



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

Zakład Zastosowań Technik Łączności Elektronicznej (Z-10)

Analiza możliwości wykorzystania anten ze skrzyżowanymi polami (CFA) w radiofonii cyfrowej systemu DRM w zakresie fal długich i średnich

Praca nr 10300016

Warszawa, grudzień 2006

Analiza możliwości wykorzystania anten ze skrzyżowanymi polami w radiofonii cyfrowej systemu DRM w zakresie fal długich i średnich

Praca nr 10300016

Słowa kluczowe: Antena, CFA, DRM, radiofonia cyfrowa

Kierownik pracy: dr inż. Jacek Jarkowski

Wykonawca pracy: dr inż. Aleksander Makiedoński, mgr inż. Maciej Odzinkowski,
mgr inż. Marcin Przymus, inż. Kamil Wrzosek

Autor opracowania: dr inż. Aleksander Makiedoński

Kierownik Zakładu: inż. Bogdan Chojnacki

Spis treści

1. Wstęp.....	4
2. Budowa i zasada działania anteny CFA.....	6
3. Analiza anteny CFA metodą TLM (<i>Transmission Line Method</i>).....	10
4. Układ zastępczy anteny CFA.....	12
5. Parametry układu monopoli.....	13
6. Impedancja wejściowa.....	14
7. Moc dostarczana do anteny z generatorów.....	15
8. Pole bliskie.....	16
9. Impedancja falowa.....	18
10. Pole anteny w przestrzeni dalekiej.....	18
11. Układy dopasowania anteny oraz straty.....	20
12. Straty przewodzenia.....	21
13. Rezystancja spowodowana stratami w sztucznej przeciwwadze.....	22
14. Sprawność anteny i zysk.....	23
15. Pasma przenoszenia.....	24
16. Przykłady realizacji anten CFA.....	25
16.1. Okna robocze.....	24
16.2. Wydajność anteny CFA.....	29
16.3. Straty w indukcyjnościach układu dostrojczego anteny.....	31
16.4. Pole bliskie.....	32
16.5. Wpływ przewodności gruntu na pracę anteny CFA.....	34
16.6. Wpływ sztucznej metalowej przeciwwagi na pracę anteny CFA.....	37
16.7. Wpływ wysokości monopolu cylindrycznego anteny CFA.....	38
16.8. Wpływ średnicy dysku (monopolu 2) anteny CFA.....	38
16.9. Wpływ długości elementów górnego zasilania monopolu 1.....	40
16.10. Wyniki testów anteny CFA.....	42
17. Podsumowanie.....	44
Bibliografia.....	45

1. Wstęp

Aktualnie w Polsce w zakresie fal długich 148,5 – 283,5 kHz i średnich 526,5 – 1605,5 kHz pracują zaledwie trzy stacje nadawcze wykorzystujące analogowy system modulacji amplitudy (A3). Stacje te zlokalizowane są w następujących miejscowościach:

- Łazy k/Warszawy tzw. Radiostacja Raszyńska pracująca na częstotliwości 198 kHz z zespołem nadajników o sumarycznej mocy fali nośnej 1000 kW
- Solec Kujawski emitujący program I Polskiego Radia na częstotliwości 225 kHz z zespołem 3 bloków nadawczych o sumarycznej mocy fali nośnej 1200 kW
- Koszęcin w woj. Śląskim pracujący na częstotliwości fal średnich 1080 kHz z zespołem nadajników o sumarycznej mocy 1500 kW, emitujący programy dla nadawców zagranicznych

Wszystkie trzy obiekty wyposażone są w wysokie maszty antenowe:

- Łazy – 335 m z zasilaniem bocznikowym i uziemioną podstawą
- Solec Kujawski – 2 maszty 289 m i 330 m zasilane bocznikowo i uziemione u podstawy
- Koszęcin – 138 m

Pozostałe 10 stacji nadawczych dużej i średniej mocy tworzących sieć podstawową zostały wyłączone z eksploatacji w końcu grudnia 1997 r. Trzydzieści stacji uzupełniających małej mocy (2 kW) zostało wyłączonych wcześniej w końcu 1983 r.

Warto w tym miejscu zauważyć, że w/w stacje nadawcze stanowiły tylko niewielką część potencjału emisyjnego przewidzianego dla Polski przez Regionalną Konferencję Administracyjną Światowej Unii Telekomunikacyjnej w Genewie w r. 1975. Na mocy postanowień tej konferencji dla Polski zarezerwowano kanały radiowe dla 31 stacji dużej i średniej mocy (10 – 500 kW) oraz 91 stacji małej mocy (1 kW).

Głównym powodem rezygnacji Polskiego Radia z emisji Programu II na falach średnich były koszty eksploatacji średniofalowych obiektów nadawczych dużej mocy, przewyższające łączne opłaty za eksploatację dwóch ogólnopolskich sieci pracujących na falach ultrakrótkich (programy II i III) o znacznie większym pokryciu terytorialnym i znacznie większej jakości odbioru przekazywanego programu akustycznego. Drugą przyczyną rezygnacji Polskiego Radia z emisji Programu II na falach średnich była mała słuchalność programu (oceniana na 20%) i zły stan bazy technicznej obiektów sieci podstawowej. Wiek nadajników wahał się bowiem w granicach 25 – 40 lat.

Według prowizorycznych obliczeń dokonanych w 1997 r. przez TP SA [1] koszt modernizacji stacji nadawczych sieci podstawowej

- Kraków,
- Rzeszów – Boguchwała,
- Lublin – Boży Dar,
- Łódź – Tuszyń,
- Białystok – Sowlany,
- Szczecin – Warszewo,
- Koszalin,
- Katowice – Koszęcin,
- Poznań – Przebędowo,
- Warszawa – Wola Rasztowska,
- Wrocław – Żurawnica,

obejmujący wymianę nadajników oraz trzech masztów antenowych wyniósł by ok 8 mln. USD (w/g cen z 1997 r.) przy założeniu, że nadajniki będą pracować z poprzednią wielkością mocy w systemie rezerwy czynnej z nowoczesnymi rodzajami modulatorów amplitudy z dynamiczną regulacją mocy fali nośnej i możliwością ich adaptacji do pracy w systemie cyfrowym DRM.

Porównując koszty modernizacji tych 11 obiektów z kosztami budowy jednej radiostacji w Solcu Kujawskim (ok. 50 mln. zł) można dzisiaj powiedzieć, że byłaby to inwestycja celowa gdyby Polskie Radio nie podjęło decyzji o wycofaniu się z wykorzystania do emisji programów fal średnich.

Zakres fal średnich z potencjałem emisyjnym przydzielonym dla Polski przez wspomnianą Konferencję Genewską obejmującym łącznie 123 stacje nadawcze dużej, średniej i małej mocy jest zbyt cennym i rzadkim dobrem naturalnym aby mógł pozostać niewykorzystanym.

Rezultatem przeprowadzonych w Europie długoletnich badań dotyczących optymalnych sposobów zagospodarowania pasma częstotliwości dla fal średnich (a także krótkich i długich) było ustanowienie przez ETSI normy [2] na system radiofonii cyfrowej DRM (*Digital Radio Mondiale*). W systemie tym zastosowano wyrafinowane sposoby kodowania źródła dźwięku AAC (*Advanced Audio Coding*), CELP (*Code Excited Linear Prediction*), HVXC (*Harmonic Vector Excitation Coding*) z wykorzystaniem do dalszego kodowania transmisyjnego ortogonalnych podnośnych OFDM podobnie, jak w przyjętych europejskich systemach naziemnych DAB i DVB.

Dzięki zastosowaniu tych technik udaje się nie tylko polepszyć jakość przekazywanego dźwięku do jakości porównywalnej do uzyskiwanej w analogowych systemach radiofonii UKF-FM, ale także znaczne zmniejszenie mocy emitowanego sygnału potrzebnego do uzyskania zasięgów odbioru zbliżonych do uzyskiwanych przy stosowaniu konwencjonalnej analogowej modulacji amplitudy fali nośnej. Wpływa to na zdecydowane zmniejszenie kosztów eksploatacji nadajników DRM w porównaniu z kosztami eksploatacji konwencjonalnych nadajników analogowych dużej i średniej mocy.

Budowa średniofalowych obiektów nadawczych w systemie DRM nawet o małych mocach związana jest jedna z koniecznością posadowienia dość wysokich masztów antenowych zapewniających skuteczne wypromieniowanie energii fali elektromagnetycznej.

Konwencjonalne anteny średniofalowe wykonywane są zwykle w postaci wolnostojących masztów promieniujących o długości równej $\frac{1}{4}$ długości fali elektromagnetycznej ($\lambda/4$). Dla zakresu fal średnich długość fali zawarta jest w granicach $569 \div 187$ m, a zatem wysokość masztów ($\lambda/4$) zwarta będzie w granicach $142 \div 46,6$ m. Koszt budowy i eksploatacji takich konstrukcji (włączając oświetlenie) jest porównywalny z kosztami zakupu i późniejszej eksploatacji samych nadajników DRM o mocy pojedynczych kilowatów. Uzyskanie zezwoleń na budowę obiektów o tak dużych wysokościach nie jest rzeczą łatwą. Obiekty te nie tylko deformują środowisko naturalne ale stanowią także zagrożenie dla ruchu lotniczego.

Środowisko nadawców radiofonii średnio i długofalowej wiązało duże nadzieje z możliwością zastosowania do emisji energii elektromagnetycznej w tym zakresie częstotliwości stosunkowo małogabarytowych anten z polami skrzyżowanymi CFA (*Crossed Field Antenna*) w których składowe: magnetyczna i elektryczna pola generowane są przez oddzielne komponenty złożonego systemu antenowego. Anteny tego rodzaju nazywane są także akronimem EH.

2. Budowa i zasada działania anteny CFA

Antena ze skrzyżowanymi polami (CFA) została opracowana w latach 80 tych ubiegłego wieku przez prof. Briana Stewarta, dr Maurice Hately i jednego z ich studentów dr Fathi Kabarny.

W otrzymanym na ten wynalazek dokumencie patentowym Urzędu Patentowego Wielkiej Brytanii twórcami patentu są tylko Maurice Clifford Hately i Fathi Mahamed Kabarry (po 50% udziałów).

Nieznane są przyczyny braku wśród twórców prof. Briana Stewarta, być może z powodu jego wątpliwości odnośnie interpretacji przez wynalazców równań Maxwella objaśniających zasadę działania takiej anteny.

Wspomniana powyżej trójka autorów w jedynym teoretycznym artykule wyjaśniającym zasadę działania anteny CFA stosuje kontrowersyjną (według specjalistów z dziedziny anten i propagacji fal radiowych) metodę interpretacji 3 i 4 równania Maxwella i wynikający z tych równań teoremat Poytinga. W artykule brak jest przyjętej (i stosowanej) przez specjalistów z dziedziny techniki antenowej poważnej analizy procesu promieniowania fal elektromagnetycznych przez antenę CFA.

Jak wiadomo, określenie wielkości charakteryzujących pole elektromagnetyczne promieniowane przez dowolną antenę może być wyznaczone bezpośrednio w wyniku rozwiązania równań Maxwella z uwzględnieniem warunków brzegowych na powierzchni anteny. Praktycznie jednak, konfiguracja geometryczna anten jest na tyle złożona, że rozwiązanie zadania wspomnianą metodą napotyka na poważne trudności matematyczne.

Dlatego w teorii anten analizę promieniowania anteny rozбивa się na dwa samodzielne zadania: wewnętrzne i zewnętrzne.

Celem zadania wewnętrznego jest znalezienie rozkładu amplitud i faz źródeł promieniowania (prądów i ładunków) w antenie lub rozkładu pola elektromagnetycznego na powierzchni ograniczającej objętość, w której znajduje się źródło promieniowania.

Zewnętrzne zadanie polega na wyznaczeniu rozkładu natężenia pola elektromagnetycznego (składowych E i H) w przestrzeni na podstawie wyznaczonego w zadaniu wewnętrznym rozkładu prądu i ładunków lub rozkładu pola na wspomnianej powierzchni ograniczającej obszar ze znajdującym się w nim źródłem promieniowania.

Antenę CFA w wariacie układu symetrycznego w/g patentu autorów tworzą dwa współosiowo rozmieszczone cylindry będące źródłem składowej elektrycznej pola (E) i dwa dyski D będące źródłem składowej magnetycznej pola (H).

Ponieważ zgodnie z teorią promieniowania dipola Hertza wynika, że w polu bliskim składowe E i H muszą być przesunięte w fazie o 90° , w układzie anteny CFA zastosowano przesuwnik fazowy wtrącony w tor zasilania dysków D anteny CFA. Dyski te zasilane są w ich środkach przez współosiowe otwory poprzez transformatory symetryzująco – dopasowujące.

W rozwiązaniu asymetrycznym (rys. 3) pod jednym z dysków D rozmieszczana jest wykonana również w postaci dysku, ale o większej średnicy przeciwwaga. W wykonaniu praktycznym (rys. 32) asymetryczne anteny CFA uzupełnione są stożkowymi konstrukcjami przedłużającymi cylinder dla generacji składowej E pola. Tego rodzaju anteny umieszczane są bezpośrednio na dachu budynku nawet w stosunkowo małej odległości od siebie.

