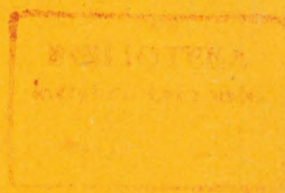


1 9 6 9.
Nr 5 (92)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI



Redakcja
Problemów Łączności i Przeglądu Zagadnień Łączności

Redaktor Naczelny - prof. Zenon Szpigler

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,
mgr inż. Józef Mozejko, dr Stanisław Włoszczowski

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 560. Druk ukończono
w lutym 1970 r.



PRZEGLĄD ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI

ROK 9

WARSZAWA 1969

NR 5(92)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

PRZEGLĄD
ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI

Zakłócenia interferencyjne i przemysłowe

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Strużak R.G.: Wprowadzenie	1
2. Freeman E.R.: Zastosowanie maszyn cyfrowych do optymalnego planowania przydziału częstotliwości. Cz. I - Opracował M. Pietranik	4
3. Sachs H.M.: Koncepcja zastosowania kart wzajemnych interferencji - "FABRIC". Cz. II - Opracował R.G. Strużak	19.
4. Pernickij V.P.: Model stochastyczny przebiegu zakłóceń radioelektrycznych w urządzeniu odbiorczym - Opracował Z.S. Rymarowicz	39
5. White D.R.J., Showers R.M., Salati O.M., Hanley W. Ervin: Tendencje rozwojowe w pomiarach zakłóceń radioelektrycznych - Opracował H. Smorąg	67

WPROWADZENIE

Obok nazwy "zwalczanie zakłóceń radioelektrycznych" coraz częściej spotyka się w literaturze technicznej termin "kompatybilność elektromagnetyczna", stosowany przy omawianiu zdolności urządzeń elektronicznych do funkcjonowania równocześnie z innymi urządzeniami bez szkodliwych efektów. W literaturze amerykańskiej, skąd został zapożyczony, termin ten ma trzy następujące znaczenia:

1. Kompatybilność elektromagnetyczna - w skrócie EMC (Electromagnetic Compatibility) - zdolność urządzenia elektronicznego (zespołu takich urządzeń lub systemu) do działania w przewidywanych dla niego warunkach środowiskowych (environment) bez doznawania lub powodowania niedopuszczalnej degradacji tego działania na skutek niezamierzonych emisji lub niepożądanych odpowiedzi. EMC wymaga udoskonalania wiedzy i techniki w celu kompleksowego ujęcia i opanowania wszystkich istotnych aspektów i zjawisk elektromagnetycznych.
2. Kompatybilność konstrukcyjna (Design Compatibility) - - EMC - osiągnięta przez takie ukształtowanie technicznych właściwości i charakterystyk we wszystkich urządzeniach odbierających energię elektromagnetyczną lub emitujących ją (z antenami włącznie), aby wy-

eliminować efekty niepożądanych sygnałów i promieniowań, generowanych zarówno wewnątrz jak i na zewnątrz rozpatrywanego urządzenia (systemu), oraz aby uwypuklić przydatność operacyjną urządzenia (systemu) w obecności szumów naturalnych i zakłóceń przemysłowych (man-made radio noise).

3. Kompatybilność operacyjna (Operational Compatibility) - EMC - osiągnięta przez takie wykorzystanie właściwości urządzeń (systemów), aby zabezpieczyć wolne od interferencji i zakłóceń ich działanie w rozmaitych warunkach otoczenia. Wymaga ona właściwych, logicznych koncepcji gospodarowania kanałami częstotliwościowymi, aby zapewnić maksymalną skuteczność operacyjną. Uwypukla efekty kompatybilności konstrukcyjnej.

W związku z obserwowanym obecnie gwałtownym rozwojem radioelektroniki oraz masowym wykorzystaniem różnych urządzeń elektrycznych, które mogą powodować zakłócenia radioelektryczne, problem kompatybilności elektromagnetycznej staje się coraz bardziej ważny. Świadczy o tym między innymi duża i stale rosnąca ilość prac, poświęconych temu zagadnieniu. Najwięcej prac dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej ukazuje się w Stanach Zjednoczonych AP, przy czym przeważająca ich większość jest wykonywana bezpośrednio lub pośrednio na zlecenie Departamentu Obrony.

Dla zorientowania Czytelnika polskiego w aktualnych tendencjach istniejących w przodujących w tej dziedzinie

krajach świata niniejszy zeszyt Przeglądu Zagadnień Łączności oparto na kilku typowych artykułach, z których jeden ilustruje w pewnym stopniu stan prac w Związku Radzieckim, a pozostałe - w Stanach Zjednoczonych AP.

PROBLEMY ZAKŁÓCEŃ INTERFERENCYJNYCH

Praca niniejsza dotyczy zagadnienia przydziału częstotliwości dla urządzeń radiokomunikacyjnych przy uwzględnieniu potencjalnych zakłóceń interferencyjnych, związanych z niezamierzonymi promieniowaniami i odpowiedziami, a także innymi efektami niepożądanymi, jak np. intermodulacja.

Wszystkie systemy radiowe wykorzystujące energię elektromagnetyczną powinny mieć przydzielone jedną lub kilka częstotliwości, na których powinny pracować. Wybór tej częstotliwości determinuje kompatybilność systemu. W pewnych przypadkach system może pracować skutecznie na jednej tylko częstotliwości, dla wielu jednak układów możliwy jest wybór także innych częstotliwości, które mogą dodatkowo zmniejszyć szkodliwe oddziaływania interferencyjne. Przydzielenie odpowiednich częstotliwości dla rozważanego układu jest więc zagadnieniem istotnym.

W części I omawia się optymalizację rozwiązania tego zagadnienia w oparciu o zasady programowania dynamicznego. Dyskutuje się także możliwość wykorzystania do tego celu elektronicznej techniki obliczeniowej.

W części II przedstawia się koncepcję rozwiązania tego samego zagadnienia przy wykorzystaniu kart wzajemnych interferencji.

C Z Ę Ś Ć I

ZASTOSOWANIE MASZYN CYFROWYCH DO OPTYMALNEGO PLANOWANIA PRZYDZIAŁU CZĘSTOTLIWOŚCI

Opracował M. Pietranik na podstawie artykułu
Freeman E.R.: An approach to frequency assign-
ment. IEEE Trans. on Electromagn. Compat. Ju-
ne 1966 t. EMC-8 nr 2, s. 90-96.

1. WSTĘP

Możliwe są dwa podejścia do zagadnienia przydziału częstotliwości. Pierwsze z nich opiera się na wybraniu i przydziale takich częstotliwości, przy których teoretycznie nie ma możliwości zaistnienia szkodliwych interferencji. Główna niedogodność tej metody jest związana z koniecznością uwzględnienia wielu częstotliwości i różnych mechanizmów interferencji. Pociąga to za sobą konieczność wykonania bardzo dużej liczby obliczeń i porównywań. Przy obecnym stanie techniki dokładne rozwiązanie skomplikowanych przypadków tą metodą wydaje się raczej niemożliwe. Zatem przydzielanie częstotliwości musi tutaj zakładać raczej małe prawdopodobieństwo pojawienia się zakłóceń interferencyjnych niż całkowite ich wykluczenie.

Drugie podejście zakłada zdeterminowaną ilość urządzeń wymagających przydziału częstotliwości i polega na optymalizacji pewnych wskaźników kompatybilności rozważanego systemu. Zaletą tego podejścia jest to, że zastosowana miara kompatybilności musi być adekwatna tylko z punktu widzenia porównywania poszczególnych planów przydziału częstotliwości.

Niniejsza część pracy jest poświęcona dyskusji możliwych metod przydziału częstotliwości w oparciu o podejście drugie.

2. SFORMUŁOWANIE PROBLEMU

Niech będzie sieć, w której wszystkie nadajniki i odbiorniki są dostrojone parami do tej samej częstotliwości, niekoniecznie jednakowej dla wszystkich par, i przeznaczone do przesyłania informacji z każdego nadajnika do każdego odbiornika. Każda z tych par ma pewną liczbę dozwolonych częstotliwości pracy. Należy określić taki plan przydziału częstotliwości dla każdej pary, przy którym osiągnie się optymalne działanie całej sieci, to jest zapewni minimalne wzajemne interferencje. Ściśle rzecz biorąc, optymalność można by stwierdzić dopiero po rozpatrzeniu wszystkich możliwych planów częstotliwościowych. Dla 10 par nadajnik-odbiornik z 10 dozwolonymi częstotliwościami dla każdej istnieje 10^{10} możliwych planów częstotliwościowych, które należałoby porównać między sobą. Taka liczba ocen jest jednak najczęściej niemożliwa, a często jest także niekonieczna, o ile znane są pewne informacje o układzie.

Jeżeli np. można wyodrębnić zbiory urządzeń o wysokich możliwościach wzajemnych interferencji, ale znacznie mniejszej zdolności interferencji względem wszystkich pozostałych, to liczba wymaganych do analizy planów może być znacznie zmniejszona. Przy M elementach sieci z N dozwolonymi częstotliwościami dla każdego liczbą planów wynosi N^M . Jeżeli do tego założyć istnienie W zbiorów o wysokich możliwościach wzajemnych interferencji i zawierających po K połączeń (par), liczba częstotliwościowych planów zmniejsza się do wartości $N^K \cdot W$. Przydział częstotliwości dla każdego z K połączeń w zbiorze musi uwzględnić pozostałe połączenia tak, że wymagana liczba oszacowań staje się równa $N^K \cdot (M - K + 1)$.

Proces przydziału częstotliwości jest dwustopniowy: najpierw identyfikacja i porządkowanie zbiorów o największych możliwościach interferencyjnych, a następnie przydzielenie częstotliwości dla indywidualnych par (połączeń) oparte na optymalizacji wewnątrz zbioru oraz ocena wzajemnego oddziaływania z pozostałymi zbiorami.

3. WSKAŹNIK POTENCJALNYCH INTERFERENCJI

Grupowanie par (połączeń) w podsieci o wysokich zdolnościach interferencji wymaga ustalenia wskaźnika potencjalnych interferencji oraz podjęcia decyzji co do sposobu określenia wielkości podsieci, przyjmując albo liczbę par urządzeń (połączeń), albo wartość progu tego wskaźnika.

Wskaźnik potencjalnych interferencji może być funkcją następujących czynników:

- 1) strat propagacji dla danych połączeń i zysków anten nazwanych ogólnie - C_{jK} ;
- 2) zakresu częstotliwości;
- 3) mocy nadajnika (p_j, p_K);
- 4) czułości odbiornika (R_j, R_K);
- 5) szerokości pasma (B_j, B_K);
- 6) możliwości przestrajania (tuning flexibility).

Sposób obliczania^{x)} takiego wskaźnika pokazano na rys. 1^{xx)}.

Wskaźniki potencjalnych interferencji są obliczane dla każdej pary urządzeń (połączenia) względem pozostałych. Dla M par daje to M^2 liczb, które można zapisać w postaci symetrycznej macierzy kwadratowej rzędu M . Macierz ta jest wykorzystywana do określenia kolejności przydziału częstotliwości. W pierwszej kolejności należy przydzielić częstotliwość tej parze urządzeń, dla której suma wskaźników potencjalnych interferencji jest maksymalna:

^{x)} Wydaje się, że w opisie rys. 1 bloku 2 (zgodnie z oryginałem) jest błąd: współczynnik A powinien zmieniać się od 0 do 60 dB, tymczasem przeliczając go wg recepty podanej w opisie tego bloku, współczynnik ten będzie zmieniał się od ∞ do 0 dB. Na podstawie analizy tekstu opis tego bloku został zmieniony tak, aby recepta nowa pozwalała poprawnie określić wartości współczynnika A , to jest, aby zmieniał się on od 0 do 60 dB (uwaga opracow.)

^{xx)} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu części II.

$$\text{Max } \sum^j Y_{jk} = \text{Max } \sum (p_j + p_k - (R_j + R_k) - C_{jk} - A - (B_j + B_k))$$

Następne i kolejne pary są określane spośród pozostałych przez selekcję par z największymi wartościami Y_{jk} , aż do ostatniej.

4. PROCES PRZYDZIAŁU CZĘSTOTLIWOŚCI

Po ustaleniu kolejności par można przystąpić do właściwego przydziału częstotliwości. Metoda przydziału opiera się o znaną z programowania dynamicznego zasadę optymalizacji^{x)}. Określony według tej zasady optymalny plan przydziału częstotliwości ma następującą własność: jakikolwiek jest uprzedni plan przydziału częstotliwości i uprzednio określona kompatybilność układu, kolejne przydzielane częstotliwości łącznie z poprzednimi (już przydzielonymi) muszą tworzyć w dalszym ciągu optymalny w nowych warunkach plan częstotliwości. Optymalność musi być zachowana w ciągu całego procesu przydziału częstotliwości. Przy grupowaniu urządzeń w podsięci wystarcza optymalny plan przydziału częstotliwości we-

x) Zasada optymalizacji została sformułowana przez Bellmana (w monografii "Dynamic programming", Princeton University Press, Princeton, New Jersey) w sposób następujący: "Optymalne postępowanie ma następującą własność: jakikolwiek by nie był stan początkowy oraz pierwotne decyzje, następne decyzje powinny zapewniać optymalność postępowania przy uwzględnianiu stanu otrzymanego w rezultacie poprzednich decyzji".

wnątrz rozważanej podsieci i z kolei optymalizacja jej oddziaływań względem innych podsieci.

Takie postępowanie jest podobne do procesu wielostopniowej decyzji, w której kolejne decyzje wynikają z poprzednich. A zatem proces przydziału częstotliwości można przedstawić w postaci drzewa skończonej liczby określonych decyzji (rys. 2).

To drzewo przedstawia proces przydziału częstotliwości dla sieci (lub otoczenia) trzech par urządzeń (połączeń), z których każde może pracować na jednej z dwu częstotliwości. Uporządkowanie ich pod względem możliwości interferencji opisano poprzednio. Rozpatrując proces przydziału częstotliwości w sposób konwencjonalny, to jest rozpoczynając analizę od lewej strony drzewa ku prawej, nie można zagwarantować optymalizacji, ponieważ nie można przewidzieć dalszych przydziałów częstotliwości. W celu powzięcia poprawnej decyzji należy uprzednio wyznaczyć wszystkie możliwe plany częstotliwościowe. Ponieważ zakłada się, że proces przydziału częstotliwości jest procesem skończonym, zagadnienie można rozpatrywać rozpoczynając analizę od prawej strony rys. 2 i dążyć ku jego lewej stronie. Pierwszą decyzją jest przydzielenie częstotliwości A lub B dla pary 1. Decyzji tej nie możemy podjąć bez uprzedniego określenia przydziału częstotliwości dla pary 2 (częstotliwości C lub D).

