

Paweł Bieńkowski

METODYKA WYZNACZANIA OBSZARU WYSTĘPOWANIA POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO O WARTOŚCIACH WIĘKSZYCH OD DOPUSZCZALNYCH DLA ŚRODOWISKA W OTOCZENIU ANTEN LINII RADIOWYCH

ESTIMATION OF THE RESTRICTED AREA RELATED TO THE LIMITATION OF EXPOSURE OF THE GENERAL PUBLIC
TO ELECTROMAGNETIC FIELDS IN THE VICINITY OF MICROWAVE RELAY ANTENNA SYSTEMS

Pracownia Ochrony Środowiska Elektromagnetycznego

Katedra Radiokomunikacji i Teleinformatyki

Instytut Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki, Politechnika Wrocławska, Wrocław

STRESZCZENIE

Wstęp: Celem pracy jest analiza i modyfikacja metod wyznaczania zasięgów występowania natężenia pola elektromagnetycznego o wartościach większych od dopuszczalnych dla środowiska w otoczeniu anten linii radiowych. **Materiał i metody:** Analizie poddano powszechnie stosowany tzw. model sferyczny i wykazano jego niedoskonałości przy stosowaniu w odniesieniu do anten linii radiowych. Zaproponowano modyfikację stosowanego modelu polegającą na zastosowaniu zastępczego źródła pola elektromagnetycznego umieszczonego za anteną i uwzględnienie rozkładu pola w aperturze anteny. **Wyniki:** Na podstawie przeprowadzonych analiz opracowano algorytm wyznaczania zasięgu obszaru występowania natężenia pola elektromagnetycznego o wartościach większych od dopuszczalnych i zaprezentowano wyniki obliczeń dla typowych anten linii radiowych. **Wnioski:** Przedstawiony model oraz algorytm postępowania może być z powodzeniem stosowany dla celów administracyjnych do wyznaczania zasięgu obszarów $W > 1$ od anten linii radiowych i w tym zakresie być alternatywą dla stosowanego dotychczas modelu sferycznego. Med. Pr. 2007;58(2):117–123

Słowa kluczowe: ochrona środowiska elektromagnetycznego, linie radiowe, pola elektromagnetyczne

ABSTRACT

Background: The aim of the study was to analyze and modify methods used to estimate the range of restricted area corresponding with the limitation of exposure of the general public to electromagnetic fields in the vicinity of microwave relay antenna systems. **Materials and Methods:** In this paper a well known spherical-wave model is revised. Some drawbacks of this model in terms of the microwave relay antenna systems are shown and a method for their elimination is proposed. The idea of this method is based on placing an equivalent point source of radiation behind the actual antenna, and then on taking into account the power density produced by this source over the antenna aperture. **Results:** In the course of the study an algorithm for the range of restricted area estimation was developed. Some results of calculation validating the proposed method are presented. **Conclusions:** The proposed model and algorithm for the range of restricted area estimation may be employed in administrative procedures for evaluating the effects exerted on the environment. The proposed method can be regarded as an alternative to the presently employed spherical wave approach in the case of the microwave relay antenna systems. Med Pr 2007;58(2):117–23

Key words: electromagnetic environment protection, microwave relay systems, electromagnetic fields

Adres autora: Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: pawel.bienkowski@pwr.wroc.pl

Nadesłano: 12.03.2007

Zatwierdzono: 13.04.2007

WSTĘP

Dynamiczny rozwój radiokomunikacji przyczynił się do znacznego wzrostu wykorzystania linii radiowych, zwłaszcza w sieciach telefonii komórkowej do transmisji danych wewnątrz sieci. Praktycznie w każdej stacji bazowej występuje co najmniej jedna linia radiowa. Typowe linie radiowe pracują w zakresie mikrofal (zakres częstotliwości ok. 3–60 GHz) i wykorzystują anteny typu parabolicznego (lub rzadziej rożkowe) o średnicach od 0,2 m do ponad 2 m przy mocach doprowadzanych do anteny od kilku do ok. 30 dBm. Parametry takiej linii radiowej klasyfikują ją do przedsięwzięć mogących zna-

cząco oddziaływać na środowisko, w zgodzie z Ustawą z dnia 27 kwietnia 2001 r. — Prawo Ochrony Środowiska (1). Inwestycje takie wymagają opracowania raportu o oddziaływaniu przedsięwzięcia na środowisko, którego jednym z elementów jest wyznaczenie obszarów występowania pola elektromagnetycznego (PEM) o wartościach większych od dopuszczalnych (określanych w dalszej części pracy przez „ $W > 1$ ”).

