

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIULETYN

INFORMACYJNY

3 (225)

1984

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIULETYN INFORMACYJNY

ROK '24

WARSZAWA 1984

NR 3/225/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Biuletynu Informacyjnego

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Kędzierski
Z-ca Redaktora Naczelnego - doc. dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Monieszko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa - Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

ISSN 0209-1046

Redaktor: mgr K. Juszkiewicz

Montaż tekstu: B. Skwara

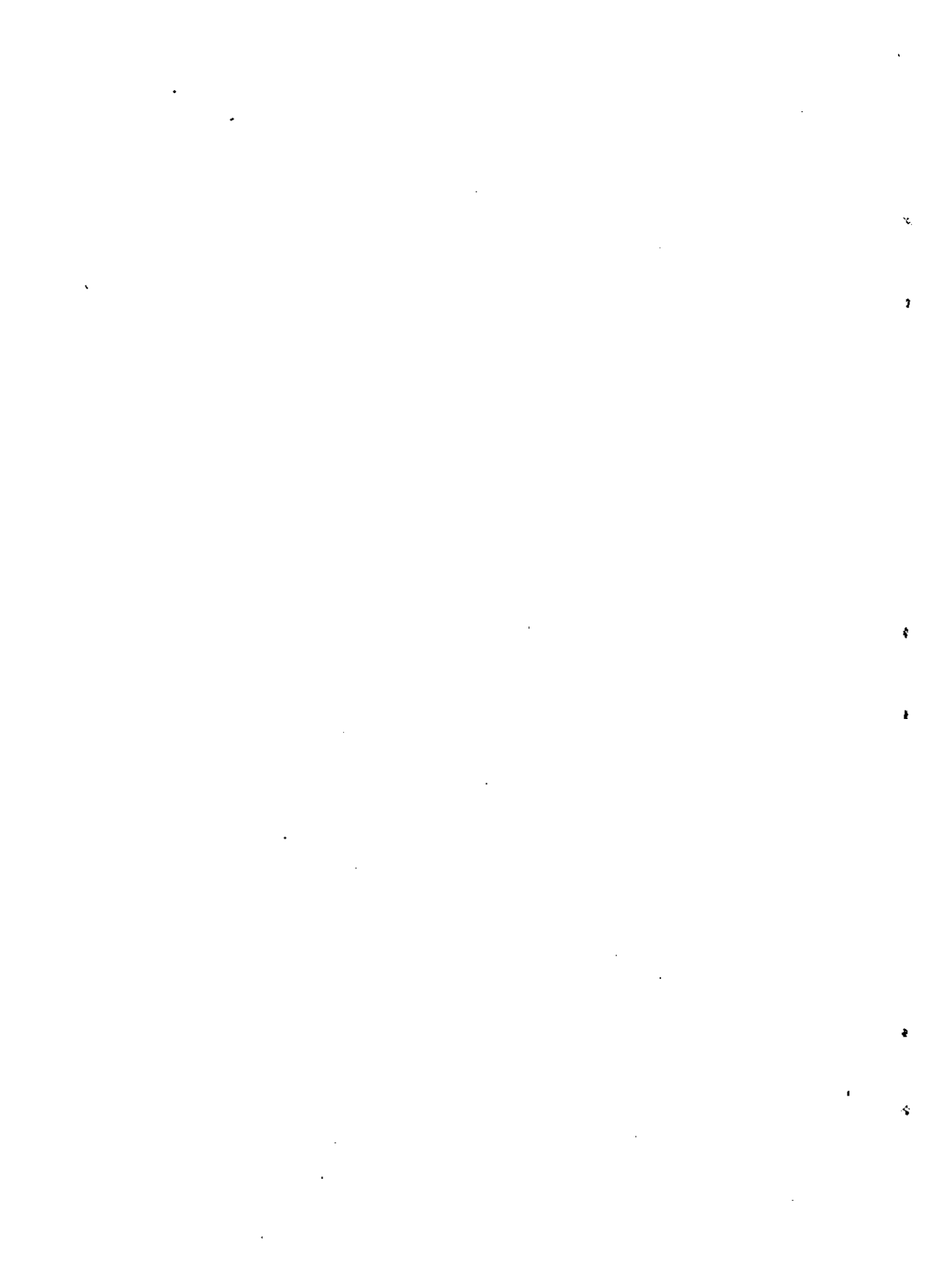
Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 570. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 12.XI. 1984 r.
Druk ukończono w marcu 1985 r.

Ryszard Strużak, Marek Mozczyński

ANTENY ADAPTACYJNE - NIEKTÓRE ZASTOSOWANIA
I WPROWADZENIE DO TEORII

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Zastosowanie anteny adaptacyjnej do wytłumienia zakłóceń wspólnokanałowych przy odbiorze sygnałów telewizyjnych do retransmisji	3
2.1. Opis ogólny	8
2.2. Elementy anteny adaptacyjnej	10
2.3. Eksploatacja anteny	18
3. Zastosowanie anteny adaptacyjnej do pomiaru kierunku nadejścia fali elektromagnetycznej / [1] /	19
3.1. Opis ogólny	19
3.2. Wyniki eksperymentu	21
4. Podstawy teoretyczne anten adaptacyjnych zbudowanych z elementów rozmieszczonych równomiernie wzdłuż linii prostej / [12] /	29
4.1. Minimalizacja interferencji	34
4.2. Minimalizacja całkowitej mocy	37
4.3. Algorytmy	39
4.4. Wnioski teoretyczne	44
Wykaz literatury	46



ANTENY ADAPTACYJNE - NIEKTÓRE ZASTOSOWANIA I WPROWADZENIE DO TEORII

1. WPROWADZENIE

Technika antenowa osiągnęła obecnie taki poziom, że dalszy jej rozwój wydaje się być związany raczej z wykorzystaniem osiągnięć teorii obwodów i techniki cyfrowej niż z tworzeniem nowych elementów antenowych. Podobnie jak w innych dziedzinach i tutaj obserwuje się bowiem integrację technik. W niektórych systemach trudno wskazać wyraźną granicę między funkcją promieniowania energii a funkcją przetwarzania sygnałów. W wielu zastosowaniach systemy antenowe przekształciły się z zespołu stosunkowo prostych elementów biernych w złożone struktury, zawierające setki i tysiące elementów elektronicznych dokonujących złożonych operacji matematycznych i logicznych.

Możliwości przetwarzania sygnałów znacznie rozszerzyły się w ciągu ostatnich 20 lat, zwłaszcza w wyniku opanowania technologii wielkiej skali integracji. Koncepcje nierealizowalne wcześniej ze względu na koszty i wymiary urządzeń stały się obecnie atrakcyjne. Jednocześnie obserwuje się rozszerzenie funkcji anteny: mówi się aktualnie nie tylko o promieniowaniu i odbiorze fal elektromagnetycznych przez antenę, ale również o wzmocnieniu, selekcji częstotliwościowej, filtracji przestrzennej i czasowej, adaptacji, śledzeniu itd. Na rozwój techniki antenowej w tym właśnie kierunku zasadniczy wpływ wywierają - oprócz wspomnianych wyżej możliwości technicznych - przede wszystkim wymagania stawiane współczesnym systemom radiotechnicznym. Wśród nich niepoślednie miejsce zajmują wymagania kompatybilności elektromagnetycznej.

W klasycznych antenach sygnały wyindukowane w elementach anteny sumują się we wspólnym kanale, a następnie wypadkowy sygnał jest przesyłany do urządzenia odbiorczego celem wydzielenia pożądanej informacji. W procesie sumowania traci się część informacji zawartej w sygnałach składowych. W antenach z przetwarzaniem sygnałów sygnały wyindukowane w elementach anteny są wstępnie przetwarzane przed sumowaniem, tj. zanim zostaną dostarczone do urządzenia odbiorczego, co pozwala pełniej wykorzystać zawartą w nich informację. Anteny z przetwarzaniem sygnałów pozwalają: powiększać dokładność określenia kierunku nadejścia fali bez powiększenia rozmiarów anteny; zapewnić jednoczesne, niezależne śledzenie wielu źródeł promieniowania; zmniejszać poziom promieniowania niepożądanego; kształtować charakterystykę kierunkową; wytłumiać sygnały zakłócające itd. Tzw. anteny adaptacyjne są od pewnego czasu przedmiotem szczególnie intensywnych studiów z uwagi na ich niespotykaną dotychczas zdolność do automatycznej i prawie natychmiastowej reakcji na zmieniające się otoczenie. Działanie ich polega na wykorzystaniu zasady sprzężenia zwrotnego i poszukiwaniu funkcji celu. Ogólnie anteny takie zawierają następujące człony funkcjonalne:

- człon pomiarowy, wydający sygnał;
- człon obliczeniowy, dokonujący przetworzenia informacji zawartych w sygnale;
- człon wykonawczy, dokonujący adaptacji, tj. regulacji elementów anteny stosownie do przetworzonej informacji i algorytmu działania anteny.

Jak wspomniano, w antenie adaptacyjnej wykorzystuje się elementarne sygnały wyindukowane w elementach anteny, nadając każdemu z nich odpowiednią "wagę" /tj. regulując jego amplitudę i fazę/, a następnie dodając je do siebie. Współczynniki wagi mogą uwzględniać wyniki analizy spektralnej sygnału użytecznego oraz sygnałów zakłócających, ich rozkła-

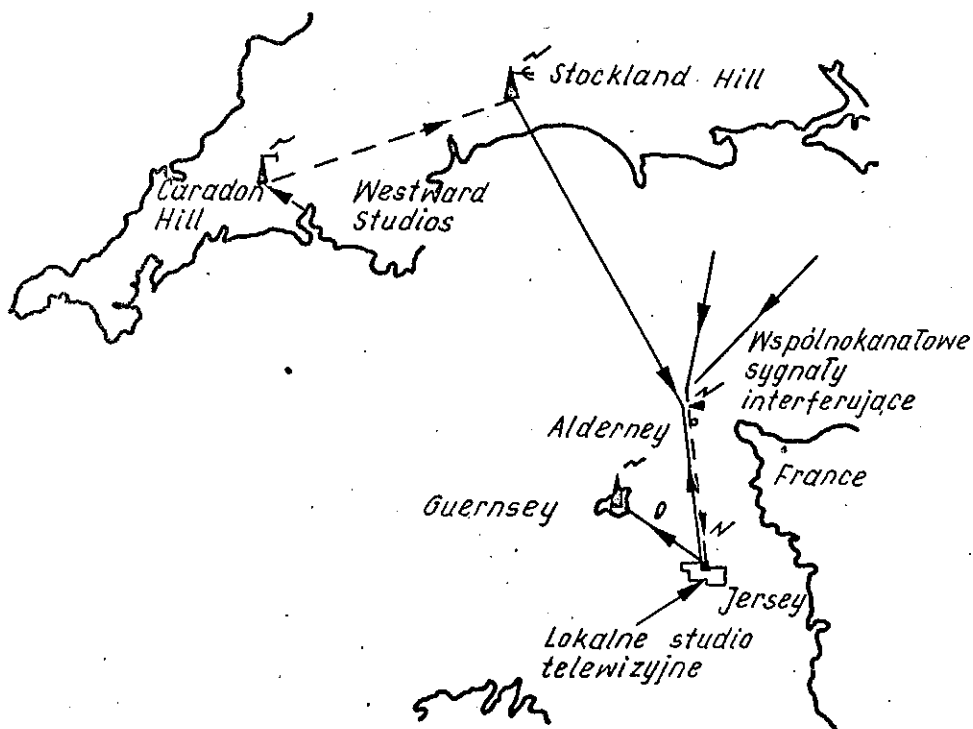
du przestrzenno-czasowego itp. Zbiór wszystkich współczynników wagowych decyduje o właściwościach anteny. Algorytm działania anteny powoduje taką regulację wartości współczynników wagowych, aby zapewnić optymalne właściwości anteny z punktu widzenia określonego kryterium: maksymalny stosunek sygnału użytecznego do szumu, maksymalny stosunek sygnału użytecznego do zakłóceń interferencyjnych, minimalny błąd średniokwadratowy w odniesieniu do sygnału wzorcowego itp.

W niniejszym opracowaniu przedstawiamy Czytelnikowi dwa przykłady praktycznego zastosowania anten adaptacyjnych. Pierwszy dotyczy tłumienia zakłóceń wspólnokanałowych w telewizyjnej stacji przemiennikowej małej mocy, drugi natomiast - namiarów radiowych. Sądzymy, że pierwszy z nich zainteresuje tych Czytelników, którzy zawodowo zajmują się planowaniem i utrzymaniem sieci stacji retransmisyjnych, drugi zaś przykład może być interesujący dla związanych z Państwową Inspekcją Radiową. W końcowej części przedstawiono elementy teorii anten adaptacyjnych. Czytelników pragnących bardziej szczegółowo zapoznać się z omawianą problematyką odsyłamy do literatury, której wykaz zamieszczono na końcu opracowania.