W celu matematycznego rozważenia tego zagadnienia wprowadza się następujące oznaczenia:

M - całkowita ilość połączeń (par) podlegająca procesowi przydziału częstotliwości,

m - numer pary (połączenia),

N - całkowita ilość dozwolonych częstotliwości pracy przewidzianych dla danej pary urządzeń,

n - numer częstotliwości,

$f_{m,n}$ - n -ta częstotliwość pary m ,

f_m - przydzielona częstotliwość parze m ,

F_m - plan przydzielonych częstotliwości (f_1, f_2, \dots, f_m) ,

$if_{m,n}$ - przyrost interferencji spowodowany przedzieleniem n -tej częstotliwości dla m -tej pary,

$I(F_m)$ - wskaźnik interferencji planu F_m ,

$I(F_m/f_{m+1,n})$ - wskaźnik interferencji planu F_m przy warunku, że para $m+1$ pracuje na częstotliwości n .

W przykładzie zgodnie z przyjętymi oznaczeniami dla pary 1 można przydzielić dwie częstotliwości: albo $f_{1,A}$, albo $f_{1,B}$. Wyboru właściwej częstotliwości dokonuje się na podstawie warunków:

$$\min I(F_1/f_{2,C}) = \min \left\{ \begin{array}{l} I (if_{1,A} ; if_{2,C}) \\ I (if_{1,B} ; if_{2,C}) \end{array} \right\}$$

to jest określa się tę częstotliwość, dla której wskaźnik potencjalnych interferencji jest minimalny, jeżeli znana jest częstotliwość pracy pary 2. Identyczne obli-

czenia przeprowadza się dla kolejnej częstotliwości pary 2 ($f_{2,D}$):

$$\min I(F_1/f_{2,D}) = \min \left\{ \begin{array}{l} I(if_{1,A} ; if_{2,D}) \\ I(if_{1,B} ; if_{2,D}) \end{array} \right\}$$

Wartości $I(F_1/f_{2,C})$ i $I(F_1/f_{2,D})$ są następnie zestawiane w tabelicę łącznie z wartościami $F_{1,C}$ i $F_{1,D}$.

Ogólnie dla $K = 2$ zależność ta ma następującą postać:

$$\min I(F_m/f_{m+1,n}) = \min I((if_{m+1,n}), i(f_m)), m \geq 2$$

Tę zależność oblicza się dla każdej pary (m), a wartości $\min I(F_m/f_{m+1,n})$ i F_m zestawia się w tabelicy dla każdej częstotliwości pary ($m+1$). Proces obliczeń kończy się po określeniu wartości $I(F_m/f_{m+1,n})$ dla wszystkich par ($m+1 = M$) i wybraniu minimalnej wartości I .

Taki sposób przydziału częstotliwości ma następujące właściwości:

1. Problem jest rozwiązywany "wstecz" w stosunku do przyjętego drzewa decyzji.
2. Zależności między poszczególnymi planami rozdziału częstotliwości są rekurencyjne.
3. W ciągu całego procesu przydziału częstotliwości ma się na uwadze raczej optymalność wskaźnika interferencji I aniżeli sam plan przydziału częstotliwości. Właściwy plan częstotliwości pojawia się przy tym automatycznie.

4. Wskaźnik interferencji i plan przydziału częstotliwości określa się tylko w zależności od częstotliwości przydzielonej dla następnej pary urządzeń, to jest gwarantuje się jedynie, że kolejne częstotliwości będą przydzielane optymalnie.
5. Obliczenia są numeryczne.

5. PRZYKŁAD

Dla zilustrowania opisanego powyżej sposobu przydziału częstotliwości rozpatrzmy następujący przykład. Niech w pewnym środowisku będą trzy pary urządzeń ($m = 1, 2, 3$) każde z trzema dostępnymi dla nich częstotliwościami pracy ($n = 1, 2, 3$).

Drzewo decyzji dla tego przykładu pokazano na rys.3.

Wskaźnik interferencji w tym przykładzie jest sumą wskaźników interferencji powodowanych przez każdą parę.

$$I(F_m) = \sum if_m$$

Każdej gałęzi drzewa odpowiada określona wartość $if_{m,n}$. W celu określenia optymalnego przydziału częstotliwości należy rozpatrzeć wszystkie możliwe plany częstotliwości, co wymaga $3^3 = 27$ obliczeń. Optymalny przydział częstotliwości $F_m = (f_{1,3}; f_{2,1}; f_{3,3})$ otrzymuje się określając minimalną wartość wskaźnika $I(F_m)$.

Rozwiązanie tego zagadnienia proponowaną metodą wg rozdziału 4 jest następujące:

1. Stosując funkcję rekurencyjną dla par 1 i 2 określa się:

$$\min I(F_1/f_{2,1}) = I(f_{1,3}) = 2$$

$$\min I(F_1/f_{2,2}) = I(f_{1,1}) = 2$$

$$\min I(F_1/f_{2,3}) = I(f_{1,3}) = 2$$

2. Wynik układu się w tablicę:

$$F_1/f_{2,1} = f_{1,3} \quad \min = 2$$

$$F_1/f_{2,2} = f_{1,1} \quad \min = 2$$

$$F_1/f_{2,3} = f_{1,3} \quad \min = 2$$

3. Stosując powtórnie funkcję rekurencyjną dla par 2 i 3 (mając na uwadze poprzednie określenia) otrzymuje się:

$$\min I(F_2/f_{3,1}) = I(f_{2,2} + f_{1,2}) = 4$$

$$\min I(F_2/f_{3,2}) = I(f_{2,1} + f_{1,3}) = 7$$

$$\min I(F_2/f_{3,3}) = I(f_{2,1} + f_{1,3}) = 3$$

4. Określa się F_m na podstawie minimalnej wartości I dla wszystkich par ($m+1 = 3 = M$). Optymalny plan przydziału częstotliwości $f_{3,3}$, $f_{2,1}$, $f_{1,3}$ wynika z warunku $\min I(F_3) = 3$. Jak widać, otrzymany wynik jest identyczny do otrzymanego drogą pełnych przeliczeń zilustrowanych na rys. 3.

6. ASPEKTY OBLICZENIOWE

Schemat blokowy obliczeń, pomocny przy układaniu programu dla maszyny cyfrowej, ilustruje rys. 4.

Program rozpoczyna się od wyboru par m i $(m+1)$. Następnie ustala się optymalny plan częstotliwości pary m dla każdej częstotliwości n związanej z parą $(m+1)$. Obliczone wskaźniki interferencji $\min I(F_m/f_{m+1,n})$ i związane z nimi plany częstotliwości F_m zestawia się w tabelę. Proces powtarzania się poprzez kolejne pary urządzeń aż do ostatniej ($m+1 = M$), przy jednoczesnym porównywaniu wartości $I(F_m)$ dla każdego planu częstotliwości ($F_{m1}, F_{m2}, \dots, F_m$). Optymalny plan przydziału częstotliwości wynika z minimalnej wartości $I(F_m)$.

Dla podsięci o rozmiarze K większym od 2 ogólna rekurencyjna formuła ma następującą postać:

$$\begin{aligned} \min I(F_m/f_{m+K,n}; f_{m+K-1,n}; \dots; f_{m+1,n}) = \\ = \min I((if_{m+K,n}; if_{m+K-1,n}; \dots; if_{m+1,n}), I(f_m)) \end{aligned}$$

Wskaźnik interferencji

Istotę programu stanowi wybór wskaźnika interferencji. Przy określaniu tego wskaźnika ważnym zagadnieniem jest uwzględnienie wszystkich możliwych mechanizmów interferencji częstotliwości, mając jednak na uwadze ostateczny cel. Wskaźnik interferencji jest używany do oceny różnych planów częstotliwości i dlatego musi być do-

kładną względna miarą potencjalnych interferencji. Określenie tego wskaźnika jest procesem dwustopniowym:

1. Określa się zależności między przewidywanymi interferencjami dla każdej pary urządzeń, tj. wartości średniej dla wszystkich sieci, średniej geometrycznej dla wszystkich sieci, maksymalnej wartości dla określonej sieci itd.
2. Oblicza się interferencje powodowane przez określoną parę (if_m) z uwzględnieniem niepożądanych odpowiedzi, intermodulacji itd.

W dalszej części artykułu podaje się kilka możliwych sposobów określania wskaźnika potencjalnych interferencji.

Wskaźnik średniej geometrycznej

Wskaźnik średniej geometrycznej potencjalnych zakłóceń interferencyjnych jest funkcją iloczynu stosunków sygnałów interferencyjnych do szumów dla wszystkich sieci od 1 do m.

$$I(F_m) = g \left(\prod_{1}^m if_m \right)$$

gdzie if_m równa się stosunkowi sygnałów interferencyjnych do szumów. Można także wprowadzić do rozważań wartość sygnału pożądanego i rozważyć wskaźnik, który będzie wynikał ze stosunków sygnału pożądanego do sygnałów interferencyjnych. Dogodną właściwością tego sposobu o-

kreślenia wskaźnika potencjalnych interferencji jest proste sumowanie uprzednio wyrażonych w dB stosunków. Niedogodnością zaś jego jest możliwość pominięcia wysokiej wartości jakiegoś stosunku sygnału interferencyjnego do szumu (lub sygnału użytecznego do sygnałów interferencyjnych). Niedogodność tę można skompensować wprowadzając jakiś sztuczny współczynnik, jednak decyzja o wyborze takiego współczynnika jest problemem trudnym.

Wskaźnik średniej arytmetycznej

Wskaźnik ten jest określony wzorem:

$$I(F_m) = g \left(\sum \frac{if_m}{m} \right)$$

Wskaźnik ten jest wartością średnią możliwości interferencji dla wszystkich sieci. Posiada on wszystkie niedogodności poprzednio określonego wskaźnika średniej geometrycznej, będąc dodatkowo bardziej kłopotliwym w obliczeniach.

Wskaźnik maksymalnych interferencji

Wskaźnik ten jest określony zależnością:

$$I(F_m) = g(\max if_x)$$

Wskaźnik ten pokazuje maksymalne interferencje, jakie mogą wystąpić w dowolnej sieci rozważanego środowiska.

Używając kryterium minimalnej wartości wskaźnika interferencji, określenie optymalnego przydziału częstotliwości sprowadza się do wyboru takiego planu, w którym maksymalne interferencje sieci mają wartość minimalną. Jest to znane kryterium minimax.

$$\min I(F_m) = \min g(\max if_x)$$

Wskaźnik interferencji przypadkowych

Wskaźnik ten jest liczbą powstających w rozważanym środowisku zakłóceń interferencyjnych i określa się z zależności:

$$I(F_m) = g(m)$$

gdy $if_m \geq if_x$.

Wskaźnik interferencji prawdopodobnych

W tym przypadku wskaźnik obliczonego poziomu potencjalnych interferencji I są modyfikowane przez wprowadzenie współczynników ich zaistnienia - p_I . Wskaźnik tak określony jest szczególnie ważny przy rozważaniu wpływu różnych mechanizmów interferencji na wypadkową kompatybilność układu.

Mechanizmy powstawania interferencji

Chociaż nie precyzuje się tutaj sposobu ostatecznego określania wskaźnika potencjalnych interferencji i nie określa się mechanizmów powstawania interferencji, zale-

ca się jednak zwrócić uwagę na następujące wpływy:

- 1) emisji podstawowej na odbiór w pasmie podstawowym,
- 2) emisji harmonicznych na odbiór w pasmie podstawowym,
- 3) emisji podstawowej na odpowiedzi lustrzane,
- 4) modulacji skróśnej,
- 5) intermodulacji,
- 6) emisji innych sygnałów na ich odbiór.

Należy przy tym uwzględnić także straty przenoszenia, zyski anten, pożądane poziomy sygnału użytecznego itp. Wszystkie te wielkości w obrębie pasma przenoszenia rozważanego urządzenia (połączenia) można uważać za niezależne od częstotliwości (stałe).

Liczba wymaganych obliczeń

Liczba wymaganych obliczeń w procesie optymalizacji środowiska składającego się z M par (połączeń) z n możliwymi częstotliwościami pracy jest określana w sposób następujący. Rozważając pary m i $(m+1)$ oblicza się wskaźniki interferencji I dla każdej częstotliwości n (związanej z parą $m+1$) pary m . Otrzymuje się w ten sposób N^2 wielkości dla każdej pary (połączenia). Stąd liczba wymaganych obliczeń wskaźnika potencjalnych interferencji dla M par wynosi $(M-1) \cdot N^2$. Przykładowo dla $M = 1000$ i $N = 10$ liczba wymaganych obliczeń wskaźnika i porównań wynosi około 10^5 . Jeżeli obliczenie jednego wskaźnika zabierze 100 msek czasu pracy maszyny cyfrowej, wyznaczenie optymalnego planu przydziału częstotliwości zajmie

czas rzędu 3 godzin. Z przykładu tego wynika, że jedynie zastosowanie do obliczeń maszyny cyfrowej pozwala na szybkie określenie optymalnego przydziału częstotliwości.

C Z Ę Ś Ć II

KONCEPCJA ZASTOSOWANIA KART WZAJEMNYCH INTERFERENCJI - "FABRIC"

Opracował R.G. Strużak na podstawie artykułu Sachs H.M.: "FABRIC - An analysis concept for making communications systems frequency assignments. IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 1967 t. EMC-9 nr 2, s. 78-83.

1. WSTĘP

W niniejszej części pracy omawia się koncepcję zmniejszenia potencjalnych zakłóceń interferencyjnych, opartą na zastosowaniu kart wzajemnych interferencji. Można ją wykorzystywać do sporządzenia planu przydziału częstotliwości dla rozmaitych sieci urządzeń radiokomunikacyjnych. Koncepcja ta nazwana została FABRIC od pierwszych słów pełnej nazwy: "Frequency Assignment By Reference to Interference Charts", co w wolnym przekładzie brzmi: "Przydział częstotliwości w oparciu o karty wzajemnych interferencji". Model FABRIC umożliwia uwzględnienie zarówno prostych sygnałów interferujących, takich jak np. niepożądane odpowiedzi lub niepożądane emisje, jak i efektów

złożonych, takich jak np. intermodulacja lub modulacja skrośna.

2. ZASTOSOWANIE KART WZAJEMNYCH INTERFERENCJI (MIC)

Przydział częstotliwości pracy dla danej linii nadajnik-odbiornik metodą FABRIC polega na zastosowaniu szeregu kart wzajemnych interferencji MIC, dotyczących wszystkich par częstotliwości interferujących, występujących w danym problemie.

Typowa karta MIC (od słów: "Mutual Interference Chart" - karta wzajemnych interferencji) jest pokazana na rysunku 1^{x)}. Oś rzędnych na tym rysunku reprezentuje częstotliwości, na których może pracować odbiornik R_m , podczas gdy oś odciętych przedstawia częstotliwości, które mogą być przydzielone nadajnikowi T_n . Położenie punktu o współrzędnych $f_a(R_m)$, $f_b(T_n)$ pozwala stwierdzić, czy te częstotliwości są kompatybilne czy też nie.