Do wyznaczenia tego obszaru powszechnie stosuje się tzw. model sferyczny rozkładu natężenia pola elektromagnetycznego (a w zakresie mikrofal — rozkładu

gęstości mocy mikrofalowej). Model opiera się na następującym założeniu: energia emitowana z punktowego i izotropowego źródła PEM rozkłada się równomiernie na powierzchni kuli o promieniu d , gdzie d jest odległością między źródłem a punktem obserwacji. Założenia te są prawdziwe w polu dalekim. Granicę strefy dalekiej d_{sd} wyznacza się ze znanej zależności:

$$d_{sd} = \frac{2 \times D^2}{\lambda} \quad [1]$$

gdzie:

D — jest największym wymiarem liniowym struktury promieniującej [m];

λ — długość fali [m].

Gęstość mocy wyznacza się z definicji jako stosunek mocy emitowanej do powierzchni kuli:

$$S = \frac{P}{P_p} = \frac{P}{4 \times \pi \times d^2} \quad [2]$$

gdzie:

S — gęstość mocy [W/m^2];

P — moc emitowana [W];

P_p — pole powierzchni [m^2];

d — promień kuli — odległość między źródłem a punktem obserwacji [m].

Jeżeli źródło nie jest izotropowe, to moc emitowaną w określonym kierunku można wyznaczyć jako:

$$P(\theta, \phi) = P \times G \times F^2(\theta, \phi) \quad [3]$$

gdzie:

$F(\theta, \phi)$ — unormowana charakterystyka promieniowania źródła (anteny);

G — zysk energetyczny anteny [W/W].

Dla anteny idealnej zysk energetyczny odpowiada kierunkowości anteny. Dla anteny rzeczywistej jest to iloczyn kierunkowości i sprawności anteny.

Należy pamiętać, że $F(\theta, \phi)$ jest z definicji charakterystyką opisującą rozkład natężenia pola, stąd przy opisie gęstości mocy wykorzystuje się $F^2(\theta, \phi)$ [ponieważ w polu dalekim $S = f(E^2)$].

Drugim istotnym ograniczeniem modelu sferycznego stosowanego w niewielkiej odległości od anteny jest nieograniczony wzrost gęstości mocy przy zbliżaniu się do źródła, co wynika z przyjęcia w modelu źródła punktowego. Jest to szczególnie istotne w przypadku anten aperturowych, w tym także z reflektorem parabolicznym, dla których gęstość mocy na powierzchni reflektora jest ograniczona i możliwa do określenia. Ponieważ obszar $W > 1$ w otoczeniu anten linii radiowych analizowanych w niniejszej pracy rozciąga się od kilkunastu do kilkudziesięciu metrów od anteny, to nieuwzględnienie skończonej gęstości mocy na powierzchni reflektora powoduje, że zasięgi tych obszarów wyznaczone na

podstawie modelu sferycznego mogą w znaczący sposób odbiegać od rzeczywistości.

Celem pracy jest analiza stosowalności istniejącego modelu oraz próba jego modyfikacji, mająca na celu dokładniejsze odwzorowania rzeczywistych zasięgów obszarów $W > 1$.

