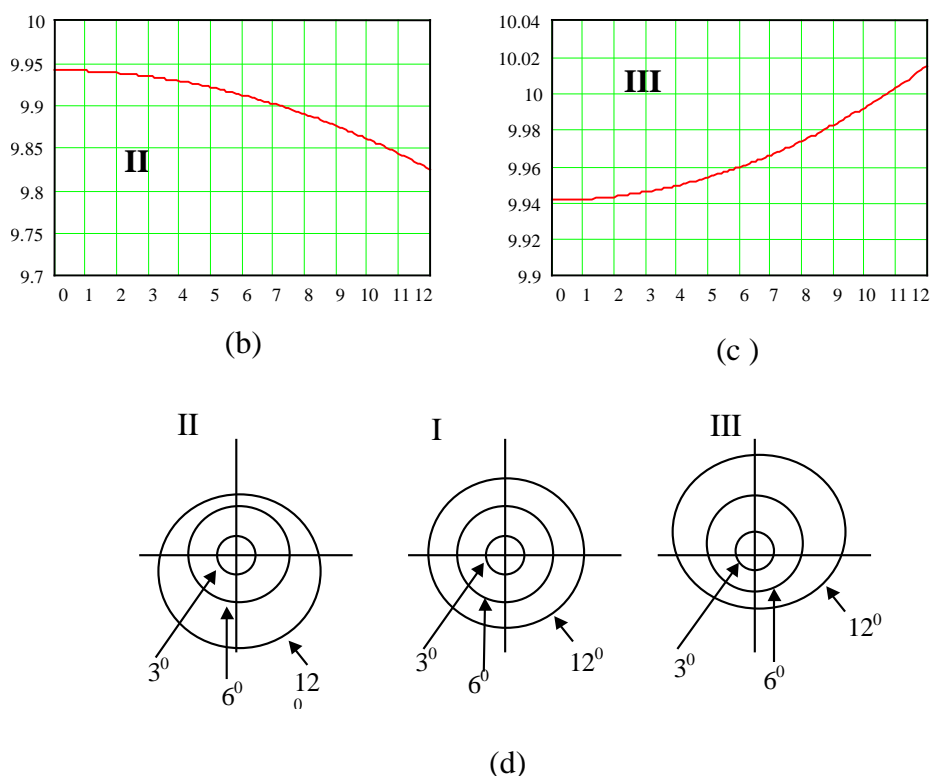
Tabela I

Typ↓	Parametr→	$\psi_0 [^\circ]$	$R_K [m.]$	$F [m.]$	ϵ_0	$\varphi_s [^\circ]$	$\varphi_0 [^\circ]$
I		45	6.76	12	2.3646	9.717	23.704
II		45	6.76	12	2.3646	23.492	30.87
III		45	6.76	12	2.3646	3.1673	20.55

Analizując geometrię omawianych anten stwierdza się, że obrys figury wyciętej na aperturze przez promienie wychodzące ze środka fazowego tuby pod kątem $\varphi = \text{const}$ (promienie te tworzą stożek, którego oś pokrywa się z osią tuby), po odbiciu, kolejno od kontrreflektora i reflektora, jest okręgiem. Jednakże tylko dla Wariantu I środki okręgów dla wszystkich kątów φ (z zakresu $0-12^\circ$) leżą w tym samym punkcie (rys. 3.14.a). W innych przypadkach środki te przemieszczają się (rys.3.14.b-d)



(a)



Rys.3.14. Przesunięcia środków okręgów na aperturze (a,b,c), linie na aperturze (d).

Konsekwencją wyniesienia tuby z punktu K , odpowiadającego wariantowi zapewniającemu symetrię rozkładu pola w aperturze (czyli tutaj punktu K_I), jest także zmiana wartości kąta φ_t , który z definicji oznacza kąt promieniowania tuby, odpowiadający oświetleniu krawędzi reflektora. Pokazuje to Tabela II. Jak widać,

Tabela II

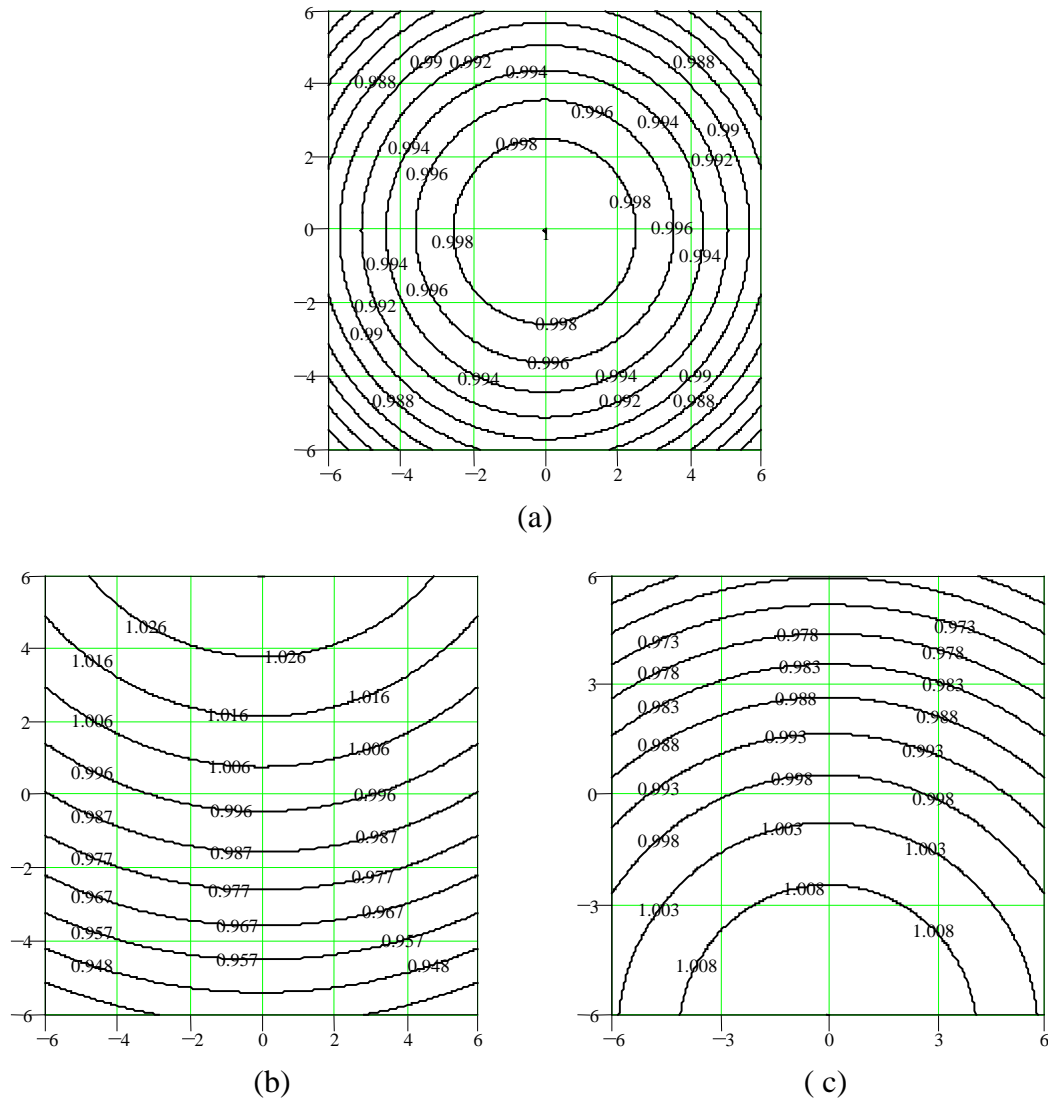
Typ ↓	$(x,y) \rightarrow$	$(-0.5D_{ap},0)$	$(0,0.5D_{ap})$	$(0,-0.5D_{ap})$	$(0.5D_{ap},0)$
I		12	12	12	12
II		13.42	13.76	13.11	13.42
III		11.48	11.35	11.61	11.48

Rozkład pola

Na rys. 3.15 przedstawiono rozkłady pól w aperturach anten (parametry w Tabeli I). Wartości poziomu pola znormalizowano do poziomu pola w środku apertury, czyli w punkcie A_0 .

Brak symetrii w rozkładzie pola w aperturze powoduje:

- pogorszenie parametrów polaryzacyjnych anteny;
- niesymetrię osiową charakterystyki promieniowania (różny kształt w płaszczyźnie poziomej i pionowej – jeśli apertura ma kształt koła, to różnice nie są znaczne).

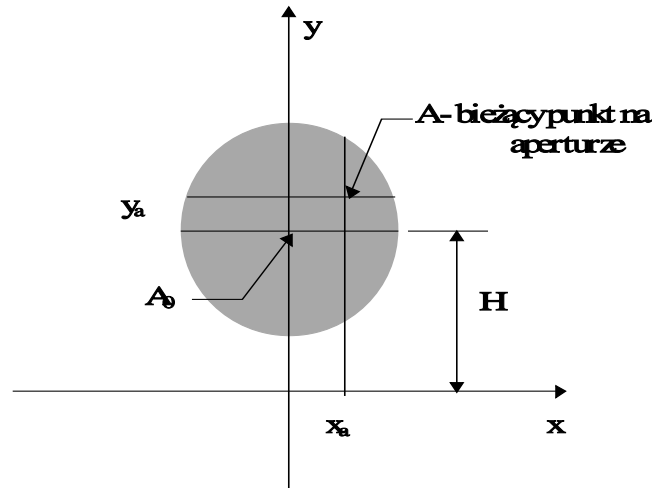


Rys.3.15. Rozkłady pól w aperturach omawianych przykładowych anten.

3.5. Algorytm obliczania kątów $\varphi_k(x,y)$, $\psi_k(x,y)$ i $\psi_r(x,y)$

a. określenie siatki punktów apertury $A(x,y)$;

Są to punkty leżące w płaszczyźnie XOY, w kole o średnicy równej średnicy apertury D_{ap} . Aby uprościć zapis funkcji, przy współrzędnych x i y , pominięte zostały indeksy A . Środek apertury A_0 (dokładniej mówiąc, punkt wyznaczony przez promień centralny) leży na osi Y , na wysokości H .

Rys.3.16. Punkty $A(x,y)$ na aperturze.