Oznaczenie literą D dysku promieniującego nie jest przypadkowe, gdyż skorelowane jest z oznaczeniem wektora prądu przesunięcia elektrycznego

$$D = \epsilon E \quad (1)$$

występującego w pierwszym równaniu Maxwella

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2)$$

gdzie:

\mathbf{J} – gęstość łącznego prądu przewodzenia i przesunięcia przepływającego przez jednostkę powierzchni ΔS

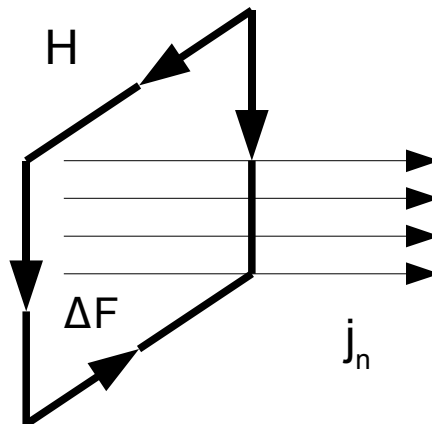
Równanie (2) jest rozwinięciem prawa Faradaya mówiącym o tym, że całka liniowa wektora natężenia pola magnetycznego \mathbf{H} w zamkniętym obwodzie L jest równa prądowi przenikającemu ten obwód

$$\oint_L H_t dl = i \quad (3)$$

gdzie:

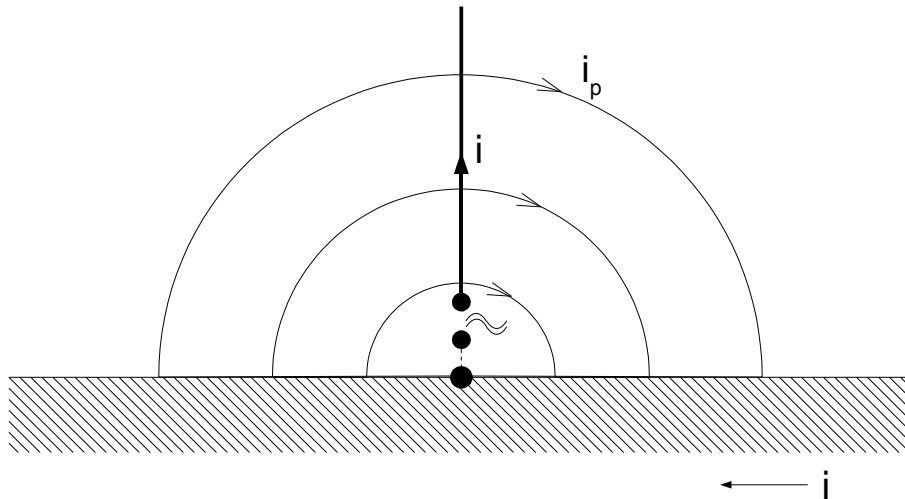
dl – element drogi po obwodzie L

H_t – składowa wektora pola magnetycznego styczna do elementu dl



Rys. 1. Rysunek objaśniający wzór (3).

Maxwell rozwinął prawo Faradaya przez uwzględnienie nie tylko prądu przewodzenia ale także prądu przesunięcia. Przykładem obwodu elektrycznego w którym przeważającą rolę odgrywa prąd przesunięcia jest kondensator w obwodzie prądu zmiennego lub konfiguracja jaką tworzy antena pionowa prostopadła do płaszczyzny przewodzącej (rys. 2).



Rys. 2. Antena pionowa prostopadła do płaszczyzny przewodzącej.

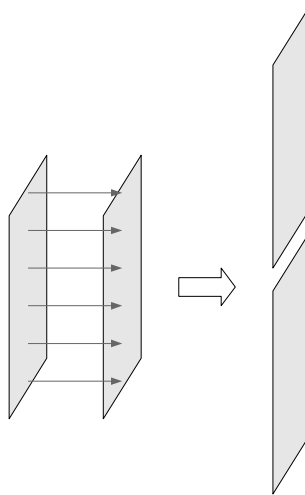
W układzie tym zmienna siła elektromotoryczna przyłożona do pionowego przewodu powoduje powstanie prądu przewodzenia i - płynącego po pionowym przewodzie i po powierzchni przewodzącej przeciwwagi oraz prądu przesunięcia i_p w przestrzeni między przewodem i powierzchnią przewodzącą. Gęstość prądu przesunięcia jest równa

$$i_p = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (4)$$

Maxwell uważał, że prąd przesunięcia jest tak samo ważny w powstawaniu pola elektromagnetycznego jak prąd przewodzenia. Zatem źródło takiego prądu jakim w antenie CFA jest kondensator złożony z dysków D powinno być także promiennikiem pola elektromagnetycznego.

Należy jednak zauważyć, że chociaż z zasady każdy układ mogący wytwarzać prądy przesunięcia może być promiennikiem energii pola elektromagnetycznego, w praktyce dla realizacji intensywnego promieniowania energii pola z takiego promiennika należy spełnić określone warunki.

Rozpatrując konfigurację płaskiego kondensatora można twierdzić, że większa część energii związana z prądami przesunięcia pozostanie w zamkniętej przestrzeni między okładkami takiego kondensatora, jeżeli odległość między okładkami jest mała w stosunku do długości fali (a taki przypadek ma miejsce w dyskach D anteny CFA). Przyczyna tego zjawiska polega na niedopasowaniu impedancji falowej między okładkami takiego kondensatora do impedancji falowej otaczającej przestrzeni. Dla zwiększenia intensywności promieniowania takiego układu należy zmienić jego konfigurację geometryczną obracając okładki kondensatora jak to pokazane jest na rys. 3. W tym przypadku impedancja między okładkami kondensatora ulega zwiększeniu. Jednym z wariantów układu pozwalającego na zwiększenie intensywności wypromieniowania energii w przestrzeni jest dipol Hertza w którym okładki kondensatora zostały zastąpione cienkimi przewodami z kulami na końcach przewodów.



Rys. 3. Konfiguracja kondensatora płaskiego i zasada jej modyfikacji

Dla ścisłości należy zaznaczyć, że nawet w tak zdawałoby się idealnej do występowania wyłącznie prądu przewodzenia konfiguracji jaką jest zamknięta cewka indukcyjna występuje także prąd przesunięcia elektrycznego spowodowany występowaniem pojemności międzyzwojowej.

Krytyczna analiza zasady działania anteny CFA została podjęta stosunkowo niedawno (2000 r.) przez dr J.S. Belrose [13,14] z Radiokomunikacyjnego Centrum Badawczego w Ottawie (Kanada) i ostatnio przez prof. Valentino Trainotti z Uniwersytetu w Buenos Aires w Argentynie.

Pierwszy z nich stosował do analizy anteny CFA modelowanie numeryczne i eksperymentalne a drugi często stosowaną do analizy anten teorię linii długich oraz wspólnie ze swoim doktorantem L.A. Dorado metodę momentów, na bazie której opracował autorski software.

Wyniki analizy pracy anteny uzyskanie powyższymi dwiema metodami okazały się identyczne. Referat naukowy na ten temat został przedstawiony przez prof. Valentino Traunotti na dorocznej regionalnej konferencji IEEE w Argentynie w październiku 2005 r. We wrześniu 2005 r. praca została zgłoszona do publikacji w prestiżowym *IEEE Transaction and Broadcasting*. Po uzupełnieniu praca została opublikowana dopiero po roku we wrześniowym numerze tego periodyku [5].

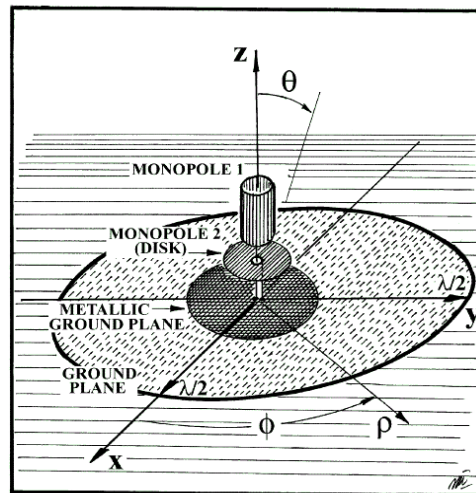
Na prośbę autorów niniejszego sprawozdania prof. Valentino Traunotti uprzejmie przysłał reprint tej publikacji.

W dalszej części sprawozdania jego autorzy przedstawia główne wyniki analizy pracy anteny CFA wykonane przez prof. Valentino Trainotti i Luisa A. Dorado.

Warto w tym miejscu podkreślić, że zarówno J.S. Belrose jak i prof. V. Trainotti są znanymi w świecie techniki antenowej autorytetami. Prof. V. Trainotti przez 40 lat (od 1963 do 2003 r.) pracował jako kierownik Zakładu Anten i Propagacji w Centrum Naukowo Badawczym Armii Argentyny CITEFA, współpracując jednocześnie w tym czasie z Uniwersytetem w Buenos Aires.

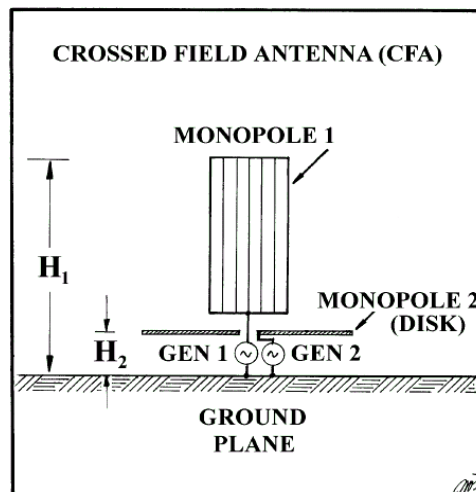
3. Analiza anteny CFA metodą TLM (*Transmission Line Method*)

Asymetryczna antena CFA o konfiguracji geometrycznej przedstawionej na rys. 4 może być rozpatrywana jako układ monopoli 1 i 2 rozmieszczonych nad dobrze przewodzącą metalową przeciwwagą umieszczoną na przewodzącej powierzchni gruntu, lub na dachu budynku.



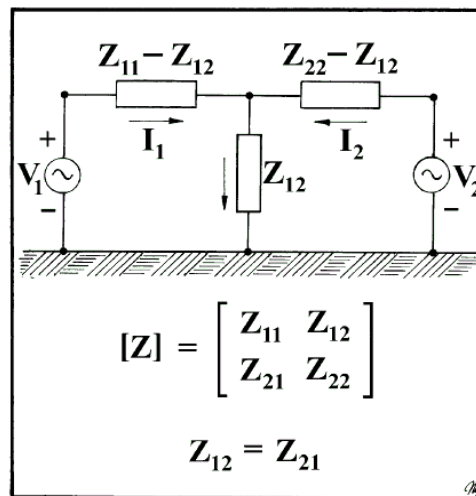
Rys. 4 Ogólna konfiguracja asymetrycznej anteny CFA

Układ zasilania monopoli takiej anteny jest przedstawiony na rys. 5



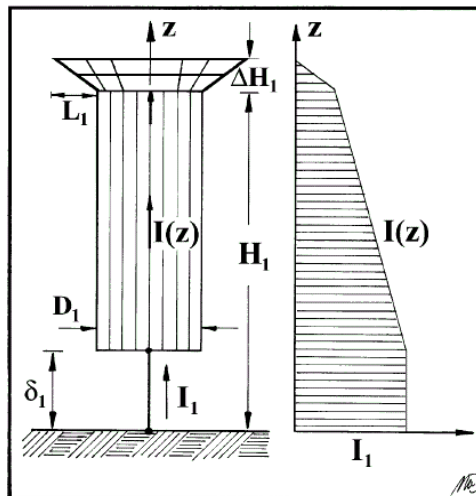
Rys. 5 Układ zasilania anteny CFA

Schemat ideowy układu zasilania anteny CFA pokazany jest na rys. 6.



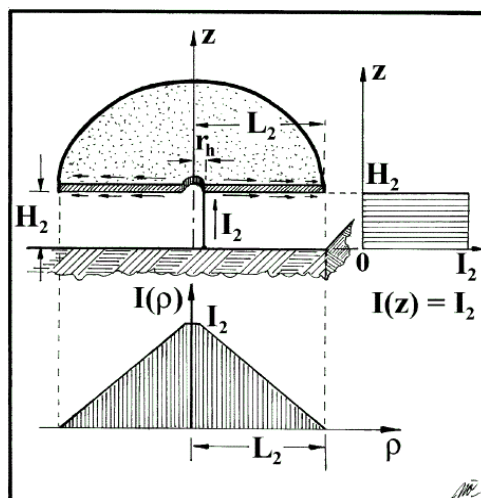
Rys. 6 Schemat ideowy układu zasilania anteny CFA

Wykres rozkładu prądu w monopolu cylindrycznym z uwzględnieniem dokonanej przez F.M. Kabarry modyfikacji wierzchołka cylindra w postaci stożka przedstawiony jest na rys 7.



Rys. 7 Rozkład prądu w monopole 1 anteny CFA

Wykres rozkładu prądu wzdłuż promienia monopolu 2 (dysku zasilanego w środku) jest przedstawiony na rys. 8.



Rys. 8 Rozkład prądu w monopolu 2 anteny CFA (lewa strona) i monopolu Hetrza (prawa strona)

4. Układ zastępczy anteny CFA

Układ zastępczy anteny CFA może być określony przez parametry: impedancję własną monopolu cylindrycznego Z_{11} , impedancję własną monopolu dyskowego Z_{22} i impedancje wzajemne Z_{12} i Z_{21} pomiędzy tymi monopolami. Wykorzystując te parametry otrzymujemy równanie macierzowe wiążące siły elektromotoryczne źródeł zasilania tych monopoli V_1 i V_2 i prądy w tych monopolach I_1 i I_2

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Parametry admitancji układu zastępczego anteny CFA przy założeniu, że $Z_{12} = Z_{21}$ powiązane są z parametrami impedancyjnymi następującymi związkami:

$$Y_{11} = \frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2} \quad (6)$$

$$Y_{22} = \frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2} \quad (7)$$

$$Y_{12} = -\frac{Z_{12}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2} \quad (8)$$

5. Parametry układu monopoli

Antena CFA może być rozpatrywana jako zespół dwóch mocno sprzęgniętych monopoli. Pierwszy monopol (rys. 6) to cylinder o wysokości H_1 zwieńczony uciętym stożkiem o wysokości ΔH_1 . Może on być rozpatrywany jako zasilany od góry lub od dołu. Drugi z monopoli o wysokości H_2 rozpatrywany jest jako zasilany od góry (rys. 7).

Monopole te zasilane są z portów 1 i 2.

Przy otwartym porcie 2 impedancja wejściowa monopolu 1 $Z_{11} = R_{11} + jX_{11}$ jest impedancją krótkiego monopolu zmniejszonego przez pojemność wynikającą z górnego zasilania.

Przy otwartym porcie 1 impedancja wejściowa monopolu 2 $Z_{22} = R_{22} + jX_{22}$ jest impedancją drugiego bardzo krótkiego monopolu wykonanego w postaci dysku zasilanego od góry (praktycznie monopolu Hetrza).