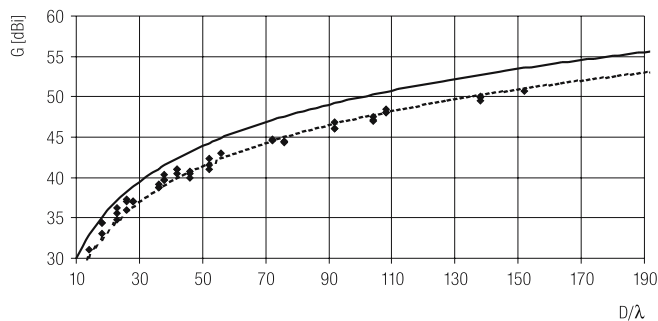
MATERIAŁ I METODY

Anteny z reflektorem parabolicznym

W mikrofalowych liniach radiowych powszechnie stosuje się anteny z reflektorem parabolicznym. Zbudowane są one ze źródła oświetlającego (promiennika) emitującego energię w kierunku reflektora będącego wycinkiem paraboloidy obrotowej. W liniach radiowych stosuje się praktycznie tylko reflektory symetryczne. Źródłem oświetlającym, umieszczonym w ognisku reflektora, jest zazwyczaj otwarty koniec falowodu lub antena tubowa. Dzięki umieszczeniu promiennika w ognisku reflektora uzyskuje się bardzo dobre skupienie energii w wąską wiązkę. Zysk energetyczny anteny parabolicznej zależy od apertury reflektora A (dla reflektora symetrycznego $A = \pi D^2/4$, gdzie D jest średnicą reflektora), długości fali λ oraz sposobu oświetlenia reflektora charakteryzowanego współczynnikiem wykorzystania apertury v . Największą wartość v uzyskuje się dla równomiernego oświetlenia apertury (2). Zysk energetyczny anteny G , wyznacza się z zależności:

$$G = \left(\frac{\pi \times D}{\lambda} \right)^2 \times v \quad [4]$$

Dla anteny idealnej $v = 1$. Antena z równomiernym oświetleniem apertury ma największy zysk energetyczny, ale jednocześnie, ze względu na zjawiska brzegowe zachodzące na krawędziach reflektora, charakteryzuje się stosunkowo wysokim poziomem listków bocznych. W praktyce stosuje się anteny z tzw. temperowanym rozkładem pola w aperturze — oświetlenie reflektora maleje w kierunku krawędzi. Pozwala to na ograniczenie poziomu listków bocznych kosztem zmniejszenia zysku i poszerzenia wiązki głównej anteny. Typowy współczynnik wykorzystania apertury anten stosowanych w liniach radiowych wynosi $v_{real} = (0,55 \pm 0,1)$. Na wykresie z ryciny 1 zestawiono zysk anten idealnych, wyznaczony zgodnie ze wzorem 4. w funkcji parametru D/λ (tzw. elektryczny rozmiar anteny), anten o $v_{real} = 0,55$ oraz rzeczywistych anten stosowanych w liniach radiowych ($f = 7-38$ GHz, $D = 0,3-2,4$ m) (3-5). Parametr D/λ dla rozpatrywanych anten zawiera się w granicach od 20 do 200.



Ryc. 1. Zysk anteny w funkcji D/l [linia ciągła — antena idealna, linia przerywana — antena o $v_{real} = 0,55$, punkty — parametry anten rzeczywistych (3–5)].

Fig. 1. Gain of antenna versus D/l ; solid line — ideal antenna; dashed line — antenna with $v_{real} = 0,55$; dots — parameters of commercial antennas, see (3–5).

Analiza danych z ryciny 1. potwierdza słuszność przyjęcia v anten rzeczywistych na poziomie 0,55, ale można również współczynnik ten wyznaczyć indywidualnie, jako stosunek zysku anteny rzeczywistej do zysku anteny idealnej o tej samej średnicy.

$$v \approx \frac{10^{G_{dBi}/10}}{110 \times D^2 \times f^2} \quad [5]$$

gdzie:

G_{dBi} — zysk anteny rzeczywistej względem anteny izotropowej [dB];

D — średnica anteny [m];

f — częstotliwość [GHz].

Unormowana charakterystyka promieniowania anteny parabolicznej z równomiernym oświetleniem apertury opisana jest następującą funkcją:

$$F(\theta) = 2 \left| \frac{J_1\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin(\theta)\right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin(\theta)} \right| \quad [6]$$

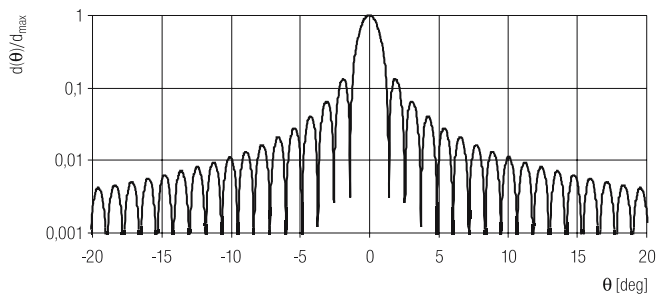
gdzie:

J_1 — funkcja Bessela pierwszego rodzaju;

θ — kąt liczony od osi anteny.

Na rycinie 2. przedstawiono unormowany zasięg strefy $W > 1$ w funkcji kąta θ dla j anteny z $D/\lambda = 50$ (np. $D = 0,6$ m; $f = 25$ GHz).