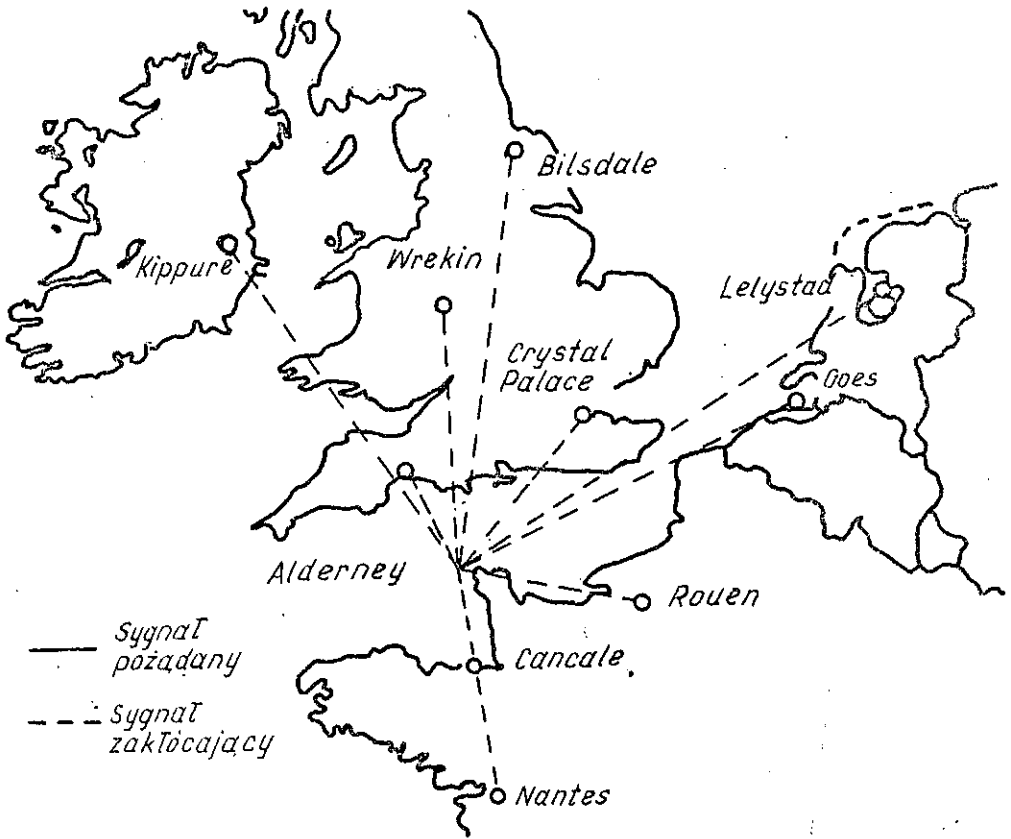
2. ZASTOSOWANIE ANTENY ADAPTACYJNEJ DO WYTLUMIENIA ZAKŁÓCEŃ WSPÓLNOKANAŁOWYCH PRZY ODBIORZE SYG- NAŁÓW TELEWIZYJNYCH DO RETRANSMISJI

Jednym z efektywnych przykładów zastosowania techniki anten adaptacyjnych do eliminowania zakłóceń wspólnokanałowych jest stacja przemiennikowa na wyspie Alderney [11]. Jej antena jest przewidziana do odbioru sygnału do retransmisji z Stockland Hill w hrabstwie Devon, tj. z odległości około 135 km. Trudności wynikają w tym przypadku z głębokich zaników tego sygnału, związanych z wielodrogową propagacją, oraz z istnienia 5 sygnałów zakłócających, wystę-

pujących w tym samym kanale ... Sygnały zakłócające nadchodzą z kierunków różniących się od kierunku nadejścia sygnału pożądanego $0-7^{\circ}$, $+24^{\circ}$, $+35^{\circ}$, $+65^{\circ}$ oraz $+85^{\circ}$. Na rys. 1 zaprezentowano system rozsiwacza dla wysp Kanału La Manche [11]. Niektóre programy lokalne są nadawane przez Channel Television Studios zlokalizowane w St. Helier na wyspie Jersey, większość wytwarzana jest przez Westward Television /Plymouth/. Lokalizację stacji nadawczych, pracujących we wspólnym kanale, pokazano na rys. 2. Wszystkie stacje nadawcze przedstawione na rysunku pracują w tym samym kanale co Stockland Hill i są potencjalnymi źródłami zakłóceń interferencyjnych. Rys. 3 przedstawia kąty widzenia i poziomy natężenia pola generowanego przez sąsiednie stacje nadawcze. Wewnętrzne końce odcinków odpowiadają medianom na-



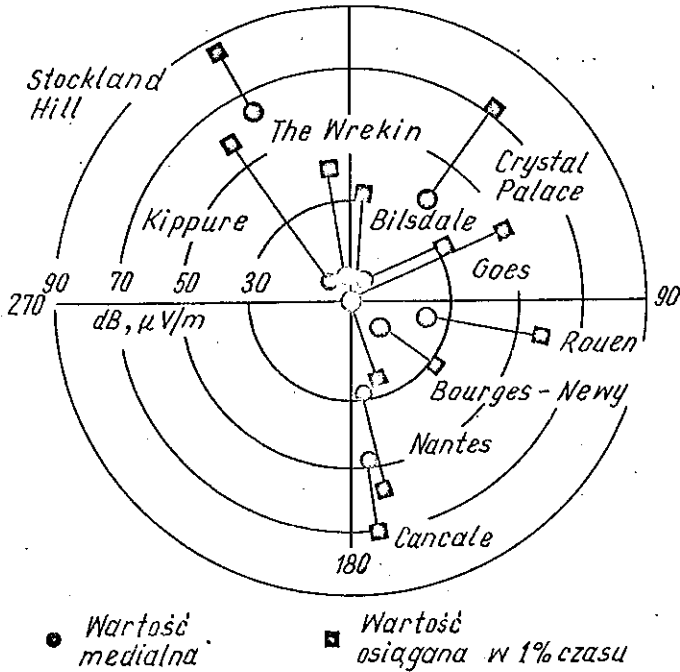
Rys. 1. System rozsiwacza dla wysp Kanału La Manche [11]



Rys. 2. Mapka przedstawiająca problem odbioru w zakresie UHF na wyspie Alderney [11]. Wszystkie stacje nadawcze przedstawione na rysunku pracują w tym samym kanale co Stockland Hill i są potencjalnymi źródłami zakłóceń interferencyjnych

tężenia pola, a końce zewnętrzne - wartościom występującym co najmniej przez 1% czasu. Na przykład, natężenie sygnału dochodzącego z Crystal Palace jest przez 1% czasu o 6 dB większe od mediany sygnału Stockland Hill.

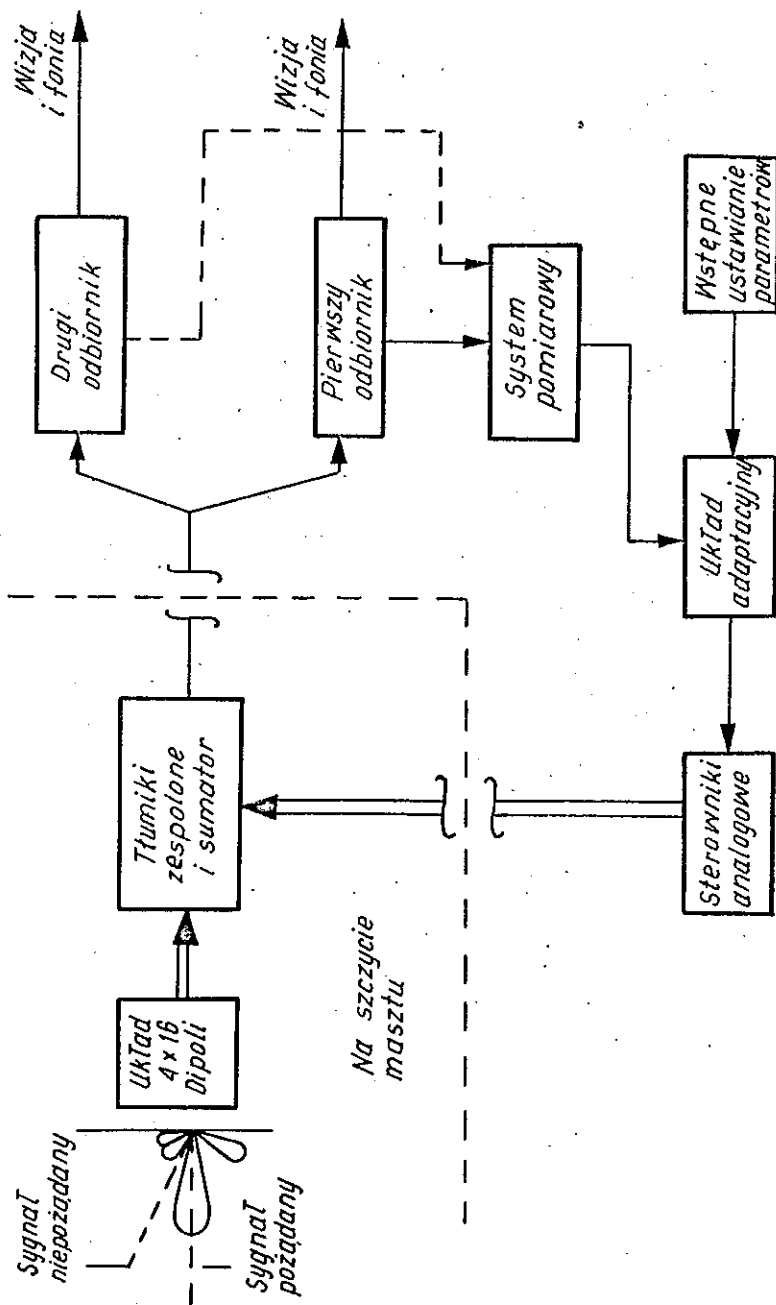
Po przeprowadzeniu analizy teoretycznej oraz wykonaniu pomiarów stwierdzono, że celem uzyskania sygnału o dobrej jakości należy zastosować antenę odbiorczą o kształtowanej charakterystyce promieniowania. Na kierunkach źródeł inter-



Rys. 3. Kąty widzenia i wartości natężenia pola pochodzącego od różnych stacji nadawczych [11]

ferencji w charakterystyce promieniowania anteny powinny występować wytłumienia rzędu 45 dB. Konwencjonalny układ antenowy nie pozwala na uzyskanie takiej charakterystyki promieniowania z następujących powodów:

- niedokładności mechanicznego i elektrycznego montażu układu antenowego umożliwiające uzyskanie wytłumień co najwyżej rzędu 25 - 30 dB;
- dokładność lokalizacji wytłumień musi być wyjątkowo duża, co narzuca niemożliwą do spełnienia dokładność montażu;
- kierunki nadchodzenia interferujących sygnałów mogą podlegać fluktuacjom czasowym, np. ze względu na zmiany warunków propagacji.



Rys. 4. Schemat blokowy anteny telewizyjnej [11]

Zdecydowano się na zastosowanie anteny adaptacyjnej, z uwagi na następujące zalety:

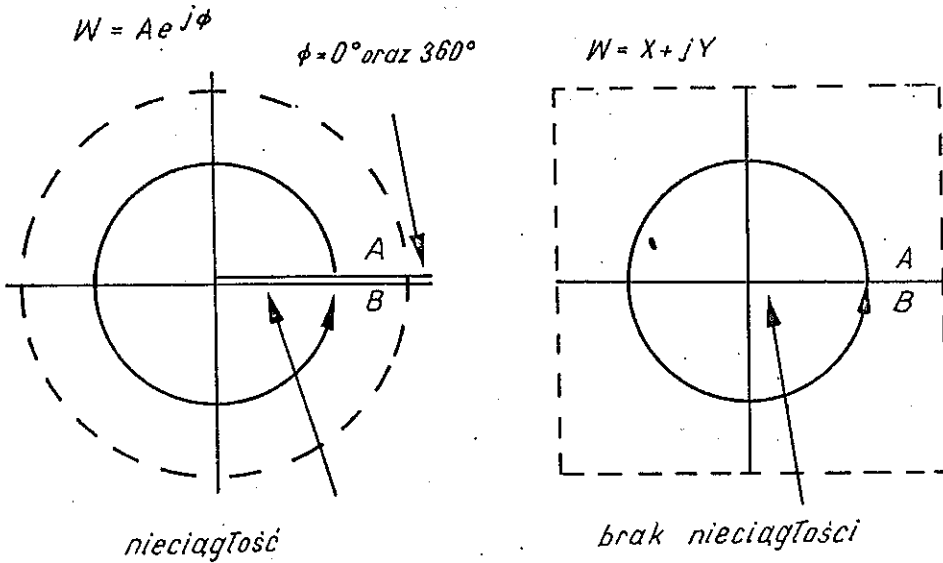
- automatyczna adiustacja właściwości anteny, pozwalająca na uzyskanie minimum interferencji;
- niekonieczna znajomość kierunków nadchodzenia zakłóceń - antena może automatycznie uwzględniać nieprzewidziane sygnały zakłócające;
- zdolność do równoczesnego uwzględniania wielu źródeł interferencji, aż do liczby maksymalnej, zdefiniowanej przez liczbę elementów antenowych;
- zdolność śledzenia zmian kierunków nadchodzenia sygnałów zakłócających, wynikających ze zmian warunków propagacji;
- niekonieczna szczególnie duża dokładność montażu anteny.

Prace nad zastosowaniem w Alderney anteny adaptacyjnej rozpoczęto w 1971 roku w laboratoriach BBC, a następnie kontynuowano je w laboratoriach IBA. Ostateczna wersja anteny została zainstalowana w 1977 roku. Schemat blokowy systemu przedstawiono na rys. 4. Adaptacyjny układ antenowy jest zbudowany z czterech anten 16-elementowych. Wyjście każdego elementu antenowego dołączono do układu regulującego amplitudę i fazę napięcia. Następnie sygnały są sumowane. W ten sposób powstała antena, której własności zależą od regulowanych napięć wyjściowych. Odbiornik lub odbiorniki dostarczają sygnał wizji i fonii oraz sygnał do systemu pomiarowego. W pętli sterowania można użyć do czterech odbiorników. Układ regulacji parametrów generuje sygnały logiczne, powodujące takie zmiany odbieranych sygnałów, aby zredukować zakłócenia interferencyjne.

