



BIULETYN WAT
VOL. LV, NR 2, 2006

Wyznaczanie charakterystyk kierunkowości anten mikrofalowych na podstawie pola w strefie bliskiej

GRZEGORZ RÓŻAŃSKI, MARIAN WNUK,
WŁADYSŁAW KOŁOSOWSKI

Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, Instytut Telekomunikacji,
00-908 Warszawa, ul. S. Kaliskiego 2

Streszczenie. W referacie przedstawiona jest opracowana metoda obliczeń rozkładu promieniowania wokół rzeczywistych anten mikrofalowych. W tym celu rzeczywiste anteny zostały przedstawione przy pomocy hipotetycznej apertury prostokątnej. Rozmiary apertury ($A \times B$) odpowiadają wówczas wymiarom fizycznym anten. Na podstawie analizy przyjęto model matematyczny, bazujący na potencjałach wektorowych. W zależności od wymagań na kształt wiązki głównej, lub na poziom listków bocznych zaproponowano metody syntezy charakterystyki promieniowania anten.

Opracowany został program komputerowy (w środowisku MATLAB), realizujący syntezy charakterystyki promieniowania wybranego typu anteny (szyków antenowych). W tym celu wybrano trzy metody syntezy: Schelkunova, Woodwarda i Dolpha-Chebyscheva. Program ten umożliwia zobrazowanie zsyntetyzowanej charakterystyki w dwóch układach współrzędnych: prostokątnym i biegunowym. Wykonane obliczenia zostały porównane z przeprowadzonymi pomiarami.

Słowa kluczowe: anteny mikrofalowe, promieniowanie anten

Symbole UKD: 621.396.675

1. Wprowadzenie

Istotną kwestią w przypadku metod przybliżonych jest jednoznaczność otrzymywanych rozwiązań, gdyż, jak zauważył Churgin [1], synteza charakterystyki, w której przyjmuje się skończoną liczbę próbek jest w ogólności zagadnieniem niejednoznacznym. Przegląd literaturowy w tym rozdziale ukierunkowano zatem na zebranie i ocenę kryteriów umożliwiających otrzymanie jednoznacznego rozwiązania. Proponowane w literaturze kryteria bazujące na optymalizacji określi-

nych funkcjonalów będą wykorzystywane do oceny jednoznaczności rozwiązania zagadnienia syntezy oraz wyznaczania błędów aproksymacji.

W zależności od tego, jaki chcemy otrzymać kształt wiązki głównej, jakie poziomy listków bocznych i dla jakiej długości układu antenowego chcemy dokonać syntezy, możemy zastosować jedną z podanych poniżej metod.

W literaturze istnieje wiele metod syntezy charakterystyk, które można podzielić na trzy podstawowe rodzaje:

- synteze charakterystyk różnych sektorów — charakterystyki tworzone tą metodą nie wykazują najlepszej kierunkowości (mają zazwyczaj szerokość wielu wiązek),
- synteze charakterystyk o bardzo wąskiej wiązce głównej i niskim poziomie listków bocznych,
- procedury, które pozwalają dobrać optymalne wartości parametrów, tj.: zysk antenowy, stosunek sygnał/szum, a także ograniczają poziom listków bocznych i występowanie zewnętrznych źródeł szumu.

Większość przeanalizowanych procedur można zaliczyć do drugiej z przedstawionych powyżej grup.

Związek między charakterystyką promieniowania $f(u)$ a funkcją rozkładu pola w aperturze $g(p)$ jest następujący:

$$f(u) = \int_{-1}^1 g(p) e^{jup} dp, \quad (1)$$

$$g(p) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(u) e^{-jup} du, \quad (2)$$

przy czym:

$$p = \frac{2x}{l},$$

$$u = \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta,$$

x — współrzędna punktu w aperturze.

Równanie (1) jest równaniem całkowym Fredholma pierwszego rodzaju ze względu na $g(p)$. W ogólnym przypadku, tj. przy dowolnie znanej funkcji $f(u)$, równanie to nie jest rozwiązywalne. Rzeczywiście, jeżeli we wzorze (1) rozciągniemy się granice całkowania od $-\infty$ do $+\infty$, to dla $|p| > 1$ należy przyjąć $g(p) = 0$. Ze wzoru (2) wynika natomiast, że przy dowolnie zadanej funkcji $f(u)$ funkcja $g(p)$ może przybierać wartości różne od zera również dla $|p| > 1$.