Z przedstawionego wykresu wynika, że dla odchylenia o około 10 stopni od osi wiązki głównej zasięg spada do 0,01 zasięgu maksymalnego, a poziom następnych listków bocznych jest jeszcze mniejszy. Dla anten rzeczywistych (z temperowanym rozkładem pola w aperturze) poziom listków bocznych maleje jeszcze bardziej. Pozwala to na całkowite pominięcie listków bocznych w analizie anten parabolicznych dla celów ochrony śro-



Ryc. 2. Unormowany zasięg obszaru $W > 1$ w funkcji kąta θ .

Fig. 2. Normalized range of area “ $W > 1$ ” versus θ .

dowiska i przyjęcie, że obszar $W > 1$ wyznacza się tylko na podstawie wiązki głównej.

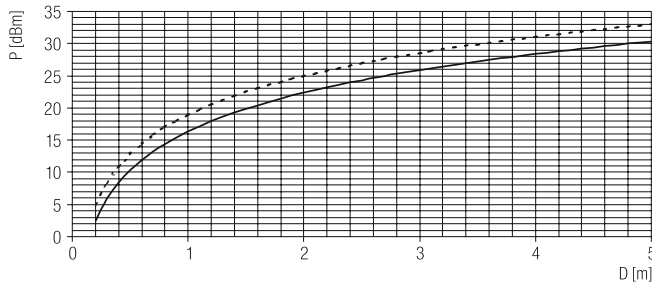
Korzystając ze współczynnika wykorzystania apertury v , wprowadzimy (przez analogię do stosowanej w literaturze apertury skutecznej) pojęcie D_{sk} — skutecznej średnicy anteny, zdefiniowanej zgodnie z poniższą zależnością:

$$D_{sk} = D \times \sqrt{v} \quad [7]$$

Interpretacja parametru D_{sk} jest następująca: rzeczywistą antenę o średnicy D (z temperowanym rozkładem pola w aperturze) zastępujemy anteną idealną (z równomiernym rozkładem pola w aperturze) o średnicy D_{sk} . Antena rzeczywista i modelowa mają taki sam zysk energetyczny oraz szerokość wiązki głównej. Antena modelowa ma większy poziom listków bocznych, ale jak napisano wyżej, nie ma to wpływu na wyznaczanie zasięgu obszaru $W > 1$. Na potrzeby prezentowanych zagadnień przyjęte uproszczenie jest w pełni uprawnione i taki model zostanie wykorzystany w dalszych analizach.

METODYKA WYZNACZANIA ZASIĘGU OBSZARU $W > 1$

Jak wspomniano we wstępie, do wyznaczania zasięgu obszaru $W > 1$ powszechnie korzysta się z modelu sferycznego. Przedstawiono tam również ograniczenia stosowania tego modelu. Przypomnijmy, że model jest poprawny w strefie dalekiej i jest określony dla źródła punktowego. Zwłaszcza ten drugi warunek jest istotny dla anten z reflektorem parabolicznym. Z zasady działania reflektora parabolicznego wynika, że energia emitowana z promiennika (w przybliżeniu punktowego) umieszczonego w ognisku jest równomiernie rozłożona na aperturze anteny. Korzystając z podstawowej definicji gęstości mocy, oszacujmy gęstość mocy na płaszczyźnie rozpiętej na krawędzi reflektora i ograniczonej tą krawędzią, uwzględniając średnicę skuteczną anteny.



Ryc. 3. Minimalna moc doprowadzona do anteny o średnicy D powodująca wystąpienie obszaru $W > 1$ (linia ciągła — antena rzeczywista $v_{\text{real}} = 0,55$, linia przerywana — antena idealna).

Fig. 3. Minimum antenna input power resulting in the appearance of "area $W > 1$ "; solid line — real antenna $v_{\text{real}} = 0.55$; dashed line — ideal antenna; D — antenna diameter.

$$S_{pr} = \frac{4 \times P}{\pi \times D_{sk}^2} = \frac{4 \times P}{\pi \times D^2 \times v} \quad [8]$$

gdzie:

S_{pr} — gęstość mocy na płaszczyźnie reflektora [W/m^2];

P — moc doprowadzona do anteny.

Na rycinie 3. przedstawiono wykres minimalnej mocy doprowadzanej do anteny w funkcji jej średnicy dla uzyskania gęstości mocy $S_{pr} = 0,1 \text{ W}/\text{m}^2$, wyznaczonej na podstawie wzoru 8.