2.1. Opis ogólny

Odległość pomiędzy sąsiednimi elementami antenowymi ustalono na $2/3$ długości fali. Pozwala to na uzyskanie względnie dużej kierunkowości, przy równoczesnej łatwości sterowania

położeniem miejsc zerowych charakterystyki promieniowania. Aby uniknąć problemu nieciągłości sterowania, system antenowy wyposażono w układ realizujący kartezjańskie współczynniki wagi /rys. 5/. Algorytm optymalizacyjny polega na maksymalizacji wartości charakterystyki promieniowania na



Rys. 5. Biegunowy oraz kartezjański sposób sterowania wartościami amplitudy i fazy [11]

kierunku nadchodzącego sygnału pożądanego, przy jej równoczesnej minimalizacji na kierunkach źródeł zakłóceń. Założono wykonywanie kroków optymalizacyjnych o stałej wartości. Zaletą tak prostego algorytmu jest łatwość realizacji, gdyż konieczna jest tylko znajomość kierunku /znaku/ kroku. Nie jest również wymagane wykonywanie dużej liczby pomiarów, z których każdy zabiera pewien czas.

Za pomocą symulacji komputerowej zbadano zachowanie systemu antenowego w obecności pięciu źródeł zakłóceń, usytuowanych tak, jak przedstawiono na rys. 3. W wyniku działania algorytmu, po wykonaniu 22 kroków uzyskano na kierunkach wszystkich źródeł zakłóceń wytłumienia rzędu 50 dB.

2.2. Elementy anteny adaptacyjnej

2.2.1. Antena

Antena przeznaczona dla Alderney składa się z umieszczonych w poziomie 16 elementów, odległych jeden od drugiego o $2/3$ długości fali. Aby zapewnić wymagany zysk energetyczny, kompletny układ zbudowano z czterech anten, zainstalowanych jedna nad drugą. Elementy antenowe wykonano metodą fotochemiczną. Konstrukcja jest chroniona przed wpływami warunków atmosferycznych za pomocą pokrywy z laminatu szklano-epoksydowego.

Układ antenowy jest zawieszony w Alderney na maszcie na wysokości około 23 metrów. Ze względu na mechaniczną konstrukcję zamocowania anteny, pomiędzy środkowymi dipolami istnieje pewien odstęp, tak że antena jest zestawem 17 dipoli rozmieszczonych wzdłuż odcinka linii prostej, przy czym brakuje środkowego dipola.

Na podstawie wyników symulacji komputerowej i pomiarów nie stwierdzono istotnych różnic własności kierunkowych w porównaniu z układem 16-dipolowym.

2.2.2. Układ montowany na maszcie

Adiustacja amplitud i faz oraz sumowanie prądów przeprowadzane jest w układzie montowanym na maszcie, poza płaszczyzną anteny. Schemat blokowy tego układu przedstawiono na rys. 6. Ze względu na to, że na maszcie zainstalowano także antenę nadawczą, konieczne stało się użycie filtrów. Adiustacja amplitud i faz jest wykonywana za pomocą tłumika zespolonego, nazwanego tak, gdyż jest to układ mnożący sygnał przez zespoloną liczbę $x + jy$. Schemat blokowy pojedynczego tłumika zespolonego przedstawiono na rys. 7. Ważny jest fakt użycia tłumika odbiciowego, pozwalającego - w idealnym przypadku - na uzyskanie każdej wartości współczynnika wagi w zakresie -1 do $+1$. Stwierdzono, że

zastosowanie tłumika zespolonego połączonego z układem linearyzującym umożliwia uzyskanie charakterystyki przenoszenia zbliżonej do idealnej. Jest to istotne dla prawidłowego działania algorytmu adaptacyjnego.

Tłumiki są sterowane za pomocą przełączników, zbudowanych przy użyciu diod typu p-i-n. Po wzmacnieniu, sygnał przechodzi przez dwa niezależne tłumiki, a następnie jest eumowany z przesunięciem fazy równym 90° .

Układ montowany na maszcie jest wyposażony również w dodatkowy tłumik, sterowany napięciowo, stanowiący rozszerzenie układu regulacji wzmacnienia odbiornika.

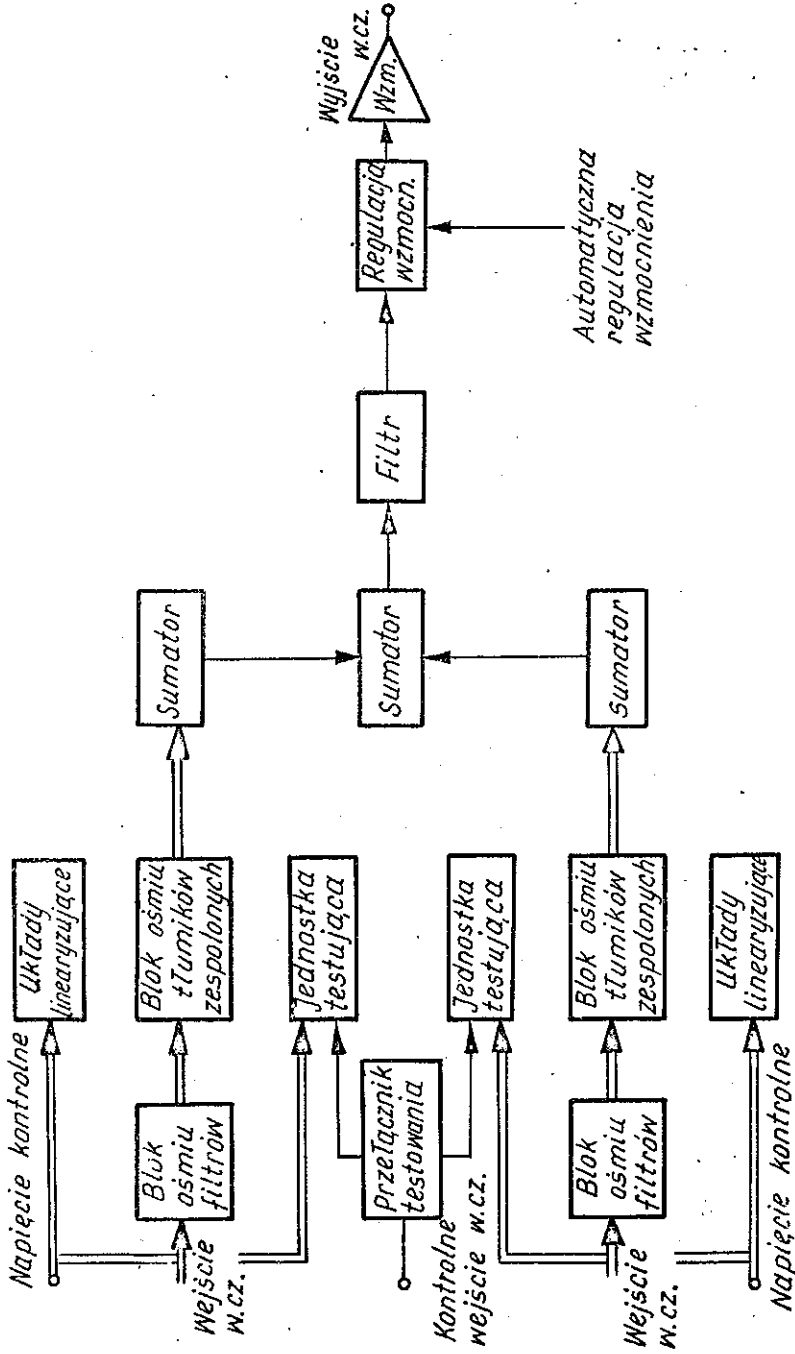
2.2.3. Odbiornik

Z układu zainstalowanego na maszcie sygnał jest sprowadzany do zmodyfikowanego odbiornika, używanego aktualnie w Wielkiej Brytanii na stacjach przemiennikowych większej mocy. W typowym odbiorniku stosowana jest synchroniczna detekcja oraz automatyczne dostrajanie częstotliwości, pracujące w zakresie dziesięciokrotnie szerszym od możliwego odstrojenia.

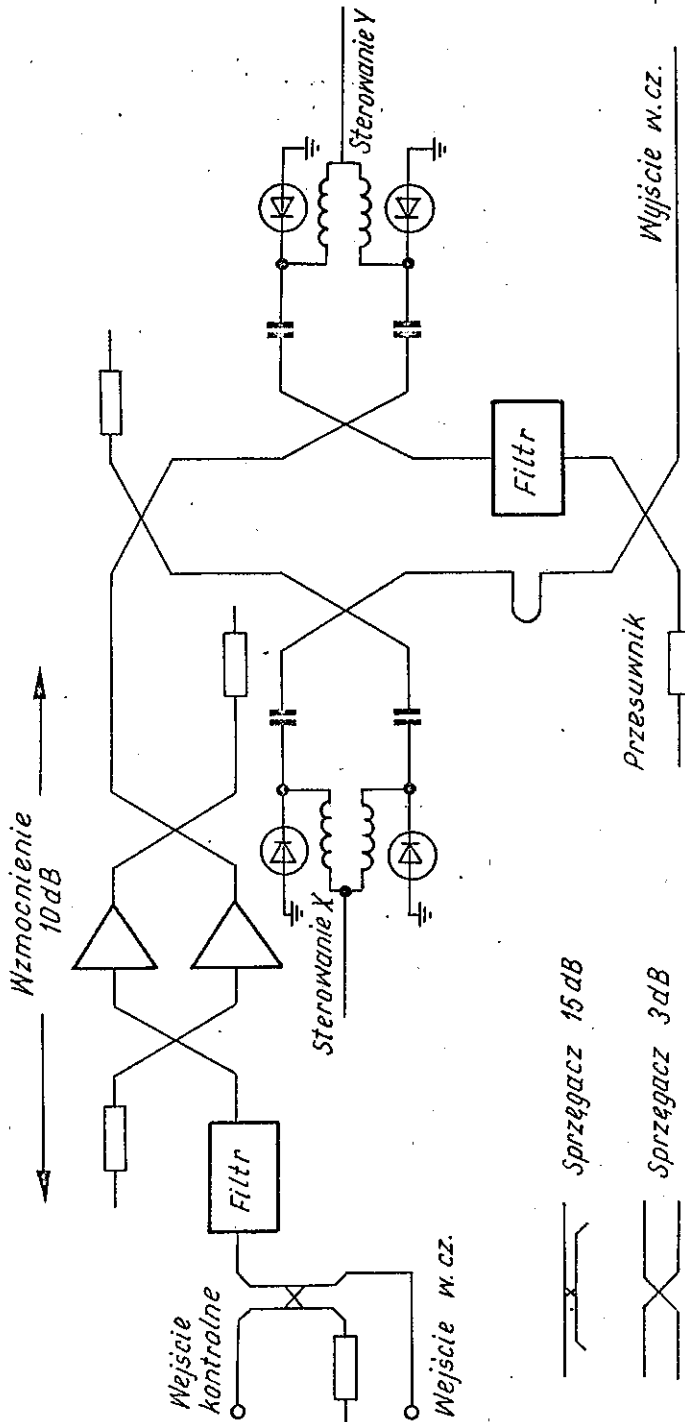
W urządzeniu dokonano następujących modyfikacji:

- przebudowano detektor tak, aby dostrojenie do pożądanej częstotliwości było możliwe również w obecności zakłóceń interferencyjnych o poziomie równym poziomowi sygnału pożądanego /pod warunkiem występowania impulsów synchronizujących/;
- zainstalowano separator impulsów synchronizujących, zapewniający ich oddzielenie, o ile tylko poziom szumu lub zakłóceń interferencyjnych jest o około 5 dB niższy od poziomu sygnału pożądanego;
- dołączono obwody pomiarowe.

Bez przedstawionych modyfikacji układ nie byłby zdolny do samoczynnej optymalizacji, a przez to - do eliminacji



Rys. 6. Schemat blokowy układu montowanego na maszynie [11]



Rys. 7. Schemat blokowy tłumika zespolonego [11]

zakłóceń interferencyjnych. Schemat blokowy odbiornika przedstawiono na rys. 8.

Wspólnokanałowe zakłócenia interferencyjne są mierzone przez próbkowanie wizyjnych impulsów synchronizacji, których amplituda - w przypadku braku zakłóceń - jest stała. Interferencja przejawia się w postaci "dudnień", tj. zmian amplitudy impulsów synchronizacji. Po przetworzeniu próbek zdudnionego sygnału synchronizacji, uzyskuje się nieskończotliwościowy sygnał w zakresach częstotliwości 0 - 1 kHz lub 2 - 4 kHz. Częstotliwości te wynikają z wartości offsetów, stosowanych w Wielkiej Brytanii. Sygnał ten jest doprowadzony do systemu pomiarowego.

2.2.4. System pomiarowy

Wybór systemu pomiarowego należy do najpoważniejszych zagadnień, związanych z projektowaniem anten adaptacyjnych. Prosty system może pracować mierząc amplitudę dudnień interferencyjnych, zmieniając parametry anteny i powtórnie mierząc amplitudę dudnień. Pracuje on poprawnie w przypadku niemodulowanych sygnałów zakłócających. Praca jego nie jest zadowalająca, gdy interferują ze sobą rzeczywiste sygnały telewizyjne, których amplituda ulega zmianom - również wówczas, kiedy częstotliwość pomiarów jest zsynchronizowana z częstotliwością odchylenia pionowego. Dlatego też opracowano system alternatywny: ustala się dwa, nieznacznie różniące się od siebie, zestawy współczynników wagowych anteny /stany A i B/. Antena jest przełączana pomiędzy tymi stanami z częstotliwością, równą częstotliwości linii. Tor A wybiera synchroniczne próbki i przeprowadza pomiar interferencji dla stanu A, natomiast tor B - wykonuje te same funkcje dla drugiego stanu.