Sposób tworzenia kart MIC nie będzie tutaj szczegółowo rozważany. Zauważymy tylko, że karty te można tworzyć zarówno na drodze obliczeń analitycznych, jak też określać eksperymentalnie. Ponieważ metoda FABRIC opiera się na kartach MIC, te ostatnie właśnie determinują zakres jej użyteczności. Na przykład metoda FABRIC nie jest ograniczona ani przez warunki umiejscowienia urządzeń, ani zakresy ich przestrajania, ani przez kryteria przydziału częstotliwości, jeżeli tylko wpływ tych czynni-

^{x)} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

ków jest uwzględniony w samych kartach.

Należy zauważyć, że w wielu wypadkach problem przydziału częstotliwości omawianym sposobem nadaje się szczególnie do rozwiązywania wykreślnego (metodą graficzną). W innych wypadkach, zwłaszcza złożonych, bardziej praktyczne może okazać się wykorzystanie elektronicznych maszyn liczących. Czynnikiem ograniczającym praktyczne zastosowanie metody FABRIC jest duża ilość różnych kart MIC, które trzeba wprowadzić do pamięci maszyny, oraz "objętość" każdej karty (tj. liczba informacji zawartej w karcie, uzależniona od łącznej liczby elementarnych przedziałów częstotliwości, na które każda karta MIC musi być podzielona do takiej analizy).

3. PROCES PRZYDZIAŁU CZĘSTOTLIWOŚCI

Przydział częstotliwości metodą FABRIC polega na kolejnym stosowaniu czterech następujących reguł:

- 1) wyboru sieci,
- 2) przydzielania częstotliwości dla tej sieci,
- 3) modyfikacji przydziału przez uwzględnienie potencjalnych zakłóceń intermodulacyjnych,
- 4) modyfikacji przydziału przez uwzględnienie efektów niepożądanych odpowiedzi.

Powyższe reguły stosuje się kolejno i powtarza tak długo, aż osiągnie się ostateczny plan przydziału częstotliwości albo też, kiedy nie ma już innych możliwości rozdzielania częstotliwości ze względu na ograniczony zakres częstotliwości dany do dyspozycji. W dalszym ciągu regu-

ły te zostaną omówione bardziej szczegółowo w kolejności 1), 2), 4) i 3).

4. REGUŁA WYBORU SIECI

Pierwsza lub kolejna pierwsza para urządzeń (dla której należy najpierw przydzielić częstotliwości) jest tą, dla której wartość wyrażenia (1) osiąga minimum

$$K_1(T_m, R_m) = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^M \sum_C A_{TmRi}(f_c) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^N \sum_C A_{RmTi}(f_c) \quad (1)$$

przy czym:

M - oznacza ilość odbiorników,

N - ilość nadajników,

C - ilość osiągalnych kanałów częstotliwości przeznaczonych do rozdzielania,

$A_{TmRi}(f_c)$ oraz $A_{RmTi}(f_c)$ - część widma częstotliwości osiąganego dla i-tego urządzenia, w warunkach, kiedy m-te urządzenie pracuje w kanale f_c .

Inaczej mówiąc para urządzeń, którym należy przydzielić częstotliwość w pierwszej kolejności to te urządzenia, które najbardziej ograniczają możliwości przydziału częstotliwości wszystkim innym urządzeniom, nie pracującym jeszcze na częstotliwościach przydzielonych według opracowywanego planu.

Zależność (1) w istocie daje sumaryczną "objętość" widma częstotliwości osiągalnego dla każdego "nieprzydzielonego" urządzenia, dla wszystkich możliwych częstotliwości pracy każdego urządzenia objętego rozważaniami.

T a b l i c a 1

Parametry, wykorzystywane do przydziału częstotliwości

Częstotliwość pracy nadajnika T_m					
E_i	f_{\min}	$\dots f_h$	f_j	$\dots f_{\max}$	
R_1	$A_{TmR1}(f_{\min})$	$\dots A_{TmR1}(f_h)$	$A_{TmR1}(f_j)$	$\dots A_{TmR1}(f_{\max})$	
\dots	\dots				
$T_m R_{m-1}$	$A_{TmR_{m-1}}(f_{\min})$				
R_{m+1}	$A_{TmR_{m+1}}(f_{\min})$				
\dots	\dots				
R_M	$A_{TmR_M}(f_{\min})$				
Częstotliwość pracy odbiornika R_m					
E_i	f_{\min}	$\dots f_h$	f_j	$\dots f_{\max}$	
T_1	$A_{RmT1}(f_{\min})$	$\dots A_{RmT1}(f_h)$	$A_{RmT1}(f_j)$	$\dots A_{RmT1}(f_{\max})$	
\dots	\dots				
$R_m T_{m-1}$	$A_{RmT_{m-1}}(f_{\min})$				
T_{m+1}	$A_{RmT_{m+1}}(f_{\min})$				
\dots	\dots				
T_N	$A_{RmT_N}(f_{\min})$				

x) Uwaga do tabl. 1.

Zastosowanie reguły 1 sprowadza się do sumowania wszystkich wartości $A_{T_m R_i}(f_c)$ i $A_{R_m T_i}(f_c)$ zapisanych w tabelicy. Zastosowanie reguły 2 sprowadza się do sumowania tych wartości dla każdej kolumny tabelicy oddzielnie.

W tabelicy 1 podano przykład realizacji reguły 1. Założmy, że T_m i R_m oznaczają nadajnik i odbiornik, którym należy przydzielić częstotliwość pracy, oraz że oddany do dyspozycji zakres częstotliwości rozciąga się od f_{\min} do f_{\max} . Nadajnik T_m może zakłócać normalne działanie wszystkich pozostałych $M-1$ odbiorników, zaś odbiornik R_m może podlegać zakłóceniom ze strony wszystkich pozostałych $N-1$ nadajników.

Stosując regułę pierwszą otrzymujemy sumę wszystkich $A_{T_m R_i}(f_c)$ i $A_{R_m T_i}(f_c)$ podanych w tabelicy. Podobne obliczenia należy wykonać dla wszystkich innych możliwych kombinacji, jakie mogą wystąpić w rozważanym przypadku. Uzyskane wartości należy porównać między sobą i wybrać najmniejszą. Na tej podstawie należy wybrać nadajnik i odbiornik zgodnie z regułą 1.

5. REGUŁA PRZYDZIELANIA CZĘSTOTLIWOŚCI

Częstotliwość przydzielana wybranym urządzeniom (za wyjątkiem ostatniej częstotliwości, która ma być przydzielona) powinna być tą częstotliwością, dla której wartość wyrażenia (2) jest maksymalna, z tym zastrzeżeniem, że w wypadku gdy wartość $A_{T_m R_i}(f_a)$ lub $A_{R_m T_i}(f_a)$

jest równa zero, częstotliwość f_a nie może być przydzielona

$$K_2(T_m, R_m) = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^N A_{TmRi}(f_c) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^M A_{RmTi}(f_c) \quad (2)$$

Oznaczenia są takie same jak w zależności (1).

W ten sposób gwarantuje się przydzielenie dla danego urządzenia takiej częstotliwości, która zapewnia maksymalną swobodę przydziału częstotliwości dla wszystkich urządzeń, nie pracujących jeszcze na częstotliwościach przydzielonych. Zastrzegane wyżej ograniczenie po prostu zabezpiecza przed przydzieleniem częstotliwości, kiedy istnieją w sposób oczywisty warunki niekompatybilne. Ostatnia z przydzielanych częstotliwości jest wybie-rana w sposób dowolny z osiągalnej "przestrzeni" widma częstotliwości, ponieważ na podstawie przedstawionej procedury nie można wskazać żadnej uprzywilejowanej częstotliwości przydziału.

W tablicy 1 zastosowanie reguły 2 daje w efekcie sumy wyrażeń $A_{TmRi}(f_c)$ i $A_{RmTi}(f_c)$ w każdej kolumnie. Kolumna pusta (w której nie ma $A_{RmTi}(f_c)$ ani $A_{TmRi}(f_c)$) daje sumę zerową. Kolumna, dla której suma omawianych wyrażeń jest największa determinuje częstotliwość, jaka powinna być przydzielona nadajnikowi T_m i odbiornikowi R_m .

6. REGUŁA UWZGLĘDNIANIA NIEPOŻĄDANYCH ODPOWIEDZI

Po przeprowadzeniu przydziału częstotliwości, opisanym wyżej sposobem, każdą kartę MIC modyfikuje się, aby uwzględnić efekty przyjętego planu rozdziału częstotliwości. Podstawowa karta MIC ilustruje wzajemne zależności interferencyjne odnoszące się do danej pary nadajnik-odbiornik. W miarę realizacji procesu przydziału częstotliwości metodą FABRIC część tych kart dezaktualizuje się, ponieważ tylko ostatnie karty MIC stale odzwierciedlają wszystkie ograniczenia i efekty poprzednich przedsięwzięć.

Weźmy pod uwagę pewną kartę MIC, która dotyczy jednego z odbiorników w rozważanym problemie R_m i jednego z nadajników T_n . W dowolnym etapie procesu przydziału karta ta ilustruje jeden z dwu przypadków:

- 1) ostatni przydział obejmował przydzielenie częstotliwości albo R_m albo T_n ,
- 2) ostatni przydział nie obejmował R_m albo T_n .

W pierwszym przypadku, jeżeli odbiornikowi R_m przydzielono częstotliwość $f_a(R_m)$, na karcie MIC istnieje linia pozioma, odpowiadająca $f_a(R_m)$, jak pokazano na rys. 2. W tym przypadku częstotliwości, które nie mogą być przydzielone nadajnikowi T_n ze względu na możliwość interferencji, mogą być w prosty sposób zaznaczone przez wykreślenie na karcie MIC odpowiednich pasm częstotliwości (na rys. 2 pionowych kolumn-pasów). Przypadek, w którym częstotliwość przydzielono nadajnikowi traktuje się w sposób podobny.

Należy zauważyć, że w powyższych przykładach założono, iż tylko jedno z urządzeń, dla których ważna jest karta MIC, ma częstotliwość przydzieloną. Jeżeli zarówno odbiornik jak i nadajnik, tworzące wspólną kartę MIC, mają częstotliwości przydzielone, to należy dalej rozpatrywać tylko efekty potencjalnych zakłóceń intermodulacyjnych.

W drugim ze wspomnianych wyżej przypadków karta MIC dotycząca odbiornika R_m i nadajnika T_n musi na nowo uwzględnić fakt, że nadajnikowi T_d i odbiornikowi R_d została już przydzielona częstotliwość f_c . Sposób uwzględnienia ilustruje rys. 3.

W odniesieniu do nadajnika T_n najpierw należy wziąć pod uwagę kartę MIC, uwzględniającą oddziaływania między T_n i R_d . Jak już wspomniano wcześniej, linia pozioma $f_c(R_d)$ determinuje te częstotliwości, które nie mogą być przydzielone nadajnikowi T_n ze względu na możliwość występowania interferencji. Te nieużyteczne dla T_n częstotliwości zaznacza się na karcie MIC R_m-T_n przez wykreślenie odpowiednich kolumn (pasów pionowych). Tak samo linia pozioma $f_c(T_d)$ na karcie MIC dotyczącej urządzeń R_m i T_n determinuje te częstotliwości, do których odbiornik R_m nie powinien być dostrajany. Te częstotliwości także należy wyeliminować z karty MIC przez wykreślenie odpowiednich jej wierszy, jak pokazano na rysunku 3.

7. REGUŁA UWZGLĘDNIANIA EFEKTÓW INTERMODULACYJNYCH

Dla pokazania, w jaki sposób można rozpatrywać efekty intermodulacji metodą FABRIC weźmy pod uwagę następujący przykład. Niech $f_c(R_d)$ i $f_c(T_d)$ oznaczają częstotliwość nadajnika T_d i odbiornika R_d . Interesują nas potencjalne zakłócenia intermodulacyjne związane z efektami trzeciego rzędu, tj. określonymi ogólnie zależnością

$$f(R) = 2f(T_a) - f(T_b) \quad (3)$$

Przechodząc do kart MIC, np. do karty R_m-T_n zależność powyższą przepiszemy w sposób następujący:

$$f(R_m) = -f(T_n) + 2f_c(T_d) \quad (4)$$

$$f(R_m) = 2f(T_n) - f_c(T_d) \quad (5)$$

Równanie (4) przedstawia na tej karcie linię prostą o nachyleniu -1 , przecinającą oś $f(R_m)$ przy częstotliwości $2f_c(T_d)$. Podobnie zależność (5) przedstawia linię prostą o nachyleniu $+2$, przecinającą wspomnianą oś w punkcie $-f_c(T_d)$. Wcześniej i na podstawie innych kryteriów ustalone zasady zabezpieczenia przed efektami intermodulacji (sprowadzające się do ustalenia niezbędnej szerokości pasma ochronnego) wyznaczają wymaganą grubość tych linii. Linie te determinują częstotliwości, których należy unikać w planie przydziału ze względu na potencjalne możliwości wystąpienia zakłóceń intermodulacyjnych, określonych wyżej.

Przykład ten zilustrowano na rys. 4, na którym narysowano linie opisane równaniami (4) i (5). Jeśli ten rysunek nałożyć na kartę MIC $R_m - T_n$, pokazaną na rysunku 5, to uzyskuje się w efekcie zmodyfikowaną kartę MIC. Taka zmodyfikowana karta jest przedstawiona na rys. 6. Opisane modyfikacje należy przeprowadzić dla wszystkich kart, nie dotyczących nadajnika T_d lub odbiornika R_d .

Na tych kartach, na których poprzednio nie zaznaczono przydziału częstotliwości, nie wprowadza się żadnych zmian, za wyjątkiem przewidzianych regułą 4. Na tych zaś kartach, na których zaznaczono poprzedni przydział częstotliwości należy wprowadzać modyfikację, uwzględniającą fakt, że efekty intermodulacyjne mogą wymagać dodatkowo wyeliminowania niektórych częstotliwości przed przystąpieniem do realizacji reguły 4). Przykład takiej sytuacji pokazano na rys. 7, gdzie zaznaczono nieużyteczne dla T_n pasma częstotliwości, wyznaczone w oparciu o poprzednio planowany przydział $f_c(R_m)$.

Na tych kartach, na których zaznaczono przydział częstotliwości dla obu urządzeń należy sprawdzić, czy przecięcie linii reprezentujących przydzielone częstotliwości wypada w obszarze zagrożonym zakłóceniami intermodulacyjnymi. Taki przypadek pokazano na rys. 8. Jeśli to istotnie zachodzi, to należy zrewidować i poprawić dotychczasowy plan przydziału częstotliwości. W tym celu należy powtórnie zastosować regułę 1 lub 2, aby wybrać odpowiednio następne kolejne połączenie (minimum) albo następną częstotliwość (maksimum).