Rezystancje i reaktancje własne każdego monopolu na podstawie analizy dokonanej przez autorów publikacji [11] mogą być obliczone ze wzorów:

$$R_{ii} = R_{radi} + R_{ci} + R_{gpi} \quad i = 1, 2 \quad (9)$$

$$X_{ii} = Z_{0mi} \frac{Z_{0mi} \tan \beta H_i + X_{ii}}{Z_{0mi} - X_{ii} \tan \beta H_i} \quad (10)$$

gdzie:

R_{radi} – rezystancja promieniowania i -tego monopolu

R_{ci} – rezystancja przewodzenia i -tego monopolu

R_{gpi} – rezystancja strat i -tego monopolu w przeciwwadze

Z_{0mi} – średnia charakterystyczna impedancja i -tego monopolu równoważnej linii długiej

X_{ii} – reaktancja szczytu monopolu

H_i – wysokość i -tego monopolu

Rezystancja promieniowania i -tego monopolu może być znaleziona ze wzorów podanych w pracach [4], [21], [23]:

$$R_{radi} = 40 (\beta H_{ei})^2 \quad i = 1, 2 \quad (11)$$

gdzie:

H_{ei} – wysokość skuteczna i -tego monopolu

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ – prędkość fazowa

Wysokość skuteczna i -tego monopolu zależy od rozkładu prądu wzdłuż wysokości monopolu

$$\beta H_{ei} = \sin \beta H_i + \frac{X_{11}}{Z_{0mi}} (1 - \cos \beta H_i) \quad i = 1, 2 \quad (12)$$

Ze względu na bardzo małą wysokość monopolu dyskowego H_2 ponad dyskiem przeciwwagi i ponieważ średnica dysku L_2 jest dużo większa od wysokości H_2 rozkład prądu wzdłuż wysokości monopolu 2 jest praktycznie stały

$$H_{e2} \simeq H_2 \quad (13)$$

Reaktancja szczytowa monopolu 1 X_{1l} wg [1] może być obliczana ze wzoru:

$$X_{1l} = -\frac{Z_{01}}{n \tan \beta L_1} \quad (14)$$

gdzie:

Z_{01} – impedancja charakterystyczna monopolu 1

L_1 – długość górnego zasilania monopolu 1

n – liczba ramion górnego zasilania monopolu 1

Reaktancja szczytowa monopolu 2 X_{12} jest reaktancją kondensatora C_2 jaką tworzy dysk monopolu 2 o średnicy L_2 z dyskiem przeciwwagi przy odległości między dyskami równej wysokości umieszczenia dysku monopolu 2 nad przeciwwagą (H_2).

$$C_2 = \epsilon_0 \frac{\pi L_2^2}{H_2} \quad (15)$$

Przy otwartym porcie 2 impedancja wzajemna Z_{21} jest równa stosunkowi siły elektromotorycznej portu 2 do prądu płynącego z portu 1.

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}; \quad I_2 = 0 \quad (16)$$

W tych warunkach siła elektromotoryczna V_2 jest równa natężeniu pola elektrycznego E_{21} pomiędzy okładką kondensatora C_2 i ziemią [24]. Wtedy

$$Z_{21} = -\frac{E_{21} H_2}{I_1}; \quad I_2 = 0 \quad (17)$$

Natężenie pola elektrycznego E_{21} jest polem bliskim generowanym przez monopole 1 w przestrzeni wokół anteny i może być obliczone metodą opisaną w [4].

Innym sposobem obliczenia parametrów impedancyjnych i admitancyjnych anteny CFA jest zastosowanie metody momentów MoM (*Method of Moments*) przy użyciu autorskiego programu L.A. Dorado lub oprogramowania innych autorów. Obie metody dają takie same wyniki.

6. Impedancja wejściowa

Antena CFA zasilana jest z dwóch generatorów o SEM V_1 i V_2 przy czym:

$$V_2 = k V_1 e^{j\Phi_2} \quad (18)$$

gdzie:

k – współczynnik podziału napięć pomiędzy V_1 i V_2 .

Φ_2 – przesunięcie faz pomiędzy fazą początkową napięcia V_1 i napięcia V_2

Impedancja wejściowa portu 1 jest zatem równa

$$Z_1 = R_1 + jX_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{Y_{11} + Y_{12} k e^{j\phi_2}} \quad (19)$$

Impedancja wejściowa portu 2 jest równa

$$Z_2 = R_2 + jX_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{k}{Y_{12} e^{-j\phi_2} + k Y_{22}} \quad (20)$$

Z powyższych wzorów wynika duża zależność impedancji wejściowej od parametrów generatorów.

7. Moc dostarczana do anteny z generatorów

Moc rzeczywista $W_1 = |I_1|^2 R_1$ dostarczana z generatora G_1 jest równa

$$W_1 = |V_1|^2 (G_{11} + k G_{12} \cos \phi_2 - k B_{12} \sin \phi_2) \quad (21)$$

a z generatora G_2

$$W_2 = |V_1|^2 (k^2 G_{22} + k G_{12} \cos \phi_2 - k B_{12} \sin \phi_2) \quad (22)$$

Łączna moc rzeczywista W_{in} dostarczana do obu portów anteny CFA jest równa:

$$W_{in} = W_1 + W_2 = V_1^2 (G_{11} + 2k G_{12} \cos \phi_2 + k^2 G_{22}) \quad (23)$$

Z zależności (23) wynika, że łączna moc dostarczana do anteny CFA zależy od cosinusa różnicy faz napięć zasilających monopole 1 i 2.

Wyróżnić można przy tym trzy stany pracy anteny CFA w zależności od wielkości admitancji G_{12} .

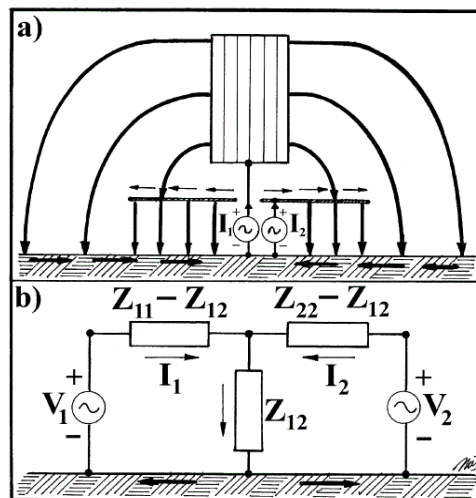
- I) W przypadku gdy $G_{12} > 0$ moc wejściowa dostarczana do anteny osiąga maksimum przy $\Phi_2 = 0^\circ$ (360°) a minimum przy $\Phi_2 = 180^\circ$
- II) W przypadku gdy $G_{12} < 0$ maksimum mocy wejściowej występuje przy $\Phi_2 = 180^\circ$ a minimum przy $\Phi_2 = 0^\circ$ (360°)
- III) Przy $G_{12} = 0$ wartość dostarczanej mocy jest stała i niezależna od Φ_2

Wartość admitancji anteny CFA zależy od wymiarów monopoli i częstotliwości. W konkretnej realizacji antena będzie pracować tylko w jednym z tych stanów.

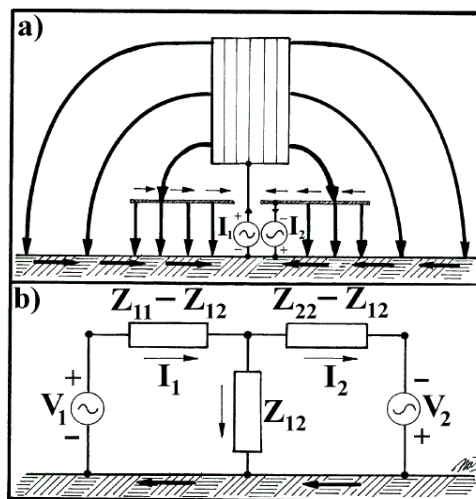
Na rys. 9a i 10a pokazany jest rozkład prądów w antenie CFA dla przypadków pracy odpowiednio w stanach I i II a na rys.9b i 10b - schematy zastępcze anteny w tych stanach.

Przy $G_{12} = 0$ praca anteny CFA może być zilustrowana zarówno rys. 9 lub 10 w zależności od

dominującego napięciowo generatora.



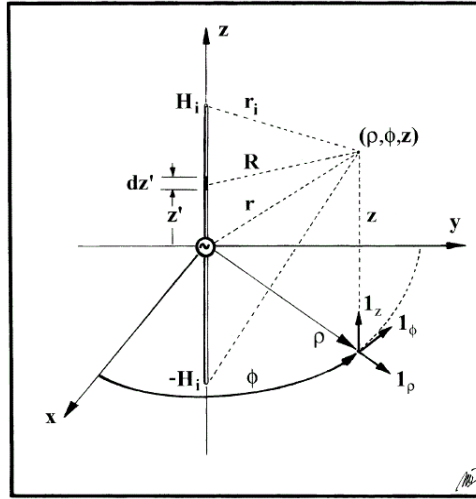
Rys. 9 a) praca anteny CFA przy $G_{12} > 0$
b) układ zastępczy anteny



Rys. 10 a) praca anteny CFA przy $G_{12} < 0$
b) układ zastępczy anteny

8. Pole bliskie

Pole bliskie monopolu z górnym zasilaniem można obliczyć ze wzorów podanych we wcześniejszej pracy obu autorów [11] w oparciu o teorię lustrzanego odbicia asymetrycznego monopolu w oparciu o konfigurację przedstawioną na rys. 11.



Rys. 11 Geometria monopolu z lustrzanym odbiciem we współrzędnych biegunowych stosowana do obliczeń natężenia pola w strefie bliskiej.

Wartości składowej magnetycznej i elektrycznej pola w płaszczyźnie poziomej przy $z = 0$ mogą być znalezione z poniższych zależności [11]:

$$H_{\phi i} = -\frac{I_{mi}}{4\pi\rho} \left\{ e^{j\psi_i} \left[\left(1 - \frac{H_i}{r_i}\right) e^{-j\beta(r_i - H_i)} - e^{-j\beta\rho} \right] - e^{-j\psi_i} \left[\left(1 + \frac{H_i}{r_i}\right) e^{-j\beta(r_i - H_i)} - e^{-j\beta\rho} \right] \right\} \quad (24)$$

$$E_{zi} = \frac{jI_{mi}}{4\pi\epsilon_0\omega\rho} \left\{ e^{j\psi_i} \left[\frac{\rho e^{-j\beta(r_i + H_i)}}{r_i} \left(\frac{H_i}{r_i^2} - j\beta \left(1 - \frac{H_i}{r_i}\right) \right) + j\beta e^{-j\beta\rho} \right] + e^{-j\psi_i} \left[\frac{\rho e^{-j\beta(r_i - H_i)}}{r_i} \left(\frac{H_i}{r_i^2} + j\beta \left(1 + \frac{H_i}{r_i}\right) \right) - j\beta e^{-j\beta\rho} \right] \right\} \quad (25)$$

gdzie:

$$i = 1, 2$$

$$r_i = \sqrt{\rho^2 + H_i^2}$$

$$I_{mi} = I_i \sqrt{1 + \left(\frac{X_{ii}}{Z_{0mi}} \right)^2}$$

$$\psi_i = \arctan \left(\frac{X_{ii}}{Z_{0mi}} \right)$$

Zgodnie z danymi przedstawionymi w [11] promiennikiem fal elektromagnetycznych jest tylko pionowa część monopolu z górnym zasilaniem. Łączna wartość natężenia pola wytwarzanego przez antenę CFA będzie równa sumie pól wytwarzanych przez oba monopole takiej anteny:

$$H_\phi = H_{\phi_1} + H_{\phi_2} \quad (26)$$

$$E_z = E_{z1} + E_{z2} \quad (27)$$

W antenie CFA pod monopolem dyskowym 2 umieszczony jest drugi metalowy dysk o promieniu R_0 pełniący funkcję sztucznej przeciwwagi. Na tym dysku składowa elektryczna posiada praktycznie tylko składowe prostopadłe ze względu na bardzo dużą przewodność dysku sztucznej przeciwwagi σ_m .

Impedancja przenoszenia takiego dysku może być obliczona z następujących wzorów zaczerpniętych z prac [36], [37]:

$$Z_g = R_g + jX_g = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2 \sigma_m}} (1 + j) \quad \text{dla } \rho < R_0 \quad (28)$$

Poza tym dyskiem na ziemi antena CFA generuje pole z radialną składową E_ρ równą:

$$E_\rho = -Z_s H_\phi \quad (29)$$

gdzie:

Z_s – impedancja gruntu która może być obliczona ze wzoru [37]:

$$Z_s = R_s + jX_s = \sqrt{\frac{j \omega \mu_0}{\sigma + j \omega \epsilon}} \quad \text{dla } \rho > R_0 \quad (30)$$

gdzie:

σ – przewodność gruntu

ϵ – przenikalność dielektryczna gruntu

9. Impedancja falowa

Impedancja falowa przestrzeni w polu bliskim zależy od stosunku odległości ρ/λ

$$Z_0 = -\frac{E_z}{H_\phi} \quad (31)$$

W strefie dalekiej $\rho \gg \lambda$ impedancja falowa przestrzeni jest praktycznie równa impedancji falowej wolnej przestrzeni $Z_0 = 120 \pi$.

10. Pole anteny w przestrzeni dalekiej

W przestrzeni dalekiej łączne pole wytwarzane przez antenę CFA (stosując przedstawione na rys. 10 zobrazowanie anteny we współrzędnych sferycznych) będzie także równe sumie pól wytwarzanych przez monopole 1 i 2. Każde z pól może być obliczone ze wzoru przytoczonego w klasycznej literaturze z dziedziny anten [4] i [23]:

$$E_{\theta i} = j 60 I_i \beta H_{ei} \frac{e^{-j \beta r}}{r} \sin \theta; \quad i=1,2 \quad (32)$$

gdzie:

r – odległość od anteny punktu w przestrzeni

θ – kąt zenitalny tego punktu

Natężenie łącznego pola elektrycznego będzie równe:

$$E_{\theta} = j60 \left(I_1 \beta H_{e1} + I_2 \beta H_{e2} \right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin \theta \quad (33)$$

Moduł składowej elektrycznej łącznego pola może być przedstawiony w postaci:

$$|E_{\theta}| = 60 |I_1| \beta H_e \frac{\sin \theta}{r} \quad (34)$$

gdzie H_e jest wysokością skuteczną zespołu monopoli anteny CFA wyrażoną wzorem:

$$H_e = H_{e1} \left| 1 + \frac{I_2 H_{e2}}{I_1 H_{e1}} \right| \quad (35)$$

Rezystancja promieniowania odniesiona do monopolu 1 może być zdefiniowana następującym wzorem:

$$R_{rad} = 40 \left(\beta H_e \right)^2 \quad (36)$$

lub przy uwzględnieniu zależności (35):

$$R_{rad} = 40 \left(\beta H_{e1} \right)^2 \left| 1 + \frac{I_2 H_{e2}}{I_1 H_{e1}} \right|^2 \quad (37)$$

W tym miejscu warto podkreślić że rezystancja promieniowania anteny CFA nie jest równa rezystancji wejściowej żadnego z dwóch portów anteny, a zależy ona od stosunku prądów zasilających te monopole i stosunku wysokości skutecznych obu monopoli.