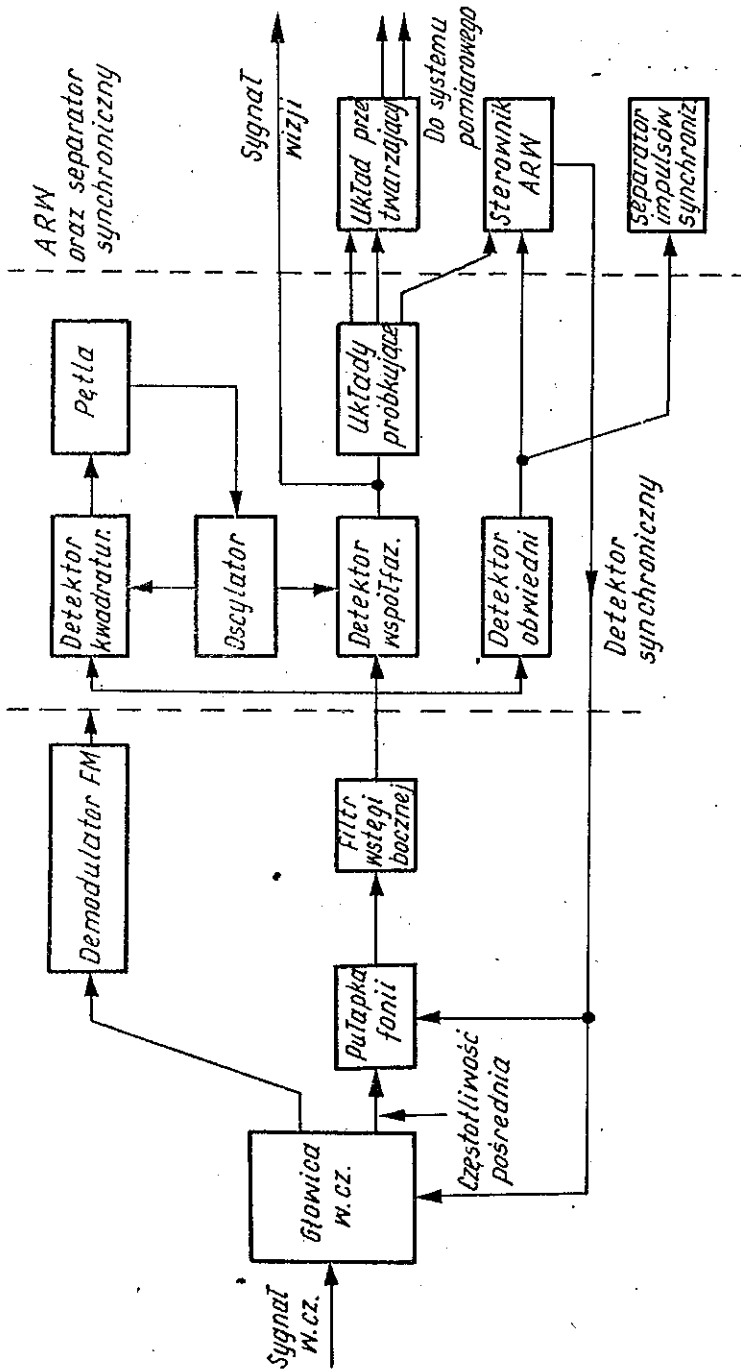
Wyjście systemu antenowego jest źródłem sygnału, służącego do retransmisji programu telewizyjnego, toteż zmiany parametrów anteny /przełączanie pomiędzy stanami A i B/

nie mogą być zauważalne na wyjściu. Różnicę parametrów anteny dobrano tak, że w przypadku występowania w miejscu odbioru współkanałowych zakłóceń interferencyjnych o poziomie co najwyżej równym poziomowi pożądanego sygnału, zakłócenia interferencyjne na wyjściu mogą być zmniejszone do wartości niższej o około 56 dB od poziomu sygnału pożądanego /stosunek prądów/.

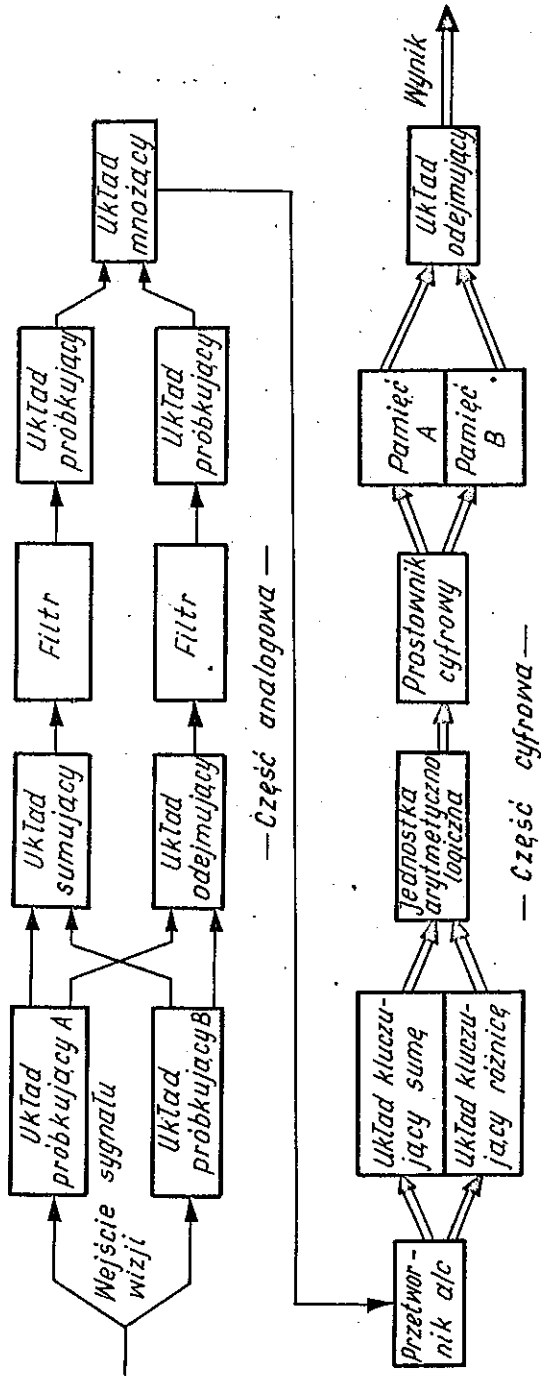
Bardzo małe zmiany własności anteny powodują konieczność stosowania bardzo dokładnego układu pomiarowego, pozwalającego na wykrycie zmian poziomu zakłóceń interferencyjnych większych niż 0,2%. Jest to szczególnie ważne przy równoczesnym występowaniu wielu sygnałów zakłócających. Zastosowaną metodę pomiaru przedstawia rys. 9.

Charakterystyka przenoszenia filtrów analogowych musi być ukształtowana tak, aby wyeliminować, np. efekt związany z drzeniem anteny pod wpływem wiatru, a równocześnie zapewnić przeniesienie sygnału, wynikającego z interferencji sygnałów nieoffsetowanych /0 - 1 kHz/ oraz offsetowanych /2 - 4 kHz/. Ważną zaletą przedstawianego rozwiązania, polegającego na filtrowaniu i detekcji sygnałów A i B, jest wykonywanie sumowania i odejmowania przed filtracją. Pozwala to na uproszczenie konstrukcji filtrów, ponieważ zmniejsza wymagania dotyczące tolerancji parametrów ich elementów składowych.

Przedstawiony obwód, z powodzeniem zastosowany w Alderney, charakteryzuje się czułością równą około 1%. Czułość była ograniczona przez wejściowe układy próbkujące oraz przetworniki analogowo-cyfrowe. Zastosowanie detekcji cyfrowej i całkowania pozwoliło na uniknięcie trudności, związanych z konstrukcją analogowych detektorów o odpowiedniej czułości i powtarzalności parametrów.



Rys. 8. Schemat blokowy odbiornika [11]



Rys. 9. Schemat blokowy systemu do pomiaru współkanałowych zakłóceń interferencyjnych [11]

2.2.5. Jednostka sterująca

Sterowanie procesem adaptacji zrealizowano przy użyciu scalonych układów logicznych. Podczas symulacji przebadano wiele algorytmów stwierdzając, że zwykła metoda iteracyjna, zmodyfikowana warunkiem zachowania stałego zysku, zapewnia prostotę, a czas optymalizacji jest tylko około dwukrotnie dłuższy, niż w przypadku stosowania bardziej złożonych algorytmów, wymagających użycia skomplikowanego sprzętu komputerowego. Wstępne parametry sterowania ustalono tak, że - na przykład w nocy - system jest gotów do optymalizacji z chwilą pojawienia się pożądanego sygnału. Sygnały sterujące doprowadzono do układu na maszcie za pośrednictwem zabezpieczonych przed wyładowaniami atmosferycznymi analogowych układów sterujących.

2.3. Eksploatacja anteny

Pierwsza antena adaptacyjna do odbioru sygnału UHF została zainstalowana na wyspie Alderney z końcem marca 1977 roku. Eksperymenty i pomiary pozwalają stwierdzić, że system antenowy może eliminować do 12 niezależnych sygnałów zakłócających. Należy przy tym zwrócić uwagę na fakt, że sygnał zakłócający, emitowany przez ten sam nadajnik w innym kanale telewizyjnym, jest traktowany jak sygnał pochodzący z niezależnego źródła zakłóceń. Antena pozwala na stłumienie zakłóceń interferencyjnych o około 20 dB przy pracy z parametrami ustalonymi wstępnie, a około 45 - 50 dB po włączeniu układu optymalizującego.

W latach 1978/79 wykonano pomiary zakłóceń interferencyjnych na wyjściu anteny adaptacyjnej oraz na wyjściu konwencjonalnej anteny odbiorczej. Stwierdzono, że poziom zakłóceń na wyjściu anteny adaptacyjnej był o ok. 25 dB niższy.

Na podstawie wyników pomiarów można z całą pewnością stwierdzić, że losowe zmiany mechanizmu propagacji nie powodują degradacji jakości sygnału na wyjściu anteny adapta-

cyjnej. Jeżeli prędkość zmian kierunku nadchodzenia zakłócającego sygnału jest względnie mała /mimo dużych zmian kierunku/, antena adaptacyjna może śledzić źródło zakłóceń, modyfikując krokowo własne parametry.

3. ZASTOSOWANIE ANTENY ADAPTACYJNEJ DO POMIARU KIERUNKU NADEJŚCIA FALI ELEKTROMAGNETYCZNEJ / [1] /

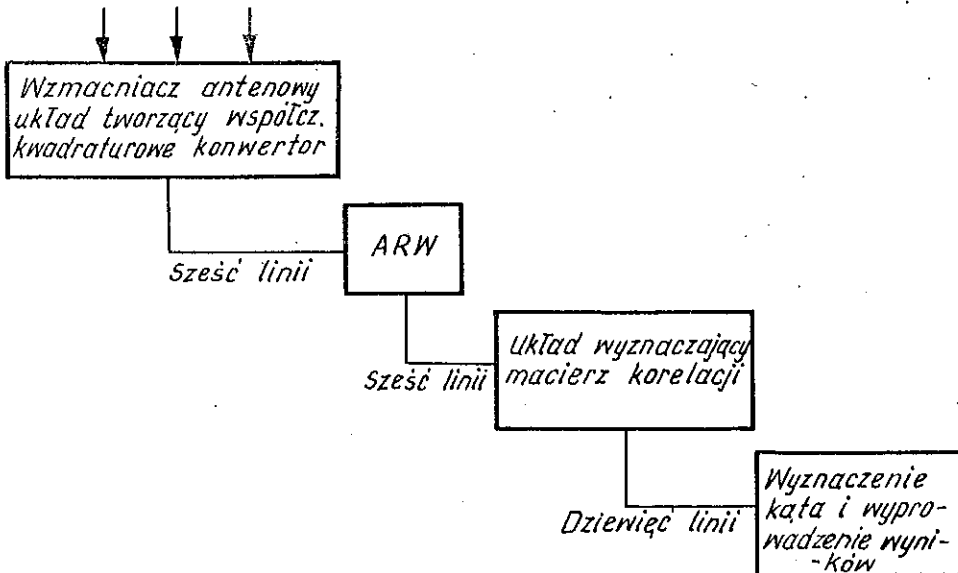
Eksperymentalna antena do określania kierunku nadejścia fali elektromagnetycznej została zbudowana przez A.J. Berniego w 1973 roku na zlecenie Departamentu Obrony Stanów Zjednoczonych. Może ona równocześnie określać kąty nadejścia dwóch sygnałów. Jest przeznaczona do pracy z nieskorelowanymi sygnałami o nieznanym kształcie, na przykład dwoma sygnałami komunikacyjnymi występującymi w tym samym pasmie. Analizować można zarówno sygnały ciągłe, jak i impulsowe. Budowa anteny jest podobna do omawianej w pkt. 2.

Metoda określania kierunku opiera się na wykorzystaniu anten adaptacyjnych i polega na takim doborze parametrów anteny, aby na kierunkach, z których nadchodzą analizowane sygnały, występowały miejsca zerowe jej charakterystyki promieniowania. Charakterystyka promieniowania anteny jest kształtowana przez ustalenie odpowiednich współczynników wagowych, a kierunki nadchodzenia sygnałów określa się na podstawie znajomości położenia miejsc zerowych. Technika taka umożliwia równoczesną analizę kierunków nadchodzenia wielu sygnałów. Maksymalna liczba miejsc zerowych jest o jeden mniejsza od liczby elementów antenowych, rozmieszczonych wzdłuż prostej. Jedynym warunkiem skuteczności metody jest brak korelacji wzajemnej pomiędzy nadchodzącymi sygnałami.