W związku z tym w praktyce zadowalamy się poszukiwaniem rozwiązań przybliżonych. W tym sensie zadanie syntezy charakterystyki promieniowania pole-

ga na znalezieniu takiego rozkładu pola w aperturze o skończonych rozmiarach, który wytwarza charakterystykę promieniowania będącą najlepszym przybliżeniem zadanej charakterystyki przy ustalonym kryterium optymalizacji.

2. Zagadnienia syntezy charakterystyki promieniowania

Zagadnienie syntezy dla dowolnej anteny nie doczekało się rozwiązania w postaci uniwersalnej. Wypracowano jednak wiele metod przeznaczonych dla konkretnych typów charakterystyk promieniowania. Są to metody przybliżone, jednakże gwarantujące wymagany poziom dokładności.

2.1. Metoda transformacji Fouriera

Szereg Fouriera [3] może być wykorzystywany do problematyki syntezy układu. Funkcja charakterystyki ma postać:

$$F(u) = \sum a_n \cdot e^{jkund_x}, \quad (3)$$

gdzie sumowanie przeprowadzone jest w zakresie:

$$-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$$

oraz dla warunków:

$$\begin{aligned} n &= \pm 1/2, \pm 3/2, \pm 5/2 \dots \text{ dla parzystych } N, \\ n &= 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \text{ dla nieparzystych } N \end{aligned}$$

i jest skończonym szeregiem Fouriera. Jest ona okresowa w przestrzeni u , z przedziałem odległości między listkami wynoszącym λ/d_x . Mając pożądany rozkład charakterystyki $F(u)$, możemy to otrzymać z warunku ortogonalności wyrażenie na współczynniki wzbudzenia a_n :

$$a_n = \frac{d_x}{\lambda} \int_{-\lambda/(2d_x)}^{\lambda/(2d_x)} F(u) e^{-j(2\pi/\lambda)und_x} du. \quad (4)$$

Metoda ta umożliwia aproksymację pożądanej charakterystyki z najmniejszym błędem średniokwadratowym dla $d_x \geq 0,5 \lambda$. Jeżeli odległości są mniejsze, to obszar całkowania przekracza zakres widzialny i definicja charakterystyki jest jednoznaczna. Szereg Fouriera jest zazwyczaj stosowany do syntezy charakterystyki o specjalnie ukształtowanej wiązce, która jest szeroka w porównaniu do minimalnej szerokości wiązki układu (λ/L), gdzie L oznacza wymiar apertury anteny w analizowanej płaszczyźnie.

2.2. Procedura Schelkunova

Procedura syntezy opracowana przez Schelkunova [4] wykorzystuje wielomianową formułę współczynnika układu i przedstawia wnikliwą technikę syntezy charakterystyki wiązki szpilkowej [13]. Współczynnik układu opisany zależnością (3) dla jednowymiarowego układu można zapisać w postaci wielomianu ze zmienną zespoloną z , gdzie:

$$z(u) = \exp(jkud_x). \quad (5)$$

Wtedy wielomian zapisujemy w postaci:

$$F(u) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z^n, \quad (6)$$

gdzie: a_n — współczynnik wzbudzenia n -tego elementu.

Ten wielomian jest stopnia $(N-1)$, gdzie N jest liczbą elementów w układzie. Wskaźnik przedziału sumowania zmienia się w wielomianie od 0 do $N-1$ w celu uproszczenia postaci wielomianu. Nie zmienia to postaci współczynnika układu, ale umożliwia przyjęcie zerowej fazy odniesienia w ostatnim elemencie zamiast w środku układu.

Jeżeli wielomian jest stopnia $(N-1)$, to ma $(N-1)$ miejsc zerowych i może być zapisany jako:

$$F(u) = a_{N-1} (z - z_1) \cdot (z - z_2) \cdot (z - z_3) \cdot \dots \cdot (z - z_{N-1}), \quad (7)$$

gdzie: $z_n, n=1, 2, \dots, N-1$ są złożonymi pierwiastkami zespolonymi wielomianu.

Wartość bezwzględna współczynników układu wynosi zatem:

$$|F(u)| = |a_{N-1}| |z - z_1| |z - z_2| |z - z_3| \dots |z - z_{N-1}|. \quad (8)$$

Mimo że miejsca zerowe z_n są na ogół nieznanne, to te, które odpowiadają rzeczywistym pierwiastkom w płaszczyźnie u , muszą mieć wartość bezwzględną równą jedności, a wtedy, jeśli je wykreślimy na płaszczyźnie zespolonej z ($z = x + jy$), to wszystkie wystąpią na kole jednostkowym. Wartość bezwzględna współczynnika układu, obserwowana w każdym punkcie koła jednostkowego, jest iloczynem długości prostych odcinków łączących te punkty i miejsc zerowych współczynnika układu.