- b. obliczanie punktów $N(x_N(x,y), y_N(x,y), z_N(x,y))$ - są to punkty przecięcia powierzchni reflektora promieniami równoległymi do osi reflektora i przechodzącymi przez punkty apertury $A(x,y)$;

$$x_N(x) = x \quad (3.19)$$

$$y_N(y) = y \quad (3.20)$$

$$z_N(x,y) = \frac{x_N(x,y)^2}{4F_{ogn}} + \frac{y_N(x,y)^2}{4F_{ogn}} - F_{ogn} \quad (3.21)$$

- c. obliczanie punktów $M(x_M(x,y), y_M(x,y), z_M(x,y))$ - są to punkty przecięcia powierzchni kontrreflektora promieniami, które odbijają się od reflektora w punktach N ;

- a. równanie promienia odbitego od reflektora i skierowanego na kontrreflektor (prostej przechodzącej przez trzy punkty - N - punkt przecięcia reflektora, M - punkt przecięcia kontrreflektora i O - początek układu współrzędnych XYZ)

$$\frac{x_M - x_O}{x_N - x_O} = \frac{y_M - y_O}{y_N - y_O} = \frac{z_M - z_O}{z_N - z_O} = t \quad (3.22)$$

ponieważ - $x_0 = y_0 = z_0 = 0$ więc równanie (3.19) można zapisać w innej postaci (parametrycznej), wygodnej do dalszych obliczeń:

$$x_M = x_N t \quad (3.23)$$

$$y_M = y_N t \quad (3.24)$$

$$z_M = z_N t \quad (3.25)$$

oraz

$$FX(x_M, t) = x_M - x_N t = 0 \quad (3.26)$$

$$FY(y_M, t) = y_M - y_N t = 0 \quad (3.27)$$

$$FZ(z_M, t) = z_M - z_N t = 0 \quad (3.28)$$

Jest to układ trzech równań z 4 niewiadomymi. Aby znaleźć punkt przecięcia promienia odbitego od reflektora i skierowanego na kontrreflektor (w pracy anteny na odbiór) należy znaleźć czwarte równanie - będzie to równanie hiperboloidy w nowym układzie współrzędnych X1Y1Z1 (obrotu osi kontrreflektora o kąt φ_s względem pkt.O).

b. równanie hiperboloidy

Oś kontrreflektora obrócona jest względem osi reflektora o kąt φ_s . Tworzy się nowy układ współrzędnych X1,Y1,Z1. Punkty w nowym układzie współrzędnych związane są z punktami w układzie XYZ zależnościami:

$$y1(y_M, z_M) = -z_M \sin(\varphi_s) + y_M \cos(\varphi_s) \quad (3.29)$$

$$z1(y_M, z_M) = -z_M \cos(\varphi_s) + y_M \sin(\varphi_s) \quad (3.30)$$

Równanie hiperboloidy w układzie X1Y1Z1 przybiera postać:

$$FH(x_M, y_M, z_M) = \left(\frac{x_M}{a_h}\right)^2 + \left(\frac{y1(x_M, y_M)}{b_h}\right)^2 - \left(\frac{z1(x_M, y_M) + C}{c_h}\right)^2 = -1 \quad (3.31)$$

gdzie:

$$c_h = \frac{C}{e} \quad (3.32)$$

$$a_h = c_h \sqrt{e^2 - 1} \quad (3.33)$$

$$b_h = a_h \quad (3.34)$$

d. obliczanie kąta φ_k - jest to kąt między dwoma prostymi - osią kontrreflektora i promieniem wychodzącym ze źródła i trafiającym (po odbiciach od kontrreflektora i reflektora) w punkt A(x_a, y_a) na aperturze:

$$\varphi_k(x_a, y_a) = \arccos\left(\frac{|a_1 a_2 + b_1 b_2 + c_1 c_2|}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2 + c_1^2} \sqrt{a_2^2 + b_2^2 + c_2^2}}\right) \quad (3.35)$$

gdzie: - dla promienia:

$$a_1 = x_M(x, y); \quad (3.36)$$

$$b_1 = YK - y_M(x, y); \quad (3.37)$$

$$c_1 = ZK - z_M(x, y); \quad (3.38)$$

- dla reflektora:

$$a_2 = 0 ; \quad (3.39)$$

$$b_2 = YK ; \quad (3.40)$$

$$c_2 = ZK . \quad (3.41)$$

e. Kąt $\psi_k(x,y)$ oblicza się z zależności:

$$\psi_k(x,y) = 2 \arctg \left[\frac{e-1}{e+1} \operatorname{tg}(0.5\varphi_k(x,y)) \right] \quad (3.42)$$

f. Obliczanie kąta $\psi_r(x,y)$ zawartego między osią reflektora i promieniem odbitym od kontrreflektora .

$$\psi_r(x,y) = \arccos \left(\frac{|a_3 a_4 + b_3 b_4 + c_3 c_4|}{\sqrt{a_3^2 + b_3^2 + c_3^2} \sqrt{a_4^2 + b_4^2 + c_4^2}} \right) \quad (3.43)$$

gdzie:

-dla promienia:

$$a_3 = x_N(x,y) \quad (3.44)$$

$$b_3 = y_N(x,y) \quad (3.45)$$

$$c_3 = z_N(x,y) \quad (3.46)$$

-dla osi reflektora:

$$a_4 = 0 \quad (3.47)$$

$$b_4 = 0 \quad (3.48)$$

$$c_4 = ZK \quad (3.49)$$

4. SYNTEZA NIESYMETRYCZNYCH ANTEN DWUREFLEKTOROWYCH

4.1. Zdefiniowanie zadania i algorytm syntezy

W poprzednim rozdziale pracy, przedstawiono warunki na uzyskanie symetrycznego rozkładu pola w aperturze niesymetrycznej anteny dwurefleksyjnej (pkt.3.3.4). Można powiedzieć, że w tym sensie, konstrukcja niesymetryczna „dogoniła” konstrukcję symetryczną (patrz Tabela I i komentarz do niej - rozdział 1). Nadal jednak przeprowadzenie syntezy anteny niesymetrycznej, w sposób jak dla konstrukcji symetrycznej, nie jest możliwe [46,47].

Synteza niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych z symetryczną wiązką, to taki dobór powierzchni reflektora i kontrreflektora aby, przy zadanym kształcie symetrycznej charakterystyki promieniowania tuby $F(\varphi)$, kształt charakterystyki promieniowania anteny miał żądany kształt $G(\theta)$.

Zwykle, również w niniejszej pracy, charakterystyka promieniowania anteny $G(\theta)$ przedstawiana jest pośrednio, przez jednoznacznie ją określający rozkład pola w aperturze $E(\rho)$ (patrz : wzór 2.8 - dla rozkładu o dowolnym kształcie i wzór 2.9 - dla rozkładu symetrycznego) [1,2,3]. Można więc zadanie syntezy zapisać nieco inaczej.

Synteza niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych z symetryczną wiązką, to taki dobór powierzchni reflektora i kontrreflektora aby, przy zadanym kształcie symetrycznej charakterystyki promieniowania tuby $F(\varphi)$, przebieg rozkładu pola w aperturze miał żądany kształt $E(\rho)$.

Rozkład $E(\rho)$ i charakterystyka promieniowania tuby oświetlającej $F(\varphi)$ związane są zależnością:

$$E(\rho) = W_a F(\varphi(\rho)) \quad (4.1)$$

gdzie: W_a – stała

Jak widać, pole na aperturze $E(\rho)$ otrzymuje się w rezultacie transformacji pola tuby $F(\varphi(\rho))$, a uzyskany wynik zależy od przebiegu funkcji $\varphi(\rho)$ (lub stosowanej w niniejszej pracy funkcji odwrotnej, czyli - $\rho(\varphi)$). Teoretycznie, $E(\rho)$ i $F(\varphi)$ nie muszą być funkcjami symetrycznymi. Powinien być jednak zawsze spełniony warunek: $E(+/-D_{ap}/2) = F(+/-\varphi_t)$.

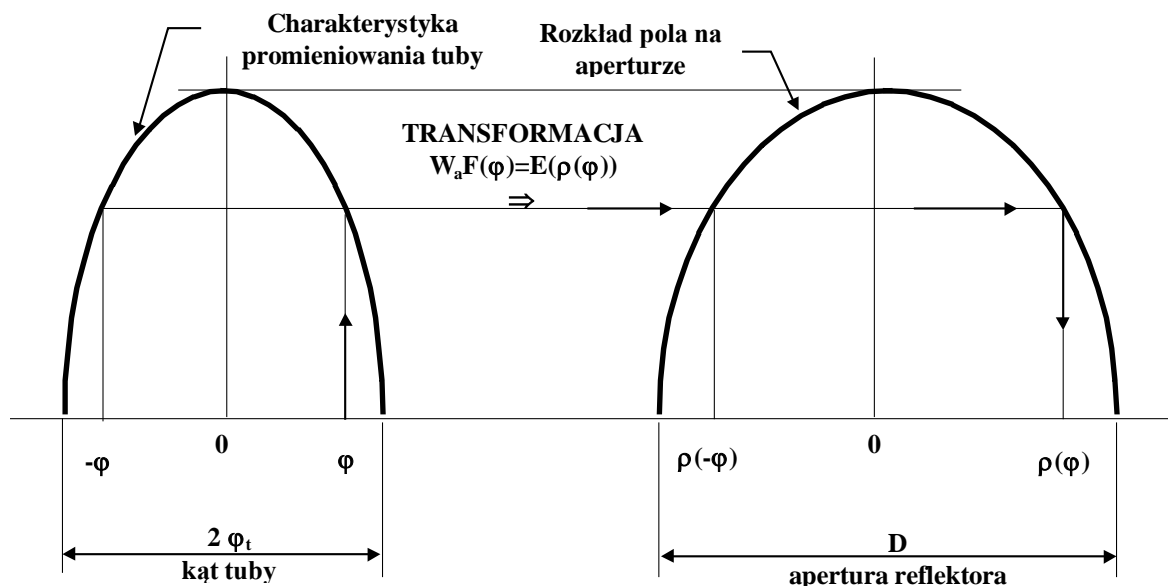
Funkcja $\rho(\varphi)$ pokazuje, w które miejsce apertury, określone za pomocą promienia ρ , pada, po odbiciu kolejno, od kontrreflektora i reflektora, wysłany z tuby pod kątem φ promień (patrz rys.3.2 i 4.1). Przebieg funkcji $\rho(\varphi)$ zależy jedynie od funkcji $F(\varphi)$ i $E(\rho)$.

Wprowadza się pojęcie: „antena-prototyp”, pomocne w dalszych rozważaniach. „Antena-prototyp” to taka klasyczna, niesymetryczna antena dwurefleksyjna typu „open Cassegrain”, która zapewnia:

- odpowiedni zysk kierunkowy (odpowiednio dobrana wartość średnicy apertury D_{ap} [21,47]);
- symetryczny rozkład pola w aperturze reflektora.

Jest to więc antena opisana w pkt. 3.3.4. Nie zapewnia ona oczywiście odpowiedniego kształtu funkcji $\rho(\varphi)$ (patrz rys.4.4), ale jej konstrukcja może być punktem wyjścia do obliczenia takiego przekroju głównego, w którym wymaganie to będzie spełnione. Przeprowadza się więc odpowiednie kształtowanie przekroju głównego kontrreflektora i reflektora „anteny-prototypu”, jego „poprawianie” (dlatego anteny takie nazywa się niekiedy antenami kształtowanymi). Można powiedzieć, że 3 pary punktów przekroju

„anteny-prototypu” (odpowiadające kątom - $\varphi=0$ oraz $\varphi=\pm\varphi_t$) stanowią swoisty „szkielet”, na którym rozpostarty jest przekrój anteny optymalnej. Należy zauważyć również, że kształt anteny optymalnej jest bardzo zbliżony do kształtu „anteny prototypu” (przy wymiarach anteny rzędu kilkunastu metrów, różnice nie przekraczają kilkunastu centymetrów - są więc praktycznie niezauważalne - patrz rys.4.9 a).



Rys.4.1. Synteza anteny reflektorowej.