3.1. Opis ogólny

Ogólny schemat blokowy zestawu urządzeń do wyznaczania kąta nadejścia fali elektromagnetycznej przedstawiono na

rys. 10. System był przeznaczony do biernej kontroli w paśmie VHF. Odbierał sygnały impulsowe o czasie trwania równym 50 ns i arbitralnie wybranej modulacji. Testowano antenę zbudowaną z trzech elementów. Elementy antenowe były lekkimi, aluminiowymi dipolami cylindrycznymi o długości równej $5/8$ długości fali. Zainstalowano je na ruchomej poprzeczce. Odległość pomiędzy kolejnymi elementami była równa długości fali. W stałych punktach wokół badanej anteny rozmieszczono siedem anten nadawczych na kierunkach 0° , $-7,5^\circ$, $-13,2^\circ$, $-19,5^\circ$, 2° , $8,5^\circ$ i 19° w stosunku do wyróżnionego kierunku. Eksperyment przeprowadzono przy równoczesnym wykorzystaniu jednego lub dwóch nadajników. Pozostałe kąty nadchodzenia sygnału uzyskiwano przez obrót badanej anteny.



Rys. 10. System do wyznaczania kąta nadejścia fali [1]

Dane przesyłano w postaci cyfrowej do komputera typu Datacraft 6024, służącego do wyznaczania kąta nadejścia fali. Podczas odbioru sygnału, do komputera przesyłano dziewięć 16-bitowych paczek informacji. Każda z nich składa się z 4 bitów identyfikacyjnych i 12 bitów danych, pochodzących z konwertera.

3.2. Wyniki eksperymentu

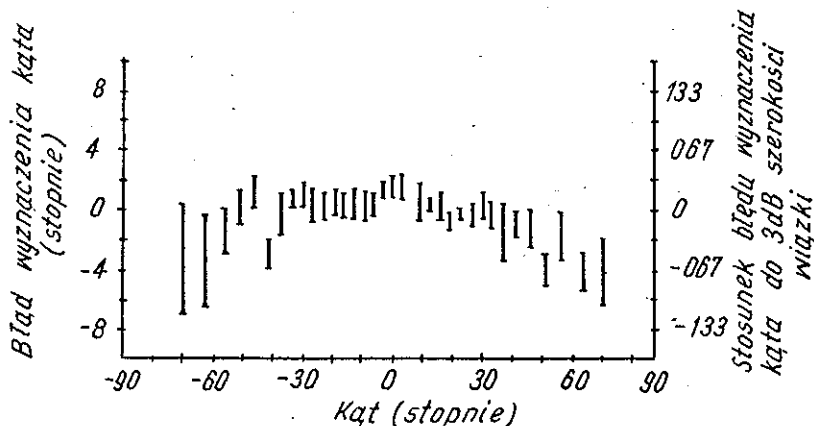
Wstępne badania eksperymentalne przeprowadzono celem określenia dokładności przy pracy z jednym sygnałem. Podczas eksperymentu używano anteny dwuelementowej, której charakterystyka promieniowania mogła mieć tylko jedno miejsce zerowe. Pozwalało to na uniknięcie ryzyka błędnego określenia położenia źródła sygnału. Taki sposób jest uzasadniony podczas testowania metody opartej o wyznaczanie macierzy korelacji, gdyż macierz anteny dwuelementowej jest zawarta w macierzy anteny trójelementowej. Wektor wagi o jednym elemencie niezerowym wyznaczono, zakładając doskonale bezkierunkowe, niesprzężone wzajemnie i równomiernie rozmieszczone elementy antenowe.

Dokładność wyznaczenia kąta nadejścia fali, uzyskaną podczas testu polegającego na wprowadzeniu sygnału na częstotliwości równej 70 MHz, przedstawiono na rys. 11. Aby upozorować sygnał indukowany w antenie zbudowanej z elementów odległych od siebie o pół długości fali, użyto przewodów o różnych długościach. Na osi poziomej rys. 11 naniesiono wartości azymutu, a na osi pionowej - błąd pomiędzy rzeczywistym a wyliczonym kątem nadejścia. Końce odcinków reprezentują średni błąd \pm i odchylenie standardowe, wyznaczone na podstawie obliczeń statystycznych, opartych na 100 próbkach przy każdym kącie nadejścia fali. Obliczenia były wykonywane co 1 sekundę tak, że parametry statystyczne, przedstawione na wykresie dotyczą okresu krótszego niż 2 minuty. Podczas eksperymentu zastosowano

4 grudzień 1973

dwuelementowy układ do wyznaczenia kierunku
jeden sygnał

wartość średnia i odchylenie standardowe
100 próbek na każdym azymucie



Rys. 11. Wynik testu symulującego antenę zbudowaną z elementów rozmieszczonych co pół długości fali [1]

predetekcję o pasmie równym 1 MHz, a stosunek sygnał-szum był równy 20 dB.

Na pionowej osi, po prawej stronie rys. 11, przedstawiono stosunek dokładności wyznaczenia kąta do 3-dB szerokości wiązki. Można zauważyć, że dokładność ta jest lepsza od 3,6%, gdy szerokość wiązki głównej wynosi 60° , a kierunek maksymalnego promieniowania pokrywa się z kierunkiem nadchodzenia sygnału.

Odchylenie /błąd/ i wariancja wyznaczenia kąta nadejścia sygnału są tym większe, im bardziej kierunek nadejścia sygnału jest równoległy do odcinka, na którym rozmieszczono elementy antenowe. Zjawisko to łatwo wytłumaczyć, rozpatrując dokładność pomiaru parametrów elektrycznych w funkcji kąta nadejścia fali elektromagnetycznej. Przesunięcie fazy pomiędzy sygnałami indukowanymi w elementach antenowych jest funkcją kąta nadejścia fali. Dlatego też dokładność wyznaczenia kąta nadejścia zależy od wrażliwości przesunię-

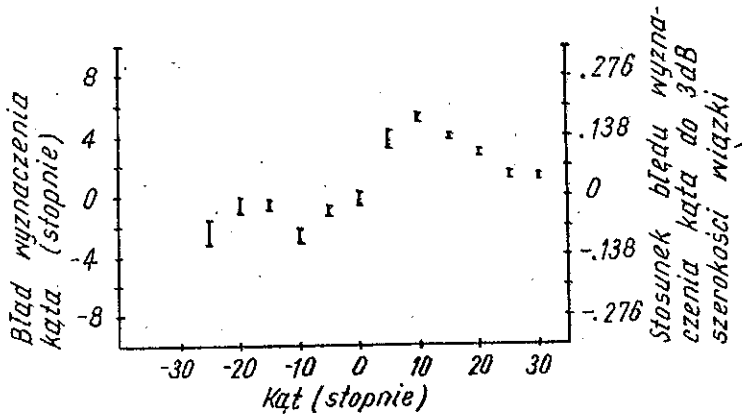
cia fazowego na zmiany kąta. Z najmniejszą wrażliwością należy się liczyć w obrębia kątów nadejścia sygnału, odpowiadających kierunkom zbliżonym do równoległego do prostej, wzdłuż której rozmieszczono elementy antenowe. W tym przypadku małe błędy wyznaczenia przesunięć fazy pomiędzy elementami antenowymi, spowodowane szumami termicznymi i niedokładnością konstrukcji lub pomiaru, powodują dużą wariancję określenia kąta.

Wariancja ta może być zmniejszona przez zwiększenie apertury anteny. Zwiększenie odległości pomiędzy elementami antenowymi poprawia wrażliwość na zmianę kierunku nadejścia fali. Z drugiej strony, zwiększenie odległości pomiędzy elementami ponad połowę długości fali powoduje powstanie niejednoznaczności, gdyż przesunięcie fazy pomiędzy elementami jest większe od $\pm 180^\circ$ dla kątów nadejścia fali $\pm 90^\circ$. Z tego powodu temu samemu przesunięciu fazy może odpowiadać więcej niż jeden kąt nadejścia. Niejednoznaczność można wyeliminować przez zawężenie zakresu badanych kątów nadejścia sygnału. Aby ograniczyć odbiór do pożądanego zakresu kątów, można użyć kierunkowych elementów antenowych. Dla takich warunków przeprowadzono eksperyment: elementy antenowe były oddalone od siebie o odległość odpowiadającą długości fali, co pozwalało na jednoznaczne określenie kąta nadejścia sygnału w zakresie $\pm 30^\circ$ w odniesieniu do kierunku prostopadłego do anteny. Na początku eksperymentu pomocnicza antena nadawcza, umieszczona na kierunku 0° , emitowała sygnał ciągły. Fazy i amplitudy prądów wyindukowanych w elementach antenowych skorygowano tak, aby uzyskać właściwe wartości na wyjściach wzmacniacza automatycznej regulacji wzmocnienia. Nadajnik przełączono na pracę impulsową o okresie trwania impulsu równym 50 ms, a wyznaczenie kąta nadejścia przeprowadzono dla całego zakresu kątów, obracając antenę.

Wyniki uzyskane w przypadku, kiedy jeden sygnał nadchodzi pod różnymi kątami, przedstawiono na rys. 12. Podobnie jak poprzednio, użyto anteny dwuelementowej. Stosunek sygnał-szum podwyższono do wartości 30 dB.

31 grudzień 1973

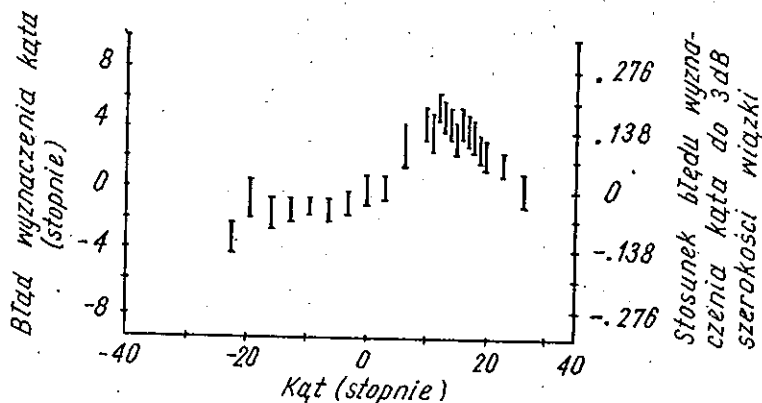
dwuelementowy układ do wyznaczania kierunku odległość pomiędzy elementami równa długości fali lekkie, aluminiowe elementy antenowe wartość średnia + jedno odchylenie standardowe 20 próbek na każdym azymucie



Rys. 12. Test dokładności wyznaczania parametrów. Jeden sygnał przychodzący z różnych kierunków [1]

Podczas pomiarów zaobserwowano odchylenia, niewidoczne w czasie poprzednio przeprowadzanego testu. Wariancja wyznaczania kąta nadejścia została zredukowana dzięki podwyższeniu stosunku sygnał-szum. Zmiany wariancji należą do głównych problemów pomiarowych. W tym przypadku wariancja wyznaczania kąta nadejścia fali była spowodowana przez mechaniczną wibrację anteny, wywołaną podmuchami wiatru. Zjawisko to było lepiej widoczne podczas eksperymentu, przeprowadzonego przy silnym wietrze /rys. 13/.

29 grudzień 1973
 dwuelementowy układ do wyznaczania kierunku
 odległość pomiędzy elementami równa długości fali
 lekkie, aluminiowe elementy antenowe
 wartość średnia + jedno odchylenie standardowe
 20 próbek na każdym azymucie
 jeden sygnał



Rys. 13. Test dokładności wyznaczania parametrów. Pomiaru wykonano przy silnym wietrze [1]

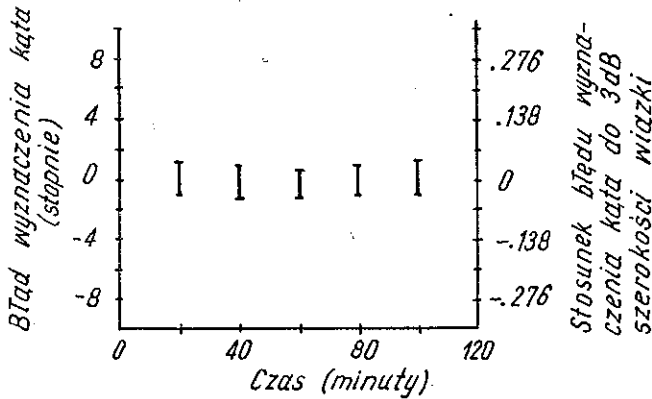
Na rys. 14 przedstawiono czasowe zmiany wyznaczonej wartości kąta dla sygnału nadchodzącego z kierunku prostopadłego do anteny. Na podstawie wyników można stwierdzić, że amplitudy i fazy prądów nie miały zadowalającej stałości. Dryft amplitud i faz prądów był związany ze zmianami temperatury zewnętrznej, tworzeniem się lodu i niepewnością dołączenia przewodów.

Zależność odchyłek wyznaczonych wartości kąta nadchodzenia fali w funkcji azymutu nie wydaje się związana z tak prostym zjawiskiem jak to, którego wpływ ilustrują rys. 12 i rys. 13. Należy sądzić, że jest ona związana z niedoskonałością połączeń i techniki pomiarowej. Jest możliwe, że wpływ na dokładność wyznaczania kierunku miały poruszenia przewodów podczas obrotu anteny bądź odbicia. Prawdopodobnie problem ten może być wyeliminowany przez przekonstruowanie anteny i dołączonych obwodów. Mimo że zagadnienie nie

wyduje się krytyczne, pouczające jest zwrócenie uwagi na efekt wynikający z niedoskonałości połączeń w eksperymentach dotyczących - opisaną dalej - anteny trzejelementowej.