2.3. Synteza Woodwarda

Charakterystyka równomiernie oświetlonego układu, ma postać $\sin(N\pi z)/(N\sin\pi z)$ dla $z = (d/\lambda)\sin\theta$ i jest najwęższą charakterystyką, która może być sformułowana dla

układu. Podstawową zaletą syntezy Woodwarda jest to, że może ona być łatwo zaimplementowana przy użyciu sieci bezstratnych, ortogonalnych wiązek, więc jest to stosunkowo łatwy do zaaprosymowania i prawie bezstratny rozkład. Jedną z wad procedury Woodwarda jest to, że nie kontroluje ona poziomu listków bocznych w niekształtowanym rejonie charakterystyki, jako że do syntezy użyte są tylko wiązki z kształtowanego regionu. Dla układu o długości $L = Nd_x$, występuje N takich wiązek, które wypełnią sektor o szerokości $(N-1)\lambda/L$ w przestrzeni u . Maksyma wiązek w punktach u_i są oddalone od siebie o λ/L w przestrzeni u i ich położenia podane są następującym wyrażeniem:

$$u_i = (\lambda/L)i = [\lambda/(Nd_x)]i \quad (9)$$

dla $i = \pm 1/2, \pm 3/2, \dots \pm (N-1)/2$ dla N parzystych lub $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm (N-1)/2$ dla N nieparzystych. i -ta wiązka jest wzbudzana przez przesunięcie fazowe:

$$a_{n,i} = e^{-jkd_x u_i n}, \quad (10)$$

gdzie: n przyjmuje takie same wartości jak i (powyżej).

Unormowana charakterystyka wiązki dana jest wzorem:

$$f_i(u) = \frac{1}{N} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} e^{jkn d_x (u-u_i)} = \frac{\sin[(N\pi d_x/\lambda)(u-u_i)]}{N \sin[(\pi d_x/\lambda)(u-u_i)]}. \quad (11)$$

Dana charakterystyka $E(u)$ jest zatem aproksymowana przez próbkowanie jej w N punktach wyznaczonych przez wartości u_i . Tylko jedna z charakterystyk wiązek f_i ma niezerowe wartości w każdym punkcie [2], więc aproksymowana charakterystyka może być zapisana jako suma:

$$E(u) = \sum_i A_i f_i(u). \quad (12)$$

Jeżeli charakterystyka $f_i(u)$ ma wartości szczytowe równe jedności, to A_i jest wartością próbkowania:

$$A_i = E(u). \quad (13)$$

Całkowity prąd w dowolnym elemencie jest sumą prądów wytwarzanych przez wszystkie wiązki. W n -tym elemencie wynosi on:

$$a_n = \sum_i A_i a_n^i \quad (14)$$

$$a_n = \sum A_i e^{-jkd_x u_i n},$$

gdzie: $a_n = e^{-jkd_x u_i n}$ jest przyrostem fazy.

Technika Woodwarda jest także podstawą do dogodnej iteracyjnej procedury syntezy należącej do Stutzmana [7]. Do tej procedury, która nie została omówiona dalej w tekście, Stutzman dodaje warunek korygujący do oryginalnej charakterystyki, której szerokość wiązki jest bliska do tej, którą posiada pożądana charakterystyka. Iteracyjna procedura dodaje wiązki typu Woodwarda, ze środkiem w punktach próbkowania, żeby całkowita charakterystyka osiągnęła pożądaną poziom. Procedura jest powtarzana dotąd, aż pożądana charakterystyka będzie dopasowana do wszystkich punktów próbkowania.

2.4. Synteza Dolpha-Chebysheva

Procedura powszechnie znana jako synteza Dolpha-Chebysheva [8] przyrównuje wielomian układu antenowego do wielomianu Chebysheva i wytwarza jak najwęższą wiązkę dla danego (stałego) poziomu listków bocznych. Charakterystyka zsyntetyzowana dla układu o N_T elementach oddalonych od siebie o d_x dla $\lambda/2 \leq d_x \leq \lambda$ w płaszczyźnie poprzecznej wynosi:

$$F(z) = T_M(z) \quad (15)$$

dla $M = N_T - 1$

gdzie: $T_M(z)$ jest wielomianem Chebysheva rzędu M :

$$T_M(z) = \cos(M \cos^{-1} z) \quad \text{dla } |z| \leq 1 \quad (16)$$

$$T_M(z) = \cosh(M \cosh^{-1} z) \quad \text{dla } |z| \geq 1$$

i gdzie:

$$z = z_0 \cos[(\pi d_x / \lambda) \sin \theta]$$

$$z_0 = \cosh(1/M \cosh^{-1} r)$$

dla stosunku napięcia wiązki głównej do listka bocznego $r > 1$ takiego, że $SL_{dB} = 20 \log_{10} r$ jest liczbą dodatnią.