8. PRZYKŁAD

Przykład zastosowania reguły 1 i 2 metody FABRIC pokazano w tabl. 2. Dla każdego urządzenia, które może podlegać oddziaływaniom ze strony nadajnika T_2 (w omawianym przykładzie R_3 lub R_4 są zanotowane procentowe części widma częstotliwości użyteczne dla tego urządzenia przy różnych możliwych częstotliwościach pracy T_2 . Podobne informacje są podane dla R_2 , z uwzględnieniem możliwych oddziaływań ze strony nadajników T_3 i T_4 . To samo podane jest dla T_3 i R_3 oraz dla T_4 i R_4 .

Zastosowanie reguły 1 pokazuje, że minimalna wartość sumy (1) jest związana z parą T_3-R_3 . Zastosowanie reguły 2 pokazuje z kolei, że maksymalna wartość sumy (2) jest związana z częstotliwością względną, równą 4,5 MHz. Trzy karty MIC sporządzone dla tego przykładu pokazano na rys. 9, 10 i 11. Przekątne pasy, dodane na kartach, reprezentują realizację reguły 3, natomiast pasy pionowe albo poziome - zastosowanie reguły 4. Częstotliwości przydzielone zaznaczono grubymi liniami na każdej karcie.

9. PODSUMOWANIE

Z przedstawionych rozważań wynika, że metoda FABRIC daje logiczny, systematyczny sposób rozwiązania pewnych wybranych zagadnień związanych z przydziałem częstotliwości. Planuje się dalsze rozwijanie tej metody, zwłaszcza w zastosowaniach wojskowych, związanych z wymaganiami taktycznymi.

Przykład wyboru sieci i przydziału częstotliwości

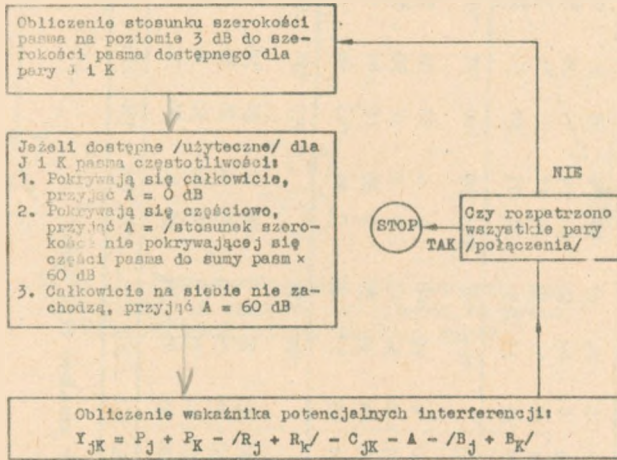
		Względna częstotliwość pracy urzędzenia T_p lub R_p																				
		0	0.25	0.5	0.75	1	1.25	1.5	1.75	2	2.25	2.5	2.75	3	3.25	3.5	3.75	4	4.25	4.5	4.75	5
R_3	T_2	34	0	41	27	22	25	27	23	0	25	35	30	34	39	36	36	35	26	37	53	0
R_4	T_3	34	0	41	27	22	25	27	23	0	29	35	30	34	39	36	36	35	26	37	53	0
R_2	T_4	27	25	26	27	27	0	24	26	32	35	35	31	31	31	30	26	24	27	37	48	0
T_4	R_3	27	25	26	27	27	0	24	26	32	35	35	31	31	31	30	26	24	27	37	48	0
		122	4	108	98	102	98	128	140	122	130	140	132	124	118	106	148	202				
R_2	T_3	0	0	47	42	37	32	26	0	0	40	40	0	0	52	53	59	51	46	53	0	
R_4	T_2	0	0	57	51	49	47	57	59	0	52	49	0	0	56	53	53	53	53	59	0	
T_2	R_3	38	36	31	31	31	0	0	35	41	39	39	0	37	42	41	41	41	43	46	0	2040 ²
R_3	T_4	48	49	47	47	47	0	0	48	49	51	48	0	44	43	44	45	44	44	44	50	
		182	171	164				182	176				193	191	198	189	186	208 ¹				
R_2	T_4	34	27	40	0	22	23	27	20	35	29	0	28	34	35	36	38	37	29	59	70	0
R_3	T_3	34	27	40	0	22	23	27	20	35	29	0	28	34	35	36	38	37	29	59	70	0
T_2	R_4	42	27	0	27	31	0	34	26	42	35	32	30	30	30	30	28	25	29	59	70	0
R_4	T_3	42	27	0	27	31	0	34	26	42	35	32	30	30	30	30	28	25	29	59	70	0
		152	135		106			122	92	154	128		116	128	130	136	142	124	116	236	280	

¹ Najbliższy przydział powinien dotyczyć tej pary urządzeń /t.j. T_3-R_3 /
² Przydział te częstotliwości parze T_3-R_3

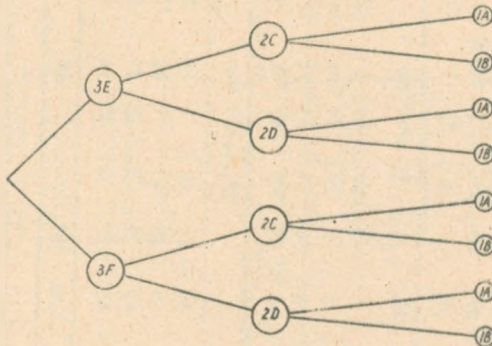
Wykaz literatury

Sachs H.M.: FABRIC, a generalised model for making communication system frequency assignments. Air Force Electronic Systems Division. Rept.ESD-TR-65-22, December 1965.

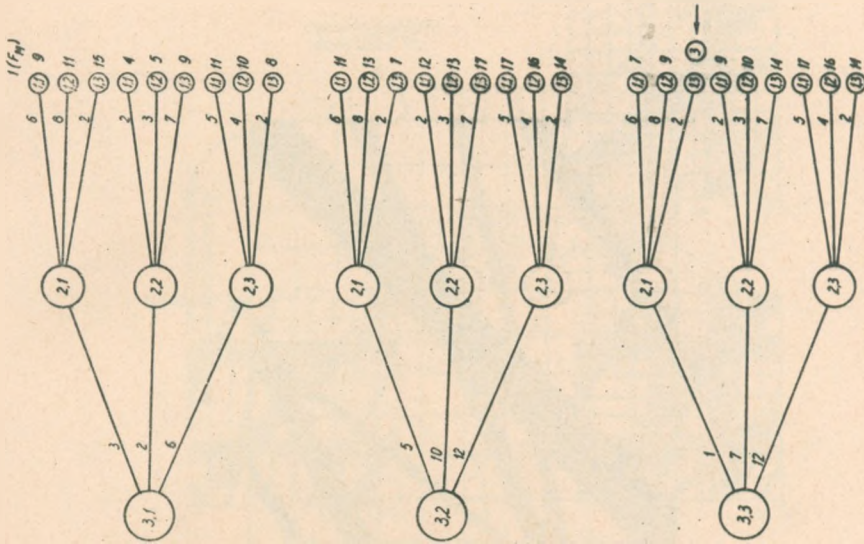
C z ę ś ć I



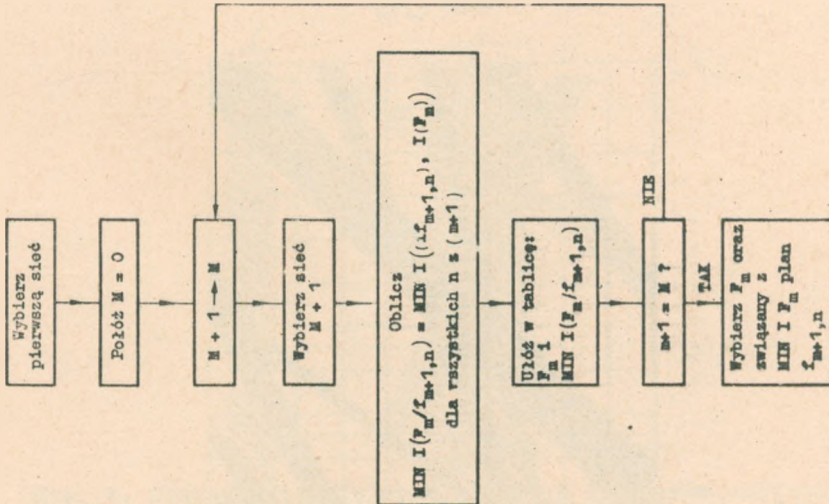
Rys. 1. Schemat blokowy do obliczania wskaźnika potencjalnych interferencji



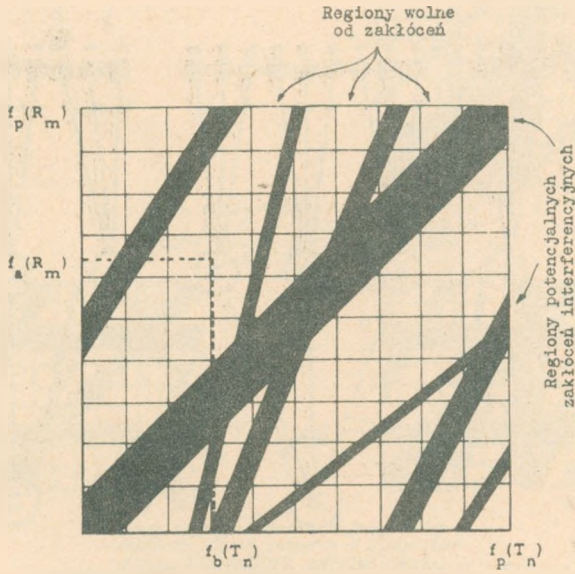
Rys. 2. Drzewo decyzji w procesie przydziału częstotliwości



Rys. 3. Drzewo decyzji dla trzech par /połączeń/ z trzema możliwymi częstotliwościami pracy każdej pary

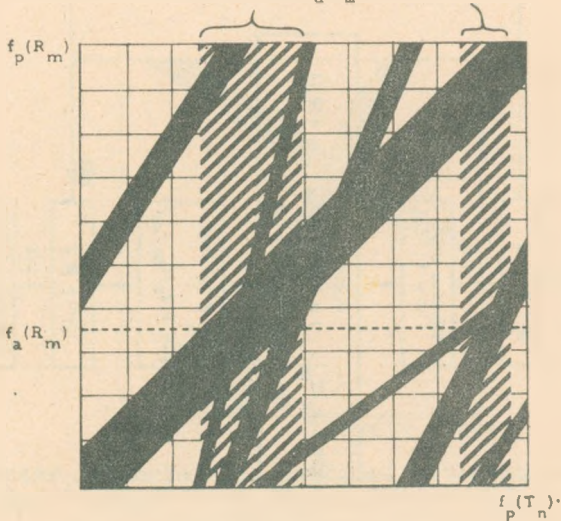


Rys. 4. Schemat blokowy procesu przydziału częstotliwości

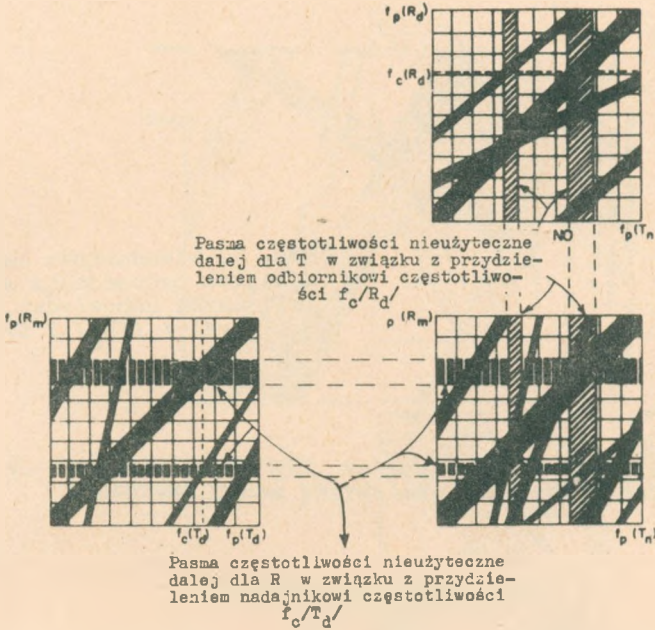


Rys. 1. Przykład karty MIC

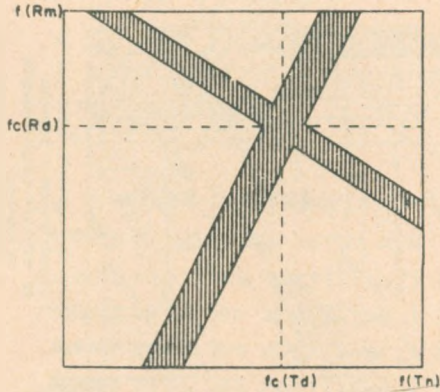
Pasma częstotliwości nieużyteczne
dalej dla T_n w związku z przydzie-
leniem odbiornikowi R_m częstotli-
wości f_a/R_m



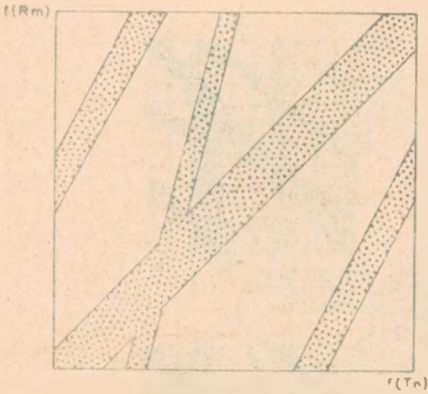
Rys. 2. Przykład modyfikacji karty MIC R_m-T_n , bezpośrednio po
przydzieleniu częstotliwości f_a/R_m



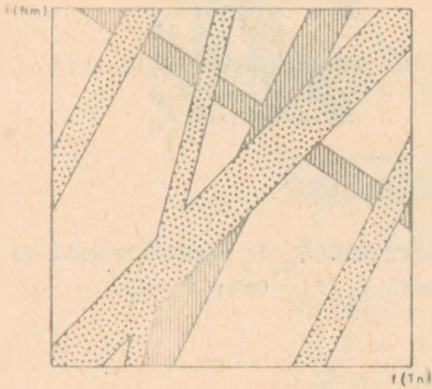
Rys. 3. Przykład modyfikacji karty MIC R_m-T_n bezpośrednio po przydzieleniu częstotliwości f_c/T_d oraz f_c/R_d



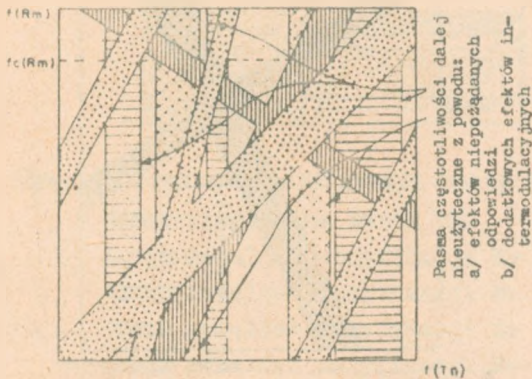
Rys. 4. Obszar potencjalnych zakłóceń intermodulacyjnych między f/R_m i f/T_n dla $f_c/T_d : f/R = 2f/T_a - f/T_b$