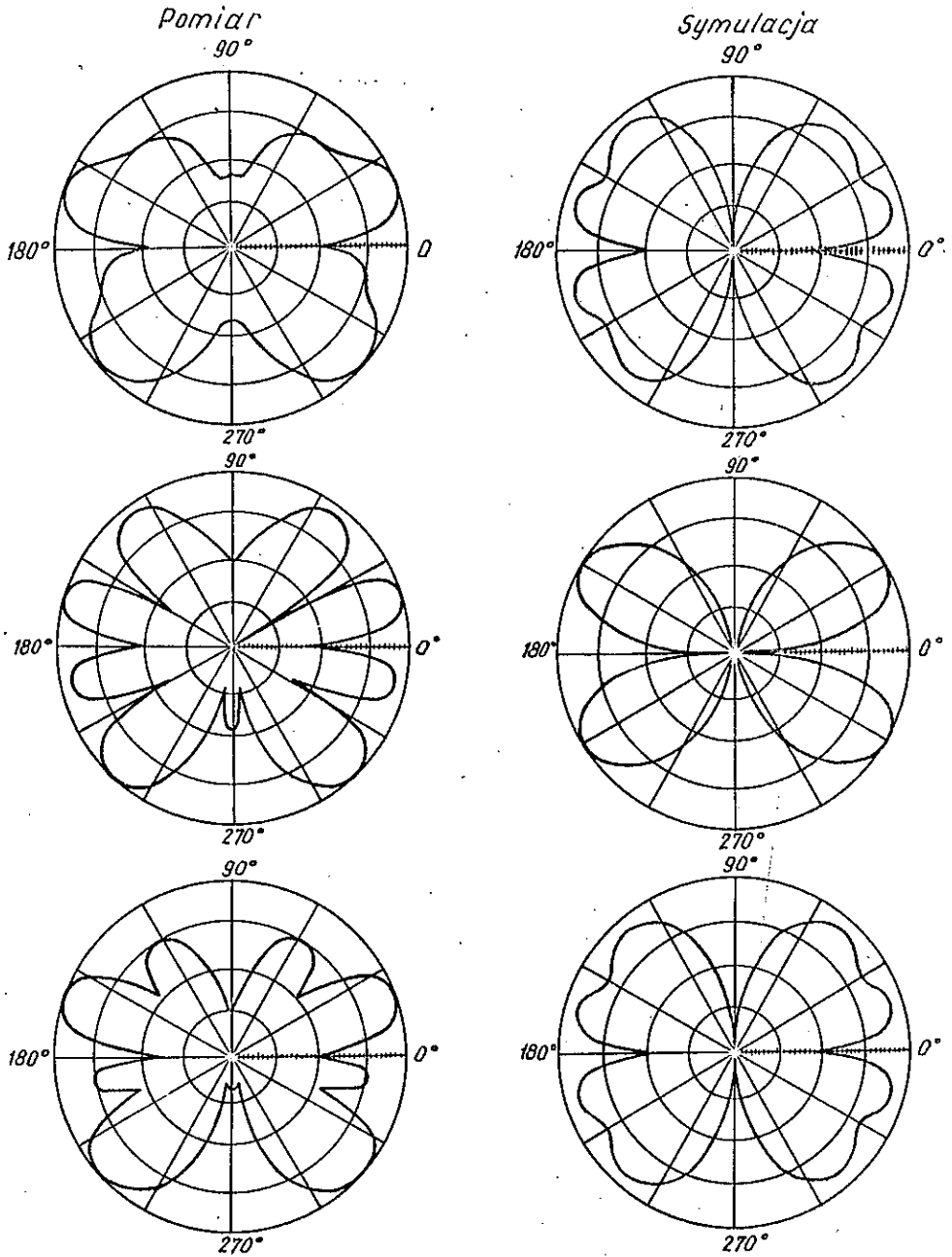
29 grudzień 1973

dwuelementowy układ do wyznaczania kierunku
odległość pomiędzy elementami równa długości fali
lekkie, aluminiowe elementy antenowe
wartość średnia + jedno odchylenie standardowe
20 próbek na każdym azymucie



Rys. 14. Test dokładności wyznaczania parametrów. Jeden sygnał nadchodzący z kierunku prostopadłego do anteny [1]

Wyniki eksperymentu dotyczącego anteny trzejelementowej, do której dociera jeden sygnał, przedstawiono na rys. 15. Odległość pomiędzy okręgami na rysunku odpowiada zmianie wartości charakterystyki promieniowania o 10 dB. Wartości współczynników wagowych anteny ustalono doświadczalnie. Na rysunku przedstawiono trzy pary wykresów, odpowiadające odłączeniu pierwszego, drugiego i trzeciego elementu antenowego. Wszystkie charakterystyki uzyskano przy użyciu pojedynczego sygnału impulsowego. Wykresy górny, środkowy i dolny odpowiadają przypadkom odłączenia pierwszego, środkowego i drugiego elementu skrajnego. Odległość pomiędzy okręgami odpowiada wartości 10 dB. Sygnał przychodzi



Rys. 15. Wyniki pomiaru /po lewej/ porównane z wynikami symulacji /po prawej/ [1]

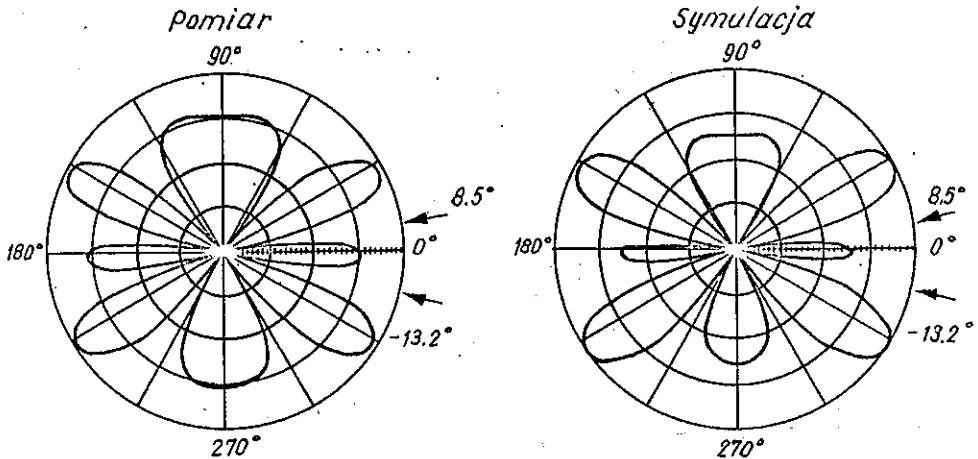
pod kątem 0° . Podczas symulacji uzyskano we wszystkich przypadkach miejsca zerowe -52 dB/ na kierunku 0° . Miejsca zerowe uzyskano eksperymentalnie - odpowiednio: $-0,3^{\circ}$ -25 dB/, $-0,9^{\circ}$ -32 dB/, $0,4^{\circ}$ -35 dB/ [1].

Charakterystyki promieniowania uzyskane doświadczalnie można porównać z wynikami symulacji, podczas której brano pod uwagę identyczne sygnały obarczone szumem, a macierz korelacji obliczono przy założeniu warunków idealizowanych /brak sprzężenia pomiędzy elementami antenowymi/. Miejsca zerowe charakterystyk promieniowania uzyskanych pomiarowo są o około 25 dB płytsze od wyników otrzymanych drogą symulacji. Powodem różnicy są nieznane współczynniki sprzężenia, trudności pomiarowe i niedokładności ustalenia wartości amplitud i faz w pasmie częstotliwości modulowanego sygnału wejściowego.

W znacznej większości przeprowadzonych testów udało się uzyskać dokładność ustalenia położenia miejsca zerowego równą $\pm 3^{\circ}$ w zakresie kątów $\pm 30^{\circ}$. Niedokładność tę można zmniejszyć poprzez kalibrację układu. Wyznaczanie odchyłeń ustalenia położenia miejsc zerowych dla układu trójelementowego przeprowadza się analogicznie jak dla układu dwuelementowego.

Rys. 16/ po lewej stronie prezentuje wyniki eksperymentu, przeprowadzonego przy użyciu dwóch sygnałów o jednakowym poziomie /stosunek sygnał-szum równy 20 dB/, przychodzących pod kątami $8,5^{\circ}$ i $-13,2^{\circ}$. Przedstawione wyniki dotyczą przypadku, w którym odłączono pierwszy element antenowy. Odpowiednie wyniki symulacji pokazano po prawej stronie rysunku. Na obydwu wykresach jedna działka skali odpowiada wartości 5 dB.

Późniejsze badania wykonywane z użyciem sygnałów o różnym poziomie, przychodzących pod różnymi kątami, pozwalają stwierdzić że podstawową trudnością jest zależność wartości odchyłeń od kąta nadejścia fali. Jednym ze sposobów eliminacji odchyłeń jest użycie komputerowego programu korekcyjnego. Przebiegi amplitudy i fazy w funkcji kąta mogą być

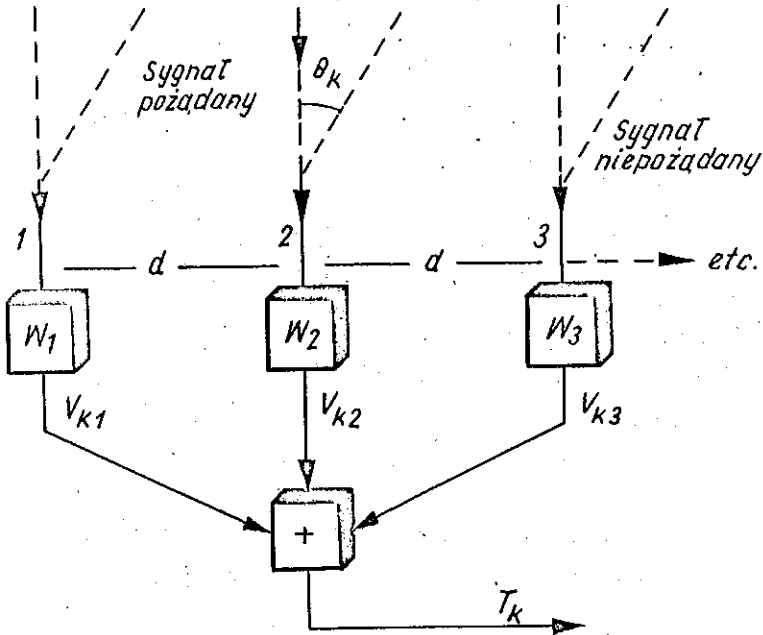


Rys. 16. Wyniki eksperymentu porównane z wynikami obliczeń dla przypadku dwóch sygnałów [1]

zapamiętane przez komputer i używane do oszacowania parametrów układu antenowego na podstawie wartości współczynników wagowych. Przy takim postępowaniu odchylenia mogą być wyeliminowane całkowicie w przypadku jednego sygnału przychodzącego, a znaczenie zredukowane przy pracy z wieloma sygnałami. Innym, bardziej kłopotliwym sposobem jest budowa systemu antenowego i związanego z nim układu elektronicznego o charakterystyce przenoszenia niewrażliwej na wibrację mechaniczną i inne wpływy otoczenia.

4. PODSTAWY TEORETYCZNE ANTEN ADAPTACYJNYCH ZBUDOWANYCH Z ELEMENTÓW ROZMIESZCZONYCH RÓWNOMIERNIE WZDŁUŻ LINII PROSTEJ / [12] /

Przykład rozpatrywanej anteny przedstawia rys. 17. Celem uproszczenia analizy zostaną początkowo pominięte wpływy szumu oraz wzajemnego sprzężenia elementów antenowych.



Rys. 17. Zasada działania anteny adaptacyjnej [12]

d - odległość pomiędzy elementami antenowymi,
 λ - długość fali, N - liczba elementów antenowych

Jeżeli zdefiniujemy zespolony współczynnik wagi n -tego elementu antenowego jako $W_n = X_n + jY_n$, napięcie na zaciskach n -tego elementu wywołane sygnałem pochodzącym od źródła położonego pod kątem θ_k jako V_{kn} , a całkowity zespolony sygnał wyjściowy, wywołany falą dochodzącą od k -tego źródła jako T_k , wówczas

$$T_k = \sum_{n=1}^N V_{kn} \quad (1)$$

gdzie

$$V_{kn} = V_k W_n \exp\left(2\pi \frac{jnd}{\lambda} \sin\theta_k\right) \quad (2)$$

stąd

$$T_k = \sum_{n=1}^N V_k W_n \exp\left(2\pi \frac{jnd}{\lambda} \sin\theta_k\right) \quad (3)$$

Symbol V_k reprezentuje napięcie wyindukowane na zaciskach odosobnionego elementu antenowego, oświetlonego przez k -te źródło. Definiując

$$\psi_k = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_k \quad (4)$$

wzór (3) można zapisać w postaci

$$T_k = V_k \sum_{n=1}^N W_n \exp(nj\psi_k) \quad (5)$$

Jeżeli θ_1 jest kątem nadejścia pożądanego sygnału a $\theta_k / k \neq 1$ są kątami nadejścia sygnałów niepożądanych, wówczas można dobrać wartości współczynników W_n tak, aby $T_1 \neq 0$ oraz $T_k = 0$ dla sygnałów niepożądanych. Dobrane w ten sposób współczynniki W_n pozwalają sprowadzić do zera wyjściowy sygnał pochodzący od źródeł sygnałów niepożądanych.

Ponieważ wartość współczynnika fazowego ψ , wyrażonego równaniem (4) jest funkcją kąta nadejścia sygnału θ_k oraz długości fali λ - źródła o różnych częstotliwościach, usytuowane pod tym samym kątem mogą być rozpatrywane jak źródła o tej samej częstotliwości, rozmieszczone pod różnymi kątami. Własność ta jest ważna w przypadku anten pracujących równocześnie na kilku częstotliwościach.

Równania (1) do (5) można zapisać w formie macierzowej, wprowadzając następujące oznaczenia:

$[T]$ - wektor kolumnowy o elementach $T_1 \dots T_k$

$[M]$ - macierz o elementach M_{ab}

$[T^*]$ i $[M^*]$ - odpowiednie macierze sprzężone

$[\tilde{T}]$ - wierszowa postać wektora $[T]$

$[\tilde{M}]$ - transponowana macierz $[M]$ o elementach M_{ba} .