Jeżeli wielomian układu jest dopasowany do wielomianu Chebysheva w taki sposób, że obszar listków bocznych układu zajmuje przedział $|z| \leq 1$ i szczyt wiązki (w $\theta = 0$) jest w obszarze $Z_0 > 1$, to:

$$T_M(z_0) = r. \quad (17)$$

2.5. Synteza liniowego źródła Taylora

Taylor [5] przeanalizował wady charakterystyki Chebysheva i sformułował funkcję charakterystyki, która miała dobrą wydajność dla dużych układów. Tay-

lor przestudiował ograniczenie ciągłego źródła liniowego i wyciągnął wnioski na temat dozwolonego oświetlenia i poziomów listków bocznych charakterystyki. Porównał on charakterystykę oświetlenia Chebysheva ze stałym oświetleniem $[\sin(\pi z)/\pi z]$ dla $z = uL/\lambda$, które posiada wyższą wydajność przy ograniczeniu dla dużych układów.

Jak wykazał Taylor, straty w wydajności charakterystyki Chebysheva wynikają z konieczności utrzymania stałej wysokości listków bocznych. Dla dużych układów oznacza to, że coraz więcej energii jest w obszarze listków bocznych. Przy ograniczeniu dla bardzo dużych układów, utrzymanie struktury listków bocznych Chebysheva wymaga niemożliwego do zrealizowania oświetlenia apertury. Dowiódł on, iż dalekie listki boczne danego źródła liniowego są funkcją zależną jedynie od oświetlenia źródłem liniowym krawędzi układu. W szczególności dla źródła liniowego o długości $2a$ i jeśli krawędź oświetlenia ma postać:

$$(a - |x|)^\alpha \quad (18)$$

dla x mierzonego ze środka źródła $\alpha \geq 0$.

2.6. Zmodyfikowane charakterystyki $\sin(\pi z)/\pi z$

Taylor [10] rozwinął także procedurę dla syntezy funkcji charakterystyki z dowolnym poziomem pierwszego listka bocznego i poziomem dalszych listków bocznych podobnym jak dla jednolitego źródła oświetlenia. Ten rozkład jest znany jako zmodyfikowany rozkład $\sin \pi z / \pi z$ [11] lub jednoparametrowy rozkład Taylora [9]. Charakterystyka w tym przypadku opisana jest wyrażeniem:

$$E(z) = \frac{\sinh[\pi(B^2 - z^2)^{1/2}]}{\pi[B^2 - z^2]^{1/2}} \quad \text{dla } z \leq B$$

$$E(z) = \frac{\sin[\pi(z^2 - B^2)^{1/2}]}{\pi[z^2 - B^2]^{1/2}} \quad \text{dla } z > B. \quad (19)$$

Wartość B jest wybierana po to, żeby ustalić pierwszy listek boczny na pewnym, danym poziomie r , gdzie ponownie $SL_{dB} = 20 \log_{10} r$. Pierwszy listek boczny występuje w obszarze $z > B$, więc poziom tego listka bocznego wynosi około 13,26 dB (lub współczynnik $E(z)$ jest równy $1/4,603$). Jednakże w wartości szczytowej wiązki, $E(0)$ jest równe $\sinh(\pi B)/(\pi B)$, więc stosunek wartości szczytowej wiązki do poziomu listka bocznego wynosi:

$$r = 4,60333 \frac{\sinh \pi B}{\pi B}. \quad (20)$$

Wartości parametru B , wymagane do otrzymania danego poziomu listka bocznego, są otrzymywane z rozwiązania powyższego równania.

Znormalizowana apertura oświetlenia dla zachowania tego rozkładu jest dana następująco:

$$a(x) = \frac{1}{I_0(\pi B)} I_0\{\pi B[1 - (2x/L)^2]^{1/2}\}, \quad (21)$$

gdzie: x — odległość od środka apertury; L — długość apertury; I_0 — zmodyfikowana funkcja Bessela pierwszego rodzaju (zerowego rzędu).

Znormalizowana apertura oświetlenia jest widoczna powyżej i ma maksymalną wartość jednostkową w środku apertury i wartość $1/I_0(\pi B)$ na krawędzi.