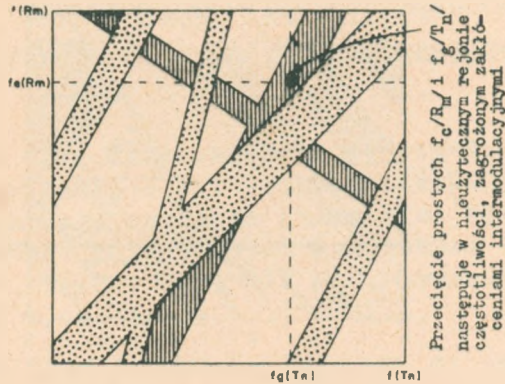
Rys. 5. Standardowa karta MIC
ujmująca potencjalne efekty nie-
pożądanych odpowiedzi, związa-
nych z f/R_m i f/T_n



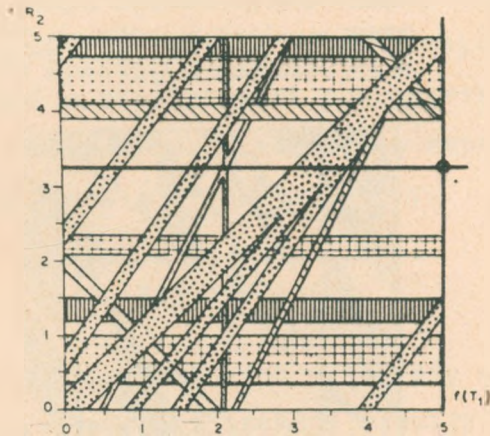
Rys. 6. Karta MIC zmodyfikowana
uwzględniająca potencjalne za-
kłócenia intermodulacyjne








Rys. 7. Karta MIC zmodyfikowana, uwzględniająca efekty intermo-
dulacyjne w przypadku, kiedy jedno z urządzeń miało wcześniej przy-
dzieloną częstotliwość

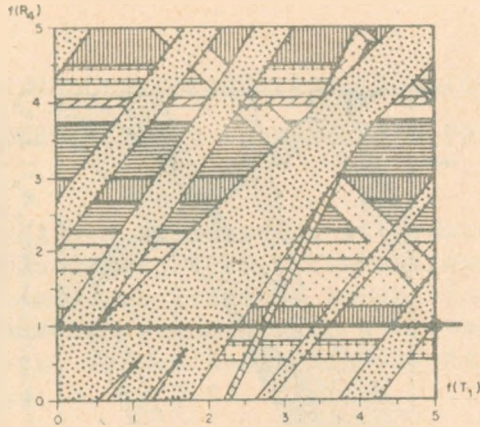


Rys. 8. Przykład karty MIC, wskazującej na konieczność rewizji i poprawy planu przydziału częstotliwości









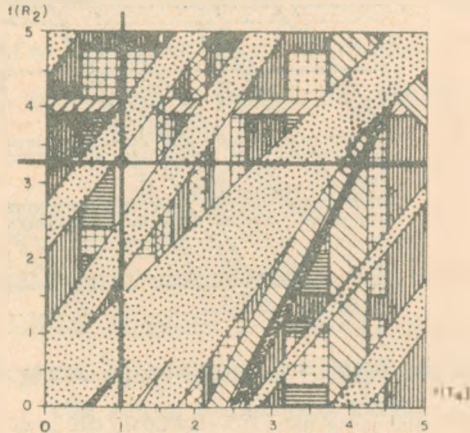
Rys. 9. Przykład modyfikacji karty MIC Nr 1

-  oryginalna karta MIC
-  rezultat modyfikacji Nr 1
-  rezultat modyfikacji Nr 2
-  rezultat modyfikacji Nr 2a
-  rezultat modyfikacji Nr 4










Rys. 10. Przykład modyfikacji karty MIC Nr 2

-  oryginalna karta MIC
-  rezultat modyfikacji Nr 1
-  rezultat modyfikacji Nr 2
-  rezultat modyfikacji Nr 2a
-  rezultat modyfikacji Nr 3
-  rezultat modyfikacji Nr 3a



Rys. 11. Przykład modyfikacji karty MIC Nr 3

-  oryginalna karta MIC
-  rezultat modyfikacji Nr 1
-  rezultat modyfikacji Nr 1a
-  rezultat modyfikacji Nr 2
-  rezultat modyfikacji Nr 2a
-  rezultat modyfikacji Nr 3
-  rezultat modyfikacji Nr 3a

MODEL STOCHASTYCZNY PRZEBIEGU ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH W URZĄDZENIU ODBIORCZYM

Opracował Z.S. Rymarowicz na podstawie artykułu Pernickij V.P.: Stochastičeskaja model' sumarnogo processa industrial'nych radiopomech, sozdavaemych kompleksom istočnikow. Sb. Trudov Gos. NII Min. Svjazi SSSR 1966 wyp. 4, s. 3-18.

W pracy niniejszej rozpatrzono przebieg zakłóceń w urządzeniu odbiorczym od zespołu źródeł zakłóceń jako proces stochastyczny. Wyznaczono rozkłady przebiegu zakłóceń i jego parametry. Podano związek między wartością wypadkową zakłóceń a wielkościami charakteryzującymi pojedyncze źródło zakłóceń oraz wartością współczynnika przeniesienia zakłóceń z sieci do anteny.

1. WPROWADZENIE

Wzrost zakłóceń przemysłowych wiąże się ściśle z rozwojem ruchu samochodowego i trakcji elektrycznej, jak również ze wzrastającą liczbą urządzeń elektrycznych stosowanych dla celów komunalno-bytowych. Zakłócenia te w coraz większym stopniu oddziałują na jakość odbioru radiowego i telewizyjnego. W związku z tym powstaje zagadnienie skonstruowania takiego systemu tłumienia zakłóceń, który by zapewnił normalny odbiór użytecznego sygnału prostymi i tanimi środkami.

Rozwiązanie tego zagadnienia pod względem ekonomicz-

no-technicznym wymaga wyznaczenia zależności pomiędzy napięciem zakłóceń w urządzeniu odbiorczym a wielkością parametrów poszczególnych ogniw systemu, jak:

- napięcie zakłóceń na zaciskach źródła lub natężenie pola zakłóceń w pobliżu źródła;
- współczynnik przenoszenia zakłóceń z sieci do anteny odbiorczej;
- dopuszczalny poziom zakłóceń w antenie lub dopuszczalny stosunek napięcia zakłóceń do napięcia sygnału.

W niniejszej pracy rozpatrzono przebieg zakłóceń w odbiorniku, pochodzący od zespołu urządzeń elektrycznych, jako proces stochastyczny. Parametry rozkładu napięcia zakłóceń na zaciskach źródła i współczynnik przeniesienia zakłóceń do anteny podane są w pracach [1] i [2]. Natomiast dopuszczalny poziom zakłóceń na wejściu odbiornika można wyznaczyć znając parametry rozkładu przebiegu napięcia sygnału i zakłócenia.

W pracy przyjęto klasyfikację i podział zakłóceń o widmie ciągłym wg Kotelnikowa [3]. Zakłócenia podzielono na trzy grupy: impulsowe, gładkie i quasi-impulsowe. Parametry rozkładu przebiegu zakłóceń pochodzących od zespołu źródeł wyrażono przez parametry zastosowanych środków przeciwzakłóceń. W ten sposób uzyskano możliwość doboru odpowiednich norm na parametry poszczególnych ogniw systemu.

2. ROZKŁADY PRAWDOPODOBIENSTW WIELKOŚCI STOCHASTYCZNYCH, OKREŚLAJĄCE PRZYPADKOWY CHARAKTER ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH

Na urządzenie radiodbiorcze może jednocześnie oddziaływać wiele źródeł zakłóceń różniących się między sobą intensywnością oraz wielkością sprzężenia z odbiornikiem. Przebieg zakłóceń pochodzący od zespołu źródeł można uznać za proces stochastyczny, ponieważ w większości przypadków składa się z przypadkowo nałożonych w czasie przebiegów impulsowych od pojedynczych źródeł o różnym czasie pracy. Przebieg ten można rozpatrywać jako wynik nałożenia się w czasie przebiegów elementarnych $f_{e1}(t-t_1)$, pojawiających się w kolejnych momentach czasu t_1 .

Wyrazi się to zależnością

$$u(t) = \sum_{l=1}^m f_{e1}(t-t_1)$$

gdzie

$m = n \bar{f}_i t$ - sumaryczna liczba impulsów od n źródeł pojawiających się do czasu t ,

\bar{f}_{ij} - średnia częstość impulsów od j -tego źródła,

$\bar{f}_i = \frac{1}{n} \sum_{l=1}^m \bar{f}_{ij}$ - średnia dla n źródeł ze średniej częstości impulsów \bar{f}_{ij} .

W przypadku gdy czas trwania przebiegu elementarnego źródła zakłóceń będzie znacznie mniejszy od stałych układu selektywnego (co występuje przy odbiorze radiowym i telewizyjnym), to wtedy kształt impulsu jest określony tylko właściwościami toru odbiornika. Przyjmując odpowiedź odbiornika z idealnym filtrem pasmowym na pojedynczy impuls pobudzający (w postaci skoku jednostkowego lub jego pochodnej) określoną wyrażeniem

$$f_{el}(t) = E_{sl} \frac{\sin \pi Ft}{\pi Ft} \cos(\omega_0 t + \varphi_{sl}) \quad (1)$$

za przebieg zakłócenia elementarnego oraz uwzględniając warunek, że główna część energii zawarta jest w przedziale czasowym $-1/F \leq t \leq +1/F$, otrzymamy

$$\begin{aligned} u(t) &\approx \sum_{l=-\lambda/2}^{l=+\lambda/2} E_{sl} \frac{\sin \pi F(t-t_l)}{\pi F(t-t_l)} \left[\cos \omega_0(t-t_l) + \varphi_{sl} \right] = \\ &= \sum_l f(t, E_{sl}; t_l; \varphi_{sl}) \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie

E_{sl} - wartość szczytowa obwiedni impulsu elementarnego - odpowiedzi odbiornika o szerokości pasma przenoszenia F ,

$\lambda = 2nf_i/F$ - współczynnik intensywności impulsów w przebiegu zakłóceń, określający średnią liczbę zakłóceń elementarnych, wpadających w przedział czasu $\tau_i = 2/F$,

l - liczba porządkowa impulsu liczona od czasu t.

Granice przedziału sumowania (2) określono w oparciu o własność ergodyczną przebiegu zakłóceń pochodzących od zespołu źródeł oraz dla wartości λ tak dużej, że w przedziale czasu $\tau_i = 2/F$ występuje cały zbiór impulsów należący do tego przebiegu. Ograniczenia te, można uznać za nieistotne, w przypadku gdy zależność (2) stosuje się do określenia wartości średniej przebiegu (w całym przedziale czasu i dla całego zbioru impulsów).

Z zależności (2) widać, że przebieg zakłóceń od zespołu źródeł $u(t)$ w odbiorniku o szerokości pasma przenoszenia F i częstotliwości dostrojenia odbiornika f_0 jest funkcją zmiennych: wartości szczytowej obwiedni impulsu elementarnego E_s , czasu pojawienia się impulsu t_1 lub przedziału czasu między sąsiednimi impulsami $T_{pl} = t_{i+1} - t_i$, jak również od fazy początkowej częstotliwości wypełniającej (pośredniej) impuls elementarny φ_{sl} . Zmienne E_{sl} , t_1 , T_{pl} i φ_{sl} będziemy rozpatrywać jako zmienne losowe.

Dla przebiegu zakłóceń w odbiorniku od zespołu źródeł zakłóceń, rozkład wartości szczytowych obwiedni elementarnego impulsu jest rozkładem logarytmiczno-normalnym [1],[2],[5], którego funkcję gęstości określono wzorem

$$f_1(E_s) = \frac{8,69}{\sqrt{2\pi}E_s \sigma(20lgE_s)} \cdot \exp \left\{ - \frac{[20lgE_s - M(20lgE_s)]^2}{2\sigma^2(20lgE_s)} \right\} \quad (3)$$

gdzie

$M(20lgE_s)$ - wartość średnia,

$\sigma(20lgE_s)$ - odchylenie średnie.

Natomiast rozmieszczenie impulsów w czasie jest wzajemnie niezależne, a rozkład przedziału czasu między impulsami T_p jest rozkładem eksponentyjnym [4], którego funkcję gęstości określono wzorem

$$f_2(T_p) = n\bar{f}_i \exp(-n\bar{f}_i T_p) = \frac{\lambda F}{2} \exp\left(-\frac{\lambda F}{2} T_p\right) \quad (4)$$

gdzie

$n\bar{f}_i = \lambda F/2$ - średnia (w czasie) częstość impulsów w przebiegu zakłóceń od zespołu źródeł.

Faza początkowa częstotliwości wypełniającej (pośredniej) impuls elementarny posiada rozkład jednostajny w przedziale $-\pi \leq \varphi_s \leq +\pi$ z gęstością prawdopodobieństwa

$$f_3(\varphi_s) = 1/2\pi \quad (5)$$

3. WIELKOŚCI STATYSTYCZNE CHARAKTERYZUJĄCE PRZEBIEG ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH

Jednym z najbardziej istotnych parametrów przebiegu zakłóceń od zespołu źródeł jest średnia (w całym przedziale czasu i dla całego zbioru impulsów) z wartości skutecznej u_{sk} . Wartość ta niezależnie od charakteru zakłóceń (impulsowe, pośrednie, gładkie) wynosi

$$\bar{u}_{sk} = \left[\overline{u^2(t)} \right]^{1/2} = \lim_{T_i \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{T_i} \int_{-T_i/2}^{+T_i/2} \left[\sum_{l=0}^{L=0,5n\tilde{f}_i T_i} E_{sl} f_i(t-t_l; \varphi_{sl}) \right]^2 dt \right\}^{1/2}$$

$$\frac{nf_i}{2F} \bar{E}_s^2 = -\frac{1}{2} \sqrt{\lambda E_s^2}$$

ponieważ dla rozkładu pełnego zmienna losowa $E(-\infty < \gamma < +\infty)$ zgodnie z zależnością (3) przyjmuje postać

$$\bar{E}_s^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} E_s^2 f_1(E_s) dE_s = \exp \left\{ 2 \left[\frac{M(201gE_s)}{8,69} + \frac{\sigma^2(201gE_s)}{(8,69)^2} \right] \right\}$$

wtedy dla zakłóceń o charakterze gładkim słuszny jest związek

$$\bar{u}_{sk} = \frac{\sqrt{\lambda}}{2} \exp \left[\frac{M(201gE_s)}{8,69} + \frac{\sigma^2(201gE_s)}{(8,69)^2} \right] \quad (6)$$

Zakłócenia przemysłowe mają najczęściej charakter zakłóceń impulsowych (w odbiornikach telewizyjnych) lub quasi-impulsowych (w odbiornikach radiofonicznych). Zakłócenia o charakterze quasi-impulsowym w przybliżeniu można rozdzielić na zakłócenia o charakterze gładkim i impulsowym. W celu przeprowadzenia takiego podziału należy z całego zbioru elementarnych impulsów zakłócających wydzielić impulsy o wartości $E < E_0$, które składa-

ją się na część gładką zakłóceń. Pozostałe impulsy o wartości $E > E_0$ zaliczamy do części impulsowej zakłóceń.