Wyrażenie opisujące $[T]$ można przedstawić w formie macierzowej jako

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ T_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 e^{j\psi_1} & 1 & \dots & \dots & V_1 e^{jN\psi_1} & 1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ V_K e^{j\psi_K} & 1 & \dots & \dots & V_K e^{jN\psi_K} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ W_N \end{bmatrix} \quad (6)$$

przy czym T_1 - sygnał pożądaný, a $T_2 \dots T_K$ - sygnały niepożądane. Jeżeli poza tym zdefiniuje się

$$U_{kn} = V_k e^{jn\psi_k} \quad (7)$$

wówczas

$$[T] = [U] [W] \quad (8)$$

przy czym $[U]$ jest $N \times K$ elementową macierzą zespoloną, uwzględniającą / łącznie ze źródłem sygnału pożądanego / K źródeł.

Celem stosowania anteny adaptacyjnej jest wydzielenie sygnału pożądanego lub minimalizacja zakłóceń. Odpowiada to redukcji do zera wszystkich elementów wektora $[T]$ poza elementem T_1 , dotyczącym sygnału pożądanego.

Rozpatrując równanie macierzowe (8), można wyróżnić trzy możliwe rozwiązania:

a/ jeżeli $N = K$, to znaczy liczba źródeł interferencji lub zakłóceń jest o jeden mniejsza od liczby elementów antenowych, wówczas

$$[W] = [U]^{-1} [T] \quad (9)$$

a więc dla $T_2 \dots T_K = 0$, wektor $[W]$ jest w pełni zdefiniowany, znaczy to, że - w tym szczególnym przypadku - wartości elementów wektora W można określić jednoznacznie, pod warunkiem znajomości usytuowania źródeł interferencji /kątów θ_k /;

b/ jeżeli $K > N$, liczba stopni swobody jest niedostateczna, wobec czego elementy $T_2 \dots T_K$ nie mogą być równocześnie zredukowane do zera;

c/ jeżeli $K < N$, wówczas nie istnieje jednoznaczne rozwiązanie; obliczenia mogą być wykonane przez dodanie tylu dodatkowych, fikcyjnych źródeł zakłóceń, aby K było równe N ; arbitralny wybór położenia fikcyjnych źródeł interferencji powoduje, że istnieje wiele macierzy oraz wiele wektorów wagi $[W]$, które odpowiadają warunkowi kompensacji zakłóceń.

Wadą odwracania macierzy jest fakt, że jest to metoda bez sprzężenia zwrotnego, przez co niemożliwa jest korekcja niedokładności ustalenia kierunków θ_k , ani korekcja własności samej anteny. Z tego względu metoda nie jest zadowalająca, również wówczas, kiedy znane są kierunki na których, leżą źródła zakłóceń.

Z kolei zaletą opisaney metody jest możliwość wyznaczania wektora wagi $[W]$ bez konieczności wykonywania jakichkolwiek pomiarów odbieranych sygnałów. Dlatego technikę tę stosuje się do wstępnego określania wektora wagi, co stanowi pierwszy krok w procesie polegającym na minimalizacji współczynników $T_2 \dots T_K$, przy równoczesnej optymalizacji T_1 . Celem eliminacji efektów związanych ze zmianą położenia źródeł sygnałów, niedokładnością montażu anteny itp., metoda musi pozwalać na zmiany wartości współczynników wagi w czasie pracy anteny.

Istnieją dwa sposoby optymalizacji, zależne od technicznej możliwości rozróżnienia sygnału pożądanego od sygnałów interferujących. Sposób pierwszy polega na minimalizacji interferencji. Druga metoda, częściej przedstawiana w li-

teraturze, opiera się o minimalizację całkowitej mocy sygnału, występującego na wyjściu anteny. Stosuje się ją w przypadku niemożności rozróżnienia sygnału pożądanego od sygnałów interferujących.

4.1. Minimalizacja interferencji

Rozważmy przypadek, w którym istnieje możliwość rozróżnienia pożądanego sygnału od interferencji. Wiąże się z tym następujące korzyści:

- istnieje możliwość odróżnienia, a dzięki temu minimalizacji interferencji bez wpływu na sygnał pożądaną,
- unika się nienaturalnej tendencji minimalizacji sygnału pożądanego,
- system może ostrzej reagować na zmiany sygnału pożądanego.

Celowe jest wprowadzenie funkcji błędu:

$$E = \sum_{k=2}^K |T_k|^2 \quad (10)$$

W wielu zastosowaniach korzystniejsze jest stosowanie takiej miary błędu, której wielkość może być kontrolowana eksperymentalnie:

$$\bar{\xi} = E / T_1^2 \quad (11)$$

Jeśli rozwinie się zespolone współczynniki wagi, stosując $2N$ współczynników rzeczywistych, takich aby

$$W_n = X_{2n-1} + jX_{2n} \quad (12)$$

wówczas, analizując równania (5), (10) i (11), można zauważyć, że zarówno E jak i T_1^2 są kwadratowymi funkcjami współczynników $(X_1 \dots X_{2N})$.

Funkcja $\bar{\epsilon}(X_1 \dots X_{2N})$ natomiast nie jest funkcją kwadratową, przez co nie jest dogodna do minimalizacji, jednak wartość jej można mierzyć w łatwy sposób. Jeżeli musimy ją zminimalizować celem maksymalizacji stosunku sygnału do interferencji - uzasadnione jest poszukiwanie sposobu utrzymania $[T_1]^2 = \text{constans}$ po to, aby funkcja $\bar{\epsilon}$ była funkcją kwadratową. Może to być wykonane przez wprowadzenie pojęcia wymuszenia. Wymuszenie jest to w ogólnym przypadku wektor $[C]$ taki, aby

$$[\tilde{C}] [W] = \text{constans} \quad (13)$$

W szczególności, jeśli zdefiniuje się wektor wymuszenia zgodnie z zależnością

$$C_n = U_{1n} \quad (14)$$

przy czym U_{1n} jest określone równaniem (7), wówczas

$$T_1 = \sum_{n=1}^N U_{1n} W_n = \sum_{n=1}^N C_n W_n = [\tilde{C}] [W] = \text{constans} \quad (15)$$

oraz
$$\delta T_1 = 0 = [\tilde{C}] \delta [W] \quad (16)$$

Wprowadźmy teraz pojęcie współczynników sterujących. Liczba współczynników sterujących i wagowych jest taka sama, lecz - przy pracy ze stałym zyskiem - współczynniki sterujące mogą /w przeciwieństwie do wagowych/ zmieniać się niezależnie. Relacja pomiędzy współczynnikami sterującymi i wagowymi jest następująca:

$$[W] = [W_0] + [M][A] \quad (17)$$

a więc
$$\delta [W] = [M] \delta [A] \quad (18)$$

przy czym $[A]$ jest wektorem sterującym o niezależnie zmieniających się elementach /współczynnikach sterujących/. Jeżeli wyrazy macierzy $[M]$ zostaną zdefiniowane zgodnie z zależnościami

$$\begin{aligned} M_{ni} &= -1/N \exp \left\{ (i-n)j\psi_1 \right\} & n \neq i \\ M_{nn} &= 1-1/N \end{aligned} \quad (19)$$

wówczas każdy element δA_i koryguje współczynniki wagi W_n tak, aby utrzymać $T_1 = \text{const}$. Poza tym, jeżeli początkowe wartości W_n zdefiniowano jako

$$W_n = A \exp(-nj\psi_1) \quad (20)$$

główna wiązka anteny będzie wycelowana w kierunku źródła pożądanego sygnału. W takim przypadku macierz $[M]$ ulegnie redukcji

$$\delta[W] = 1/N \begin{bmatrix} N-1 & -1 & -1 \\ -1 & N-1 & -1 \\ -1 & -1 & N-1 \end{bmatrix} \delta[A] \quad (21)$$

a warunek początkowy $W_1 = \text{constans}$.

Odpowiada to w tym szczególnym przypadku:

$$\begin{aligned} \sum X_1 &= \text{constans} \\ \sum Y_1 &= \text{constans} \end{aligned} \quad (22)$$

i stanowi wymuszenia bardzo proste do realizacji.

Wstępne rozważania teoretyczne wykazują konieczność stosowania wymuszenia oraz kłopoty w przypadku zezwolenia na zmiany zysku anteny.

Algorytmy adaptacyjne, używane przy minimalizacji interferencji, zostaną przedstawione w pkt. 4.3., po omówieniu metody opartej o minimalizację mocy całkowitej.

4.2. Minimalizacja całkowitej mocy

W przypadku anten adaptacyjnych tego typu, celem działania algorytmu sterującego jest minimalizacja całkowitej mocy na wyjściu systemu antenowego, przy równoczesnym spełnieniu warunku niewyzerowania sygnału pożądanego. Technika taka jest konieczna wówczas, gdy niemożliwe jest odróżnienie sygnału pożądanego od interferencji. Całkowita moc na wyjściu anteny jest proporcjonalna do

$$P_{TOT} = \sum_{k=1}^K T_k^2 \quad (23)$$

Jeżeli zdefiniuje się

$$y = \sum_{k=1}^K T_k \quad (24)$$

wówczas

$$y = \sum_{k=1}^K v_k \sum_{n=1}^N w_n \exp(nj\psi_k) \quad (25)$$

a więc

$$y = \sum_{n=1}^N w_n \sum_{k=1}^K v_k \exp(nj\psi_k) = \sum_{n=1}^N w_n s_n \quad (26)$$

gdzie $s_n = \sum_{k=1}^K v_k \exp(nj\psi_k)$ stanowi wyjściowy sygnał

n -tego elementu antenowego przed układem tłumiącym. Używając notacji wektorowej

$$y = [\tilde{W}] [S] = [\tilde{S}] [W] \quad (27)$$

Całkowita moc jest określona przez iloczyn y^*y , przy czym

$$y^*y = [\tilde{W}]^* [S]^* [S] [W] = [\tilde{W}]^* [G] [W] \quad (28)$$

a kwadratowa macierz $[G]$ opisana wzorem

$$[G] = [S]^* [S] \quad (28a)$$

jest znana jako macierz kowariancji. Elementy diagonalne odpowiadają mocom na wyjściach poszczególnych elementów, a pozostałe wyrazy macierzy są współczynnikami korelacji wzajemnej pomiędzy sygnałami na różnych parach elementów antenowych.

Najprostszym sposobem minimalizacji wyrażenia, opisującego całkowitą moc, jest podstawienie $[W] = 0$. Jest to oczywiście rozwiązanie trywialne, gdyż prowadzi do minimalizacji zarówno interferencji, jak i sygnału pożądanego.

Aby zapobiec redukcji zysku do zera, konieczne jest wprowadzenie pewnych wymuszeń, na przykład wymuszenia stałego zysku, opisanego równaniem (13).

W tym przypadku

$$P_{TOT} = [\tilde{W}]^* [G] [W] \quad (29)$$

oraz

$$[\tilde{C}] [W] = 1 = [\tilde{C}]^* [W]^* \quad (30)$$

Celem minimalizacji mocy zgodnie z wymuszeniem, można użyć techniki współczynników Lagrange'a i minimalizować

$$[\tilde{W}] [G] [W] + \lambda (1 - [\tilde{C}]^* [W]^*) \quad (31)$$

co daje w rezultacie

$$[W] = \lambda [G]^{-1} [C]^* \quad (32)$$

przy czym

$$\lambda = 1 / ([\tilde{C}] [G]^{-1} [C]^*) \quad (33)$$

W tym przypadku można określić wektor wagowy $[W]$ na drodze teoretycznej, podstawiając macierz kowariancji $[G]$, zależną wyłącznie od sygnałów, szumu i własności elementów antenowych, niezależną natomiast od urządzenia, praktycznie realizującego wektor wagi. Jest to więc system o niecałkowicie zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, przez co nie udaje się uzyskać zadowalająco niskiego poziomu miejsc zerowych w charakterystyce promieniowania anteny.

Algorytmy minimalizujące interferencję opisano w następnym punkcie.

4.3. Algorytmy

W literaturze opisywano od dawna różne algorytmy. Wiele spośród przedstawianych metod można stosować zarówno do minimalizacji całkowitej mocy, jak i do minimalizacji interferencji. Techniki, takie jak pomiar macierzy kowariancji znajdują zastosowanie szczególnie przy minimalizacji całkowitej mocy.

W tym rozdziale rozważania będą ograniczone wyłącznie do metod stosowanych przy minimalizacji interferencji. Przyjęto przy tym wymuszenie stałości sygnału pożądanego.

Opisano metody:

- "jednego elementu na raz" /Southwell/,
- największego gradientu /Widrow i inni/,
- przeszukiwania macierzy /Butler, Fletcher i Powell/,
- sterowania miejscami zerowymi.

4.3.1. "Jeden element na raz"

Jest to najprostsza ze znanych metod. Stosując wymuszenie stałego zysku, zdefiniowane poprzednio, można ją używać zarówno przy minimalizacji całkowitej mocy, jak i przy minimalizacji interferencji. W algorytmie tym każdy współczynnik sterujący A_1 jest zmieniany aż do uzyskania minimalne-

go sygnału błędu, po czym następuje poszukiwanie minimum błędu przez zmianę kolejnego współczynnika sterującego. Algorytm ten jest szczególnie prosty do zastosowania.

4.3.2. Metoda największego gradientu

Metoda ta wymaga pomiaru gradientów wszystkich $2N$ zmiennych. Jeżeli możliwy jest równoczesny pomiar wszystkich gradientów - algorytm pozwala na szybsze przeprowadzenie optymalizacji niż sposób przedstawiony poprzednio. Dodatkową zaletą jest tendencja uzyskiwania najlepszego stosunku sygnału do szumu.