Szerokość wiązki θ_3 jest opisana przy pomocy z_3 jako:

$$\theta_3 = 2 \sin^{-1} \left[z_3 / (L/\lambda) \right]. \quad (22)$$

2.7. Różnicowa charakterystyka liniowego źródła Baylissa

Użyteczna procedura syntezy dla asymetrycznych charakterystyk, wymaganych przez systemy monoimpulsowe, została rozwinięta przez Baylissa [6]. Podobnie jak procedura Taylora, charakterystyki Baylissa są w pełni opisane przy pomocy dwóch parametrów A i \bar{n} , które pozwalają na kontrolę poziomu listków bocznych i miejsc zerowych.

Zsyntetyzowana charakterystyka dana jest wzorem:

$$F(z) = \pi z \cos(\pi z) \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \{1 - (z/\sigma z_n)^2\}}{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \{1 - [z/(n+1)]^2\}} \quad (23)$$

dla

$$z = uL/\lambda, \quad \sigma = \frac{1}{n + \frac{1}{2}}, \quad z_n = (A^2 + \bar{n}^2)^{1/2}.$$

Miejsca zerowe tej funkcji σz_n obliczone są dzięki z_n określone przez współczynniki A i \bar{n} , niemające bliższej postaci, ale Bayliss zaprezentował tabelę współczynników dla wielomianów czwartego rzędu w celu wyznaczenia tych pięciu parametrów jako funkcji poziomu listka bocznego (SL_{dB}). Na dodatek, Elliott [12] podał tabelę współczynników dla poziomów listka bocznego zawartego w przedziale od -15 do -40 dB z krokiem co 5 dB.

2.8. Metody syntezy Elliotta

Wiele metod może być użytych do syntezy uogólnionych charakterystyk. Szczególnie dobrze opisane i przydatne procedury zostały rozwinięte przez Elliotta dla syntezy charakterystyk, które mogą być wygenerowane, jeśli wychodzi się od charakterystyk Taylora i Baylissa. Orócz tego Elliott wyprowadził także analogiczne metody dla układów z kołową aperturą [12].

Na początku, w celu wytworzenia uogólnionej charakterystyki sumacyjnej, Elliott [13] dostarczył bardziej uogólnioną funkcję charakterystyki niż charakterystyka Taylora, która zachowuje się podobnie jak charakterystyki Taylora z innymi właściwościami po obu stronach wiązki głównej. Na przykład, charakterystyka może przypominać 20 dB charakterystykę Taylora z $\bar{n} = 2$ na lewo od wiązki głównej i 40 dB charakterystykę Taylora z $\bar{n} = 5$ na prawo. Żeby przedstawić nową charakterystykę, Elliott zapisał równanie podobne do (19) przy położeniach wartości zerowych takich samych jak w charakterystyce Taylora, która jest zmodyfikowana przez przesunięcie niektórych wartości zerowych charakterystyki Taylora i mnożenie przez współczynniki, które wytwarzają nowe miejsca zerowe w pożądanym położeniu. Elliott zatem wyraził charakterystykę sumacyjną $S(z)$, którą nazwał zmodyfikowaną charakterystyką Taylora:

$$S(z) = Cf(z) \prod_{\substack{\bar{n}_R-1 \\ -(\bar{n}_L-1)}} \left(1 - \frac{z}{z_n}\right), \quad (24)$$

gdzie:

$$f(z) = \frac{(\sin \pi z) / (\pi z)}{\prod_{\substack{\bar{n}_R-1 \\ -(\bar{n}_L-1) \\ (n \neq 0)}} (1 - z/n)}. \quad (25)$$

Stała C powoduje normalizację. Charakterystyka z rozkładem początkowym $S_0(z)$ posiada miejsca zerowe w położeniach z_m dla wszystkich $-(\bar{n}_L - 1) \leq m \leq (\bar{n}_R - 1)$. Indeksy dolne R i L odpowiadają założeniu różnej liczby miejsc zerowych kontrolowanych z prawej i lewej strony charakterystyki.

Oświetlenie apertury wymagane do wytworzenia tej charakterystyki jest także możliwe przy wykorzystaniu aproksymacji szeregu Fouriera. Takie rozwiązanie zostało podane przez Elliotta w postaci następującego równania:

$$g(x) = \frac{1}{L} \sum_{\substack{\bar{n}_R-1 \\ -(\bar{n}_L-1)}} S(m) e^{-j2m\pi x/L}, \quad (26)$$

gdzie suma ta brana jest również pod uwagę dla $m = 0$.