Moc wypromieniowana do dalekiej przestrzeni jest równa:

$$W_{rad} = |I_1|^2 R_{rad} \quad (38)$$

Skuteczna wartość prądu zasilania monopolu 1 anteny CFA wytwarzającego energię o mocy promieniowania W_{rad} jest równa:

$$|I_1| = \sqrt{\frac{W_{rad}}{R_{rad}}} \quad (39)$$

Uwzględniając zależności (34), (37) i (39) można otrzymać następującą zależność określającą skuteczną wartość natężenia pola elektrycznego w strefie dalekiej:

$$|E_{\theta}| = \frac{\sqrt{30 W_{rad} D}}{r} \sin \theta \quad (40)$$

Ze wzoru tego wynika, że kierunkowość anteny CFA jest równa $D = 3$ ponieważ rozkład zgodny z $\sin \theta$ jest charakterystyczny dla dowolnego krótkiego monopoli o wysokości mniejszej od $0,1\lambda$ i jest potwierdzony pomiarami wykonanymi dla takich monopoli opisanymi w publikacji [16].

Uwzględniając podane w [36] zależności na współczynnik sprawności anteny η , moc promieniowania W_{rad} i zysk anteny G :

$$W_{rad} = \eta W_{in} \quad (41)$$

$$G = \eta D \quad (42)$$

wzór (37) możemy przekształcić do postaci:

$$E_{\theta} = \frac{\sqrt{30 W_{in} G}}{r} \sin \theta \quad (43)$$

Natężenie pola wytworzonego przez antenę CFA jest zatem dokładnie takie same jak pola wytwarzanego w wolnej przestrzeni przez standardowy krótki monopol.

Rzeczywista wartość pola w przestrzeni zależy od parametrów gruntu nad którym ma miejsce propagacja fali oraz zjawiska dyfrakcji fali nad kulistą ziemią [38], [39].

11. Układy dopasowania anteny oraz straty

W układzie anteny CFA występują straty spowodowane rezystancjami elementów dopasowania portów anteny do impedancji wewnętrznej generatora, straty w izolatorach i w gruncie w promieniu równym połowie długości promieniowanej fali elektromagnetycznej, straty w izolatorach podtrzymujących monopole. W praktyce straty w izolatorach są bardzo małe w porównaniu do łącznych strat i z tego powodu mogą być pominięte.

Indukcyjności włączane szeregowo w każdym z dwóch portów anteny CFA wprowadzają straty wynikające z istnienia składowej rezystancyjnej pogarszającej dobroć obwodów dopasowujących

$$Q_{Li} = \frac{X_{Li}}{R_{Li}}; \quad i = 1, 2 \quad (44)$$

gdzie R_{Li} i X_{Li} są odpowiednio rezystancjami i reaktancjami obwodów dopasowujących.

Przy występowaniu strat energii w gruncie i elementach dopasowujących parametry układu zastępczego anteny CFA przedstawionego na rys. 11 mogą być wyrażone następująco:

$$Z_{ii} = Z_{ii}^{\infty} + R_{ci} + R_{gpi} + R_{Li} + j X_{Li}; \quad i = 1, 2 \quad (45)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_{12} + j X_{12} \quad (46)$$

gdzie:

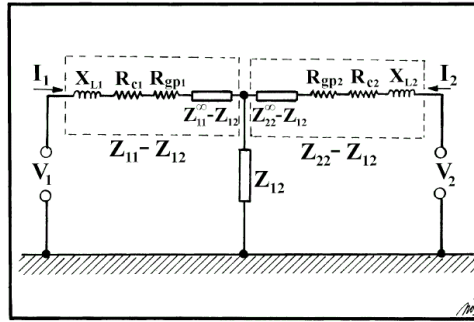
Z_{ii}^{∞} - własna impedancja monopoli bez uwzględnienia strat w monopoliach i układach dopasowania

R_{radi} - rezystancja promieniowania i-tego monopoli

R_{ci} – rezystancja dla prądu przewodzenia i-tego monopolu

R_{gpi} – rezystancja spowodowana stratami energii i-tego monopolu w pierścieniu sztucznej przeciwwagi anteny i w gruncie w najbliższym otoczeniu monopolu

Rezystancja wzajemna R_{12} i reaktancja X_{12} praktycznie może być przy obliczaniu strat pomijana ponieważ straty te zależą od rozkładu pola w bardzo bliskiej odległości. Zatem praktycznie nie wpływają one na straty spowodowane skończoną przewodnością gruntu [40], [41]. Układ zastępczy anteny CFA, uwzględniający straty w antenie, oraz układach dopasowujących przedstawiony jest na rys. 12.



Rys. 12 Układ zastępczy anteny CFA uwzględniający straty w antenie oraz elementach dopasowujących

12. Straty przewodzenia

Straty wynikające z przepływu prądu przez monopole o skończonej przewodności zależą od rozkładu prądu w strukturze monopolu i mogą być wyrażone przy górnym zasilaniu tej struktury wzorem [11]:

$$R_{cl} = \frac{R_{cLl}}{2} \left[\left(1 + \frac{X_{11}^2}{Z_{0m1}^2} \right) H_1 + \left(1 - \frac{X_{11}^2}{Z_{0m1}^2} \right) \frac{\sin 2\beta H_1}{2\beta} + \frac{X_{11}}{Z_{0m1}} \frac{1 - \cos 2\beta H_1}{\beta} + \frac{1}{n} \left(\cos \beta H_1 + \frac{X_{11}}{Z_{0m1}} \sin \beta H_1 \right)^2 \left[L_1 \left(1 + \frac{1}{1 + \tan^2 \beta L_1} \right) + \frac{\sin 2\beta L_1}{2\beta} \left(1 - \frac{1}{\tan^2 \beta L_1} \right) + \frac{\cos 2\beta L_1 - 1}{\beta \tan \beta L_1} \right] \right] \quad (47)$$

gdzie:

R_{cLl} – rezystancja jednostkowa monopolu 1 [Ω/m]

X_{11} – reaktancja własna monopolu 1

Z_{0m1} – średnia impedancja charakterystyczna monopolu 1

H_1 – wysokość monopolu 1

L_1 – długość górnej części zasilania monopolu 1

n – liczba monopoli w górnej części zasilania

Rozkład prądu w monopole anteny CFA jest przedstawiony na rys 6.

Jednostkowa rezystancja przewodzenia przy uwzględnieniu zjawiska naskórkowości przy przepływie przez przewodnik metalowy prądu wielkiej częstotliwości na podstawie [36] jest równa

$$R_{cL1} = \frac{1}{a_1} \sqrt{\frac{f \mu_0}{4 \pi \sigma_c}} \quad (48)$$

gdzie:

σ_c – przewodność właściwa materiału z którego jest wykonany monopól [S/m]

a_1 – średnica monopolu

f – częstotliwość robocza

Jeżeli promień dysku L_2 monopolu 2 anteny CFA jest znacznie mniejszy od długości fali, liniowy rozkład prądu przepływającego przez dysk może być opisany następującym wzorem

$$I(\rho) = I_2 \frac{L_2 - \rho}{L_2 - r_h}; \quad r_h < \rho \leq L_2 \quad (49)$$

gdzie:

$I(\rho)$ – rozkład prądu wzdłuż promienia dysku monopolu 2

I_2 – wartość skuteczna prądu doprowadzanego do centrum dysku

L_2 – promień dysku

r_h – promień otworu środkowego w dysku

Rozkład prądu wzdłuż wysokości monopolu 2 jest stały tak jak to występuje w przypadku dipola Hertza ($I(z) = I_2$, rys. 7). Przy uwzględnieniu powyższego oraz przytoczonych w załączniku A do rozpatrywanej pracy autorów [5] wzorów można otrzymać następującą zależność na rezystancję strat przewodzenia w monopolu 2:

$$R_{c2} = R_{cL2} H_2 + \frac{1}{4 \pi (L_2 - r_h)^2} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2 \sigma_c}} \left[L_2^2 \ln \left(\frac{L_2}{r_h} \right) - 2 L_2 (L_2 - r_h) + \frac{L_2^2 - r_h^2}{2} \right] \quad (50)$$

13. Rezystancja spowodowana stratami w sztucznej przeciwwadze

Sztuczna przeciwwaga anteny CFA [42] jest wykonana w postaci dysku metalowego o średnicy R_0 o małej rezystancji właściwej R_g .

Równoważna rezystancja strat spowodowana przez przepływ prądów przewodzenia obu monopoli w przeciwwadze może być obliczona ze wzoru przytoczonego w [11]

$$R_{gpi} = \frac{2 \pi}{|I_i|^2} \left(\int_0^{R_0} |H_{\varphi i}|^2 R_g \rho d\rho + \int_0^{\lambda/2} |H_{\varphi i}|^2 R_s \rho d\rho \right); \quad i=1,2 \quad (51)$$

gdzie:

R_{gpi} – rezystancja strat i-tego monopolu w przeciwwadze

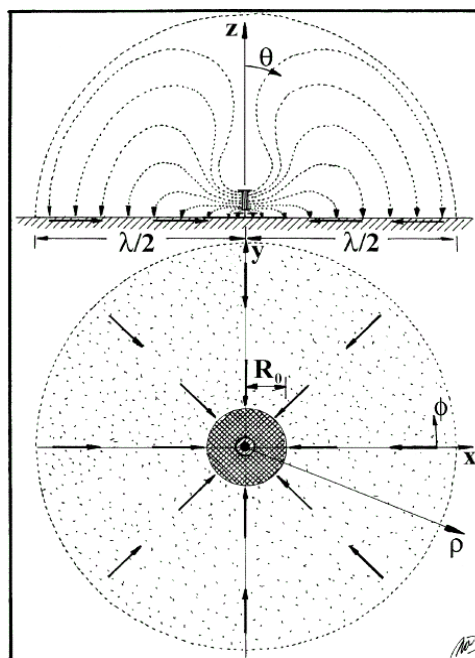
$H_{\varphi i}$ – składowa magnetyczna pola bliskiego wywołana i-tym monopolem

R_g – zewnętrzna rezystancja sztucznej przeciwwagi lub metalowego podłoża opisywana wzorem (25)

R_s – zewnętrzna rezystancja naturalnej przeciwwagi lub gruntu opisywana wzorem (30)

Na rys. 13 przedstawiono wykresy rozkładu chwilowego prądu przesunięcia elektrycznego i prądu przewodzenia w przeciwwadze.

Przeciwwaga jest rozpatrywana aż do promienia $\rho = \lambda/2$ ponieważ jest to maksymalny zasięg przepływu zewnętrznych prądów przewodzenia pod anteną. Poza tym promieniem prądy nie powracają do generatorów wzbudzających antenę i są uwzględnione przy obliczeniach pola w strefie dalekiej [11].



Rys. 13 Rozkład pola elektrycznego spowodowany przepływem prądu przesunięcia elektrycznego w strefie bliskiej anteny CFA (u góry) oraz rozkład prądów przewodzenia w przeciwwadze anteny CFA

14. Sprawność anteny i zysk

Współczynnik sprawności anteny η jest zdefiniowany jako stosunek mocy promieniowanej przez antenę do mocy dostarczanej do niej. Moc promieniowana przez antenę CFA opisana jest wzorem (35), natomiast moc doprowadzana do anteny wynosi:

$$W_{in} = |I_1|^2 R_1 + |I_2|^2 R_2 \quad (52)$$

gdzie R_i jest rezystancją wejściową i -tego portu anteny CFA. Zatem:

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_1 + \left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2 R_2} \quad (53)$$

pamiętając, że:

$$\left| \frac{I_2}{I_1} \right|^2 = k^2 \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|^2$$

gdzie Z_1 i Z_2 są obliczane ze wzorów (19) i (20).

Z przedstawionych zależności wynika, że współczynnik sprawności anteny CFA zależy od geometrii anteny, częstotliwości pracy, współczynnika podziału napięcia pomiędzy portami anteny (k) i różnicy fazy pomiędzy napięciami na portach.

Zysk energetyczny G anteny o kierunkowości $D = 3$ jest równy

$$G = \eta D = 3\eta \quad (54)$$

15. Pasma przenoszenia

Antena CFA ma dwa porty wejściowe. Z tego względu szerokość pasma przenoszenia powinna być określona oddzielnie dla każdego z nich, na podstawie współczynników odbicia Γ_1 i Γ_2 .

Średni współczynnik odbicia dla tych dwóch portów można opisać poniższym wzorem

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{W_1 |\Gamma_1|^2 + W_2 |\Gamma_2|^2}{W_{in}}} \quad (55)$$

Średni współczynnik fali stojącej na wejściu obu portów będzie równy

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (56)$$

16. Przykłady realizacji anten CFA

16.1. Okna robocze

W pierwszym przykładzie realizacji rozpatrywana jest antena CFA o wymiarach geometrycznych przedstawionych w Tabl. 1 (w m) przy założonych parametrach gruntu ($\sigma = 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_r = 10$).

Tabl. 1 Wymiary geometryczne anteny CFA (m)

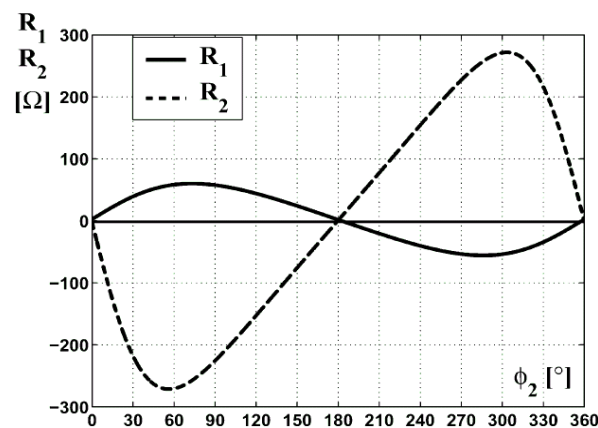
Wysokość cylindra monopolu 1	H_1	10
Średnica cylindra monopolu 1	D_1	3
Wysokość zawieszenia cylindra monopolu 1	δ_1	1,5
Długość poziomej części zasilania monopolu 1	L_1	0,0
Średnica przewodów tworzących obrys cylindra	a_1	$6 \cdot 10^{-3}$
Wysokość zawieszenia dysku monopolu 2	H_2	1,0
Średnica dysku monopolu 2 (długość części górnego zasilania monopolu 2)	L_2	2,5
Średnica otworu w części centralnej dysku	r_h	0,05
Średnica przewodów tworzących obrys dysku	a_2	$6 \cdot 10^{-3}$
Średnica dysku sztucznej przeciwwagi	R_0	5

Współczynniki impedancyjne układu zastępczego takiej anteny CFA zostały obliczone metodą linii długich TLM (*Transmission Line Method*) oraz przy zastosowaniu metody momentów MoM (*Method of Moments*) [43] dla modelu struktur liniowych [35].