4.3.3. Metody macierzowe

Metody macierzowe wykorzystują macierzową zależność pomiędzy współczynnikami sterującymi $[A]$ /zmiennie niezależne/ a wagami $[W]$ /zmiennie zależne/. Szczególnie prosty jest przypadek, w którym zakłada się stałość zysku. Spełniona jest wówczas zależność $\delta[W] = [M]\delta[A]$, a $[M]$ jest macierzą nie zmieniającą się i łatwo definiowaną.

W ogólnym przypadku wychodzi się od zależności $[W] = [M][A]$, w której A_1 są zespolonymi współczynnikami sterującymi. Wektor $[T] = [U][W_1]$ tak, że

$$[T] = [U][M][A] \quad (34)$$

Poniżej przedstawiono przykłady stosowanych algorytmów.

a/ Metoda Butlera

Każdy współczynnik sterujący A_1 zmienia współczynniki wagi tak, aby własności anteny były modyfikowane głównie na wyróżnionym kierunku. Macierz definiuje N wyróżnionych kierunków. Jest ona stała /wyraży nie ulegają zmianie/. Wstępna znajomość azymutów, na których leżą źródła interferencji nie jest konieczna.

b/ Metoda Fletchera i Powella

Zmiana wartości współczynników wagi następuje przy użyciu wektora największego gradientu $[g]$ i jest opisana zależnością

$$\delta[W] = -\alpha[H][g] \quad (35)$$

w której $\alpha = \text{constans}$.

Wartości stałej α i macierzy $[H]$ są obliczone i zmieniane w trakcie wykonywania algorytmu. Należy zauważyć, że przy metodzie największego gradientu wychodzi się z zależności $\delta[W] = -\alpha[g]$, więc kierunki kroków wykonywanych przy stosowaniu metody Fletchera i Powella nie są zgodne z kierunkiem linii największego gradientu.

c/ Algorytm przeszukiwania ustalony a priori

Macierz dobierana jest tak, aby każdy współczynnik sterujący A_i wpływał na interferencję, pochodzącą tylko od jednego źródła. Po spełnieniu tego warunku

$$\delta[T] = [U]\delta[W] = [U][M]\delta[A] \quad (36)$$

Niezbędne jest wyposażenie $N \times N$ wymiarowej macierzy $[U]$ w fikcyjne źródła. Możliwe jest wtedy obliczenie takiej macierzy $[M]$, że iloczyn $[U][M]$ jest macierzą diagonalną. Słuszne jest wówczas równanie

$$\delta T_i = \lambda_i \delta A_i \quad (37)$$

4.3.4. Metody sterowania miejscami zerowymi

Z równania /5/ można obliczyć współczynniki

$$T_k = V_k \sum_{n=1}^N W_n \exp(nj\psi_k) \quad (38)$$

Jeżeli zdefiniuje się

$$z_k = \exp(j\psi_k) \quad (39)$$

wówczas

$$T_k = V_k z_k \sum_{n=1}^N W_n z_k^{n-1} \quad (40)$$

Zależność tę można zapisać w postaci iloczynu:

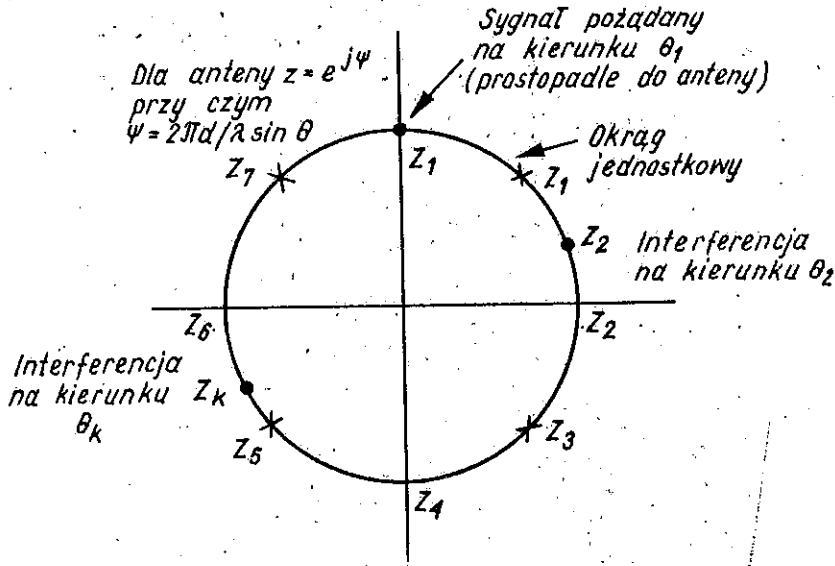
$$T_k = V_k z_k W_n \prod_{n=1}^{N-1} (z_k - Z_n) \quad (41)$$

posiadającego $N-1$ pierwiastków Z_n . Pierwiastki te można przedstawić w postaci punktów na płaszczyźnie zespolonej /rys. 18/. Rzeczywiste parametry anteny są nanoszone na okrąg jednostkowy $|Z| = 1$, a więc pierwiastki wielomianu reprezentują rzeczywiste miejsca zerowe charakterystyki promieniowania układu antenowego. Źródła interferencji lub zakłóceń mogą być również przedstawione jako punkty z_k na okręgu jednostkowym. Zero charakterystyki promieniowania otrzymuje się na wyróżnionym kierunku O_k wtedy, kiedy pierwiastek Z_n jest równy wartości z_k .

Proces adaptacji parametrów anteny przeprowadza się przez minimalizację wartości funkcji błędu E , używając jako zmiennych pierwiastków Z_n . Jeżeli każdy współczynnik T_k jest funkcją zmiennych Z_n , funkcja błędu - zależna od współczynników sterujących i wagowych - przestaje być funkcją kwadratową, stając się wielomianem. Powoduje to znaczną komplikację procesu minimalizacji. Interesującym spostrzeżeniem jest, że dla wszystkich n spełniona jest zależność

$$W_{n+1} W_N^* = W_1 W_{N-n}^* \quad (42)$$

Działka skali odpowiada wartości 5 dB. Trzelementowa antena, odległość pomiędzy elementami równa długości fali. Sygnały o równym poziomie, przychodzące z kierunków $8,5^\circ$ i $-13,2^\circ$. Wyniki symulacji: miejsca zerowe na kierunkach $8,5^\circ$ i $-13,2^\circ$, wyłumienie -52 dB. Wyniki eksperymentu: miejsca zerowe na kierunkach $10,3^\circ$ /-35 dB/ i $-13,2^\circ$ /-22 dB/.



Rys. 18. Wykres na płaszczyźnie zespolonej. Pokazano siedem pierwiastków $Z_1 \dots Z_7$ /ośmioelementowy układ antenowy/ [12]

o ile tylko pierwiastki Z_n leżą na okręgu jednostkowym i są powiązane z rzeczywistymi wartościami θ .

W przypadku realizacji algorytmu sterowania zerami, możliwe jest stosowanie konwencjonalnego układu regulującego wartości współczynników wagi. Wartość każdego współczynnika wagi jest funkcją wielomianową wszystkich pierwiastków.

Istnieje możliwość włączenia do metody sterowania zerami warunku stałości zysku, lecz rozważania teoretyczne, dotyczące tego zagadnienia są zbyt obszerne, aby przedstawić je w tym miejscu.

4.3.5. Stosunek sygnał-szum

Napięcie wyjściowe, indukowane przez pożądaną sygnał docierający z kierunku, odpowiadającego kierunkowi maksymalnego promieniowania anteny, opisuje zależność:

$$V_{wyj} = V_{wej} \sum_{n=1}^N (X_n + jY_n) = \text{constans} \quad (43)$$

Szumy przedwzmacniaczy są nieskorelowane i równe sobie, więc całkowita moc szumów

$$\begin{aligned} P &= p \sum_{n=1}^N (X_n^2 + Y_n^2) \\ &= p \sum_{n=1}^N \left\{ (X_n - \bar{X})^2 + (Y_n - \bar{Y})^2 \right\} + \text{constans} \quad (44) \end{aligned}$$

Wobec tego szum wzrośnie, a stosunek sygnał-szum zmaleje, jeżeli współczynniki X_n i Y_n będą różnić się od wartości początkowych, wyliczonych dla warunku stałego zysku. Podobny wynik uzyskamy /przy założeniu stałego zysku/, jeżeli źródło sygnału pożądanego znajdzie się poza kierunkiem maksymalnego promieniowania anteny.

4.4. Wnioski teoretyczne

Analiza anteny zbudowanej z N jednakowych, równomiernie rozmieszczonych wzdłuż linii prostej elementów, do której sygnał pożądaną dociera z kierunku, odpowiadającego kierunkowi maksymalnego promieniowania, wykazuje, że najkorzystniejszą odległość pomiędzy elementami wynosi około $2/3$ długości fali. Wartość kierunkowości takiej anteny nie różni się znacznie od największej możliwej wartości, a sterowanie położeniem miejsc zerowych charakterystyki promieniowania jest względnie łatwe.

Jeżeli odległość pomiędzy elementami antenowymi przekra-

czają długość fali - niemożliwe staje się wyzerowanie wszystkich sygnałów interferujących, bez równoczesnego wyzerowania sygnału pożądanego. W przypadku, kiedy źródło sygnału pożądanego nie leży na kierunku maksymalnego promieniowania anteny - odległości pomiędzy elementami antenowymi muszą być zredukowane do około połowy długości fali.

Możliwość odróżnienia sygnału pożądanego od interferujących daje następujące korzyści:

- a/ możliwe jest odróżnienie - a dzięki temu minimalizacja - interferencji bez wpływu na sygnał pożądaný;
- b/ przy wykorzystaniu tłumików realizujących współczynniki kartezjańskie $/X_1 + jY_1/$ i zastosowaniu warunku stałości sygnału pożądanego - interferencja jest prostą funkcją kwadratową współczynników X_1 i Y_1 ; w warunkach tych można stosować różne algorytmy optymalizujące, ponieważ funkcja błędu jest pozbawiona minimów lokalnych;
- c/ dla uzyskania pożądanego poziomu sygnału konieczne jest spełnienie tylko bardzo prostego wymagania;
- d/ system antenowy jest bardziej czuły na zmiany sygnału pożądanego.

Jeżeli pożądaný sygnał jest sygnałem telewizyjnym, można go identyfikować na podstawie impulsów synchronizujących. Każda zmiana poziomu impulsów synchronizujących musi być wywołana wpływem interferencji. W przypadku innych sygnałów identyfikacja może być bardziej skomplikowana, lecz korzyści wynikające z jej stosowania są zwykle większe od trudności.

Przy symulacji komputerowej z pominięciem szumów, stosowanie algorytmów, takich jak np. Fletchera i Powella, daje szybsze rozwiązanie niż przy zwykłym poszukiwaniu ekstremum. W praktycznych systemach istnieją trzy główne źródła sygnałów, zwiększających błąd E: szумы anteny i odbiornika, nieskorelowane sygnały interferujące oraz sygnały interferujące, skorelowane wzajemnie. Testując przedstawione algorytmy w obecności szumów, można zauważyć niewielką przewagę prędkości działania algorytmów zespolonych, szczególnie gdy optymalizację ogranicza się do uzyskania wymaganej głąbo-

kości miejsca zerowego charakterystyki promieniowania anteny. Stosowanie metody największego gradientu, wykazującej tendencję do optymalizacji stosunku sygnał-szum, dawałoby wyniki w krótszym czasie, pod warunkiem możliwości równoczesnego pomiaru wszystkich gradientów.

Główna wada metody sterowania miejscami zerowymi spowodowana jest faktem, że płaszczyzna funkcji błędu może posiadać wiele ekstremów lokalnych, w których gradient we wszystkich kierunkach jest równy zeru. Algorytm ten optymalizuje prawidłowo tylko wtedy, kiedy warunki początkowe dobrane są idealnie.

Ograniczenia prędkości adaptacji, spowodowane korelacją i koherencją pomiędzy sygnałem pożądanym a interferującymi lub zakłóceniami, jak również korelacją sygnałów interferujących, były badane teoretycznie i praktycznie. Błąd określenia funkcji E może być znaczny, gdy czas pomiaru jest krótszy od czasu koherencji sygnałów. Dotyczy to wszystkich opisanych metod optymalizacji. W takim przypadku realizacja procesu optymalizacji może okazać się niemożliwa.

WYKAZ LITERATURY

1. Berni A.J.: Test results with an experimental direction-finding system. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, vol.AES-19, No. 2, March 1983.
2. Gabriel W.F.: Adaptive arrays - an introduction. Proc. of the IEEE, vol. 64, No. 2, February 1976.
3. Gabriel W.F.: Spectral analysis and adaptive array superresolution techniques. Proc. of the IEEE. vol. 68, No. 6, June 1980.
4. Grant P.M., Cowan C.F.N.: Adaptive antennas find military and civilian applications. Microwave Systems News, vol.11, No. 9, September 1981.
5. Griffith J.W.R.: Adaptive array processing. A tutorial. IEE Proc., vol.130, pts.F and H, No. 1, February 1983.

6. Ponomariewa W.D., Komarow W.M.: Adaptiwnyje antennoje reszetki. Zarubieznaja Radioelektronika, nr 8/1977, UDK 621.396.965.
7. Riegler R.L., Compton R.T.: An adaptive array for interference rejection. Proc. of the IEEE, vol. 61, No. 6, June 1973.
8. Special Issue on Active and Adaptive Antennas. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.AP-12, No. 2, March 1964.
9. Special Issue on Adaptive Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.Ap-24, No. 5, September 1976.
10. Special Issue on Adaptive Arrays. IEEE Proc., vol.130, pts. F and H, No. 1, February 1983.
11. Windram M.D., Brunt L., Wilson E.J.: Adaptive antennas for u.h.f. broadcast reception. IEE Proc., vol. 127, pt.F, No. 4, August 1980.
12. Windram M.D., Halliday J.: Adaptive arrays - a theoretical introduction. IEE Proc., vol. 127, pt.F, No. 4, August 1980.

ISSN 0209-1046