„Lokalne” hiperboloidy i paraboloidy - to rodzina niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych, spełniających warunek symetrii pola w aperturze (pkt. 3.3.4) i różniących się, w funkcji kąta φ , wartościami parametrów geometrycznych - $e(\varphi)$, $F_{ogn}(\varphi)$, $\varphi_0(\varphi)$ itd. Wspólne dla wszystkich „lokalnych” anten są tylko: umiejscowienie punktu K, osie tuby (kąt φ_s) i apertury. Różne są natomiast umiejscowienia osi „lokalnych” reflektorów (oczywiście przy zachowaniu wzajemnej ich równoległości - co gwarantuje kolinearność odbitych od nich promieni) i kontrreflektorów. Przebiegi wymienionych wyżej funkcji, oraz współrzędne punktów O' - ognisk „lokalnych” hiperboloid oraz paraboloid (patrz np. rys. 4.7), otrzymuje się w trakcie obliczania przekroju głównego anteny optymalnej, a ich wykresy, dla przykładowej anteny, będą przedstawione w dalszej części pracy (pkt. 4.4).

Powierzchnie kontrreflektora i reflektora anteny optymalnej tworzone są w sposób następujący:

- promienie wysyłane z pkt. K pod bieżącym kątem φ , tworzą stożek, który „wycina” w odpowiadającej temu kątowi, „lokalnej” hiperboloidzie, pierścień,
- te same promienie, po odbiciu od kontrreflektora, wycinają odpowiednie pierścienie także w „lokalnej” paraboloidzie,
- „sumując” utworzone, w ten sposób, pierścienie (dla kątów φ w zakresie od 0 do φ_t), otrzymuje się powierzchnie kontrreflektora i reflektora anteny optymalnej.

Algorytm syntezy

Więc, aby przeprowadzić syntezę niesymetrycznej anteny dwurefleksyjnej typu „otwarty Cassegrain”, należy (dla zadanych $F(\varphi)$ i $E(\rho)$):

- a) wybrać kształt rozkładu pola w aperturze $E(\rho)$ – kryteria wyboru omówione we Wstępie;

- b) dobrać źródło oświetlające kontrreflektor – charakterystykę promieniowania $F(\varphi)$;
- c) obliczyć funkcję $\rho(\varphi)$, zapewniającą transformację pola tuby $F(\varphi)$ w pole na aperturze $E(\rho)$;
- d) znaleźć geometrię konstrukcji dwóch zwierciadeł, realizującą obliczoną wyżej funkcję $\rho(\varphi)$.

Realizacja pkt. d przeprowadzana jest w dwóch etapach:

1. obliczanie przekroju głównego w oparciu o konstrukcję „anteny-prototypu”;
2. tworzenie powierzchni reflektora i kontrreflektora z wycinków (pierścieni) „lokalnych” hiperboloid i paraboloid.

Reasumując, zaproponowany w pracy, algorytm syntezy niesymetrycznej anteny dwurefleksyjnej wygląda jak przedstawiono na rys. 4.2.

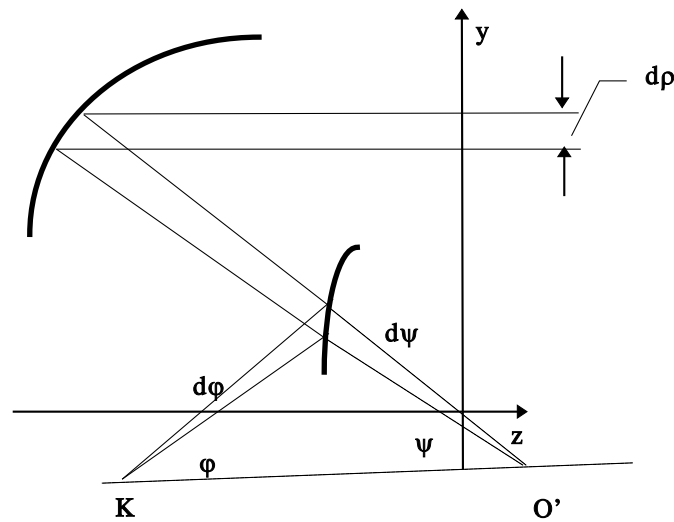


Rys.4.2. Algorytm syntezy niesymetrycznej anteny dwurefleksyjnej.

Łatwo można zauważyć formalne podobieństwo powyższego algorytmu, wręcz zgodność, do algorytmu syntezy reflektorowej anteny cosecansowej [48]. Istota problemu w obu zadaniach jest podobna - należy tak ukształtować reflektor i kontrreflektor, aby uzyskać zadaną charakterystykę promieniowania anteny.

4.2. OBLICZANIE FUNKCJI $\rho(\varphi)$

Do obliczania funkcji $\rho(\varphi)$ wykorzystuje się równanie bilansu energetycznego w antenach aperturowych (patrz pkt.2.2). Mówi ono, że ilość energii wypromieniowywanej ze źródła musi być równa ilości energii otrzymanej na aperturze. Wymaganie to można przedstawić jako równość energii w elementarnych przekrojach czoł fali sferycznej $d\varphi$ i płaskiej $d\rho$ (rys. 4.7).



Rys.4.3. Równość energii w elementarnych przekrojach.

Jeśli tuba wysyła symetryczną falę sferyczną, a na aperturze reflektora formowana jest symetryczna fala płaska, prostopadła do jego osi to, jak stwierdzono w pkt.2.2:

$$F^2(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi = k E^2(\rho) \rho d\rho \quad (4.2)$$

gdzie: $E(\rho)$ - rozkład pola na aperturze;

$F(\varphi)$ - charakterystyka promieniowania źródła;

k - stała.

Jest to różniczkowa postać prawa zachowania energii. Równanie to rozwiązuje się metodą Runge-Kutty [47,49].

Całkując obie strony równania, przy symetrii $F(\varphi)$ i $E(\rho)$, otrzymuje się całkową postać prawa zachowania energii :

$$\int_0^{\varphi} F^2(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi = k \int_0^{\rho(\varphi)} E^2(\rho) \rho d\rho \quad (4.3)$$

Stałą k można obliczyć wg wzoru:

$$k = \frac{\int_0^{\varphi_t} F^2(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi}{\int_0^{\rho(\varphi_t)} E^2(\rho) \rho d\rho} \quad (4.4)$$

tutaj: φ_t - kąt oświetlenia krawędzi kontrreflektora .

Rozwiązując równanie (4.2) lub (4.3) , stanowiące zapis prawa zachowania energii odpowiednio w różniczkowej i całkowej postaciach, otrzymuje się bardzo ważną dla przedstawionej tutaj metody obliczeń, funkcję $\rho(\varphi)$.

Stałą k dla równania w postaci całkowej oblicza się wg wzoru (4.4).

Bardziej skomplikowana sytuacja występuje w przypadku równania różniczkowego (4.2). Rozwiązuje się je metodą Runge-Kutty, traktując stałą k jako parametr [46,47,49]. Jego wartość otrzymuje się w trakcie wielu cykli obliczeniowych tak, aby spełniony był warunek graniczny, tzn aby ostatni promień wiązki, odpowiadający kątowi oświetlenia φ_2 ,

padał dokładnie na krawędź apertury [47]. Stałe k , obliczone oboma sposobami, powinny oczywiście być sobie równe.

Porównanie przebiegów funkcji $\rho(\varphi)$ dla „anteny - prototypu” i anteny optymalnej

Na rys. 4.8. przedstawiono przebieg obliczonych funkcji $\rho(\varphi)$:

1. dla anteny optymalnej z następującymi danymi wejściowymi:

- charakterystyka promieniowania tuby - $F(\varphi) = \cos^{88.1}(\varphi)$;

- rozkład pola na aperturze - $E(\rho) = 1/7 + 6/7(1-\rho^2)^2$;

1. dla „anteny-prototypu”

- parametry tej konstrukcji przedstawiono w pkt.

3.3.4 (podpis pod rys. 3.10).

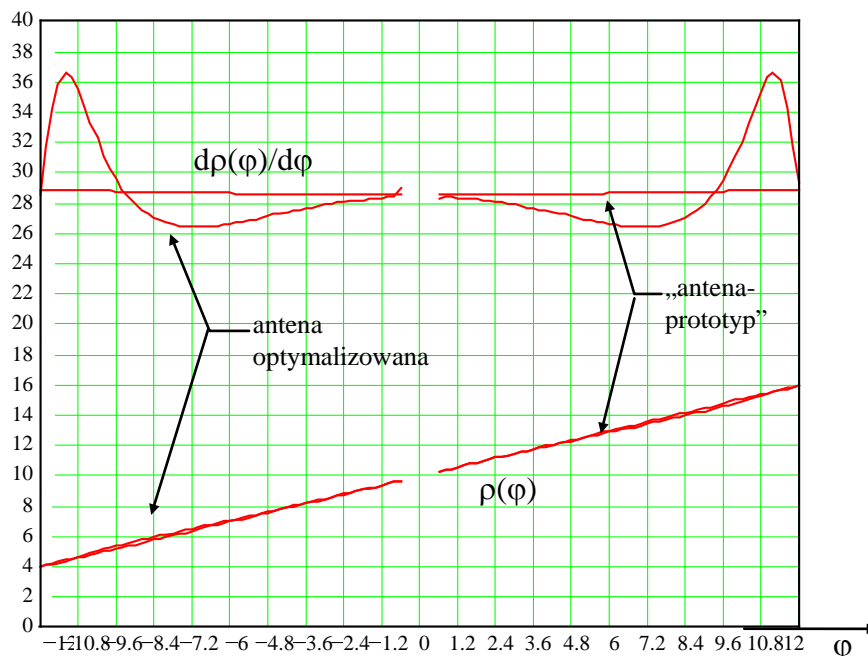
Przebieg funkcji $\rho(\varphi)$ „anteny-prototypu” jest znany a priori, nie zależy oczywiście od charakterystyki promieniowania tuby $F(\varphi)$, a jedynie od geometrii konstrukcji (pkt.3.1.2). Oblicza się ją wg wzoru:

$$\rho(\varphi) = 2F_{\text{ogn}} \operatorname{tg}\left(\frac{\psi(\varphi)}{2}\right) - H \quad (4.5)$$

gdzie:

$$\psi(\varphi) = 2\operatorname{arctg}\left(\frac{e+1}{e-1} \operatorname{tg}\left(\frac{\varphi_0 + \varphi}{2}\right)\right) - \varphi_s \quad (4.6)$$

Skala rysunku nie pozwala dokładnie odróżnić przebiegi funkcji $\rho(\varphi)$ dla obu anten, dlatego przedstawiono na nim również wykresy funkcji $d\rho(\varphi)/d\varphi$. Chodzi również o to, aby pokazać, że funkcje $\rho(\varphi)$ w obu przypadkach nie są liniami prostymi (choć dla „anteny-prototypu”, przebieg $\rho(\varphi)$ jest bardzo do prostej zbliżony), co mógłby, ze względu na skalę, sugerować jej kształt na wykresie.



Rys. 4.4. Przebiegi funkcji $\rho(\varphi)$ i $d\rho(\varphi)/d\varphi$ dla anteny optymalizowanej i „anteny-prototypu” (przykład).