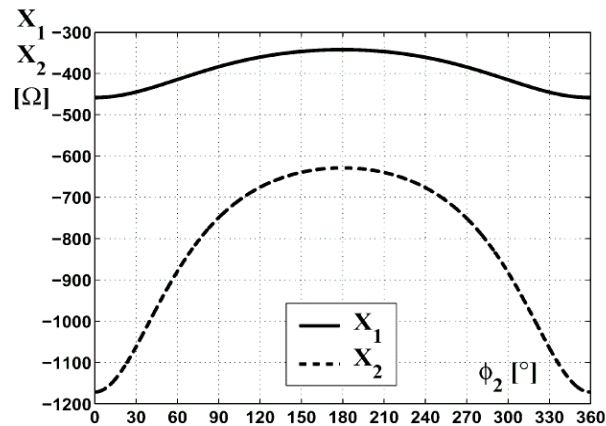
Tabl. 2 Parametry impedancyjne układu zastępczego anteny

METODA	Z_{11}	Z_{12}	Z_{22}
TLM	2,18 - j410	0,11 - j124	0,09 - j856
MoM	2,13 - j430	0,20 - j117	0,13 - j844

Zależność rezystancji i reaktancji wejściowych portów anteny CFA od przesunięcia fazowego napięć zasilających Φ_2 przedstawione zostały na rys. 14 i 15.



Rys. 14 Zależność rezystancji wejściowych portów anteny CFA od przesunięcia fazowego napięć zasilających przy równym podziale tych napięć ($k = 1$) i gruncie o założonych parametrach



Rys. 15 Zależność reaktancji wejściowych portów anteny CFA od przesunięcia fazowego napięć zasilających przy równym podziale tych napięć ($k = 1$) i gruncie o założonych parametrach

Z analizy danych przedstawionych w tabl. 2 wynika, że obie zastosowane do obliczeń metody dają praktycznie jednakowe wyniki. W rozpatrywanym przypadku cylinder monopolu 1 odwzorowany jest przez konfigurację 24 przewodów o średnicy a_1 wykonanych z miedzi o przewodności właściwej $\sigma_c = 5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ [11].

W tablicach 3 i 4 zestawiono wyniki obliczeń impedancji wejściowych układu zastępczego anteny CFA w dwóch charakterystycznych oknach roboczych przesunięć fazowych napięć źródeł zasilających porty anteny 180° i 0° (360°).

Tab. 3 Impedancja wejściowa anteny CFA w oknie 180°

$\Phi_2 [^\circ]$	$R_1 [\Omega]$	$X_1 [\Omega]$	$R_2 [\Omega]$	$X_2 [\Omega]$
179,4	2,30	-343	-0,71	-629
179,8	2,00	-343	0,31	-629
180,2	1,70	-343	1,32	-629
180,6	1,39	-343	2,34	-629
181	1,09	-343	3,36	-629
181,4	0,79	-343	4,37	-629
181,8	0,49	-343	5,39	-629
182,2	0,19	-343	6,41	-629
182,6	-0,12	-343	7,42	-629

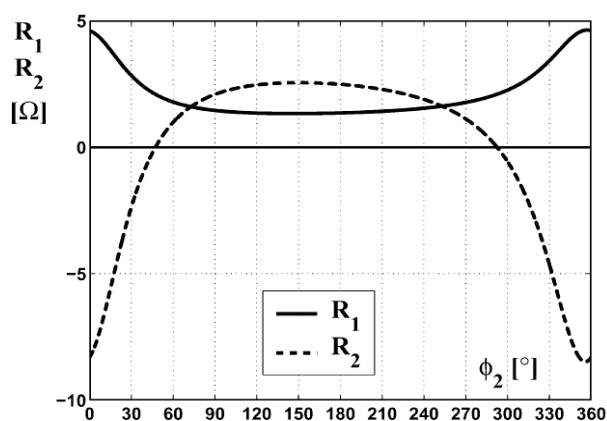
Tab. 4 Impedancja wejściowa anteny CFA w oknie 360°

Φ_2 [°]	R_1 [Ω]	X_1 [Ω]	R_2 [Ω]	X_2 [Ω]
358,0	-0,12	-459	15,7	-1171
358,2	0,15	-459	14,0	-1171
358,4	0,42	-459	12,2	-1171
358,6	0,69	-459	10,4	-1172
358,8	0,96	-459	8,67	-1172
359,0	1,23	-459	6,90	-1172
359,2	1,50	-459	5,14	-1172
359,4	1,77	-459	3,37	-1172
359,6	2,04	-459	1,61	-1172

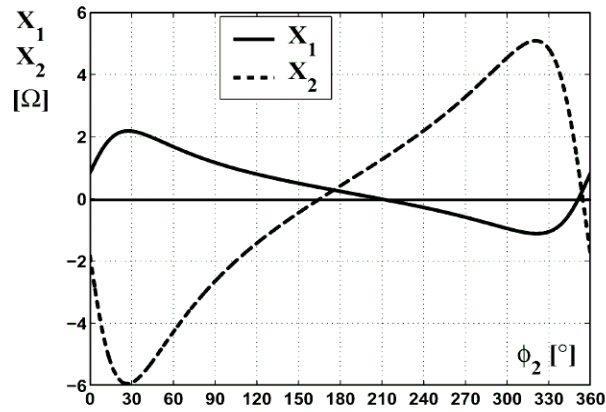
Z analizy danych zawartych w obu tablicach wynika, że składowa reaktancyjna impedancji wejściowej obu portów anteny ma stałe wartości w obu oknach roboczych. Oznacza to, że reaktancje zewnętrznych układów dostrajających anteny powinny mieć także stałe wartości ale o przeciwnym znaku – czyli powinny mieć one charakter indukcyjny.

Dla portu 1 $X_{L1} = 343 \Omega$ a dla portu 2 $X_{L2} = 629 \Omega$.

Zależność składowych impedancji wejściowej portów anteny z uwzględnieniem tych indukcyjności, w oknie roboczym 180° przedstawiona jest na rys. 16 i 17.



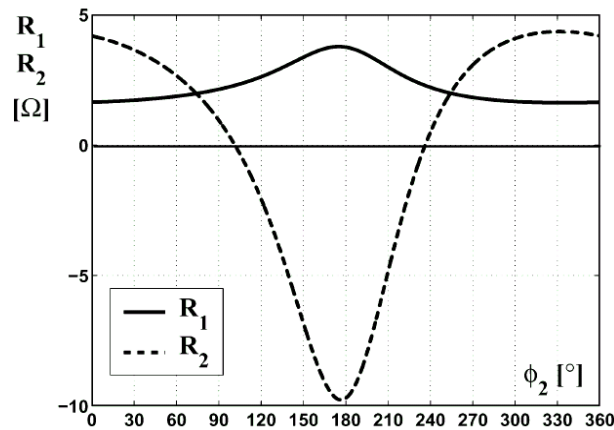
Rys. 16 Zależność rezystancji wejściowych portów anteny CFA od różnicy faz napięć zasilających przy $k = 1$ w oknie roboczym 180° z uwzględnieniem elementów dostrojczych



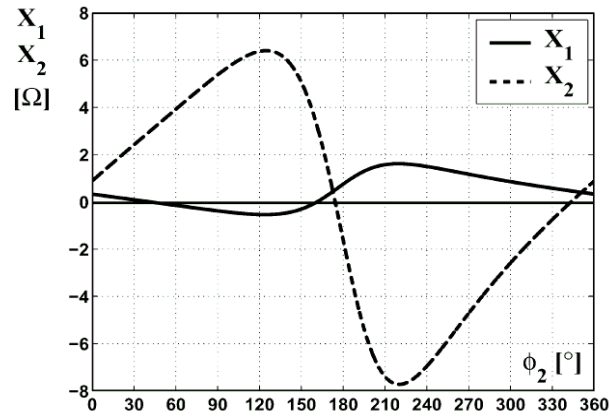
Rys. 17 Zależność reaktancji wejściowych portów anteny CFA od różnicy faz napięć zasilających przy $k = 1$ w oknie roboczym 180° z uwzględnieniem elementów dostrojczych

W oknie roboczym 180° przy $k = 1$ rezystancje wejściowe obu portów mają jednocześnie rzeczywiste wartości jedynie w zakresie przesunięć fazowych od 50° do 290° . W tym przypadku konduktancja wzajemna anteny ma wartość ujemną $G_{12} = -0,253 S$ i antena pracuje w stanie pokazanym na rys. 10.

Zależność składowych impedancji wejściowej portów anteny z uwzględnieniem indukcyjności układów dostrojczych w oknie roboczym 360° przedstawiona jest na rys. 18 i 19.



Rys. 18 Zależność rezystancji wejściowych portów anteny CFA od różnicy faz napięć zasilających przy $k = 1$ w oknie roboczym 360° z uwzględnieniem elementów dostrojczych



Rys. 19 Zależność reaktancji wejściowych portów anteny CFA od różnicy faz napięć zasilających przy $k = 1$ w oknie roboczym 360° z uwzględnieniem elementów dostrojczych

Z analizy danych przedstawionych na rys. 18 wynika, że antena CFA w tym oknie roboczym może pracować poprawnie w przypadku, gdy rezystancje wejściowe obu portów są rzeczywiste. Ma to miejsce w przedziałach przesunięć fazowych: $0^\circ - 100^\circ$ oraz $240^\circ - 360^\circ$. W tym przypadku konduktancja wzajemna $G_{12} = 0,165 S$ i antena pracuje w stanie pokazanym na rys. 9.

16.2. Wydajność anteny CFA

Znajomość parametrów anteny CFA w obu oknach roboczych, rezystancji promieniowania, zysku, natężenie pola w strefie bliskiej pozwala obliczyć natężenie pola w strefie dalekiej i porównać tę wartość z natężeniem pola wytwarzanym przez pojedynczy monopol o tej samej wysokości $H_1/\lambda = 0,0333$. Rezystancja promieniowania takiego monopolu odniesienia $R_{rad} = 0,71 \Omega$ a zysk $G = -0,12 dBi$. W odległości 1 km od monopolu odniesienia przy mocy zasilania 1 kW natężenie generowanego pola elektromagnetycznego będzie równe 171 mV/m.

Ta sama moc generatora zasilającego jest dzielona na oba porty anteny CFA ze stosunkiem napięć $k = U_1/U_2$.

Wyniki obliczeń natężenia pola generowanego przez antenę CFA w obu oknach roboczych przy uwzględnieniu dodatkowych małych strat własnych (0,57 dB) i małego zysku (0,31 dB) anteny zestawiono w tabl. 5 i 6.

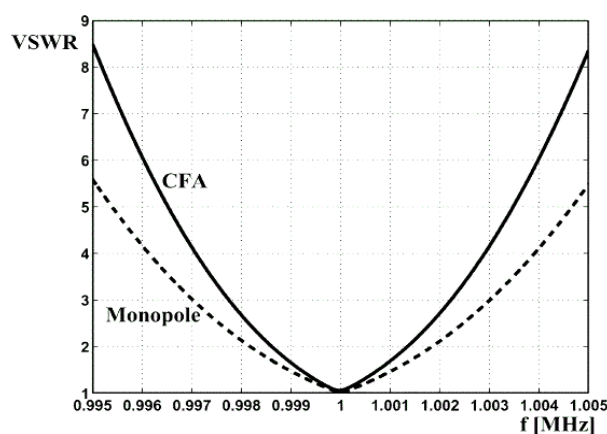
Tabl. 5 Wydajność anteny CFA w oknie roboczym 180°

k	Φ_2 [°]	R_1 [Ω]	X_1 [Ω]	R_2 [Ω]	X_2 [Ω]	R_{rad} [Ω]	V_1 [V]	$ V_2 $ [V]	$ I_1 $ [A]	$ I_2 $ [A]	G [dBi]	E mV/ m
1,6	130,6	1,04	0,68	3,47	-1,08	0,59	27,3	43,6	21,9	12,0	-0,69	160
1,7	155,3	1,04	0,42	3,50	-0,22	0,59	24,7	41,9	21,9	12,0	-0,69	160
1,8	174,4	1,04	0,24	3,52	0,40	0,59	23,4	42,2	21,9	11,9	-0,69	160
1,9	191,9	1,04	0,07	3,54	0,95	0,60	22,9	43,5	21,9	11,9	-0,68	160
2,0	209,6	1,05	-0,10	3,55	1,53	0,60	23,0	45,9	21,9	11,9	-0,68	160
2,1	230,3	1,05	-0,32	3,58	2,28	0,60	23,9	50,2	21,9	11,8	-0,68	160

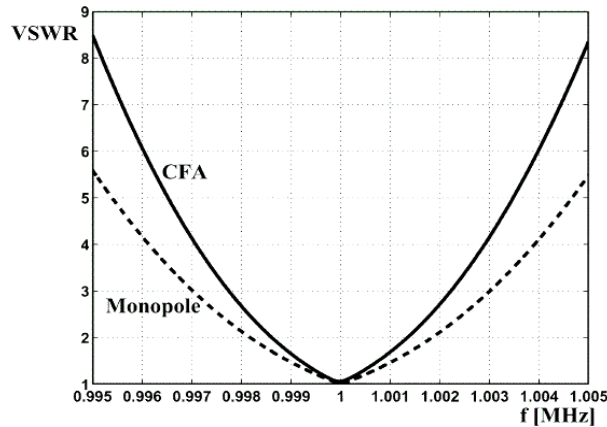
Tabl. 6 Wydajność anteny CFA w oknie roboczym 360°

k	Φ_2 [°]	R_1 [Ω]	X_1 [Ω]	R_2 [Ω]	X_2 [Ω]	R_{rad} [Ω]	V_1 [V]	$ V_2 $ [V]	$ I_1 $ [A]	$ I_2 $ [A]	G [dBi]	E mV/ m
2,2	310,1	1,14	0,77	7,57	-1,96	0,79	28,9	63,5	20,9	8,13	0,18	177
2,4	341,3	1,14	0,42	7,46	0,37	0,79	25,5	61,1	20,9	8,19	0,19	177
2,6	4,873	1,14	0,18	7,39	1,96	0,80	24,2	62,9	20,9	8,23	0,19	177
2,8	27,48	1,14	-0,06	7,32	3,50	0,80	23,9	67,0	20,9	8,27	0,19	177
3,0	54,52	1,14	-0,38	7,22	5,51	0,80	25,2	75,6	20,9	8,32	0,19	177

Na rys. 20 i 21 przedstawiono zależność współczynników fali stojącej anteny CFA i monopolu odniesienia dla dwóch wartości współczynnika podziału napięć: $k=1,8$; $\phi_2=174,4^\circ$ (rys. 20) oraz $k=2,4$; $\phi_2=341,3^\circ$ (rys. 21).