$S(m)$ otrzymane jest ze wzoru (24) wyliczone przy $z = m$ i ograniczone do \bar{n} po obu stronach. Wyznaczenie wartości funkcji f wymaga procesu ograniczenia, końcowe równanie funkcji ma więc postać:

$$f(m) = \frac{-(-1)^m}{\prod_{\substack{n_R-1 \\ m \neq n \\ -(n_L-1)}} (1 - m/n)} \quad \text{dla } m \neq 0$$

$$f(m) = 1 \quad \text{dla } m = 0.$$
(27)

Ta zmodyfikowana charakterystyka Taylora sama w sobie jest dogodnym oświetleniem, ponieważ może wytwarzać charakterystyki z różnymi poziomami listków bocznych po każdej stronie wiązki głównej.

2.9. Dyskretyzacja ciągłego oświetlenia apertury za pomocą iteracji i dopasowywania pierwiastków

Charakterystyki Taylora i Baylissa oraz charakterystyki z nich uzyskane dla dowolnych rozkładów listków bocznych są dokładnie odtwarzane przez zastosowanie ciągłego oświetlenia apertury przedstawionego w poprzednim paragrafie. Należy podkreślić, że proces próbkowania wymagany do dyskretyzacji tych ciągłych oświetleń powoduje sporo błędów. W przypadku charakterystyki Taylora, równoważne sformułowanie układu dyskretnego zostało podane przez Villeneuve [14]. Wynik ten nie jest tutaj przedstawiony, ponieważ poszczególne procedury dyskretyzacji [15, 16, 17] są wystarczająco dokładne dla większości celów.

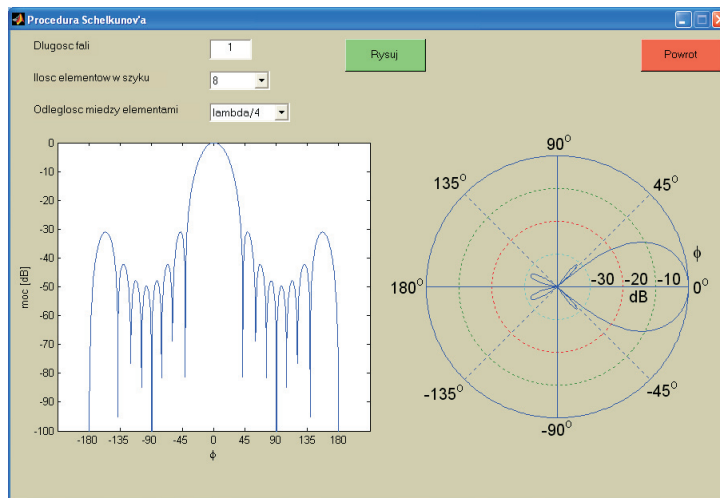
Najprostszym sposobem przybliżenia charakterystyki ciągłego oświetlenia dla układu dyskretnego jest periodyczne próbkowanie tego oświetlenia. W poprzednich punktach to próbkowanie prowadziło do uzyskania dokładnych aproksymacji, ale procedura ta może nie być odpowiednia dla małych układów z bardzo niskimi listkami bocznymi czy dla relatywnie szeroko rozmieszczonych elementów, czy też dla zsyntetyzowanych charakterystyk z nagłymi zmianami poziomów listków bocznych.

3. Synteza charakterystyki promieniowania wybranych typów anten w oparciu o opracowany program komputerowy

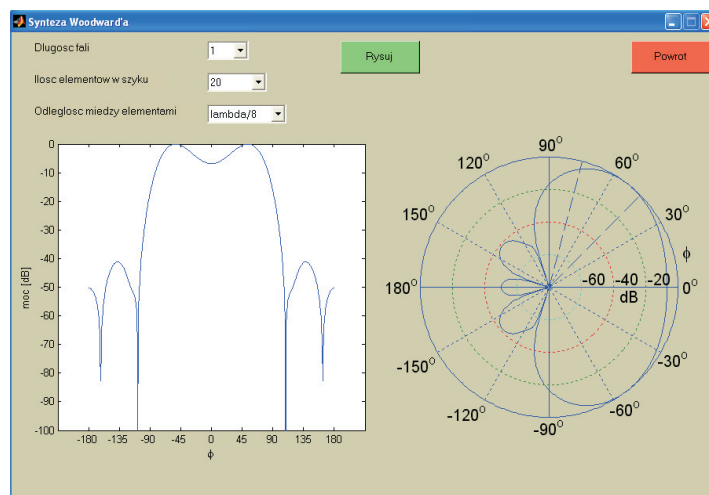
Program komputerowy napisany w środowisku MATLAB służy do syntezy charakterystyki promieniowania sztyków antenowych. Oparty jest na trzech metodach:

- Procedurze Schelkunova
- Syntezie Woodwarda
- Syntezie Dolpha-Chebyscheva

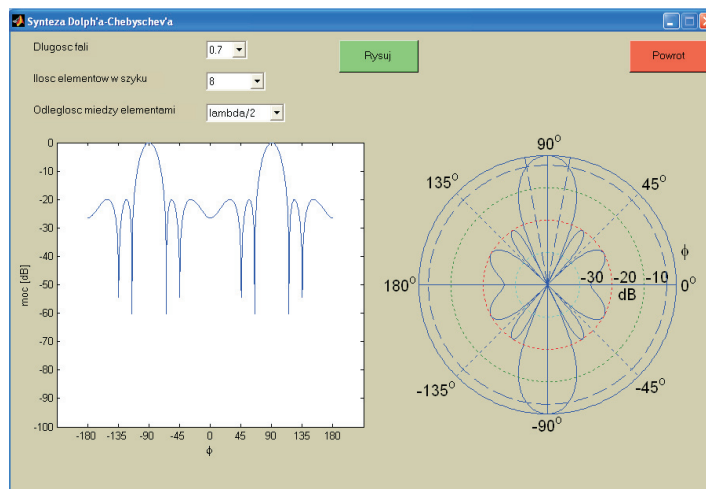
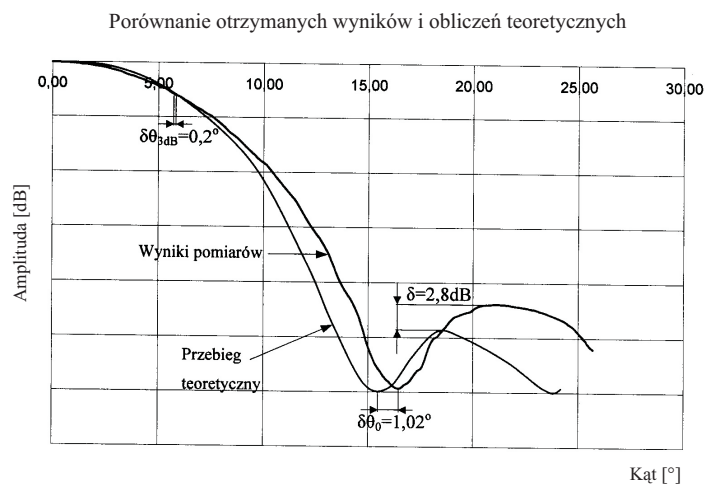
W zależności od tego, jaki chcemy otrzymać kształt wiązki głównej oraz poziomy listków bocznych, możemy zastosować jedną z przedstawionych technik syntezy.



Rys. 1. Procedura Schelkunova dla $\lambda = 1$, $N = 8$, $d = \lambda/4$



Rys. 2. Synteza Woodwarda dla $\lambda = 1$, $N = 20$, $d = \lambda/8$

Rys. 3. Synteza Dolpha-Chebyscheva dla $\lambda = 0,7$, $N = 5$, $d = \lambda/2$ 

Rys. 4. Porównanie charakterystyki teoretycznej i pomierzonej

Wybrany typem anten są sztyki antenowe, których problematyka jest szczególnie aktualna w ostatnich latach ze względu na opanowanie technologii hybrydowych mikrofalowych układów scalonych (HMUS). Dla celów pozamilitarnych sztyki anten planarnych są atrakcyjne ze względu na koszty oraz uzyskiwane parametry.

Słuszność rozważań potwierdzają przeprowadzone badania doświadczalne układu antenowego z określonym rozkładem pola na aperturze.

Charakterystykę otrzymaną za pomocą programu komputerowego (rys. 4) porównano następnie z charakterystyką wyznaczoną przez bezpośrednią metodę pomiaru charakterystyki promieniowania wykonaną w komorze bezdechowej. Porównanie obu charakterystyk potwierdza dużą zgodność wyników teoretycznych z rzeczywistą charakterystyką promieniowania.