Wniosek z analizy ryciny 3. jest następujący: jeżeli punkt przecięcia mocy doprowadzanej do anteny i średnicy tej anteny wypada poniżej krzywej $S_{pr} = 0,1 \text{ W}/\text{m}^2$, to w otoczeniu takiej anteny nie wystąpi obszar o wartościach $W > 1$.

Dodatkową użyteczną informacją będzie określenie minimalnej mocy doprowadzonej do anteny, przy której granica $W > 1$ wypadnie w strefie dalekiej. Podstawiając wzór 1. i 4. do wzoru 2. z uwzględnieniem wzoru 3. dla $F(\theta\phi) = 1$ i $S = 0,1 \text{ W}/\text{m}^2$, otrzymuje się:

$$P_{min} > \frac{1,6 \times D^2}{\pi \times v} [\text{W}] \text{ lub } P_{min} > 30 + 10 \lg \left(\frac{1,6 \times D^2}{\pi \times v} \right) [\text{dBm}] \quad [9]$$

Ponieważ gęstość mocy S_{pr} na płaszczyźnie rozpiętej na krawędzi reflektora jest skończona i opisana zależnością wzoru 8., to oczywiste jest, że przybliżenie anteny punktowym źródłem umieszczonym w środku elektrycznym anteny rzeczywistej jest niepoprawne. Przeprowadzimy w związku z tym następujący eksperyment: antenę rzeczywistą zastąpmy źródłem punktowym, ale umieszczonym za anteną, w takiej odległości, aby przy założeniu modelu sferycznego gęstość mocy odpowiadała wyznaczonej poprzednio S_{pr} . Odległość tę oznaczymy przez d'_{pr} i wyznaczmy ją, porównując wzór 1. i 4. ze wzorem 8.:

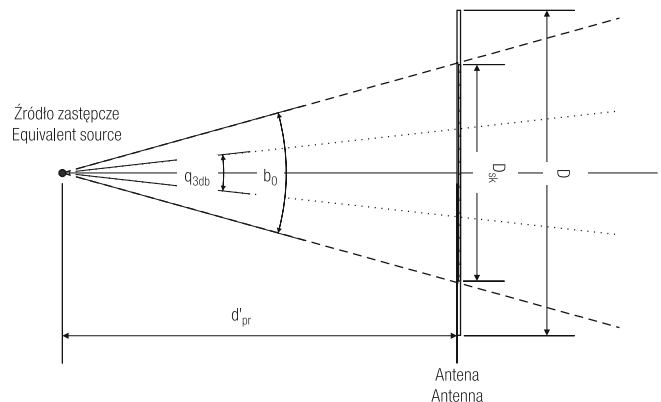
$$d'_{pr} = \frac{\sqrt{G} \times D_{sk}}{4} \quad [10]$$

Tabela 1. d'_{pr} dla typowych anten linii radiowych
Table 1. d'_{pr} for typical antennas of microwave relay systems

f [GHz]	D [m]	G [dBi]	d'_{pr} [m]
18	0,3	33	2,5
	0,6	38,5	9,3
	1,2	44,5	37,3
26	0,3	48	83,6
	0,6	36,5	3,6
	1,2	41,5	13,0
38	0,3	47,5	52,6
	0,6	40	5,6
	1,2	45	19,7

W tabeli 1. przedstawiono wyniki takiej symulacji dla typowych anten stosowanych w liniach radiowych.

Odległość d'_{pr} ma tylko charakter poglądowy, ponieważ jest wyznaczona w polu bliskim na podstawie modelu pola dalekiego. Lepsze przybliżenie położenia proponowanego punkowego źródła zastępczego może dać model rozkładu pola w bezpośrednim otoczeniu anteny. Można tu wykorzystać np. analogię do tzw. modelu cylindrycznego, w którym przyjmuje się, że cała energia transmitowana jest w obrębie podwojonego kąta połowy mocy anteny (6,7). Autor przyjął bardziej zachowawcze założenie: niech cała energia emitowana przez antenę rzeczywistą w jej bezpośrednim otoczeniu rozchodzi się w obrębie stożka o kącie rozwarcia odpowiadającym szerokości wiązki anteny między pierwszymi zerami charakterystyki anteny (8). W wierzchołku tego stożka umieszczamy zastępcze źródło punktowe, a w odległości d'_{pr} rzeczywistą antenę. Odległość d'_{pr} dobieramy tak,



Ryc. 4. Antena i jej źródło zastępcze.

Fig. 4. The actual antenna and its equivalent point source.