Rys. 20 Zależność współczynnika fali stojącej VSWR anteny CFA (linia ciągła) i monopolu odniesienia (linia przerywana) od częstotliwości pracy przy $k=1,8$ i $\Phi_2=174,4^\circ$



Rys. 21 Zależność współczynnika fali stojącej VSWR anteny CFA (linia ciągła) i monopolu odniesienia (linia przerywana) od częstotliwości pracy przy $k = 2,4$ i $\Phi_2 = 341,3^\circ$

16.3. Straty w indukcyjnościach układu dostrojczego anteny

Przy obliczaniu natężenia pola generowanego przez antenę CFA i monopól odniesienia należy uwzględnić straty wprowadzane przez układy dostrojcze. Zależą one od współczynnika dobroci cewek Q . W tabl. 7, 8 i 9 zestawiono wyniki obliczeń szerokości pasma przenoszenia anteny (Δf), sprawności η , zysku G i natężenia pola generowanego przez porównywane anteny E w odległości 1 km przy VSWR = 2 i $W_{in} = 1$ kW.

Tabl. 7 Wpływ dobroci obwodu dostrojczego na parametry monopolu odniesienia

Q_L	$\pm \Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	1,8	0,32	-0,12	171	104,65
400	2,7	0,22	-1,80	141	102,98
200	3,5	0,17	-3,00	123	101,77
100	5,2	0,11	-4,71	101	100,06
50	8,7	0,07	-6,90	78,3	97,88

Tabl. 8 Wpływ dobroci obwodu dostrojczego na parametry anteny CFA pracującej w oknie roboczym 180°

Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	1,4	0,28	-0,69	160	104,09
400	2,2	0,17	-2,82	125	101,95
200	3,1	0,13	-4,24	106	100,53
100	4,8	0,08	-6,18	85,1	98,59
50	8,2	0,05	-8,54	64,8	96,24

Tabl. 9 Wpływ dobroci obwodu dostrojczego na parametry anteny CFA pracującej w oknie roboczym 360°

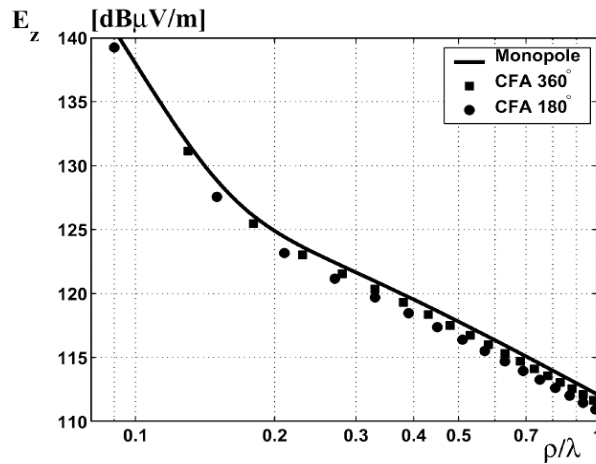
Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	1,2	0,35	0,19	177	104,96
400	2,1	0,20	-2,11	136	102,66
200	2,9	0,15	-3,61	114	101,16
100	4,7	0,09	-5,59	91,0	99,18
50	8,1	0,05	-7,98	69,1	96,79

Przy zmniejszeniu dobroci cewek układu dostrojczego następuje wzrost szerokości pasma przenoszenia anteny przy jednoczesnym spadku współczynnika sprawności i zysku anteny.

16.4. Pole bliskie

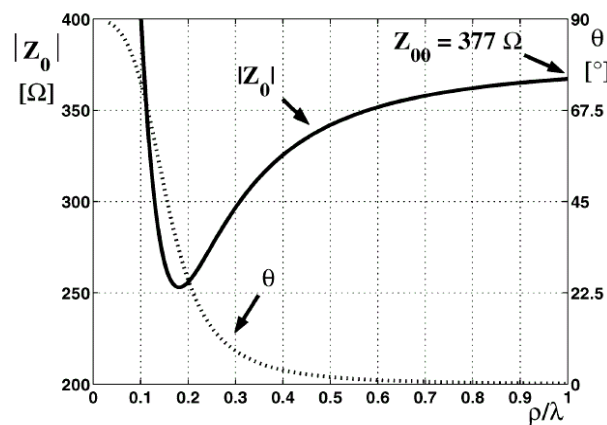
Uwzględniając straty wprowadzane przez indukcyjności dostrojcze o dobroci $Q_L = 200$ w układzie anteny CFA i monopolu odniesienia zostały obliczone zależności natężenia pola bliskiego w zakresie odległości 15 – 300 m, co odpowiada zakresowi odległości względnych $\rho/\lambda = 0,05 \div 1$.

Dla anteny CFA obliczenia przeprowadzono przy $k = 1,8$ i $\Phi_2 = 174,4^\circ$ (dla okna 180°) i przy $k = 2,4$ i $\Phi_2 = 341,3^\circ$ (dla okna 360°).



Rys. 22 Zależność natężenia pola bliskiego anteny CFA pracującej w obu oknach przesunięć fazowych w porównaniu do monopolu odniesienia przy gruncie o parametrach $\sigma = 10^{-2} S/m$, $\epsilon_r = 10$ i mocy zasilania 1kW

Stosunek natężenia pola składowej elektrycznej do magnetycznej nazywany jest impedancją falową. Impedancja falowa anteny CFA pracującej w obu oknach roboczych jest praktycznie jednakowa i z tego powodu przedstawiona w postaci jednej krzywej dla modułu impedancji $|Z_0|$ i fazy impedancji θ (rys. 23).



Rys. 23 Zależność modułu i fazy impedancji falowej anteny CFA w polu bliskim od odległości

W tabl. 10 przedstawiono wyniki porównania impedancji falowych anteny CFA z impedancją falową monopolu odniesienia (moduł i faza).

Tabl. 11 Impedancje falowe anteny CFA i monopolu odniesienia

ρ/λ	$ Z_{0CFA} $ [Ω]	θ_{CFA} [$^\circ$]	$ Z_{0MON} $ [Ω]	θ_{MON} [$^\circ$]
0,1	387,7	-73,9	385,5	-73,8
0,2	254,9	-25,4	254,8	-25,3
0,3	296,5	-8,14	296,4	-8,12
0,4	325,4	-3,47	325,3	-3,47
0,5	341,8	-1,79	341,8	-1,78
0,6	351,6	-1,04	351,6	-1,03
0,7	357,9	-0,65	357,9	-0,65
0,8	362,1	-0,44	362,1	-0,44
0,9	365,0	-0,31	365,0	-0,31
1,0	367,1	-0,22	367,1	-0,22
2,0	374,1	-0,03	374,1	-0,03
3,0	375,4	-0,01	375,4	-0,01
4,0	375,9	-0,00	375,9	-0,00
5,0	376,1	-0,00	376,1	-0,00

Z analizy danych zestawionych w tab. 10 wynika, że zależność impedancji falowej anteny CFA od odległości w polu bliskim jest, począwszy od połowy długości fali taka sama. Zatem nie obserwujemy przytoczonego w źródłowych materiałach wynalazców anteny CFA [21 – 24], [32] zjawiska syntezy wektora Poytinga. W pobliżu anteny impedancja falowa ma dużą składową reaktancyjną aż do odległości równej połowie długości fali przy której rozpoczyna się proces promieniowania energii do dalszej przestrzeni.

16.5. Wpływ przewodności gruntu na pracę anteny CFA

Wyniki obliczeń szerokości pasma (Δf), sprawności anteny (η), zysku (G) i natężenia pola generowanego przy mocy wejściowej 1 kW w odległości 1 km zestawione zostały w tabl. 11 -19 dla mokrego i suchego gruntu oraz metalowej przeciwwagi. W tabl. 11 i 14 przedstawiono dane dla monopolu odniesienia o takiej wysokości ($H_1/\lambda=0,0333$).

Parametry elektryczne gruntu:

- suchego: $\sigma=0,001 S/m$, $\epsilon_r=4$
- mokrego: $\sigma=0,03 S/m$, $\epsilon_r=20$

Tab. 11 Wyniki dla krótkiego monopolu nad mokrym gruntem

Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	1,3	0,46	1,36	202	106,13
400	2,2	0,27	-0,85	157	103,93
200	3,0	0,20	-2,30	133	102,47
100	4,7	0,13	-4,25	106	100,52
50	8,1	0,07	-6,62	80,8	98,15

Tab. 12 Wyniki dla anteny CFA z oknem 180° nad mokrym gruntem

Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	1,0	0,41	0,90	192	105,67
400	1,8	0,21	-1,92	139	102,85
200	2,7	0,15	-3,61	114	101,16
100	4,4	0,09	-5,78	89,0	98,99
50	7,8	0,05	-8,31	66,5	96,46

Tab. 13 Wyniki dla anteny CFA z oknem 360° nad mokrym gruntem

Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	0,9	0,48	1,60	208	106,37
400	1,7	0,24	-1,34	148	103,43
200	2,6	0,16	-3,07	122	101,70
100	4,3	0,10	-5,26	94,5	99,51
50	7,8	0,06	-7,79	70,6	96,98

Tabl. 14 Wyniki dla krótkiego monopolu nad suchym gruntem

Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	4,7	0,12	-4,26	106	100,51
400	5,6	0,11	-4,98	97,6	99,79
200	6,4	0,09	-5,60	90,9	99,17
100	8,1	0,07	-6,63	80,8	98,15
50	11,5	0,05	-8,15	67,8	96,62

Tabl. 15 Wyniki dla anteny CFA z oknem 180° nad suchym gruntem

Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	3.6	0,11	-4,98	97,6	99,79
400	4.4	0,09	-5,90	87,8	98,87
200	5.3	0,07	-6,66	80,4	98,11
100	6,9	0,05	-7,87	70,0	96,90
50	10,3	0,04	-9,61	57,3	95,17

Tabl. 16 Wyniki dla anteny CFA z oknem 360° nad suchym gruntem

Q_L	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
∞	3,2	0,14	-3,85	111	100,92
400	4,1	0,11	-4,91	98,4	99,86
200	5,0	0,09	-5,75	89,3	99,02
100	6,8	0,07	-7,07	76,7	99,70
50	10,0	0,04	-8,89	62,2	95,88

Tabl. 17 Wyniki dla krótkiego monopolu nad metalową przeciwwagą

R_0 [m]	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
5	3,5	0,17	-3,00	123	101,77
10	2,8	0,21	-2,05	137	102,72
20	2,5	0,23	-1,53	145	103,24
30	2,4	0,24	-1,38	148	103,39

Tabl. 18 Wyniki dla anteny CFA z oknem 180° nad metalową przeciwwagą

R_0 [m]	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
5	3,1	0,13	-4,24	106	100,53
10	2,6	0,15	-3,39	117	101,38
20	2,3	0,17	-2,94	124	101,84
30	2,2	0,17	-2,81	125	101,97

Tabl. 19 Wyniki dla anteny CFA z oknem 360° nad metalową przeciwwagą

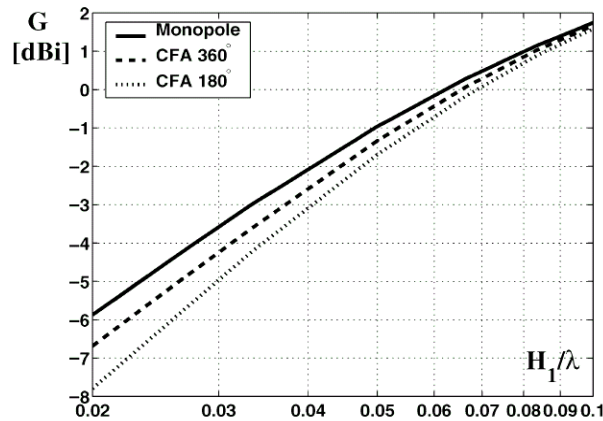
R_0 [m]	$\pm\Delta f$ [kHz]	η	G [dBi]	E [mV/m]	E [dB μ V/m]
5	2,9	0,15	-3,61	114	101,16
10	2,5	0,17	-2,88	124	101,89
20	2,3	0,19	-2,51	130	102,26
30	2,2	0,19	-2,40	131	102,37

16.6. Wpływ sztucznej metalowej przeciwwagi na pracę anteny CFA

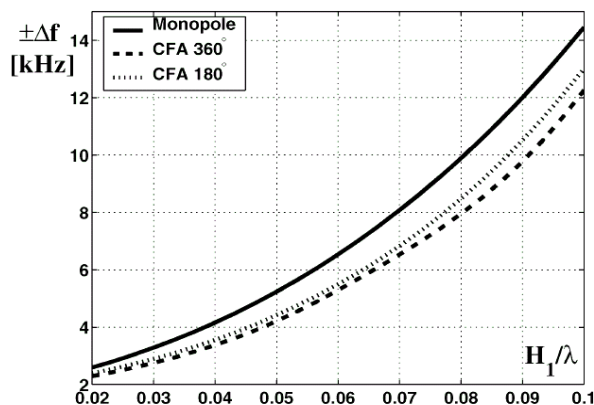
Wyniki analizy wpływu metalicznej przeciwwagi o promieniu $R_0 = 5$ m wykonanej z metalu o przewodności $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ S/m (miedź) na pracę anteny CFA i monopolu odniesienia przytoczone zostały w tabl. 17 – 19. Warto podkreślić, że w antenie CFA zwiększenie promienia przeciwwagi R_0 prowadzi do zwiększenia zysku anteny i zmniejszenia szerokości pasma przenoszenia podobnie, jak ma to miejsce w konwencjonalnych antenach monopolowych.