4.3. OBLICZANIE PRZEKROJU GŁÓWNEGO

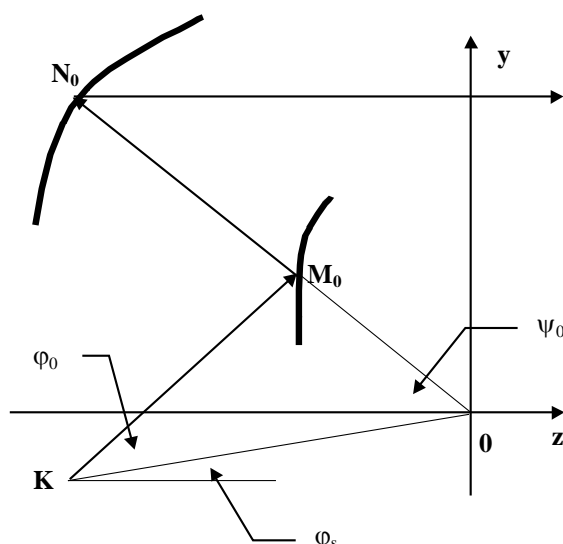
Przekrój główny anteny optymalizowanej powinien realizować, obliczoną w punkcie poprzednim, funkcję $\rho(\varphi)$, która odzwierciedla związek między charakterystyką promieniowania tuby $F(\varphi)$, a rozkładem pola na aperturze $E(\rho)$. Należy więc znaleźć taki zestaw zwierciadeł, aby promień wysłany z tuby pod kątem φ , trafiał, po odbiciach na kontrreflektorze i reflektorze, w punkt apertury, określony współrzędną ρ (patrz np. rys.2.3). Zadanie to można wykonać, jak stwierdzono w poprzednim podrozdziale, drogą „modernizacji” (kształtowania) jakiejś znanej już konstrukcji anteny (nazwanej wcześniej - "antena-prototyp"), parametry której są zbliżone do parametrów anteny obliczanej. Antenę taką wybiera się spośród konstrukcji typu „open Cassegrain”, opisanych w pkt.3.3.4 pracy (w przykładzie obliczeniowym wykorzystuje się wariant „B-D”).

Dane wejściowe do przeprowadzenia obliczeń przekroju głównego

Uzyskane w ten sposób dane wejściowe (tzn. parametry „anteny-prototypu”) do obliczania przekroju głównego to (rys.4.5):

- nachylenie osi kontrreflektora do osi reflektora (kąt φ_s);
- nachylenie osi tuby do osi kontrreflektora (kąt φ_0);
- nachylenie promienia centralnego, odbitego od kontrreflektora, do osi reflektora (kąt ψ_0);
- umiejscowienie środka fazowego tuby - punktu $K(YK, ZK)$;
- umiejscowienie punktu M_0 (przecięcie kontrreflektora przez centralny promień);
- umiejscowienie punktu N_0 (przecięcie reflektora przez centralny promień).

Warto zauważyć, że przekroje główne anten optymalizowanej i „anteny-prototypu” mają tylko 6 par wspólnych punktów: N_0 , M_0 oraz skrajne punkty na krawędziach kontrreflektora i reflektora - dolne i górne (patrz rys.4.5). Współrzędne tych czterech ostatnich par punktów nie są potrzebne jako dane wejściowe do przeprowadzenia obliczeń. Otrzymuje się je jako rezultat obliczeń; może to być jedno z kryterium prawidłowości ich przeprowadzenia.



Rys.4.5. Obliczanie przekroju głównego (dane wejściowe).

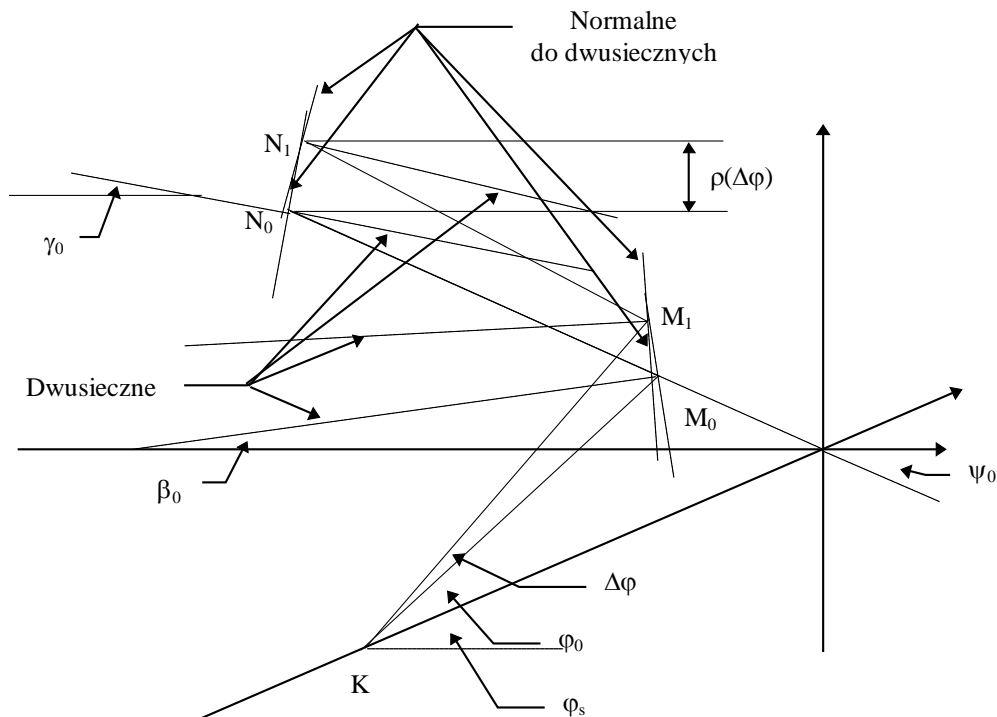
Metody obliczania przekroju głównego

W pracy wykorzystuje się dwie metody obliczania przekroju głównego: - metoda graficzno-analityczna oraz metoda geometrii różniczkowej.

Metoda graficzno-analityczna została wykorzystana w [46] do obliczania przekroju głównego optymalizowanej dwurefleksyjowej anteny cylindryczno - parabolicznej.

4.3.1. Obliczanie przekroju głównego metodą graficzno-analityczną

Podstawową zasadą teoretyczną metody jest prawo Snelliusa (równość kątów padania i odbicia od reflektora i kontrreflektora). Problem przedstawiono na rys.4.6.



Rys.4.6. Do obliczania przekroju głównego.

Algorytm obliczania przekroju głównego metodą graficzno – analityczną

1. Zapisuje się równanie prostej promienia centralnego, wychodzącego z punktu K pod kątem φ_{00} :

$$\varphi_{00} = \varphi_0 + \varphi_s \quad (4.7)$$

$$y - y_{M_0} = \operatorname{tg}(\varphi_{00})(z - z_{M_0}) \quad (4.8)$$

stąd

$$y = \operatorname{tg}(\varphi_{00})z + (y_{M_0} - \operatorname{tg}(\varphi_1)z_{M_0}) = k_{K_0}z + b_{K_0} \quad (4.9)$$

2. Oblicza się kąt nachylenia dwusiecznej kąta zawartego między odcinkami promienia centralnego - padającym i odbitym, na kontrreflektorze w punkcie M_0 - otrzymuje się kąt β_0 , oraz zapisuje się równanie prostej prostopadłej do tej dwusiecznej w punkcie M_0

$$\beta_0 = 0.5(\varphi_s + \varphi_0 + |\psi_0|) \quad (4.10)$$

$$y - y_{M_0} = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\beta_0)}(z - z_{M_0}) \quad (4.11)$$

stąd

$$y = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\beta_0)}z + \left(y_{M_0} + \frac{1}{\operatorname{tg}(\beta_0)}z_{M_0} \right) = k_{M_0}z + b_{M_0} \quad (4.12)$$

3. Oblicza się kąt nachylenia dwusiecznej kąta zawartego między odcinkami promienia centralnego, padającego i odbijającego się na reflektorze w punkcie N_0 - otrzymuje się kąt γ_0 oraz zapisuje się równanie

$$\gamma_0 = \frac{\psi_0}{2} \quad (4.13)$$

$$y - y_{N_0} = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\gamma_0)}(z - z_{N_0}) \quad (4.14)$$

stąd

$$y = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\gamma_0)}z + \left(y_{N_0} + \frac{z_{N_0}}{\operatorname{tg}(\gamma_0)} \right) = k_{N_0}z + b_{N_0} \quad (4.15)$$

4. Zapisuje się równanie promienia wyprowadzonego z punktu K pod kątem φ_1 :

$$\varphi_1 = \varphi_{00} \pm \Delta\varphi \quad (4.16)$$

gdzie : znak (-) dotyczy obliczania dolnej części przekroju;
znak (+) dotyczy obliczania górnej części przekroju;

$$y - y_K = \operatorname{tg}(\varphi_1 + \varphi_S)(z - z_K) \quad (4.17)$$

stąd

$$y = \operatorname{tg}(\varphi_1 + \varphi_S)z + (y_K - \operatorname{tg}(\varphi_1 + \varphi_S)z_K) = k_{K_1}z + b_{K_1} \quad (4.18)$$

5. Oblicza się współrzędne punktu M_1 na kontrreflektorze - punkt przecięcia dwóch prostych:

- prostej przechodzącej przez punkt K pod kątem $\varphi_1 + \varphi_S$;
- prostej prostopadłej do dwusiecznej kąta zawartego między promieniami padającym i odbijającym się na kontrreflektorze w punkcie M_0 .

$$z_{M_1} = \frac{b_{M_0} - b_{K_1}}{-k_{M_0} + k_{K_1}} \quad (4.19)$$

$$y_{M_1} = k_{K_1}z_{M_1} + b_{K_1} \quad (4.20)$$

6. Oblicza się współrzędne punktu N_1 na reflektorze - jako punkt przecięcia dwóch prostych:

- prostej równoległej do osi Z. odpowiadającej poziomowi $y_{N_0} \pm \rho(\varphi)$;
- prostej prostopadłej do dwusiecznej kąta γ_1 zawartego między promieniami padającym i odbitym w punkcie N_0 .

$$y_{N_1} = y_{N_0} \pm \rho(\varphi_1) \quad (4.21)$$

$$z_{R_2} = \frac{y_{N_1} - b_{K_1}}{k_{K_1}} \quad (4.22)$$

7. Zapisuje się równanie prostej przechodzącej przez punkty M_1 i N_1 .

$$y - y_{N_2} = \frac{y_{M_2} - y_{N_2}}{z_{M_2} - z_{N_2}} (z - z_{N_2}) \quad (4.23)$$

$$y = \frac{y_{M_1} - y_{N_1}}{z_{M_1} - z_{N_1}} z + \left(y_{N_1} - \frac{y_{M_1} - y_{N_1}}{z_{M_1} - z_{N_1}} z_{N_1} \right) = k_{MN_1} z + b_{MN_1} \quad (4.24)$$

8. Oblicza się kąt β_1 - dwusieczną kąta zawartego między promieniami padającym i odbitym na kontrreflektorze w punkcie M_1 oraz zapisuje równanie prostej prostopadłej do dwusiecznej tego kąta w punkcie M_1

$$\beta_1 = \frac{\arctg(k_{K_1}) + \arctg(k_{MN_1})}{2} \quad (4.25)$$

$$y - y_{M_1} = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\beta_1)} (z - z_{M_1}) \quad (4.26)$$

stąd

$$y = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\beta_1)} z + \left(y_{M_1} + \frac{z_{M_1}}{\operatorname{tg}(\beta_1)} \right) = k_{M_1} z + b_{M_1} \quad (4.27)$$