żeby średnica przekroju stożka w tym miejscu odpowiadała D_{sk} rzeczywistej anteny (ryc. 4).

Na podstawie ryciny 4. d'_{pr} opisane jest poniższą zależnością:

$$d'_{pr} = \frac{D_{sk}}{2 \times \operatorname{tg}(\beta_0 / 2)} \quad [11]$$

Kąt β_0 między pierwszymi zerami charakterystyki anteny można wyznaczyć z zależności wzoru 6. jako podwojony kąt θ_0 , dla którego licznik funkcji 6. osiąga wartość 0:

$$\theta_0 \approx \arcsin\left(\frac{3,83}{\pi} \times \frac{\lambda}{D_{sk}}\right) \quad [12]$$

$$\beta_0 = 2 \times \theta_0 \approx 2 \arcsin\left(1,22 \frac{\lambda}{D_{sk}}\right) \quad [13]$$

Ostatecznie maksymalny zasięg obszaru, w którym $W > 1$ według przedstawionego modelu, wyznacza się jako różnicę między zasięgiem wyznaczonym z modelu sferycznego i poprawką d'_{pr} . Maksymalny zasięg wystąpi na kierunku maksymalnego promieniowania ($\theta = 0$) i dla zadanej dopuszczalnej gęstości mocy $S_{W=1}$ wyniesie:

$$d_{W=1} = \sqrt{\frac{P G}{4 \times \pi \times S_{W=1}}} - \frac{D_{sk}}{2 \times \operatorname{tg}(\beta_0 / 2)} \quad [14]$$

gdzie:

P — moc doprowadzana do anteny [W];

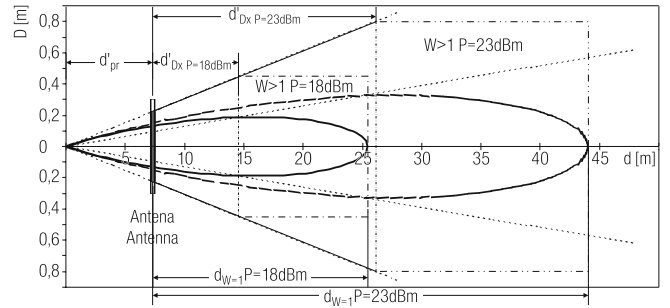
G — zysk energetyczny anteny [W/W];

$S_{W=1}$ — graniczna dopuszczalna gęstość mocy [W/m²].

Warto zauważyć, że d'_{pr} jest parametrem związanym tylko z anteną, a nie zależy od mocy, więc jego znaczenie będzie malało przy zwiększaniu mocy doprowadzonej do anteny. Ostatnim krokiem w celu wyznaczenia obszaru, w którym $W > 1$, jest określenie jego granic w przestrzeni. Zgodnie z modelem sferycznym będzie to bryła ograniczona powierzchnią opisaną przez unormowaną charakterystykę promieniowania anteny $F(\theta, \varphi)$, przeskalowaną przez $d_{max} W = 1$ wyznaczone z pierwszego członu wyrażenia 14. Dla rozpatrywanych anten z symetrycznym reflektorem parabolicznym charakterystyka promieniowania jest jednakowa w płaszczynie kąta θ i φ i przypomina maczugę:

$$d_{W=1}(\theta) = F(\theta) \times \sqrt{\frac{P \times G}{4 \times \pi \times S_{W=1}}} \quad [15]$$

Na rycinie 5. przedstawiono granicę obszaru $W = 1$ wyznaczoną zgodnie z zależnością wzoru 14. dla anteny analizowanej na rycinie 2. ($D = 0,6$ m, $f = 25$ GHz) dla



Ryc. 5. Przykład zasięgu obszaru $W > 1$ wyznaczonego dla modelu sferycznego i zmodyfikowanego.

Fig. 5. An example of the range (area $W > 1$) determined using the spherical-wave model and the proposed modified model.

dwóch mocy doprowadzonych do anteny: $P_1 = 18$ dBm i $P_2 = 23$ dBm. Na rysunku zaznaczono również antenę umieszczoną zgodnie ze wzorem 14. i granicę wiązki głównej między zerami charakterystyki.