16.7. Wpływ wysokości monopolu cylindrycznego anteny CFA

Wyniki analizy wpływu wysokości monopolu cylindrycznego H_1 przy niezmienności promienia dysku monopolu $L_2 = 2,5$ m umieszczonego nad gruntem o średniej przewodności, z obwodem dostrojczym o $Q_L = 200$ na zysk anteny i szerokość pasma przedstawione zostały na rys. 24 i 25. Na tych samych rysunkach linią ciągłą przedstawione zostały wyniki podobnych obliczeń wykonanych dla monopolu odniesienia o takiej samej wysokości.



Rys. 24 Zależność zysku anten od wysokości monopolu 1 ($f = 1$ MHz)



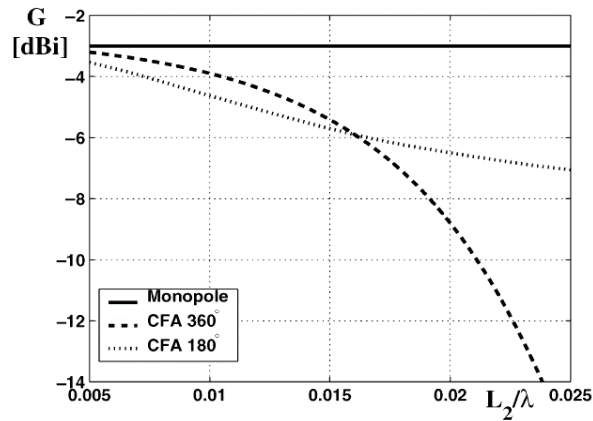
Rys. 25 Zależność szerokości pasma anten od wysokości monopolu 1 ($f = 1$ MHz)

16.8. Wpływ średnicy dysku (monopolu 2) anteny CFA

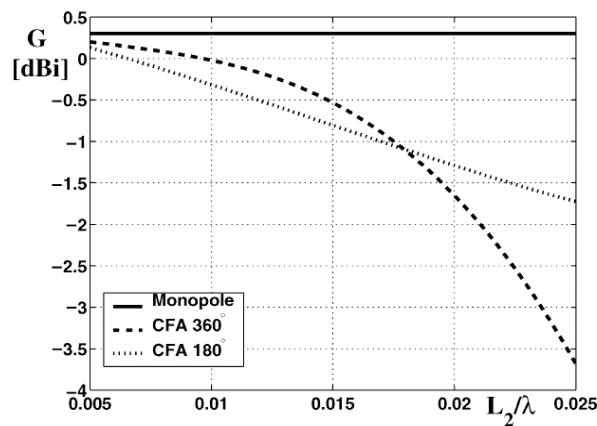
Analiza wpływu średnicy L_2 dysku monopolu 2 przy stałej wysokości cylindra monopolu 1 została przeprowadzona dla dwóch przypadków wysokości $H_1 = 10$ m i $H_1 = 20$ m umieszczonego nad gruntem o średniej przewodności z uwzględnieniem strat w indukcyjnościach dostrojczych z dobrocią $Q_L = 200$.

Dla porównania przeprowadzono podobne obliczenia dla monopolu odniesienia o takich samych w/w przytoczonych wysokościach.

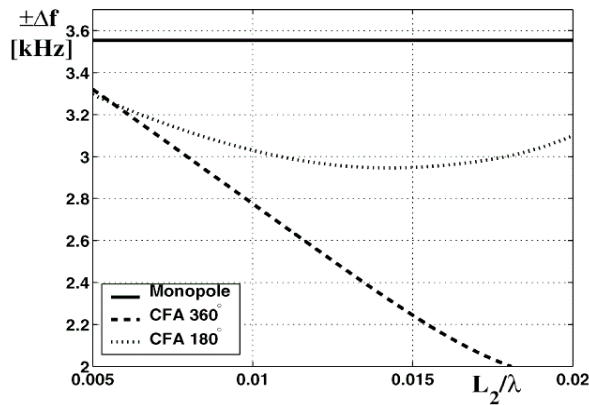
Na rys. 26 i 27 przedstawiono wyniki analizy wpływu średnicy dysku na zysk anteny a na rys. 28 i 29 na szerokość pasma przenoszenia anteny.



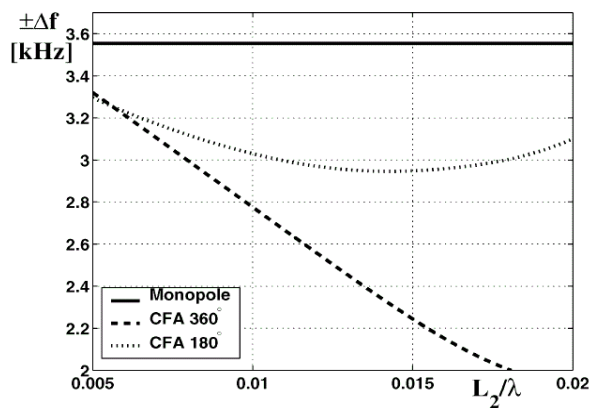
Rys. 26 Zależność zysku anteny CFA ($f=1\text{MHz}$) od średnicy dysku monopolu 2 przy wysokości cylindra monopolu 1 $H_1 = 10\text{m}$ przy średniej przewodności gruntu



Rys. 27 Zależność zysku anteny CFA ($f=1\text{MHz}$) od średnicy dysku monopolu 2 przy wysokości cylindra monopolu 1 $H_1 = 20\text{m}$ przy średniej przewodności gruntu



Rys. 28 Pasmo przenoszenia anteny CFA (częstotliwość środkowa 1MHz) dla VSWR = 2 w funkcji średnicy dysku monopolu 2 przy wysokości cylindra monopolu 1 $H_1 = 10\text{m}$ przy średniej przewodności gruntu

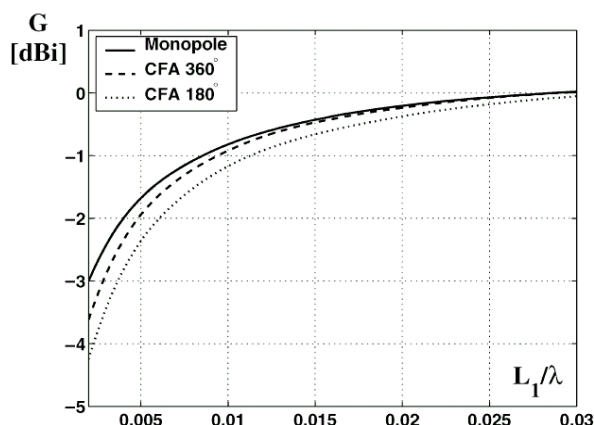


Rys. 29 Pasmo przenoszenia anteny CFA (częstotliwość środkowa 1MHz) dla VSWR = 2 w funkcji średnicy dysku monopolu 2 przy wysokości cylindra monopolu 1 $H_1 = 20\text{m}$ przy średniej przewodności gruntu

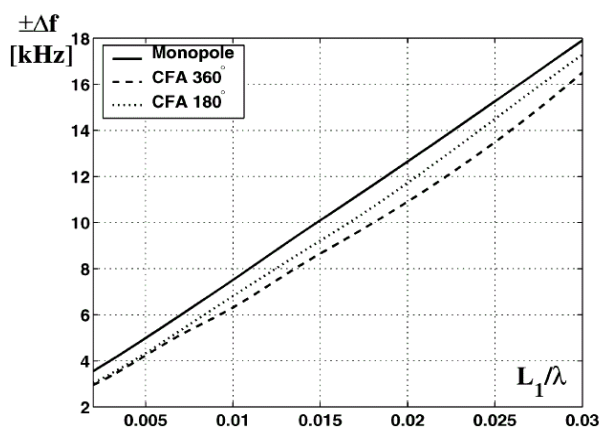
Wpływ średnicy dysku na parametry anteny CFA jest wyraźnie negatywny. Szczególnie niekorzystnie oddziałuje w przypadku pracy anteny w oknie 180° przy zasilaniu monopoli anteny w przeciwfazie. Nawet przy zasilaniu synfazowym istnienie dysku monopolu 2 psuje parametry anteny w porównaniu do monopolu odniesienia o takiej samej wysokości.

16.9. Wpływ długości elementów górnego zasilania monopolu 1

W pracy [5] przeanalizowano także wpływ długości elementów górnego zasilania monopolu 1 anteny CFA wykonanego z 8 gałęzi struktur liniowych przy niezmienniej wysokości struktury liniowej odtwarzającej cylinder (24-przewodowa struktura liniowa). W analizie uwzględniono także wpływ skończonej dobroci indukcyjności dostrojczych, przyjmując $Q_L = 200$. Podobne obliczenia przeprowadzono także dla monopolu odniesienia o tej samej wysokości i tej samej długości części elementów górnego zasilania. Wyniki tych obliczeń przedstawiono na rys. 30 i 31.



Rys. 30 Zależność zysku anteny CFA o górnym zasilaniu od długości elementu górnego zasilania monopolu 1 o wysokości $H_1 = 10$ m i promieniu dysku monopolu 2 $L_2 = 2,5$ m przy częstotliwości roboczej 1 MHz



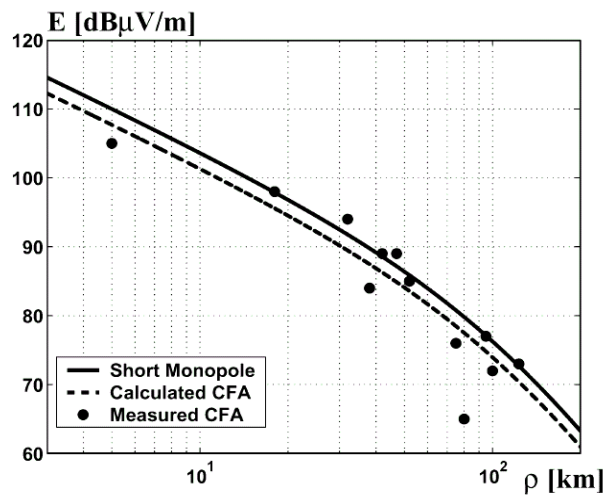
Rys. 31 Szerokość pasma pracy anteny CFA dla $V_{SWR} = 2$ w funkcji długości elementu górnego zasilania monopolu 1 o wysokości $H_1 = 10$ m i promieniu dysku monopolu 2 $L_2 = 2,5$ m przy częstotliwości roboczej 1 MHz

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 30 wynika, że różnica zysku na korzyść monopolu odniesienia maleje ze wzrostem długości elementu górnego zasilania monopolu 1 anteny CFA osiągając przy $L_1/\lambda = 0,03$ ($L_1 = 9$ m przy $\lambda = 300$ m) praktycznie te same wartości. Charakterystyka monopolu odniesienia dotycząca szerokości pasma wykazuje mniejszą zależność od długości L_1 .

Dodanie przez wynalazców anteny CFA stożkowego rozszerzenia górnej części monopolu 1 jest równoważne zwiększeniu intensywności górnego zasilania monopolu 1 przez wydłużenie drogi przepływającego prądu w górnej gałęzi anteny z opisanym powyżej pozytywnym wpływem takiego rozwiązania na zysk anteny i zwiększenie impedancji wejściowej. Modyfikacja ta powoduje także wzrost wysokości monopolu 1 o wartość ΔH (patrz rys. 4 i rys. 6)

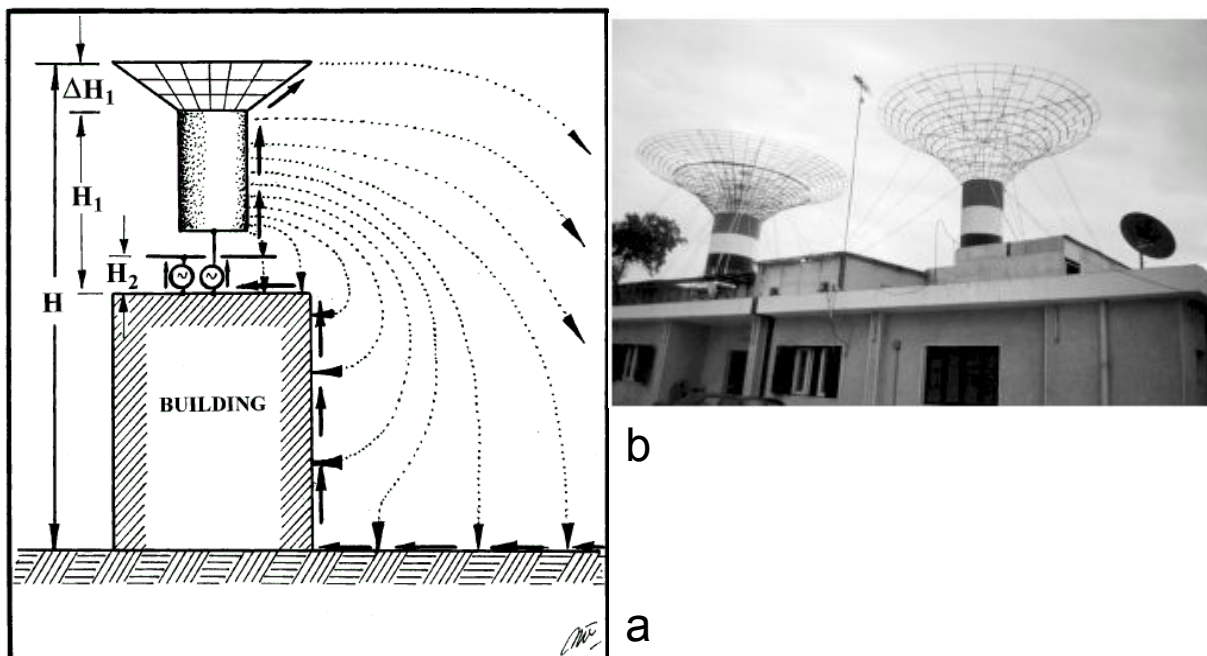
16.10. Wyniki testów anteny CFA

Badania eksperymentalne modelu anteny CFA były przeprowadzone przez J. S. Belrose [13]. Uzyskane wyniki przedstawione są na rys. 32.



Rys. 32 Wyniki pomiarów natężenia pola generowanego przez antenę CFA zainstalowaną w mieście Tanta w dolinie Nilu w Egipcie

Na rys. 33a pokazany jest schematyczny rysunek instalacji anteny CFA w Tanta, a na rys. 33b zdjęcie, na którym znajdują się dwie anteny (pracujące z mocami 30kW i 100kW) CFA zainstalowane na jednym budynku.