9. Oblicza się kąt γ_1 - dwusieczną kąta zawartego między promieniami padającym i odbitym na reflektorze w punkcie N_1 oraz zapisuje równanie prostej prostopadłej do dwusiecznej tego kąta w punkcie N_1

$$\gamma_1 = \frac{\arctg(k_{MN_1})}{2} \quad (4.28)$$

$$y - y_{N_1} = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\gamma_1)} (z - z_{N_1}) \quad (4.29)$$

stąd

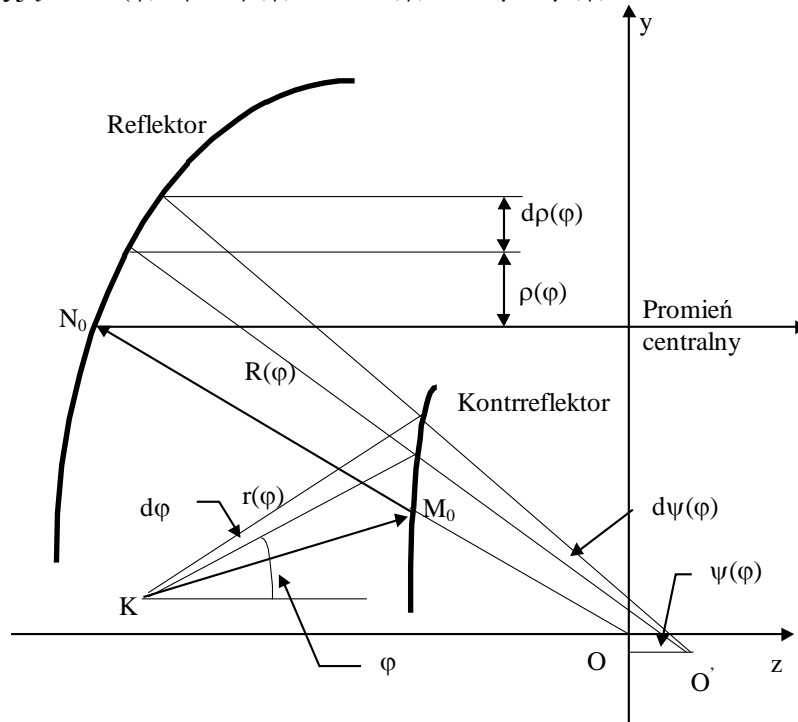
$$y = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\gamma_1)} z + \left(y_{N_1} + \frac{z_{N_1}}{\operatorname{tg}(\gamma_1)} \right) = k_{N_1} z + b_{N_1} \quad (4.30)$$

10. Obliczenia dalszych punktów (M - na kontrreflektorze i N - na reflektorze) przeprowadza się w sposób analogiczny do przedstawionego wyżej.

4.3.2. Obliczanie przekroju głównego metodą geometrii różniczkowej

Na rys.4.7 przedstawiono przekrój główny optymalizowanej anteny dwurefleksorowej. Z punktu K, środka fazowego źródła oświetlającego, pod bieżącym kątem φ promień $r(\varphi)$ wysyłane są w kierunku kontrreflektora. Promień $R(\varphi)$ jest bieżącym promieniem reflektora, a punkt O' można nazwać jego „lokalnym” ogniskiem. Punkt O' pokrywa się z punktem O - początkiem układu współrzędnych tylko dla trzech wartości kąta φ ($-\varphi_t$, 0 , $+\varphi_t$). Na rysunku przedstawiono również bieg promienia centralnego oraz, odmierzany od niego, bieżący promień apertury $\rho(\varphi)$.

W niniejszej pracy wygodnie jest przyjąć kąt φ za argument pozostałych parametrów anteny, tzn. przyjmując $r = r(\varphi)$, $\psi = \psi(\varphi)$, $R = R(\varphi)$ oraz $\rho = \rho(\varphi)$.



Rys.4.7. Przekrój główny anteny dwurefleksorowej.

W pracy wykorzystuje się następujące zależności :

- **dla kontrreflektora** (zasada Snelliusa w postaci różniczkowej) [20,48]:

$$\frac{dr(\varphi)}{d\varphi} = r(\varphi) \operatorname{tg}\left(\frac{\varphi + \psi(\varphi)}{2}\right) \quad (4.31)$$

tutaj: $\varphi + \psi(\varphi)$ – kąt zawarty między promieniami – padającym na kontrreflektor i odbitym od niego.

- **dla reflektora** (zapisuje się dwie zależności) [20,48]:

1. zasada Snelliusa w postaci różniczkowej:

$$\frac{dR(\psi)}{d\psi} = R(\psi) \operatorname{tg}\left(\frac{\psi}{2}\right) \quad (4.32)$$

tutaj: $\psi(\varphi)$ – kąt zawarty między promieniami – padającym na reflektor i odbitym od niego.

po przekształceniu:

$$\frac{dR(\varphi)}{d\varphi} = R(\varphi) \frac{d\psi(\varphi)}{d\varphi} \operatorname{tg}\left(\frac{\psi(\varphi)}{2}\right) \quad (4.33)$$

2. warunek kolinearności promieni w aperturze reflektora

$$d\rho(\varphi) = R(\varphi)d\psi(\varphi) \quad (4.34)$$

po przekształceniu:

$$\frac{d\psi(\varphi)}{d\varphi} = \frac{1}{R(\varphi)} \frac{d\rho(\varphi)}{d\varphi} \quad (4.35)$$

Algorytm obliczania przekroju głównego metodą geometrii różniczkowej

1. Dane wejściowe

- funkcja $\rho(\varphi)$;
- parametry geometryczne „anteny-prototypu” (obliczane wg metodyki przedstawionej w pkt.2);

2. Aby obliczyć funkcje $\psi = \psi(\varphi)$ i $R=R(\varphi)$ należy rozwiązać układ dwóch przedstawionych wyżej równań różniczkowych - (4.33) i (4.35). Układ ten rozwiązuje się numerycznie metodą Runge-Kutty. Obliczenia przeprowadzono wg procedury opisanej w [49].

3. Funkcję $r = r(\varphi)$ oblicza się numerycznie (metodą Runge-Kutty) rozwiązując równanie różniczkowe (4.31). Otrzymuje się w ten sposób **przekrój główny kontrreflektora**.

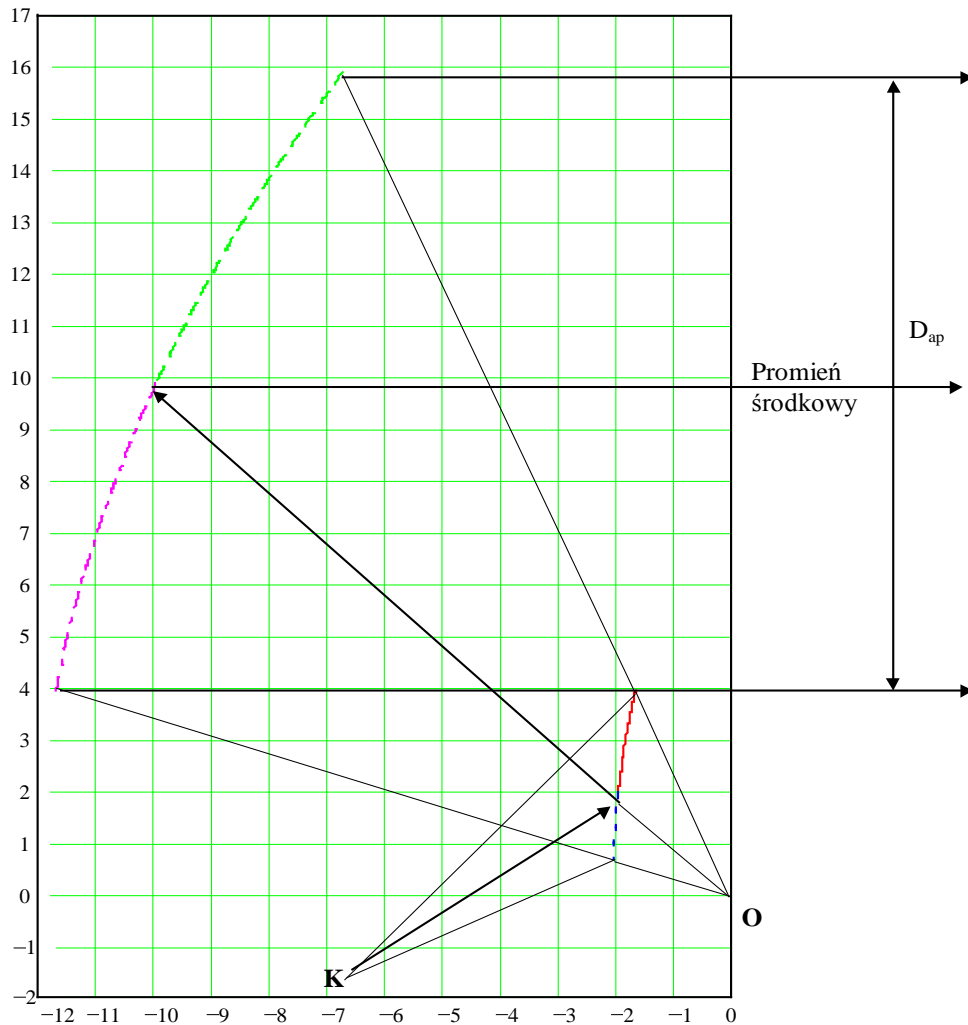
4. **Przekrój główny reflektora** otrzymuje się jako punkty przecięcia prostej promienia reflektora $R(\varphi)$, przechodzącego przez, odpowiadające bieżącym wartościom kąta φ , punkty przekroju głównego kontrreflektora z odpowiadającymi tym kątom, prostymi $\rho = \rho(\varphi)$ (patrz rys.4.10).

4.3.3. Omówienie wyników obliczeń przekroju głównego

Na rys.4.8 pokazano obliczony, metodą graficzno-analityczną, przekrój anteny optymalizowanej. Przyjęto następujące założenia:

- wybrano wariant C konstrukcji (pkt. 3.2);
- konstrukcję „anteny-prototypu” uzyskano dla danych:
 - φ_t, D, F, ψ_0 oraz dwóch warunków przedstawionych w pkt. 4.1.2;
 - w pkt. H przecinają się - oś Z, promień centralny oraz bliższe ramię hiperboli, -
 - kontrreflektor - dalsze ramię hiperboli (patrz.pkt. 3.2 - wariant anteny „B-D”);
- wybrano rozkład pola na aperturze - $E(\rho) = 1/7 + 6/7(1-\rho^2)^2$;
- przyjęto, że charakterystykę promieniowania tuby $F(\varphi)$; można aproksymować funkcją $\cos^N(\varphi)$, czyli $F(\varphi)=\cos^N(\varphi)$ (tutaj $N=88.1$ - wartość N oblicza się z zależności: $E(\rho_{\max})=F(\varphi_t)=\cos^N(\varphi_t)$).

Na rysunku pokazano również drogę skrajnych promieni oraz promienia środkowego wypromieniowywanych z tuby oraz uwidocznioną, za ich pomocą, aperturę reflektora.