Zmienną losową standaryzowaną ze wzoru (3)

$$\gamma_{oi} = \frac{201gE_{oi} - M(201gE_s)}{\sigma(201gE_s)}$$

w zależności od λ i $\sigma(201gE_s)$ dla wydzielonej z quasi-impulsowego przebiegu zakłóceń, części impulsowej, określamy na podstawie warunków:

- 1) dopuszczamy nakrycie się nie więcej niż dwóch impulsów ze zbioru $E_s > E_0$ na poziomie αE_{oi} ($\alpha \leq 1$) z prawdopodobieństwem nie większym niż β ;
- 2) średnia z wartości wypadkowej od wszystkich impulsów (pojawiających się w przedziale czasu $\tau_i = 2/F$) ze zbioru $E_s < E_{oi}$ ma być k razy mniejsza od E_{oi} .

Warunek pierwszy, określający możliwość pojawienia się z równym prawdopodobieństwem dowolnego z impulsów w dowolnym momencie czasu, wyrażamy zależnością

$$Q_2 \left[\lambda_0 = \frac{\lambda F}{2} \quad \Phi(-\gamma_0) \tau(\gamma_0) \right] \leq \beta \quad (7)$$

w której

$Q_2(\lambda_0)$ - rozkład Poissona - prawdopodobieństwo pojawienia się chociażby dwóch impulsów na poziomie,

λ_0 - średnia liczba impulsów ze zbioru $E_s > E_{oi}$ wpadająca w przedział czasu $\tau(\gamma_0)$ równy średniej długości przekroczeń obwiedni impulsów elementarnych na poziomie γ_0 .

Przyjmując dla uproszczenia zagadnienia kształt impulsu trójkątny i uwzględniając zależność (3), wyrażenie przybliżone na średni czas przekroczeń obwiedni impulsów elementarnych na poziomie γ_0 przyjmie postać

$$\overline{\tau(\gamma_0)} = \frac{2,36}{F} \left\{ 1 - \exp \left[0,066 \sigma_s^2 + 0,115 \gamma_0 \sigma_s \right] \frac{\phi \left[-(\gamma_0 + 0,115 \sigma_s) \right]}{\phi(-\gamma_0)} \right\} \quad (8)$$

gdzie

$\sigma_s = \sigma(20 \lg E_s)$ - odchylenie średnie,

$\phi(x)$ - dystrybuanta rozkładu normalnego.

Korzystając z zależności (7) i (8), warunek pierwszy wyrazimy nierównością

$$\lambda \leq \frac{0,85 \theta_2^{-1}}{\phi(-\gamma_{oi}) \left\{ 1 - \exp \left[\frac{\gamma_{oi} \sigma_s}{8,69} + \left(\frac{\sigma_s}{12,3} \right) + 2,3 \lg x \right] \frac{\phi \left[-\gamma_{oi} + \frac{20}{\sigma_s} \lg x + \frac{\sigma_s}{8,69} \right]}{\phi \left[-\gamma_{oi} + \frac{20}{\sigma_s} \lg x \right]} \right\}} \quad (9)$$

gdzie przez $Q_2^{-1}(\beta) = \lambda_0$ oznaczono zmienną losową rozkładu Poissona dla $m = 2$ z prawdopodobieństwem równym β .

Warunek drugi wyrażamy zależnością

$$\gamma_{oi} = \gamma_{\text{sum}}(E_s < E_{oi}) + \frac{20}{\sigma_s} \lg k \quad (10)$$

gdzie przez $\gamma_{\text{sum}}(E_s < E_{oi})$ oznaczono zmienną losową standaryzowaną ze wzoru (3) dla wartości wypadkowej ze zbioru impulsów $E_s < E_{oi}$. Wartość ta określona jest wyrażeniem

$$\gamma_{\text{sum}}(E_s < E_{oi}) = \frac{20 \lg E_{\text{sum}}(E_s < E_{oi}) - M(20 \lg E_s)}{\sigma(20 \lg E_s)}$$

Średnią z wartości wypadkowej $E_{\text{sum}}(E_s < E_{oi})$ otrzymujemy sumując wartości impulsów elementarnych ze zbioru $E_s < E_{oi}$ wpadające w przedział czasu $\tau_i = 2/F$, uprzednio przekształcając je na impulsy prostokątne o wysokości $E_{sp} = 0,58 E_s$ i długości $\tau_i = 2/F$. Wówczas mamy

$$E_{\text{sum}}^2(E_s < E_{oi}) = 0,35 \lambda \exp \left[\frac{M(20 \lg E_s)}{4,34} + \left(\frac{\sigma(20 \lg E_s)}{12,3} \right)^2 \right] \frac{\phi(\gamma_{oi} - 0,23 \sigma_s)}{(\phi_{oi})}$$

i odpowiednio

$$\gamma_{\text{sum}}(E_s < E_{oi}) = \frac{\sigma_s}{8,69} - \frac{4,6}{\sigma_s} + \frac{10}{\sigma_s} \lg + \frac{10}{\sigma_s} \lg \frac{\phi(\gamma_{oi} - 0,23 \sigma_s)}{\phi(\sigma_{oi})} \quad (11)$$

Największa wartość poziomu γ_{oi} otrzymanego z zależności (9) i (10) ogranicza od dołu część impulsową zakłóceń. Powyżej poziomu γ_{oi} przebieg zakłóceń wyznacza się z zależności (3), (4) i (5). Przebieg taki posiada funkcję gęstości i dystrybuantę rozkładu długości względnych przekroczeń obwiedni przebiegu ($\tau_o = t_o/\tau_i = 0,5 t_o/F$) o postaci

$$f_4(\tau_o) = f_3[E_s(\tau_o)] \frac{dE_s(\tau_o)}{d\tau_o} =$$

$$= \frac{8,69}{\sigma_s \phi(-\gamma_o)} \left(\frac{1}{\tau_o} - \pi \operatorname{ctg} \pi \tau_o \right) \psi \left(\gamma_o - \frac{20}{\sigma_s} \lg \frac{\sin \pi \tau_o}{\pi \tau_o} \right)$$

$$i$$

$$F_4(\tau_o) = \frac{\Phi \left(\gamma_o - \frac{20}{\sigma_s} \lg \frac{\sin \pi \tau_o}{\pi \tau_o} \right) - \Phi(\gamma_o)}{\Phi(-\gamma_o)}$$

gdzie

$\psi(x)$ - funkcja gęstości rozkładu normalnego,

$\Phi(x)$ - dystrybuanta rozkładu normalnego.

Zmienną losową standaryzowaną γ_{og} z zależności (3) wydzielaającą część gładką z quasi-impulsowego przebiegu zakłóceń wyznaczamy z nierówności

$$\gamma_{\text{sum}}(E_s < E_{og}) \geq \gamma_{og}$$

przy czym $\gamma_{\text{sum}}(E_s < E_{og})$ określa się ze wzoru /11/.

Wartości chwilowe obwiedni wydzielonej na poziomie γ_{og} części gładkiej zakłóceń mają rozkład Rayleigha, którego funkcję gęstości określono wzorem

$$f_5(E_{og}) = \frac{E_{og}}{\sigma^2(E_{og})} \exp\left[-\frac{E_{og}^2}{2\sigma^2(E_{og})}\right], \quad (E_{og} < E_o) \quad (12)$$

gdzie

E_{og} - wartość chwilowa obwiedni wydzielonej części gładkiej zakłóceń,

$\sigma(E_{og})$ - odchylenie średnie części gładkiej zakłóceń równe średniej z wartości skutecznej,

Zgodnie ze wzorem (6) odchylenie średnie wydzielonej części gładkiej zakłóceń uzyskamy

$$\sigma(E_{og}) = \overline{E_{sk}(E_s < E_{og})} = \quad (13)$$

$$= 0,5 \sqrt{\lambda \frac{\phi[\gamma_o - 0,23(20 \lg E_s)]}{\lambda}} \exp\left[\frac{M(20 \lg E_s)}{8,69} - \frac{\sigma^2(20 \lg E_s)}{75,5}\right]$$

Na podstawie [4], [6], [7], [8] można w przybliżeniu przyjąć, że dla poziomu $\gamma_{og} \leq \gamma_o$ funkcja gęstości długości względnych dla części gładkiej zakłóceń ma postać

$$f_6(\tau_o F / \gamma_o) = 0,81 \gamma_o \tau_o F \exp\left[-0,5(0,9 \gamma_o \tau_o F)^2\right]$$

Na rysunku 1^{x)} przedstawiono zależności γ_{oi} i γ_{og} ze wzoru (3) w funkcji $\lambda = 2nf_1/F$ dla $\sigma(20 \lg E_s) = 20$ dB, za pomocą których można wydzielić z przebiegu quasi-impul-

^{x)} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

sowego zakłóceń część gładką i impulsową. Przez δ_0 oznaczono zmienną losową standaryzowaną zbioru impulsów wydzielonej części zakłóceń.

Na rysunku tym widać, że po wydzieleniu części gładkiej i impulsowej zakłóceń pozostaje zbiór impulsów, dla którego zmienna losowa standaryzowana zawarta jest w przedziale $\delta_{og} \leq \delta_0 \leq \delta_{oi}$. Można wykazać, że zbiór tych impulsów z wystarczającą w praktyce dokładnością może być dołączony do części impulsowej zakłóceń, wtedy

$$\delta_{oi} \approx \delta_{og}.$$

4. ZWIĄZEK MIĘDZY WARTOŚCIĄ WYPADKOWĄ ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH A WŁAŚCIWOŚCIAMI INDYWIDUALNYCH ŹRÓDEŁ ZAKŁÓCEŃ ORAZ WARTOŚCIĄ WSPÓŁCZYNNIKA PRZENIESIENIA ZAKŁÓCEŃ ZE ŹRÓDŁA DO ANTENY

Zależność między napięciem zakłóceń w urządzeniu odbiorczym a wielkościami parametrów poszczególnych ogniw systemu tłumienia zakłóceń można wyznaczyć drogą bezpośrednich pomiarów, jak również przez uogólnienie parametrów rozkładu przebiegu zakłóceń od pojedynczych źródeł. Drogą bezpośrednich pomiarów zagadnienia do tej pory nie rozwiązano. Uzyskane wyniki nie uwidaczniają wpływu oddzielnych źródeł na wartość wypadkową zakłóceń, jak też nie dają żadnych wskazówek o sposobie oddziaływania na nie, co jest nieodzowne przy wyborze optymalnego systemu tłumienia zakłóceń.

Badania i pomiary pojedynczych źródeł zakłóceń (w szczególności pomiary wartości quasi-szczytowej zakłóceń

i współczynnika przeniesienia zakłóceń z sieci do anteny) są stosunkowo proste do wykonania i zebrano już duży materiał eksperymentalny.

Z uwagi na powyższe w dalszej części pracy wyznaczono związek między wartością wypadkową zakłóceń a wielkościami charakteryzującymi pojedyncze źródło zakłóceń oraz wartością współczynnika przeniesienia zakłóceń z sieci do anteny.

Przebieg zakłóceń w odbiorniku pochodzący od zespołu źródeł jest określony przez trzy zasadnicze parametry, a mianowicie:

$M_s = M(20 \lg E_s)$ - wartość średnia rozkładu wartości szczytowych obwiedni elementarnych impulsów zakłócających, wyrażony w dB w odniesieniu do wejścia odbiornika;

$\sigma_s = \sigma(20 \lg E_s)$ - odchylenie średnie rozkładu wartości szczytowych obwiedni elementarnych impulsów zakłócających;

$\lambda = 2nf_i/F$ - współczynnik intensywności impulsów dla przebiegu zakłóceń pochodzących od n źródeł.

Parametry te określają związek między wielkością zakłóceń a jakością odbioru radiowego i telewizyjnego. Dlatego też zastosowany zespół środków przeciwzakłócenowych powinien zmieniać ich wartość w pożądanym przez nas kierunku.

Przebieg zakłóceń od pojedynczych (izolowanych) źródeł ze względu na ich charakter dzielimy następująco:

1) przebiegi nieregularne (sporadyczne), przypadkowe - nie ma żadnego związku między przedziałem czasu między sąsiednimi impulsami a ich wartością lub istniejący związek jest przypadkowy;

2) przebiegi częściowo przypadkowe - na przebieg posiadający określone rozmieszczenie i uszeregowanie impulsów nakładają się fluktuacje, pochodzące od przypadkowych zmian warunków kształtowania się impulsów;

3) przebiegi zdeterminowane - formowanie impulsów elektrycznych jest określone programem pracy urządzenia elektrycznego.

Ogólnie można przyjąć, że przebiegi zakłóceń pochodzące od pojedynczych źródeł mają charakter częściowo przypadkowy lub są w postaci paczek impulsów pojawiających się okresowo (okres wyznaczony jest programem pracy urządzenia elektrycznego).