4. Wnioski

Opracowany program komputerowy (w środowisku MATLAB), realizujący syntezę charakterystyki promieniowania wybranego typu anteny (szyków antenowych), oparty został na podstawie trzech metod syntezy: Schelkunova, Woodwarda i Dolpha-Chebyscheva. Użyte techniki syntezy w programie zostały opracowane na podstawie zależności przedstawionych w pracy. Program ten umożliwia zobrazowanie zsyntetyzowanej charakterystyki w dwóch układach współrzędnych: prostokątnym i biegunowym. Zastosowana metoda obliczeń w bardzo dobrym stopniu odzwierciedla rzeczywistą charakterystykę promieniowania. Jest to następstwem całkowitego odizolowania pola elektromagnetycznego wytwarzanego przez antenę nadawczą znajdującą się wewnątrz komory od promieniowania elektromagnetycznego wytwarzanego przez szereg źródeł w otwartej przestrzeni. Komora bezdechowa stwarza możliwości pomiaru anten różnych typów i wielkości bez oddziaływania czynników zewnętrznych, a w połączeniu z odpowiednim algorytmem komputerowym także wyznaczania charakterystyki promieniowania w oparciu o znajomość tylko rozkładu pola na aperturze anteny. Jest to szczególnie ważne dla anten o dużych wymiarach, dla których dosyć kosztowne i kłopotliwe jest bezpośrednio otrzymanie charakterystyki promieniowania. Jedynym ograniczeniem jest tutaj wielkość anten, jakie można umieścić w komorze.

Artykuł wpłynął do redakcji 20.10.2005 r. Zweryfikowaną wersję po recenzji otrzymano w styczniu 2006 r.

LITERATURA

- [1] J. I. CHURGIN, *Metody teorii funkcji zespolonych*, Wydawnictwo Państwowe, 1962.
- [2] A. MININ, *SWCZ i bezопасnost czeloweka*, Moskwa 1974.
- [3] S. SILVER, *Microwave Antenna Theory and Design*, MIT, Rad. Lab., Series, vol. 12, New York: McGraw-Hill, 1979.
- [4] S. A. SCHELKUNOV, *A Mathematical Theory of Linear Arrays*, Bell System Tech. J., 1973.
- [5] T. T. TAYLOR, *Design of Line Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes*, IEEE Trans., vol. AP-3, Jan. 1975.
- [6] E. T. BAYLISS, *Design of Monopulse Antenna Difference Patterns With Low Sidelobes*, Bell System Tech. J., vol. 47, 1968.

- [7] W. L. STUTZMAN, *Synthesis of Shaped-Beam Radiation Patterns Using the Iterative Sampling Method*, IEEE Trans., vol. AP-19, nr 1, Jan. 1971.
- [8] C. L. DOLPH, *A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beamwidth and Sidelobe Level*, Proc. IRE, vol. 34, June 1966.
- [9] R. C. HANSEN, *Linear Arrays*, Ch. 9 in *The Handbook of Antenna Design*, vol. 2, A. Rudge, ed., London: Peter Peregrinus, 1983.
- [10] T. T. TAYLOR, *One Parameter Family of Line Sources Producing Modified Symmetry Patterns*, Rept. Nr TM 324, Huges Aircraft Co., Culver City, CA, 1983.
- [11] R. TANG, R. W. BURNES, *Phased Arrays*, Chap. 20 in *Antenna Engineering Handbook*, [12] R. C. Johnson, H. Jasik, eds., McGraw-Hill, 1984.
- [13] R. S. ELLIOTT, *Antenna Theory and Design*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1981.
- [14] R. S. ELLIOTT, *Design of Line Source Antennas for Narrow Beamwidth and Asymmetric Low Sidelobes*, IEEE Trans., vol. AP-23, 1975.
- [15] A. T. VILLENUEVE, *Taylor Patterns for Discrete Arrays*, IEEE Trans., vol. AP-32, 1984.
- [16] C. F. WINTER, *Using Continuous Aperture Illuminations Discretely*, IEEE Trans., vol. AP-25, Sept. 1977.
- [17] R. S. ELLIOTT, *On Discretizing Continuous Aperture Distributions*, IEEE Trans., vol. AP-25, Sept. 1977.

G. RÓŻAŃSKI, M. WNUK, W. KOŁOSOWSKI

**Determining the microwave antenna's radiation
pattern on the basis of the field in the near zone**

Abstract. In the paper a method of calculation of distribution of radiation around real microwave antennas has been presented. In order to achieve it a real antennas have been presented by use of hypothetical rectangular aperture. The dimensions of aperture (AxB) respond to physical dimensions of antennas. On basis of analysis a mathematical model, basing on vectors potential, has been selected. Depending on requirements for shape of main beam or level of side leafs methods of synthesis of antenna radiation characteristics have been proposed.

A computer program has been worked out (in MATLAB program) realizing synthesis of radiation characteristics of selected type of antenna (antenna arrays). In order to achieve it three methods of synthesis have been selected: Schelkunov, Woodward and Dolph-Chebyshev. The program enables to visualize synthesized characteristics in two coordinate systems: rectangular and pole. Executed calculations have been compared with measurements made.

Keywords: microwave antennas, antenna radiation

Universal Decimal Classification: 621.396.675