Jak wynika z powyższych wykresów, szerokość obszaru $W > 1$ wyznaczonego z modelu sferycznego, nawet dla największych stosowanych w praktyce mocy, nie przekracza średnicy anteny lub przekracza niewiele. W związku z powyższym bardziej poprawne będzie wyznaczanie granic tego obszaru z modelu dla pola bliskiego, np. zaproponowanego przez Zielińskiego (8), lub przyjęcie modelu uproszczonego. Dla anten stosowanych w liniach radiowych dopuszczalnym uproszczeniem będzie aproksymacja obszaru $W > 1$ przez obrys głównej wiązki promieniowania anteny (stożek o kącie rozwarcia β_0 do średnicy D_x i dalej walec o stałej średnicy D_x do odległości $d_{W=1}$ (wzór 14.) od anteny. Średnicę D_x dobiera się tak, aby przy założeniu równomiernego rozkładu mocy w wiązce głównej gęstość mocy na kole o średnicy D_x była równa wartości granicznej dla $W = 1$:

$$D_x = 2 \times \sqrt{\frac{P}{\pi \times S_{W=1}}} \quad [16]$$

Odległość d_{D_x} od zastępczego źródła punktowego, w której wiązka główna osiąga szerokość D_x wyraża się wzorem:

$$d_{D_x} = \frac{D_x}{2 \operatorname{tg}(\beta_0 / 2)} \quad [17]$$

Bardziej użyteczna jest odległość d'_{D_x} między anteną a punktem, w którym wiązka osiąga szerokość D_x :

$$d'_{D_x} = \frac{D_x - D_{sk}}{2 \operatorname{tg}(\beta_0 / 2)} \quad [18]$$

Przyjęty uproszczony model przeszacowuje szerokość obszaru $W > 1$, zwłaszcza przy zbliżaniu się do granicy jego maksymalnego zasięgu (dla odległości $d > d_{Dx}$ od anteny).

WYNIKI I OMÓWIENIE

Przy opracowywaniu przedstawionego w pracy modelu anteny i metodyki wyznaczania granic obszaru o $W > 1$ w otoczeniu anten radiolinii przyjęte zostały pewne uproszczenia. Zgodnie jednak z filozofią norm i przepisów ochronnych uproszczenia te skutkują raczej przeszacowaniem, a nie niedoszacowaniem zasięgów obszaru o $W > 1$, co jest korzystne z punktu widzenia ochrony środowiska.

Na podstawie zależności przedstawionych w poprzednich rozdziałach pracy można przedstawić praktyczny algorytm wykorzystania proponowanej metodyki:

1. Na podstawie parametrów anteny należy wyznaczyć średnicę skuteczną D_{sk} na podstawie wzoru 7. dla

$v = 0,55$ lub v wyznaczonego indywidualnie dla danej anteny zgodnie ze wzorem 5.

2. Przy zadanej mocy doprowadzonej do anteny sprawdzić, czy w jej otoczeniu wystąpi obszar $W > 1$ na podstawie wykresu z ryciny 3. lub zależności 8.
3. Po wyznaczeniu D_{sk}/λ , określić kąt między zerami charakterystyki β_0 — zależność 13.
4. Na podstawie wzoru 14. wyznacza się maksymalny zasięg $d_{W=1}$ występowania obszaru $W > 1$.
5. Na podstawie wzoru 16. oblicza się maksymalną szerokość D_x obszaru $W > 1$ i ze wzoru 18. odległość od anteny d'_{Dx} , w której to wystąpi.

Dla ilustracji efektów działania powyższego algorytmu w tabeli 2. przedstawiono wyliczone wartości charakterystycznych parametrów, według modelu sferycznego i proponowanego dla typowych linii radiowych.

WNIOSKI

W pracy przedstawiono krytyczną analizę stosowanego powszechnie modelu sferycznego rozkładu gęstości

Tabela 2. Wartości parametrów analizowanych w pracy dla wybranych anten linii radiowych

Table 2. Values of parameters analysed in the paper for specified antennas of microwave relay systems