Jak wykazały badania [5], wartości szczytowe impulsów elementarnych w przebiegu zakłóceń od pojedynczych źródeł (izolowanych) mają rozkład logarytmiczno-normalny, przy czym odchylenie średnie $\bar{\sigma}$ ($20\lg u_s$) równa się od 6 do 12 dB. Wartość średnia z odchyień średnich wynosi

$$\bar{\sigma}(20\lg u_s) = 10 \text{ dB}$$

Pojedyncze źródło zakłóceń charakteryzują dwie wielkości $M(20\lg u_s)$ i \bar{f}_i . Do wyznaczenia ich stosuje się zwy-

kły miernik zakłóceń, na wyjście którego dołączono licznik. Dla uzyskanej liczby przekroczeń impulsów w sek. n' powyżej mierzonego poziomu zakłóceń u_{zm} (wartość quasi-szczytowa) z rys. 2 odczytuje się wartość Y_{dB} ($n', \sigma_s = 10$ dB). Następnie uzyskane wartości Y_{dB} i $201gu_{zm}$ podstawiamy do wzorów

$$M(201gu_s) = 201gu_{zm} - Y_{dB}(n', \sigma_s = 10 \text{ dB})$$

$$f_i = \frac{n'}{\phi \left(\frac{201gu_{zm} - M(201gu_s)}{10} \right)}$$

Średnią częstość elementarnych impulsów zakłócających dla rozmaitych rodzajów źródeł zestawiono w tabelicy poniżej

T a b l i c a

Średnia częstość elementarnych impulsów zakłócających dla rozmaitych rodzajów źródeł zakłóceń

Nr grupy	Rodzaj źródeł zakłóceń	Średnia częstość impulsów f_i imp/sek
1	Urządzenia jonowe i gazowe, lampy oświetleniowe z wyładowaniem w gazie	$10^4 + 10^5$
2	Kolektorowe maszyny elektryczne	$10^3 + 10^4$
3	Dzwonki i elektromagnetyczne urządzenia wibracyjne	$10^2 + 10^3$
4	Urządzenia telegrafii, centrale i tp.	$10 + 10^2$
5	Styczniki, regulatory itp.	$1 + 10$
6	Wyłączniki, zwieracze, wyłączniki nożowe itp.	< 1

W wyniku oddziaływania na urządzenie odbiorcze n niezależnych źródeł zakłóceń o różnej dla każdego źródła wartości współczynnika przeniesienia zakłóceń z sieci do anteny K_s otrzymujemy nowy rozkład, dla którego wartość średnią $M(20lgE_s)$ obliczamy z zależności:

$$M(20lgE_s) = \frac{1}{n} \sum_{l=1}^n \left[20lg u_{zm} - Y_{dB}(n', \sigma_s = 10 \text{ dB}) \right]_{1-M(20lgK_s)} =$$

$$= \overline{M(20lg u_s)} - M(20lgK_s) \quad (14)$$

gdzie

$M(20lgK_s)$ - wartość średnia rozkładu wartości współczynnika przeniesienia zakłóceń z sieci do anteny,

a odchylenie średnie $\sigma(20lgE_s)$, które jest funkcją odchyżeń średnich, rozkładu wartości średnich przebiegu zakłóceń w antenie $\sigma \left[M(20lg u_s) - M(20lgK_s) \right]$ i rozkładu wartości szczytowych impulsów od pojedynczych źródeł z zależności

$$\sigma^2(20lgE_s) = 2\pi \sigma_s \sigma_m \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (u_s, dB - M_c) \left(\frac{M_s - M_c}{\sigma_m} \right) \varphi \quad (15)$$

$$\left(\frac{u_s, dB - M_s}{\sigma_s} \right) dM_s du_s, dB = \sigma^2(20lg u_s) + \sigma^2(20lg u_{zm}) + \sigma^2(20lgK_s)$$

gdzie

$$\sigma_m = \sigma \left\{ M(20lg u_s) - M(20lgK_s) \right\} = \sqrt{\sigma^2(20lg u_s) + \sigma^2(20lgK_s)}$$

$$M_c = M(201gu_s) - M(201gK_s)$$

$$\sigma_s = \sigma(201gu_s)$$

$$M_s = M(201gu_s)$$

$$u_{s,dB} = 201gu_s$$

Przy zakłóceniach gładkich i quasi-gładkich w odbiorniku impulsy pochodzące z różnych źródeł nakładają się, i w tym przypadku należy rozpatrywać obwiednię przebiegu zakłóceń, dla której funkcję gęstości określono zależnością (12), a odchylenie średnie wyrażeniem (13).

Na rysunku 3 wykreślono zależność wartości średniej $M(201gu_{zm})$ i odchylenia średniego $\sigma(201gu_{zm})$ od częstotliwości dla rozkładu wartości quasi-szczytowych napięcia niesymetrycznego zakłóceń na zaciskach źródła. Wykreślone krzywe dotyczą urządzeń elektrycznych:

- bez filtru przeciwzakłóceniewego (krzywa μ_1, σ);
- z prostym filtrem pojemnościowym (krzywa μ_2, σ);
- z prostym filtrem (jedno ogniwo) indukcyjno-pojemnościowym typu (krzywa μ_3, σ);
- ze złożonym filtrem (kilka ogniw) indukcyjno-pojemnościowym (krzywa μ_4, σ).

Napięcie zakłóceń wyrażono w dB w odniesieniu do 1 μV .

Do pomiaru napięcia zakłóceń w zakresie od 0,15 do 20 MHz użyto miernika zakłóceń o parametrach: przenoszona pasmo częstotliwości $F = 9$ kHz, stała czasu ładowania $\tau_t = 10$ psek oraz stała czasu rozładowania $\tau_r = 0,6$ sek.

Natomiast w zakresie częstotliwości od 20 do 150 MHz użyty miernik zakłóceń miał parametry: przenoszone pasmo częstotliwości $F = 100$ kHz, stała czasu ładowania $\tau_1 = 1$ μ sek i stała czasu rozładowania $\tau_r = 0,6$ sek. Dla zachowania ciągłości przebiegu krzywej na rys. 3 wartość napięcia zakłóceń odniesiono do przenoszonego pasma częstotliwości $F = 10$ kHz. Przy tym uwzględniono, że parametry A_{m1} i A_{m2} w obu miernikach zakłóceń są jednakowe. Wtedy

$$A_{m1} \approx A_{m2} = \frac{\tau_1 F}{2\tau_r} \approx 100 \frac{1}{\text{sek}}$$

Rysunek ilustruje zależność wartości średniej $M(20\lg K_s)$ i odchylenia średniego $\sigma(20\lg K_s)$ współczynnika przeniesienia zakłóceń niesymetrycznych z sieci do anteny dla budynków, gdzie zastosowano różne środki przeciwwakłóceń na drodze ich rozchodzenia, a mianowicie:

- nie zastosowano żadnych elementów przeciwwakłóceńowych (krzywa μ_1, σ_1);
- dach budynku, na którym ustawiono antenę, pokryty był blachą, przewód antenowy zaekranowano (krzywa μ_2, σ_2);
- dach budynku, na którym ustawiono antenę, pokryty był blachą, przewód antenowy i przewody sieci elektrycznej zaekranowano (krzywa μ_3, σ_3).

Wielkości te wyznaczono dla zabudowy miejskiej (budynki mieszkalne, ośrodki radiokomunikacyjne itp.).

Przytoczone rozważania w niniejszej pracy ilustruje prosty przykład.

Przykład

Wyznamy zależność wartości średniej $M(20lgE_s)$ i odchylenia średniego $\sigma(20lgE_s)$ od częstotliwości dla rozkładu wartości szczytowych impulsów przebiegu zakłóceń w odbiorniku o przenoszonym pasmie częstotliwości $F = 5$ kHz. Odbiornik umieszczono w budynku (wydzielonym). Dach budynku, na którym ustawiono antenę, pokryty był blachą, przewód antenowy zaekranowano (rys. 4 krzywa μ_2, σ_2). Liczba oddziałujących jednocześnie źródeł zakłóceń na odbiornik wynosiła:

20 źródeł grupy 1 o wartości $\bar{f}_i = 3 \cdot 10^4$ imp/sek

40 źródeł grupy 2 o wartości $\bar{f}_i = 3 \cdot 10^4$ imp/sek

20 źródeł grupy 3 o wartości $\bar{f}_i = 3 \cdot 10^3$ imp/sek

30 źródeł grupy 4 o wartości $\bar{f}_i = 30$ imp/sek

We wszystkich źródłach zastosowano proste filtry pojemnościowe (rys. 3 krzywa μ_2, σ).

Dla przebiegu zakłóceń w odbiorniku wyznaczamy

$$nf_i \approx \sum_{j=1}^4 \bar{f}_{ij} \approx 20 \cdot 3 \cdot 10^4 + 40 \cdot 3 \cdot 10^3 + 20 \cdot 3 \cdot 10^2 + 30 \cdot 30 =$$

$$= 7,27 \text{ imp/sek}$$

$$\lambda = \frac{2nf_i}{F} = \frac{1,454 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^3} = 291 \text{ imp}$$

Analizując wyniki można przyjąć, że rozpatrywany przebieg zakłóceń jest quasi-impulsowy ze znaczną przewagą składowej gładkiej.

Podstawiając do wzoru (14) wartość na Y_{dB} odczytaną z rys. 5, otrzymamy

$$M(20lgE_s) = M(20lgu_{zm}) - M(20lgK_s) + 20lg \frac{F_{odb}}{F_{mier}} -$$

$$- \frac{\sum_{j=1}^4 n_j Y_{dB}(\bar{f}_{1j})}{\sum_{j=1}^4 n_j} = M(20lgu_{zm}) - M(20lgK_s) - 15 \text{ dB}$$

a korzystając ze wzoru (15), dla wartości $\sigma(20lgE_s) = 10 \text{ dB}$ i odczytanej z rys. 3 wartości $\sigma(20lgu_{zm}) = 10 \text{ dB}$, otrzymamy wyrażenie

$$\sigma(20lgE_s) = \sqrt{200 + \sigma^2(20lgK_s)}$$

Zależność wartości średniej $M(20lgE_s)$ i odchylenia średniego $\sigma(20lgE_s)$ od częstotliwości dla rozpatrywanego przykładu przedstawiono na rys. 6.

Wartości $M(20lgu_{zm})$, $M(20lgK_s)$ i $\sigma(20lgK_s)$ wzięto z rys. 3 (krzywa μ_2) i z rys. 4 (krzywa μ_2, σ_2).

Odchylenie średnie części gładkiej zakłóceń dla $\chi_0 = 2,5$ otrzymamy podstawiając do wyrażenia (13) obliczone wartości $M(20lgE_s)$ i $\sigma(20lgE_s)$

$$\sigma_{dB}(E_{og}) = M(20lgE_s) + 0,115 \sigma^2(20lgE_s) + 19,5 \text{ dB} +$$

$$+ 10lg \frac{\phi[2,5 - 0,236(20lgE_s)]}{\phi(2,5)}$$

Zmianę wartości $\sigma(E_{og})$ z częstotliwością wykreślono również na rys. 6.

5. ZAKOŃCZENIE

W pracy niniejszej rozpatrzono uogólniony model przebiegu zakłóceń radioelektrycznych w urządzeniu odbiorczym od zespołu źródeł zakłóceń o widmie ciągłym. Źródła te różnią się intensywnością i wielkością sprzężenia z odbiornikiem. Wyznaczono rozkłady przebiegu zakłóceń i jego parametry. Przebieg zakłóceń może mieć różny charakter: impulsowy, quasi-impulsowy i gładki, w zależności od wartości parametrów rozkładu i wielkości przenoszonego pasma częstotliwości. W mieście bardzo często występują w odbiorniku o przenoszonym pasmie częstotliwości do 10 kHz quasi-impulsowe przebiegi zakłóceń ze znacznym przykryciem w czasie impulsów na niższych jego poziomach.

W pracy podjęto próbę rozdzielenia quasi-impulsowego przebiegu zakłóceń, na część gładką i impulsową, przez rozdzielenie całego zbioru elementarnych impulsów na dwa podzbiory - impulsowy i gładki. Dla poszczególnych części przebiegu (gładki, quasi-impulsowy i impulsowy) wyznaczono rozkłady wartości szczytowych obwiedni elemen-

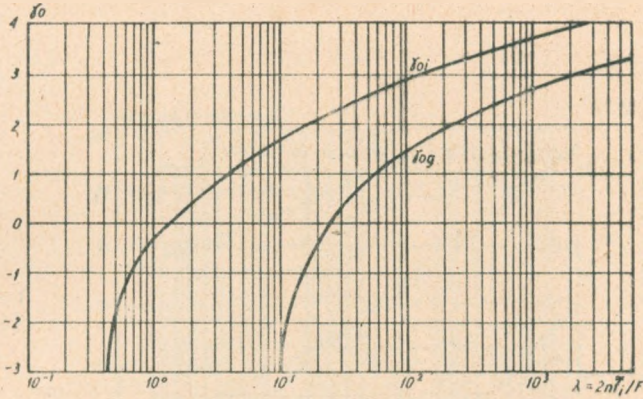
tarnych impulsów zakłócających. Parametry rozkładu przebiegu zakłóceń od zespołu źródeł wyrażono przez wielkości charakteryzujące pojedyncze źródło i przez współczynnik przeniesienia zakłóceń z sieci do anteny.

Na podstawie podanych w pracy zależności dla przebiegu zakłóceń w odbiorniku od zespołu źródeł zakłóceń można określić prawdopodobieństwo zakłócenia sygnału ciągłego lub dyskretnego. Zależności te pozwalają przeanalizować również wpływ tłumienia zakłóceń pojedynczych źródeł na wartość napięcia zakłóceń oraz na optymalny dobór pod względem ekonomiczno-technicznym odpowiedniego zespołu środków przeciwwzakłóceńowych.

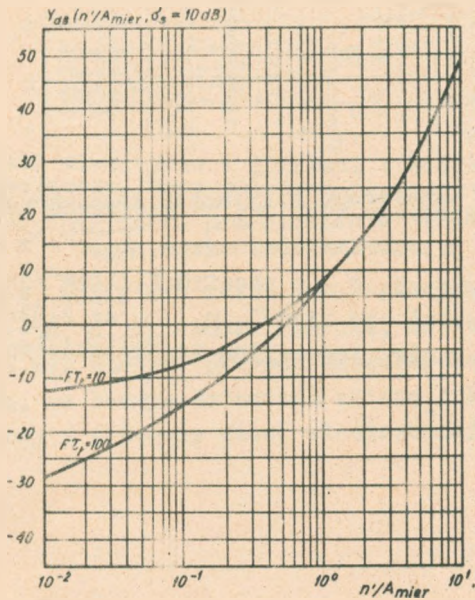
WYKAZ LITERATURY

1. Whitahead S.: Tentative statistical study of domestic radio interference. Journal of IEE, 1943 t. 90 nr 12, s. 3, s. 181-191.
2. Piwnickij W.P., Ilgiekit F.E.: Charakteristiki sistemy podawlenja radiopomech. Elektrichestwo 1956 nr 6, s. 73-78.
3. Kotelnikow W.A.: Teoria potencjalnoj pomiechoustojczivosti. Moskwa 1956, Gosenergoizdat.
4. Bunimowicz W.I.: Fluktuacjonnyje procesy w radiopryjemnych ustrojstwach. Izd. Sow. radio, 1951.
5. Piwnickij W.P., Francuz A.G.: O statisticzeskich raspredielenjach amplitud impulsow radiopomech, sozdawajemych elektroustrojstwami. Elektroswiaż 1958 nr 9, s. 30-35.

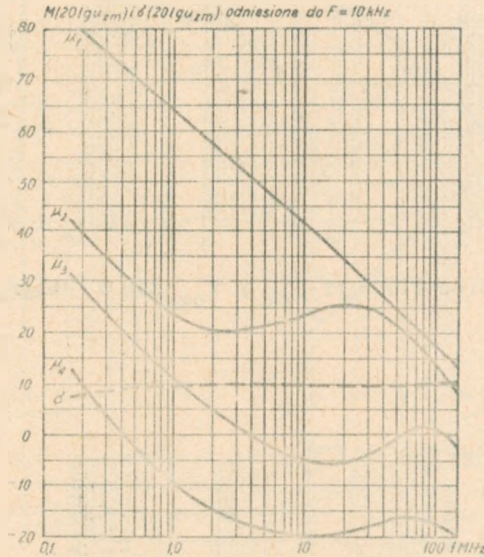
6. Rais S.: Teoria fluktuacyjnych szumow. Izd. Inostr. litieratury, 1953.
7. Tichonow W.I.: Raspredielenje wybrosow normalnych fluktuacji po dlitjelnosti. Radiotechnika i elektronika 1956 t. 1 nr 1, s. 23-33.
8. Tichonow W.I.: Eksperimentalnoje isledowanije zakona raspredielenija wybrosow fluktuacji po dlitielnosti. Radiotechnika 1956 t. 11 nr 8, s. 31-35.