Rys. 33 Instalacja anten CFA na dachu budynku w Tanta

Warto zaznaczyć, że dach budynku pod anteną CFA w Tanta wyłożony jest blachą tworzącą przeciwwagę połączoną z systemem naturalnego uziemienia budynku. Takie zespolone uziemienie wywołuje efekt równoważny zwiększeniu wysokości monopolu 1, co skutkuje zwiększeniem sprawności i zysku anteny przekształcając ją w rodzaj monopolu opisanego w [45].

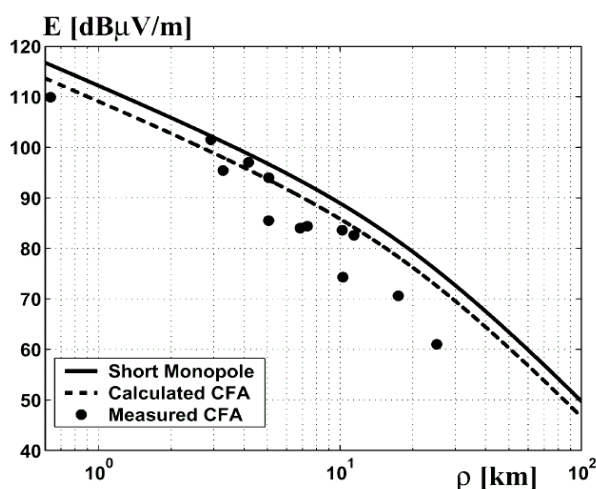
Na rys. 31 dla porównania przedstawiono także wyniki teoretycznych obliczeń anteny CFA i monopolu odniesienia przy wykorzystaniu przedstawionej w niniejszej pracy metodyki. Przy obliczeniach założono, że antena jest umieszczona nad wilgotnym gruntem charakterystycznym dla doliny Nilu o parametrach: $\sigma=0,05 S/m$; $\epsilon_r=20$ i pracuje z mocą wejściową 30kW.

Porównanie wyników pomiarów z danymi wynikającymi z obliczeń teoretycznych dla tej anteny wskazuje na poprawność opisanego metodyki analizy anten CFA.

Drugim potwierdzeniem opisanych tutaj przesłanek teoretycznych są wyniki badań anteny CFA zainstalowanej na radiostacji Radiofonii Włoch RAI w San Remo.

Pomiary były przeprowadzone przez zespół pracowników RAI pod kierownictwem Luciano Poutasso [5]. Zespół używał bardzo starannie przecechowanego zestawu przyrządów do pomiaru natężenia pola elektromagnetycznego.

Podobnie jak w przypadku anteny w Tanta, antena CFA w San Remo umieszczona była na dachu budynku wyłożonego arkuszami blachy tworzącej przeciwwagę połączoną sprowadzeniami (stropami) wzdłuż ścian z systemem ochrony odgromowej budynku radiostacji. Budynek ten znajduje się blisko Morza Śródziemnego. Część tras pomiarowych leżała również wzdłuż wybrzeża morza, a część tras wiodła w głąb lądu. Wyniki pomiarów natężenia pola uzyskane w tym eksperymencie pokazane są na rys. 34.



Rys. 34 Wyniki pomiarów natężenia pola anteny CFA w San Remo

Na rys. 34 pokazano także wyniki teoretycznych obliczeń natężenia pola generowanego przez antenę CFA i monopól odniesienia przy mocy zasilania 2 kW i założeniu następujących parametrów gruntu pod anteną: $\sigma=0,01 S/m$; $\epsilon_r=10$.

Z rys. 33 wynika, że rzeczywiste wartości natężenia pola generowanego przez antenę CFA dla średnich i większych odległości są wyraźnie mniejsze od przewidywanych teoretycznie.

W chwili obecnej antena CFA w San Remo została wycofana z eksploatacji.

Duże eksperymentalne anteny CFA zostały zbudowane w Brazylii.

Jedna z nich była zainstalowana w San Paulo i pracowała na częstotliwości 560 kHz. Wyniki pomiarów zasięgów pokazały, że generowane przez nią pole w strefie dalekiej nigdy nie przekraczało różnicy -10 dB w stosunku do masztu promieniującego o wysokości $\lambda/4$. Druga z anten, zainstalowana w Goiania pracowała na częstotliwości 1230 kHz. Antena była umieszczona na dachu niewysokiego budynku o wysokości 4 m pokrytego blachą przeciwwagi o wymiarach 12m x 12m. Wysokość monopolu 1 tej anteny wynosiła 6,5 m a średnica dysku monopolu 2 – 4m. Podczas długotrwałych pomiarów natężenia pola generowanego przez tę antenę w strefie dalekiej wykazano, że jej osiągi są gorsze o 6 dB w stosunku do monopolu $\lambda/4$. Inna antena CFA zainstalowana została w Sydney (Australia), pracująca pierwotnie z mocą 1 kW. Wskutek zażaleń sąsiadów na zakłócenia radiowe, w wyniku decyzji administracyjnej australijskiego regulatora rynku komunikacji elektronicznej doprowadzana moc została zmniejszona do 200W.

17. Podsumowanie

1. Opracowany schemat zastępczy anteny CFA przy wykorzystaniu teorii linii długich (TLM) został potwierdzony przy zastosowaniu metody momentów (MoM).
2. W oparciu o te narzędzia wykazano możliwość pracy anteny w dwóch trybach zależnych od znaku konduktancji wzajemnej pomiędzy dwoma portami anteny CFA.
3. Znaleziono dwa okna pracy anteny położone w pobliżu $\phi_2=180^\circ$ i $\phi_2=360^\circ$ oraz optymalne wartości podziału napięć k pomiędzy tymi portami (ϕ_2 - przesunięcie fazowe napięć na portach).
4. Obliczono parametry układów dostrojczych pozwalających na dopasowanie impedancji wejściowej każdego z portów do impedancji generatorów zasilających.
5. Przeprowadzono porównanie parametrów i osiągnięć anteny CFA z parametrami i osiągnięciami monopolu odniesienia o takiej samej wysokości, takiej samej przeciwwadze i takich samych warunkach górnego zasilania monopoli.
6. Stwierdzono, że wtrącenie do konfiguracji anteny CFA dysku monopolu 2 wywołuje zawsze pogorszenie osiągnięć anteny.
7. Osiągnięcia anteny CFA są zawsze trochę gorsze pod względem zysku i szerokości pasma od monopolu odniesienia. Osiągnięcia anteny CFA polepszają się przy zwiększeniu wysokości monopolu w podobny sposób jak dowolnego krótkiego monopolu. Prosty monopól ma także podobne lub lepsze charakterystyki układu dostrojczego anteny.
8. Rozkład natężenia pola generowanego przez antenę CFA w strefie bliskiej jest taki sam jak pole generowane przez dowolny, krótki monopól, nie można zatem mówić o syntezie przez antenę CFA wektora Poytinga.
9. Obserwowane przy konkretnych realizacjach anten CFA zyski wynikają z instalacji systemu monopoli anteny na dachach budynków i są równe zyskom z instalacji na dachach także standardowych pojedynczych monopoli promieniujących.
10. Należy podkreślić, że zmniejszenie wymiarów anteny CFA nie oznacza, że może ona być instalowana w dowolnym miejscu, lecz w konwencjonalnie izolowanych miejscach zgodnie z zasadami dobrej praktyki inżynierskiej stosowanej przy budowie stacji nadawczych dla fal długich i średnich oraz lokalnymi przepisami w zakresie ochrony nie tylko przed zakłóceniami radioelektrycznymi ale także ochrony przed promieniowaniem niejonizującym.

Bibliografia

- [1] W. Kasiński, B. Owoc *Radiodyfuzja na falach średnich*. Radio-lider, czerwiec/sierpień 2000, str. 18-23
- [2] ETSI Standard ES 201980 v 1.2.2. *Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification*
- [3] W. Kasiński *Od Raszyna przez Gąbin do Solca Kujawskiego*. Radio-lider, wrzesień 1999, str. 13-17
- [4] C. A. Balanis *Antenna Theory: Analysis and Design – Third Edition*. New York, John Wiley & Sons, 2005
- [5] V. Trainotti, L. A. Dorado *On the Crossed Field Antenna Performance*. IEEE Transaction on Broadcasting, vol. 52, No 3, September 2006 pp. 299-317
- [6] G. Z. Ajzenberg *Anteny dla magistralnych radioswiazej*. Swiazizdat 1948
- [7] H. Meinke, F.W. Gundlach *Tachenbuch der hochfrequenstechnik – tłumaczenie na j. rosyjski Sprawocznik po radiotechnikie*. Gosenergoizdat, 1960
- [8] A. P. Dorochow *Rasczot i konstruiowanie antenno-fidiernych ustrojstw*. Izdatielstwo Charkowskiego Uniwersytetu, 1960
- [9] N. N. Wojtowicz, B. Z. Kanalenbaum, A. N. Siwow *Obobszczennyj metod sobstwiennykh kolebanij w teorii difrakcji*. Moskwa, Nauka 1977
- [10] J. Jarkowski, M. Grzybek, M. Odzinkowski, A. Makiedoński *Trójparametrowe formowanie charakterystyk promieniowania anten inteligentnych w systemach komórkowych trzeciej i czwartej generacji*. Sprawozdanie z pracy nr 10300115, Instytut Łączności, grudzień 2005
- [11] V. Trainotti and L. A. Dorado *Short low and medium frequency antenna performance*. 54th Annual IEEE Broadcast Technology Society Symposium Proceeding, October 2004, Reprinted in QEX May/June 2005
- [12] A. Djordjevic *A Review of the Crossed-Field Antenna*. October 1999, Private Communication
- [13] J. S. Belrose *The crossed field antenna analyzed by simulation and experiment*. A. P. 2000 Symposium, Davos, Switzerland, April 2000
- [14] J. S. Belrose *Characteristics of the CFA obtained by numerical and experimental modeling*. CFA Panel Presentation, 50th. Annual Broadcast Technology Symposium, Vienna, VA, September 27-29, 2000
- [15] J. S. Belrose *Radiation characteristics of an electrically small MF broadcast antenna by simulation*. Eleventh International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2001), Manchester, UK, April 17-20, 2001
- [16] V. Trainotti *Short medium frequency AM antennas*. IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 47, No. 3, pp. 263-284, September 2001
- [17] J. S. Belrose *A CFA on the Roof of a Building*. March 2001, Private Communication.
- [18] IEEE-BTS *CFA forum*. 50th Annual IEEE Broadcast Symposium, Vienna, VA, September 27-29, 2000
- [19] J. K. Breakall, M. W. Jacobs, A. E. Resnik, G. Y. Eastman, M. D. Machalek, and T. F. King *A novel short AM monopole antenna with low loss matching system*. IEEE BTS 52nd, Annual Broadcast Symposium, Washington, D.C., Oct. 10-11, 2002
- [20] J. K. Breakall, M. W. Jacobs, T. F. King, and A. E. Resnik *Testing and results of a new efficient low-profile AM medium frequency antenna system*. NAB 2003 Broadcast Engineering Conference Proceedings, April 2003, pp. 235-243
- [21] F. M. Kabbary, M. C. Hatley, and B. G. Stewart *Maxwell's equations and the crossed*

- field antenna*. Electr. World & W. W. 95, 1989, pp. 216-218
- [22] F. M. Kabbary, M. C. Hately, and B. G. Stewart *CFA Working Assumptions*. Electr. World & W. W. 96, Dec. 1992, pp. 1094-1099
- [23] F. M. Kabbary, M. Khattab, and M. C. Hately *Extremely small high power MW broadcasting antennas*. IEEE International Broadcasting Conference (IBC), Amsterdam, 1997, pp. 10-12
- [24] F. M. Kabbary, M. Khattab, B. G. Stewart, M. C. Hately, and A. Fayoumi *Four Egyptian MW Broadcast Crossed-Field Antennas*. Proceedings of the NAB Conference, Las Vegas, NV, April 1999, pp. 235-241
- [25] W. C. Alexander *Is This AM Antenna for Real?*. Radio World, March 31, 1999
- [26] M. C. Hately and F. M. Kabbary *British Patent Application 2,215,524*, 1988
- [27] W. C. Johnson *Transmission Lines and Networks*. New York: Mc. Graw Hill, 1950
- [28] J. J. Karakash *Transmission Lines and Filter Networks*. New York: The Macmillan Company, 1950
- [29] W. L. Everitt *Communication Engineering*. New York: Mc. Graw Hill, 1937
- [30] E. Laport *Radio Antenna Engineering*. New York: Mc. Graw Hill, 1952
- [31] J. D. Kraus *Antennas*. New York: Mc. Graw Hill, 1950
- [32] C. A. Balanis *Antenna Theory Analysis and Design*. New York: John Wiley & Sons, 1982, 1997
- [33] W. L. Stutzman and G. A. Thiele *Antenna Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons, 1982, 1998
- [34] P. S. Carter *Circuit Relations in Radiating Systems* Proc. IRE, vol. 20, no. 6, p. 1004, June 1932
- [35] L. A. Dorado *Electromagnetic Modeling Computation and Analysis Program EMMCAP [Online]*. <http://www.emmcap.com.ar/>
- [36] E. C. Jordan *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. New York: Prentice-Hall Inc., 1950
- [37] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis *Antenna Theory and Practice*. New York: John Wiley & Sons, 1952
- [38] V. Trainotti *Simplified calculation of coverage area for MF AM broadcast station*. IEEE A & P Magazine, pp. 41-44, June 1990
- [39] V. Trainotti, W. G. Fano, and L. A. Dorado *Ingenieria Electromagnetica II* Nueva Libreria, Buenos Aires, Argentina, 2005
- [40] J. E. Storer *The impedance of an antenna over a large circular screen*. J. of App. Physics, vol. 22, no. 8, pp. 1058-1066, August 1951
- [41] J. R. Wait and W. J. Surtees *Impedance of a top-loaded antenna of arbitrary length over a circular grounded screen*. J. of App. Physics, vol. 25, no. 5, pp. 553-555, May 1954
- [42] G. H. Brown, R. F. Lewis, and J. Epstein *Ground system as a factor in antenna efficiency* Proc. IRE, vol. 25, no. 6, pp. 758-787, June 1937
- [43] R. Harrington *Field Computation by Moment Methods*. New York: Macmillan, 1968
- [44] M. C. Hately, F. M. Kabbary, and M. Khattab *An operational MF antenna using poynting vector synthesis*. Proceedings of the Seventh International Conference on Antennas and Propagation, Part 2, April 1991, pp. 645-648, IEE Conference Publication No. 333
- [45] *Very High Frequency Techniques*. New York: Mc Graw Hill, 1947, vol. 1