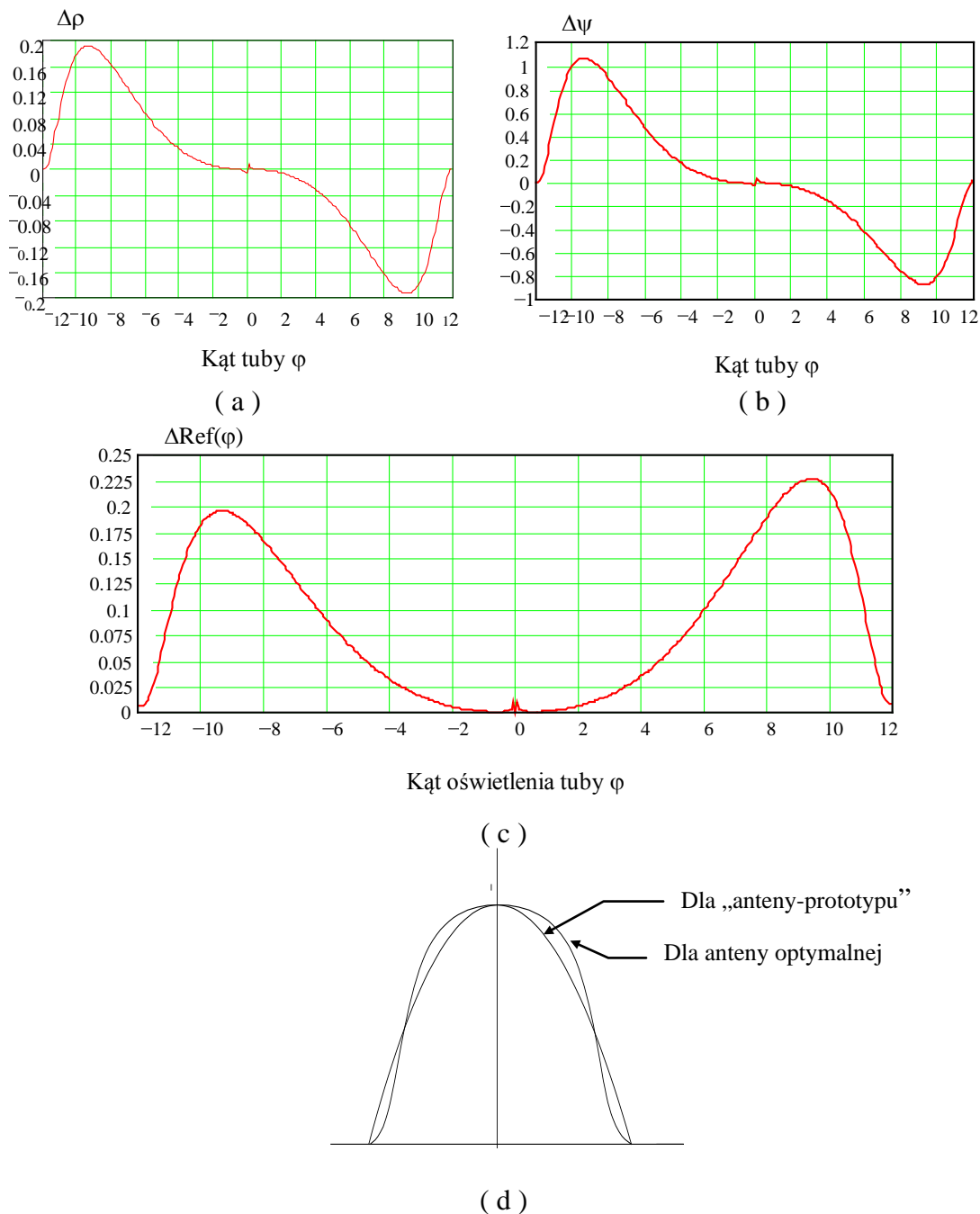


Rys.4.8.Przekrój anteny optymalizowanej (jako „antena prototyp” - Wariant „B-D” z pkt. 3 - rys.3.10a)

Na rys.4.9.a przedstawiono wykres funkcji $\Delta\rho(\varphi) = \rho_{\text{opty}}(\varphi) - \rho_{\text{AP}}(\varphi)$, pokazujący różnicę w przekroju głównym między współrzędnymi Y punktów padania na reflektor promieni „anteny prototypu” i anteny optymalnej. Jak widać, promienie w antenie optymalnej powinny padać niżej - dla górnej części reflektora i wyżej - dla części dolnej, niż ma to miejsce w „antenie-prototypie”. Uzyskuje się w ten sposób rozkład pola na aperturze spełniający wymagania na dobry rozkład (patrz rozdział 1). Szkicowe porównanie obu rozkładów, dla „anteny prototypu” i anteny optymalnej, przedstawiono na rys.4.9.d. Dodatkowo, na rys.4.9.b pokazano przebieg funkcji $\Delta\psi(\varphi) = \psi_{\text{opty}}(\varphi) - \psi_{\text{AP}}(\varphi)$. Potwierdza on oczywiście przebieg funkcji $\Delta\rho(\varphi)$. Pokazuje, że w antenie optymalnej, promienie odpowiadające dodatnim kątom φ , padają na reflektor pod kątem większym niż w „antenie-prototypie” (punkty N(φ) dla anteny optymalnej leżą więc wyżej niż odpowiadające im punkty reflektora „anteny prototypu”), natomiast dla ujemnych kątów φ - pod mniejszym (punkty N(φ) anteny optymalnej leżą niżej niż odpowiadające im punkty reflektora „anteny prototypu”).

Na rys.4.9.c. przedstawiono przebieg funkcji $\Delta\text{Ref}(\varphi)$ - odległość między punktami reflektora (punkty N) dla obu typów anteny w funkcji kąta oświetlenia kontrreflektora. Jak widać, dla przykładowej konstrukcji, różnica ta nie jest duża i na wykresie, przedstawiającym

przekroje główne obu anten nie jest wyraźnie widoczny. Warto również zauważyć, że przebieg tej funkcji nie jest symetryczny.



Rys.4.9. Porównanie „anteny- prototypu” z anteną optymalną (a. $\Delta\rho = \rho_{opt}(\varphi) - \rho_{AP}(\varphi)$, b. $\Delta\psi(\varphi) = \psi_{opt}(\varphi) - \psi_{AP}(\varphi)$, c. odległość między punktami przekroju głównego reflektora obu anten - w funkcji kąta φ , d. rozkłady pola w aperturze).

Przeprowadzono syntezę anteny obliczonej w punkcie poprzednim. Chodziło o to, aby porównać o trzymane wyniki oraz przedstawić ocenę obu metod. Stwierdzono dużą zgodność wyników (różnice nie przekraczały 0.2 %).

W chwili obecnej nie jest możliwe wydanie werdyktu, która z przedstawionych metod jest lepsza. Obie są stosunkowo proste i dokładne. Czas obliczeń, na komputerze typu IBM Pentium 120 MHz, 16 MB, w obu przypadkach, wynosi kilka minut. Uzyskanie wiarygodnej opinii będzie możliwe dopiero po dłuższym stosowaniu obu metod. Zapewne najlepszym

testem będzie obliczanie anteny jedną metodą, a następnie sprawdzanie otrzymanych wyników z rezultatami obliczeń drugą metodą.

4.4. OBLICZANIE POWIERZCHNI REFLEKTORA I KONTRREFLEKTORA

Powierzchnie reflektora i kontrreflektora oblicza się wykorzystując wnioski ze, sformułowanej we WSTĘPIE pracy, tezy:

„Można dobrać taki zestaw „lokalnych” paraboloid i hiperboloid, że wycinki ich powierzchni utworzą powierzchnie reflektora i kontrreflektora optymalnej, niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej”.

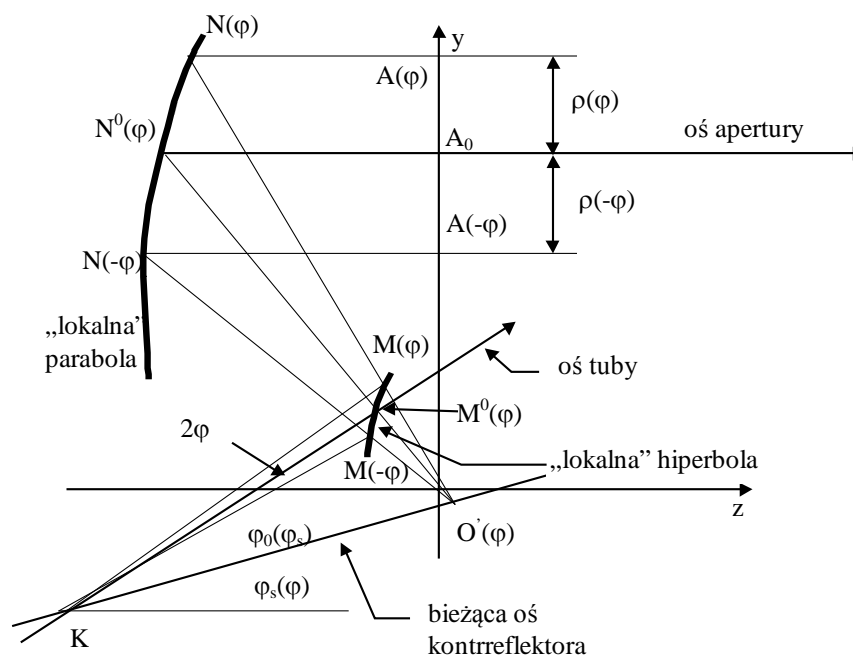
Wcześniej jednak należy pokazać, że teza ta jest słuszna.

Pomocne w tym będą uzyskane w poprzednich rozdziałach wyniki:

1. przy spełnieniu określonych warunków, klasyczna antena „open Cassegrain” zapewnia symetrię oraz równomierność rozkładu pola w aperturze leżącej w płaszczyźnie XY;
2. obliczony, w poprzednim podpunkcie pracy, przekrój główny anteny optymalnej, zapewnia zadany rozkład pola $E(\rho)$ w płaszczyźnie YOZ.

Rozważmy rodzinę niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych, spełniających warunek pkt.1 i dodatkowo, posiadających wspólne (patrz rys.4.11):

- środek fazowy tuby (punkt K);
- oś tuby (nachylenie do osi Z pod jednakowym kątem - $\varphi_s(\varphi) + \varphi_0(\varphi) = \text{const}$);
- oś apertury.



Rys.4.10. Stwierdzenie słuszności tezy pracy.

Dla promieni, wysyłanych z tuby (pkt. K) pod bieżącymi kątami - $\pm \varphi$, znajduje się, na **przekroju głównym**, dwie pary punktów. Są to - na reflektorze - $M(\varphi)$, $M(-\varphi)$, a na kontrreflektorze - $N(\varphi)$, $N(-\varphi)$ (rys.3.11). Łamana łącząca punkty K, $M(-\varphi)$, $N(-\varphi)$, $A(-\varphi)$ pokazuje bieg promienia odpowiadającego katowi $(-\varphi)$, natomiast łamana utworzona przez K, $M(\varphi)$, $N(\varphi)$, $A(\varphi)$ - odpowiadającego katowi φ . W ten sposób uzyskuje się dwie pary punktów na elementach „lokalnych” anten - hiperboli ($M(\varphi)$, $M(-\varphi)$) i paraboli ($N(\varphi)$, $N(-\varphi)$).

Jednocześnie, na przecięciu prostych, przechodzących przez pary tych punktów: $M(-\varphi)N(-\varphi)$ i $M(\varphi),N(\varphi)$, leży punkt $O'(\varphi)$, który jest ogniskiem, wspomnianej wcześniej, „lokalnej”.