f [GHz]	G [dBi]	D [m]	D_{sk} [m]	S_{pr} [W/m ²]	β_0 [rad]	$d_{W=1sf}$ [m]	$d_{W=1}$ [m]	$d_{W=1}/d_{W=1sf}$	D_x [m]	d'_{Dx} [m]
wzór nr formuła no			8,6	9	14	2	15		17	19
P = 18 [dBm]										
18	34	0,3	0,27	1,14	0,1532	11,2	9,5	0,85	0,90	4,12
	39	0,6	0,47	0,36	0,0861	20,0	14,5	0,73	0,90	4,93
	44,5	1,2	0,89	0,10	0,0457	37,6	18,2	0,48	0,90	0,16
	48	1,8	1,33	0,05	0,0306	56,3	–	–	–	–
	50,5	2,4	1,77	0,03	0,0229	75,1	–	–	–	–
26	37	0,3	0,26	1,19	0,1084	15,9	13,5	0,85	0,90	5,87
	41,5	0,6	0,44	0,42	0,0646	26,6	19,9	0,75	0,90	7,13
	47,5	1,2	0,87	0,11	0,0324	53,2	26,3	0,49	0,90	0,83
38	40	0,3	0,25	1,28	0,0768	22,4	19,1	0,85	0,90	8,41
	45	0,6	0,45	0,40	0,0432	39,9	29,5	0,74	0,90	10,43
P = 23 [dBm]										
18	34	0,3	0,27	3,61	0,1532	20,0	18,2	0,91	1,59	8,67
	39	0,6	0,47	1,14	0,0861	35,5	30,0	0,85	1,59	13,03
	44,5	1,2	0,89	0,32	0,0457	66,9	47,5	0,71	1,59	15,42
	48	1,8	1,33	0,14	0,0306	100,1	56,6	0,57	1,59	8,63
	50,5	2,4	1,77	0,08	0,0229	133,5	–	–	–	–
26	37	0,3	0,26	3,77	0,1084	28,2	25,8	0,92	1,59	12,31
	41,5	0,6	0,44	1,34	0,0646	47,4	40,6	0,86	1,59	17,93
	47,5	1,2	0,87	0,34	0,0324	94,5	67,6	0,72	1,59	22,38
38	40	0,3	0,25	4,04	0,0768	39,9	36,6	0,92	1,59	17,50
	45	0,6	0,45	1,28	0,0432	70,9	60,5	0,85	1,59	26,59

mocy w celu wyznaczenia obszaru o wartościach $W > 1$ w odniesieniu do anten z reflektorem parabolicznym, stosowanych w mikrofalowych liniach radiowych. Wykazano, że stosowany model przeszacowuje długość obszaru $W > 1$ dla kierunku maksymalnego promieniowania, co spowodowane jest przyjęciem w modelu punktowego źródła promieniowania. Z tego samego powodu niedoszacowana jest szerokość zasięgu $W > 1$, zwłaszcza w pobliżu anteny. Zaprezentowano nowy model oparty na modyfikacji modelu sferycznego, w którym zastępcze źródło punktowe umieszczono za anteną. Przedstawiony model oraz algorytm postępowania może być z powodzeniem stosowany dla celów administracyjnych do wyznaczania zasięgu obszarów o wartościach $W > 1$ od anten linii radiowych, a bardziej rygorystyczna analiza (np. uwzględnienie rzeczywistego rozkładu pola w aperturze anteny) umożliwi uzyskanie większej dokładności, niezbędnej np. przy określaniu zasięgów stref ochronnych dla celów bezpieczeństwa pracy.

PIŚMIENNICTWO

1. Ustawa z dnia 27 kwietnia 2001 r. — Prawo Ochrony Środowiska. DzU z 2001 r. nr 62, poz. 627 z późniejszymi zmianami
2. Bem D.J.: Anteny i propagacja fal elektromagnetycznych. Warszawa, PWN 1973
3. Ericsson MINI-LINK Compact Antennas rev E — product spec. no. 1301-UKY 210 40+ Uen, ed. 15.02.2006, Ericsson
4. FlexLink_Datasheet.pdf. Adres: <http://www.nera>
5. Katalog online: Andrew Terrestrial Microwave [cytowany 9 marca 2007 r.]. Adres: <http://www.andrew.com/products/antennas/tmw/default.aspx>
6. PN-EN 50383:2005 Obliczenia i pomiary intensywności pola elektromagnetycznego i swojego tempa pochłaniania energii związanego z ekspozycją ludzi w polach elektromagnetycznych o częstotliwościach od 110 MHz do 40 GHz, wytwarzanych przez radiowe stacje bazowe i stałe stacje końcowe telekomunikacyjnych systemów bezprzewodowych. Norma podstawowa
7. Bieńkowski P.: Oddziaływanie pola elektromagnetycznego od stacji bazowych GSM generacji 2,5 na środowisko. Przegl. Elektrotechn. 2005;12:60–62
8. Zieliński R.: Kompatybilność elektromagnetyczna w telekomunikacji satelitarnej. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1999