Uzyskano w ten sposób wystarczającą ilość danych, aby obliczyć parametry „lokalnych” anten. Oblicza się więc kolejno:

- odległość R_K :

$$R_K(\varphi) = \sqrt{(YK - yO'(\varphi))^2 + (ZK - zO'(\varphi))^2} \quad (4.36)$$

- kat $\varphi_s(\varphi)$:

$$\varphi_s(\varphi) = \arctg\left(\frac{yO'(\varphi) - YK}{zO'(\varphi) - ZK}\right) \quad (4.37)$$

- ogniskowa $F_{ogn}(\varphi)$:

$$F_{ogn}(\varphi) = (yN(\varphi) - yO'(\varphi)) \cos^2(0.5\psi N(\varphi)) \quad (4.38)$$

gdzie: $\psi N(\varphi)$ – kąt nachylenia do osi Z, promienia trafiającego w punkt $N(\varphi)$ na przekroju reflektora;

- kąt $\varphi_0(\varphi)$:

$$\varphi_0(\varphi) = (\varphi_s(0) + \varphi_0(0)) - \varphi_s(\varphi) \quad (4.39)$$

gdzie: $\varphi_s(0)$, $\varphi_0(0)$ - dane wejściowe do obliczania przekroju głównego (pkt.4.3 – oznaczane tam - φ_s i φ_0)

- mimośród $e(\varphi)$ oblicza się w następującej kolejności:

- oblicza się kąt nachylenia prostej przechodzącej przez punkty $N(\varphi)$ i $O'(\varphi)$ do osi kontrreflektora:

$$\psi_K(\varphi) = \arctg\left(\frac{yN(\varphi) - yO'(\varphi)}{zN(\varphi) - zO'(\varphi)}\right) + \varphi_s(\varphi) \quad (4.40)$$

- stąd $e(\varphi)$:

$$e(\varphi) = \frac{\sin(0.5(\psi_K(\varphi) + \varphi_0(\varphi) + \varphi))}{\sin(0.5(\psi_K(\varphi) - \varphi_0(\varphi) - \varphi))} \quad (4.41)$$

Na rys.4.11 przedstawiono przebiegi funkcji mimośrodu $e(\varphi)$, kątów $\varphi_s(\varphi)$, $\varphi_0(\varphi)$, ogniskowej $F(\varphi)$ oraz odcinka $R_K(\varphi)$ dla przykładowej, optymalnej anteny (patrz rys.4.8,4.11).

Ponieważ „lokalna” antena formuje symetryczny rozkład pola w przekroju głównym, to poziom pola w punktach apertury leżących na okręgach o odpowiadających tej „lokalnej” antenie promieniu $\rho(\varphi)$, będzie jednakowy. Wynika stąd, że dla określenia poziomu pola w dowolnym punkcie apertury $A(x,y)$ wystarczy obliczyć jego wartość dla promienia okręgu $\rho(\varphi)$, na którym ten punkt leży.

- Wykorzystując wzory 3.19 – 3.21 oblicza się, dla danych współrzędnych x i y punktów apertury (punkty $A(x,y)$ – rys.3.16) współrzędne punktów N na powierzchni reflektora (do wzorów, zamiast F_{ogn} , podstawia się $F_{ogn}(\varphi)$);
- Rozwiązując układ 4 równań: 3.26-3.28 i 3.31 otrzymuje się współrzędne punktów M (do wzorów, zamiast $2C$, podstawia się $R_K(\varphi)$, a zamiast $e - e(\varphi)$).

4.5. WERYFIKACJA ROZWIĄZANIA

Po przeprowadzeniu syntezy niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej, można dokonać weryfikacji zastosowanego w pracy rozwiązania problemu. Jest to, z punktu widzenia projektanta anteny (a także inwestora), bardzo ważne. Anteny tego typu są bowiem bardzo drogie i dlatego, przed podjęciem ostatecznej decyzji, odnośnie realizacji zaprojektowanej konstrukcji, należy dokonać wszelkich możliwych obliczeń kontrolnych, uwiarygadniających zastosowaną metodę projektowania.

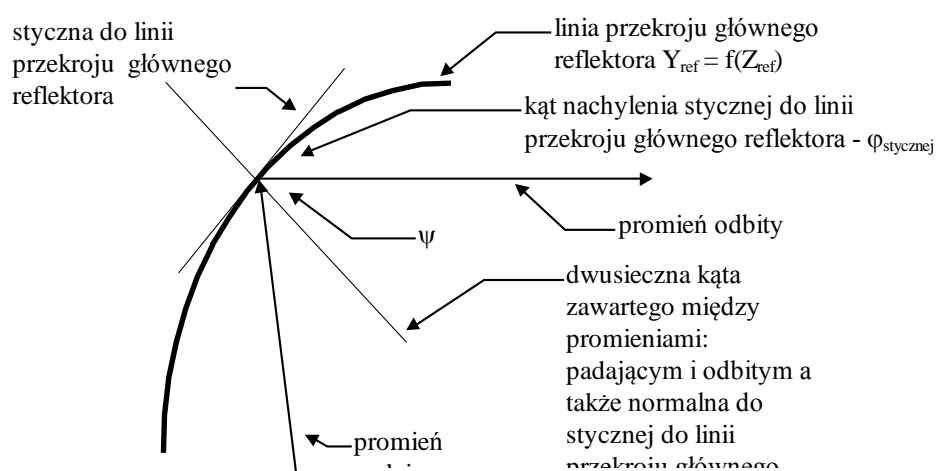
Proces weryfikacji obliczeń polega zwykle na analizie, uzyskanego w trakcie syntezy, kształtu przekroju głównego kontrreflektora i reflektora [46]. W przedstawionych niżej obliczeniach kontrolnych, daną wejściową jest przebieg przekroju głównego anteny, zapisany w postaci dwóch funkcji – $Y_{ref} = f(Z_{ref})$, $Y_{kon} = f(Z_{kon})$. Z istoty zaproponowanej w pracy metody syntezy niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej wynika, że uzyskanie pozytywnych wyników kontroli jej przekroju głównego, świadczy o prawidłowości obliczeń dla wszystkich punktów powierzchni kontrreflektora i reflektora.

Wykorzystuje się następujące warunki optyki geometrycznej, które powinna spełniać antena:

- prawo Snelliusa na reflektorze i kontrreflektorze (równość kątów padania i odbicia na płaszczyznach stycznych do powierzchni zwierciadeł w każdym ich punkcie);
- synfazowość pola w aperturze anteny, czyli jednakowa droga wszystkich promieni od pkt, K do apertury anteny.

Realizacja kontroli:

- reflektor – dla wszystkich punktów przekroju, powinno być spełnione prawo Snelliusa (kąt padania promieni powinien być równy kątowi ich odbicia - rys.4.12):



Rys.4.12. Kontrola linii przekroju głównego reflektora

5. WNIOSKI

Przedstawiona praca składa się ze 5 rozdziałów poprzedzonych wykazem ważniejszych, stosowanych w niej oznaczeń. Przyjęty układ treści, pozwala kompleksowo przedstawić problematykę anten reflektorowych i na tym tle, miejsce oraz znaczenie podejmowanych tematów. Jednocześnie kolejność prezentacji poszczególnych problemów, odpowiada logice dochodzenia do głównego celu, jakim jest potwierdzenie słuszności tezy pracy oraz przedstawienie nowej, oryginalnej metody syntezy niesymetrycznych anten dwurefektorowych. Praca ma więc, prócz teoretycznego, również znaczenie praktyczne. Opracowane w trakcie realizacji poszczególnych zadań pracy, programy komputerowe mogą być wykorzystywane przy projektowaniu anten reflektorowych i to zarówno symetrycznych jak i niesymetrycznych, a także jedno lub dwurefektorowych.

We Wstępie omówiono problemy będące przedmiotem pracy, a także przedstawiono przegląd literatury. Uzasadniono celowość zajmowania się problematyką anten reflektorowych, mimo coraz szerszego stosowania anten ścianowych (szyków). Stwierdzono, że można zaryzykować sformułowanie tezy o istnieniu swoistego podziału „sfer wpływu” między antenami reflektorowymi i antenami ścianowymi. Istotą tego podziału jest stwierdzenie, że w przypadku, gdy potrzebna jest antena posiadająca maksymalny zysk kierunkowy i minimalny poziom listków bocznych to stosowana będzie antena reflektorowa, natomiast gdy, wymaga się, aby antena realizowała określone funkcje (wielowiązkowość, skanowanie itd.) wykorzystywać się będzie antenę ścianową.

W rozdziale 2, poświęconym podstawom teorii anten reflektorowych, przedstawiono wykorzystywaną w pracy koncepcję analizy niesymetrycznych anten dwurefektorowych. Zaproponowano, aby antenę traktować jako swoisty „transformator typu fali”. Synfazowe pole kolinearnych promieni w aperturze uzyskuje się poprzez dwa transformacje - transformację fali sferycznej ze źródła w falę sferyczną, odbitą od kontrreflektora i następnie jej transformację w falę płaską po odbiciu od reflektora. Uzasadniono również wybór metody aperturowej do obliczania charakterystyki promieniowania anteny. Wyprowadzono, wykorzystując równanie bilansu energetycznego, wzory do obliczania charakterystyki promieniowania, wprowadzonego w pracy, „źródła zastępczego” oraz rozkładu pola w aperturze reflektora.

W rozdziale 3, poświęconym analizie anten niesymetrycznych, zaproponowano nową, uogólnioną systematykę podziału konstrukcji anten dwurefektorowych. Jej podstawą jest sposób wzajemnego rozmieszczenia osi trzech elementów anteny - reflektora, kontrreflektora, tuby oraz osi czwartej - osi apertury promieniującej. Stwierdzono tam, że o geometrii niesymetrycznej anteny dwurefektorowej decyduje 6 niezależnych parametrów, które można dowolnie wybrać spośród 11 elementów kryteriów wyboru. Konstatacja tego faktu znacznie ułatwiła tworzenie algorytmów procedur obliczeniowych wykonywanych w poszczególnych rozdziałach pracy.

W rozdziale 3 pokazano również znacznie zwiększone, w stosunku do anteny symetrycznej, możliwości umiejscawiania elementu oświetlającego kontrreflektor, co w istotny sposób rozszerza krąg potencjalnych zastosowań anten tego typu. Stwierdzono, że wszystkie kombinacje geometryczne anteny dwurefektorowej można uporządkować, dzieląc je na 3 części (w pracy nazwano je - Warianty A, B i C). Kryterium podziału jest miejsce umieszczenia tuby oświetlającej - nad-, za- lub pod reflektorem. Jednocześnie omówiono występujące ograniczenia omawianych konstrukcji.

W ogólnym przypadku, dla konstrukcji niesymetrycznych, rozkład pola na aperturze jest niesymetryczny. W pracy (rozdział 2) przedstawiono warunki, przy których niesymetryczna antena dwurefektorowa formuje symetryczny rozkład pola na aperturze (przy założonej symetrii charakterystyki promieniowania tuby).

Powstały więc przesłanki do wprowadzenia pojęcia „antena-prototyp”. Jest to konstrukcja, którą można nazwać konstrukcją bazową do przeprowadzenia syntezy. Można powiedzieć również, że jest to antena, w której powierzchnie kontrreflektora i reflektora są „poprawiane” tak, aby otrzymać konstrukcję optymalną.

Uzyskane w rozdziale 3 zależności stworzyły przesłanki do potwierdzenia w rozdziale 4 słuszności głównej tezy pracy, brzmiącej:

„można dobrać taki zestaw „lokalnych” paraboloid i hiperboloid obrotowych, że wycinki ich powierzchni (pierścienie) utworzą powierzchnie reflektora i kontrreflektora optymalnej, niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej”.

Pojęcie „lokalnych” hiperboloid i paraboloid obrotowych oznacza rodzinę niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych spełniających warunek symetrii rozkładu pola w aperturze w aperturze oraz różniących się między sobą parametrami wg określonej, przedstawionej w pkt.4.1.1, zasady.

W rozdziale 4 omówiono szczegółowo, oryginalną metodę syntezy niesymetrycznej anteny dwurefleksyjowej. Składa się ona z trzech zasadniczych punktów:

- obliczanie funkcji $\rho(\varphi)$;
- obliczanie przekroju głównego anteny;
- obliczanie powierzchni reflektora i kontrreflektora.

Funkcja $\rho(\varphi)$ wiąże kąt oświetlenia kontrreflektora φ z promieniem apertury ρ . Jest ona obliczana z równania bilansu energetycznego - równości energii wypromieniowywanej przez tubę oświetlającą kontrreflektor i energii w aperturze reflektora. Danymi wejściowymi równania bilansu są charakterystyka promieniowania tuby oraz rozkład pola na aperturze.

Uzyskanie przebiegu funkcji $\rho(\varphi)$ pozwala rozpocząć następny etap syntezy, tzn. obliczyć, realizujący $\rho(\varphi)$, przekrój główny anteny optymalnej. W pracy przedstawiono dwie metody przeprowadzenia tych obliczeń :

- metoda graficzno-analityczna;
- metoda geometrii różniczkowej.

Przeprowadzone obliczenia pokazały, że obie te metody, z praktycznego punktu widzenia, są równoważne.

Realizacja ostatniego z punktów algorytmu bazuje na głównej tezie pracy.

W pracy przedstawiono szereg przykładów obliczeniowych.

Przedstawione metody rozwiązywania, omówionych wyżej problemów, charakteryzują się prostotą i dużą dokładnością obliczeń.

6. WYKAZ LITERATURY

1. D.J.Bem: Anteny i rozchodzenie się fal radiowych. WNT Warszawa 1973.
2. A.Z.Fradin: Antenny swierchwysokich czastot, Moskwa, Sowietskoje Radio, 1957
3. G.Z.Ajzenberg, W.G.Jampolski, O.N.Tierioszyn: Antenny UKW, część I i II, Swjaż, Moskwa, 1977.
4. Antenny. Sowremennoje sostojanije i problemy. Pod redakcją Ł.D.Bachracha i D.I.Woskriesieńskiego. Moskwa, Sowietskoje Radio, 1979.
5. High-Efficiency Microwave Reflector Antennas - A Review: P.J.B.Clarricoats, G.T.Poulton, Proc. of The IEEE, Vol.65, No.10, October 1977.
6. Antenna Engineering Handbook. Second Edition, pod redakcją R.C.Johnsona, H.Jasika, Mcraw-Hill Book Company 1984.
7. Skanirujuszczyje antenyje systemy SWCZ. Pod redakcją R.C.Hansena, tłumaczenie z angielskiego, Sowietskoje Radio, Moskwa, 1966.
8. Offset-Parabolic-Reflector Antennas: A Review: A.W.Rudge, N.A.Adatia, Proc. of The IEEE, Vol.66, No.12, December 1978.
9. A.M.Pokras, A.M.Somow, G.G.Curikow: Antenny ziemnych stancij sputnikowej swjazi, Moskwa, Radio i swjaż, 1985.
10. Reflector and Lens Antennas. Analysys and Design Using Personal Computers, pod redakcją C.J.Slettena, Artech House, 1988.
11. W.G.Jampolski, O.P.Frołow: Antenny i EMS, Moskwa, Radio i Swjaż, 1983.
12. Ł.D.Bachrach, G.K.Galimow: Zierkalnyje skanirujuszczyje anteny. Teiorija i metody rasczeta. Moskwa, Nauka, 1981.
13. Antenny ziemnych stancij dla odnowremiennoj raboty s nieskolkimi geostacionarnymi sputnikami swjazi: A.J.Miroszniczenko, Zarubieznaja radioelektronika,
14. G.K.Galimow: Aplanaticzeskije i bifokalnyje dwuchzierkalnyje anteny dla sistem sputnikowej swjazi, Zarubieznaja radioelektronika,
15. N.S.Archipow i inni: Gibridnyje zierkalnyje anteny, Zarubieznaja radioelektronika, Nr.12, 1987,
16. M.Mizusawa, T.Kitsuregawa: A beam-Waveguide Feed Having a Symmetric Beam for Cassegrain Antennas, IEEE AP- , November 1973.
17. H.Kumazawa, M.Karikkomi: Multiple-Beam Antenna for Domestic Communication Satelites, IEEE AP, November 1973.
18. R.I.Henderson: The Multiband Beam Waveguide Antenna, GEC Journal of Research, vol.1, No.3, 1983.
19. M.S.Żuk, J.B.Mołoczkow: Projektowanije antenno-fidernych ustrojstw, Energija, Moskwa 1966
20. S.Kornblit: SWCZ Optika, tłumaczenie z angielskiego, Moskwa, Swjaż, 1980.
21. Osnowy projektowaniija aparatury swjazi s pomoszczju ISZ, pod redakcją A.D.Fortuszenko, Swjaż, Moskwa 1972.
22. A.Jeziorski, B.Orliński: Opracowanie układów anten dwurefleksyjnych, WAT Wydział Elektroniki ISŁ, ZBW-63, 1995;
23. D.I.Woskriesienskij, S.D.Kremienieckij, A.J.Griniw, J.W.Kotow: Awtomatizirowanoe projektowanie anten i ustrojstw SWCZ. Moskwa, Radio i Swjaż, 1988.
24. B.E.Kinber, A.G.Ejdus: Optimalnyje parametry anten Kassegrana: Radiotechnika, 1985, nr.9
25. L.D.Bachrach, S.D.Kremienieckij: Sintez izluczajuszczich sistem, Moskwa, Sowietskoje Radio, 1974.

26. J.S. Cook, E.M. Alam, H. Zuker: The Open Cassegrain Antenna: Part I. Electromagnetic Design and Analysis. BSTJ, September 1965.
27. C. Dragone: Offset Multireflector Antennas with Perfect Pattern Symmetry and Polarization Discrimination, The Bell System Technical Journal, vol.57, No.7, September 1978.
28. W.G. Jampolski, G.G. Curikow: Minimizacja bliźniego bokowego izłuczenia aperturowych anten, Anteny Nr.37, Radio i Swjaż, 1990.
29. R.I. Henderson: Elliptical offset Gregorian antenna for a transportable earth station. GEC Journal of Research, vol.2, No.3, 1984.
30. K.M. Prasad, L. Shafai: Performance of offset prime-focus reflectors as a function of feed orientation, IEEE AP-35, pp.736-739, June 1987.
31. K.M. Prasad, L. Shafai: Improving the Symmetry of Radiation Patterns for Offset Reflectors Illuminated by Matched Feeds, IEEE AP-36, pp.141-144, January 1988.
32. E.W.M. Dudok, D. Fasold: Analysis of compact antenna test range configurations: Konferencja JINA' 86, Nice, 4-6 listopad 1986, str.438-443.
33. M. Amanowicz, W. Kołosowski, A. Jeziorski, M. Wnuk, B. Orliński, Z. Klembowski: Projektowanie anten dwurefleksyjnych wykorzystywanych w rozpoznaniu radiolokacyjnym, V Konferencja Naukowa - Sterowanie i regulacja w radiolokacji i obiektach latających, tom II, Biuletyn 2(19), WOSzR, Jelenia Góra, 8-10 czerwca 1994r.
34. M. Amanowicz, A. Jeziorski, W. Kołosowski, M. Wnuk, B. Orliński: Konstrukcyjne charakterystyki anteny Cassegraina na pasmo K. Metoda justowania elementów anteny i charakterystyki doświadczalne, Jurata 1994
35. M. Amanowicz, W. Kołosowski, A. Jeziorski, B. Orliński, M. Wnuk: Antena dwurefleksyjowa Cassegraina z wirującym polem w paśmie K, Biuletyn WAT, nr. , 1995.
36. V. Galindo-Israel, R. Mittra, A.G. Cha: Aperture Amplitude and Phase Control of Offset Dual Reflectors, IEEE AP-27, No.2, March 1979.
37. J.J. Lee, L.I. Parad, R.S. Chu: A Shaped Offset-Fed Dual-Reflector Antenna, IEEE AP-27, No.2, March 1979.
38. G. Bjontegaard, T. Pettersen: An Offset Dual-Reflector Antenna Shaped from Near-Field Measurements of the Feed Horn: Theoretical Calculations and Measurements, IEEE AP-31, No.6, November 1983, 973-977.
39. V. Galindo-Israel, W.A. Imbriale, R. Mittra: On the Theory of the Synthesis of Single and Dual Offset Shaped Reflector Antennas, IEEE AP-35, No.8, August 1987.
40. V. Galindo-Israel, T. Veruttipong, S. Rengarajan, W. Imbriale: Inflection Point Caustic Problems and Solution for High-Gain Dual Shaped Reflectors, IEEE AP-38, No.2, 1990.
41. V. Galindo-Israel, W.A. Imbriale, R. Mittra, K. Shogen: On the Theory of the Synthesis of Offset Dual-Shaped Reflectors - Case Examples, IEEE AP-39, No.5, May, 1991.
42. K. Aoki, S. Makino, T. Katagi, K. Kagoshima: Design method for an offset dual-shaped reflector antenna with high efficiency and an elliptical beam, IEE Proceedings-H, Vol.140, No.2, April 1993.
43. E.E. Gasanow, B.E. Kinber: Klass preobrazowanija opticzeskich izobrazenij realizujemych s pomoszczju dwuch otrazzenij, Radiotekhnika i Elektronika, Nr.7, 1990, str.1446-1853.
44. E.E. Gasanow: O czteryjochzierkalnych sistemach. Radiotekhnika i Elektronika, nr. str.1846-1853.
45. P.S. Kildal: Synthesis of Multireflector Antennas by Kinematic and Dynamic Ray Tracing, IEEE AP-38, No.10, October 1990.
46. M. Amanowicz, A. Jeziorski: Obliczanie optymalnych niesymetrycznych anten dwurefleksyjnych - rozwiązanie problemu dwuwymiarowego, Biuletyn WAT, 5 (501), Maj 1994.

-
- 47.A.Jeziorski: Synteza anteny optymalizowanej, dwurefleksyjnej, centralnie oświetlanej ze stożkiem dielektrycznym, Prace PIT,nr.112,1993
 - 48.S.Pogorzelski , Analiza mikrofalowej anteny z reflektorem, PWN, Warszawa , Wrocław 1977.
 - 49.G.Korn, T.Korn: Sprawocznik po matematyce , Moskwa , Nauka , 1984.
 - 50.E.Niczyporowicz: Krzywe płaskie , wybrane zagadnienia z geometrii analitycznej i różniczkowej, PWN, Warszawa 1991.
 - 51.Microwave Journal - numery z 1996/1997 - informacja techniczna