Rys. 1. Przebieg funkcji f_{oi} i f_{og} dla $\sigma/20\lg E_S/ = 20$ dB

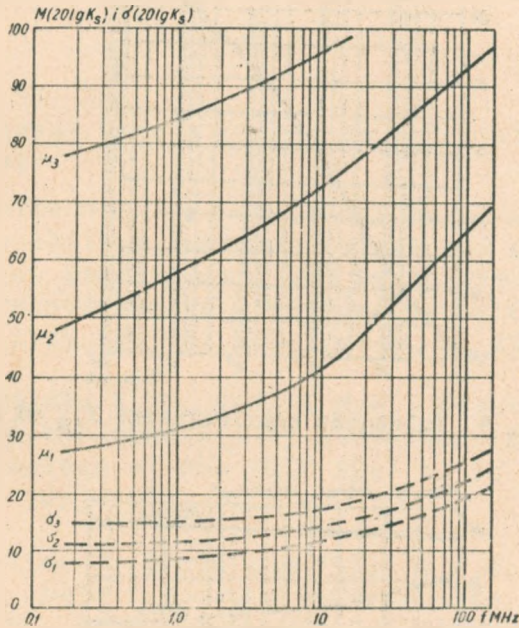


Rys. 2. Zależność współczynnika Y_{db} od n'/A_{mier} dla $\sigma_s = 10$ dB
i $A_{mier} = 130$



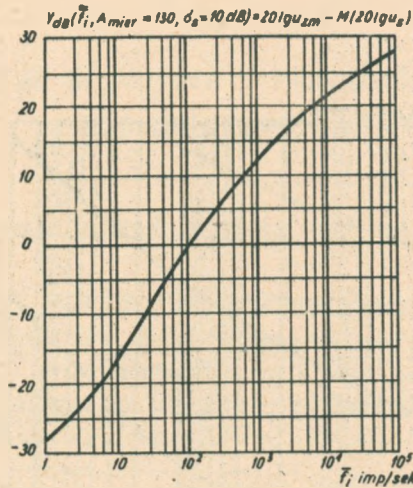
Rys. 3. Zmiana wartości średniej i odchylenia średniego z częstotliwością dla rozkładu wartości quasi-szczytowych napięcia niesymetrycznego zakłóceń na zaciskach źródła

μ_1, σ - bez filtra przeciwwakłóceńowego, μ_2, σ - z prostym filtrem pojemnościowym, μ_3, σ - z prostym filtrem /jedno ogniwo/ indukcyjno-pojemnościowym typu Γ , μ_4, σ - ze złożonym filtrem /kilka ogniw/ indukcyjno-pojemnościowym

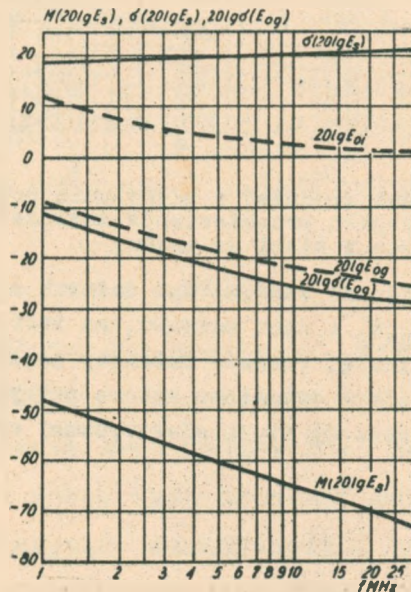


Rys. 4. Zmiana wartości średniej i odchylenia średniego z częstotliwością współczynnika przeniesienia zakłóceń niesymetrycznych z sieci do anteny

μ_1, σ_1 - budynek, gdzie nie zastosowano żadnych elementów przeciwwzakłóceńowych, μ_2, σ_2 - dach budynku, na którym ustawiono antenę pokryty był blachą, przewód antenowy zaekranowany, μ_3, σ_3 - dach budynku, na którym ustawiono antenę pokryty był blachą, przewód antenowy i przewody sieci elektrycznej zaekranowano



Rys. 5. Zależność współczynnika Y_{dB} od f_i



Rys. 6. Zależność parametrów rozkładu przebiegu zakłóceń od częstotliwości

TENDENCJE ROZWOJOWE W POMIARACH ZAKŁÓCEŃ RADIOELEKTRYCZNYCH

Opracował Henryk Smorąg na podstawie artykułów:

1. White D.R.J.: New electromagnetic compatibility instrumentation and measurement requirements and techniques. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility 1965 t. EMC-7 nr 2, s. 193-206.
2. Showers R.M., Salati O.M.: Electromagnetic compatibility measurements. Proceedings of the IEEE 1967 t. 55 nr 6, s. 1053-1056.
3. Hanley W. Ervin and White D.R.J.: Trends in radio frequency interference measurement. IEEE International Convention Record 1964 cz. 7, 23-26 marzec, s. 1-14.

WSTĘP

W ostatnich latach gwałtownie wzrosła liczba urządzeń elektrycznych i elektronicznych, a w związku z tym wzrosło znaczenie prac mających na celu umożliwienie bezkolizyjnej pracy tych urządzeń bez szkodliwych wzajemnych oddziaływań. Zagadnienie z punktu widzenia technicznego w zasadzie nie jest nowe, staje się jednak coraz bardziej złożone i wymaga przeprowadzania kompleksowych analiz w coraz krótszym czasie. Spośród członków IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engi-

neers) została powołana grupa ekspertów do spraw kompatybilności elektromagnetycznej, która działając aktywnie ogłosiła w czasopismach technicznych szereg publikacji, m. innymi na temat odpowiednich metod pomiaru i kontroli. Inne organizacje związane z elektroniką i przemysłem elektronicznym śledzą bieżącą literaturę techniczną w zakresie wykorzystania widma częstotliwości radiowych, aby móc rozwiązać szereg najbardziej istotnych zagadnień. Postęp w pozostałych zagadnieniach jest bezpośrednio związany z możliwościami wykonania odpowiednich pomiarów. W przypadkach tych napotyka się trudności związane nie tylko ze stosunkowo małą dokładnością pomiarów, ale także wywołane wszelkiego rodzaju fluktuacjami.

METODY POMIARÓW

Źródło zakłóceń jest w sposób tradycyjny przedstawiane w postaci przyrządu wytwarzającego zakłócenia, które albo są bezpośrednio promieniowane w postaci pola elektromagnetycznego, albo rozprzestrzeniają się po przewodach sieci zasilającej, przewodach sterowania i innych dołączonych do urządzenia (źródła zakłóceń). Na bardzo małych częstotliwościach, przy których wymiary źródła zakłóceń są małe w porównaniu z długością fali, podstawowym rodzajem zakłóceń są te, które rozchodzą się po przewodach. Z drugiej strony na częstotliwościach większych od 25 MHz tłumienie sygnałów rozchodzących się po przewodach jest tak duże, że za główną drogę rozprzestrzeniania się zakłóceń należy u-

znać promieniowanie bezpośrednio samego źródła lub tych części przewodów z niego wychodzących, których długość (licząc od źródła) jest rzędu długości fali promieniowanej. Niestety podział taki nie zawsze jest słuszny i w praktyce w wielu wypadkach konieczne jest opracowanie metod sprawdzania obydwu rodzajów zakłóceń dla dużej części widma częstotliwości. Dla wielu typów urządzeń metody te są ustalone w odpowiednich normach.

Normy USA dla pomiaru zakłóceń radioelektrycznych zostały opracowane przez Instytut Standardów (NBS), Federalną Komisję Łączności (FCC), Stowarzyszenie Inżynierów Elektroników i Elektryków (IEEE), Ministerstwo Obrony i inne federalne organizacje, a zalecenia międzynarodowe przez Międzynarodowy Komitet Specjalny do Spraw Zakłóceń Radioelektrycznych (CISPR).

Pomiar promieniowania zakłóceń utrudniony jest wpływami otoczenia. Aby uniezależnić się od wpływów otaczających pól elektromagnetycznych, pomiary promieniowania zakłóceń należałoby przeprowadzać w pomieszczeniu ekranowanym. Wówczas jednak na wynik pomiaru będą niewątpliwie wpływać odbicia od otaczających ścian. Można stosować wprowadzić tzw. kabiny bezodbiciowe, ale należy się liczyć z tym, że na częstotliwościach niższych od około 200 MHz są one ekonomicznie nieopłacalne. Kilka lat temu IRE (The Institute of Radio Engineers) opracował metodę badania odbiorników radiowych na polu pomiarowym, zgodnie z którą pomiary należało wykonywać w odległości 33 m od odbiornika. Zarzuty stawiane tej metodzie oparte były na tym, że odległość 33 m jest znacznie większa

od typowej spotykanej w praktyce odległości między odbiornikami, np. w blokach mieszkalnych, i że liczni producenci nie są w stanie przeprowadzać takich pomiarów. Międzynarodowa Komisja Elektrotechniczna (IEC) przyjęła metodę pomiaru promieniowania w odległości 3 m. Metoda ta ma tę przewagę, że przy starannym przygotowaniu pomiarów można je niekiedy przeprowadzać w pomieszczeniu zamkniętym. Metoda ta została niedawno przyjęta przez Federalną Komisję Łączności jako uzupełniająca do metody IRE i innych.

POMIAR PRĄDU UZIEMIENIA

Niedawno we Francji prof. Fromy opracował bardzo interesującą z punktu widzenia teoretycznego metodę pomiaru promieniowania zakłóceń. Urządzenie promieniujące jest traktowane jako jedno ramię dipola; w czasie pomiaru znajduje się ono na płaskiej platformie umieszczonej na określonej wysokości nad ziemią. Bezpośrednio do ziemi jest poprowadzony ekranowany przewód, w którym mierzony jest prąd zakłóceń. Teoretycznie metoda ta jest oparta na założeniu, że pierwotnym źródłem promieniowania jest unipolarne promieniowanie badanego urządzenia i że promieniowanie to może być wyrażone przez prąd dipola zastępczego (ekwiwalentnego). Prąd ten jest mierzony na poziomie ziemi jako spadek napięcia na rezystancji włączonej w środkową żyłę przewodu ekranowanego. W ten sposób mierzony jest bezpośrednio prąd lub napięcie zamiast natężenia pola. Uzyskiwane wyniki w zasadzie nie zależą

od otoczenia, w którym przeprowadzane są pomiary i nie ma istotnego znaczenia, czy pomieszczenie jest ekranowane, czy nie. Na częstotliwościach powyżej 25 MHz metoda komplikuje się ze względu na możliwość wystąpienia rezonansu między platformą na której znajduje się badany przyrząd, a powierzchnią ziemi. Prosty odcinek przewodu uziemiającego jest ukształtowany w formie stożka tak, że układ "platforma-powierzchnia ziemi" może być rozpatrywany elektrycznie jako część dyskowo-stożkowej anteny (patrz rys. 1)^{x)}. W ten sposób uzyskuje się dopasowanie impedancji, które pozwala uniknąć rezonansów i oprócz tego daje możność określenia efektywnej mocy promieniowanej przez urządzenie badane za pomocą prądów uziemienia.

Opracowano również inne metody pomiaru zakłóceń na częstotliwościach wyższych od 25 MHz. I tak np. w Szwecji stosowana jest metoda, w której długość przewodu zasilającego nastroja się na maksimum promieniowania za pomocą współosiowego ćwierćfalowego odcinka linii długiej. W Anglii i Szwajcarii jest rozpatrywana metoda bezpośredniego pomiaru bez rezonansu. W określonych warunkach włączanie filtrów zaporowych w przewody urządzenia badanego nie daje pożądanych efektów przy stosowaniu metod rezonansowych.

^{x)} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

CZĘSTOTLIWOŚCI HARMONICZNE W FALOWODACH

Pomiary mocy wyjściowej nadajników na częstotliwościach podstawowych wykonuje się stosunkowo prostymi metodami wówczas, jeżeli wyjście nadajnika jest połączone z fiderem, w którym występuje tylko jeden rodzaj drgań dla tej częstotliwości. Pomiar mocy na częstotliwościach harmonicznycch w tego rodzaju urządzeniach jest znacznie bardziej skomplikowany (szczególnie w liniach falowodowych) ze względu na możliwość jednoczesnego występowania wielu typów drgań. Zostały opracowane trzy różne metody pomiaru uwzględniające możliwość występowania wielu typów drgań. Są to: metoda kilku sond, metoda sprzęgaczy kierunkowych wydzielających jeden typ drgań, i metoda pomiaru za pomocą nietypowego (niestandardowego) falowodu.

W metodzie pierwszej umieszczone wewnątrz falowodu sondy pozwalają określić przestrzenną konfigurację pola drogą pomiaru amplitudy i fazy drgań w każdej sondzie. Z kolei za pomocą maszyny cyfrowej oblicza się moc określonej harmonicznycch (metodę stosuje się w zasadzie przy pomiarach do 5-tej harmonicznycch).

W drugiej metodzie dla pomiaru mocy i kierunku strumienia mocy każdego typu drgań opracowano specjalne sprzęgacze kierunkowe, wydzielające drgania określonego typu. Proste sumowanie wyników daje całkowitą moc dla określonej harmonicznycch. Metodę tę stosuje się przy pomiarach mocy drugiej harmonicznycch w falowodach prostokątnych i do 10-tej harmonicznycch w 7,8 cm linii współosiowej.

W ostatniej metodzie wykorzystuje się odcinek nietypowego falowodu, co pozwala uzyskać w określonym odcinku tego falowodu zależności fazowe i oporność falową w przybliżeniu równe odpowiednim wartościom w swobodnej przestrzeni. Dla wyznaczenia mocy określonej harmonicznej w tym odcinku falowodu umieszcza się sondy ruchome i nieruchome. Metoda ta nie daje możliwości określania kierunku przepływu mocy.

W związku ze stosowaniem w sieciach nadajników dużej mocy i ze względu na "tłok" panujący w pasmach radiowych znacznie wzrosła rola pomiarów zakłóceń pochodzących od wstęg bocznych sąsiedniego kanału. Tego rodzaju pomiary wymagają stosowania specjalnych metod, aby wyeliminować wpływ emisji w zadanym pasmie na wynik pomiaru. W tym celu opracowano układy eliminacji sygnału umożliwiające uzyskanie osłabienia sygnału rzędu 80 dB w zakresie częstotliwości 14 kHz - 1 GHz. W zakresie 1-10 GHz uzyskuje się osłabienie rzędu 40 dB i więcej.

TRANSFORMATOR PRĄDOWY

Dla urządzeń pracujących z bardzo dużymi prądami opracowano niedawno metody pomiaru zakłóceń z wykorzystaniem transformatora prądowego. Jest to rodzaj przekładnika prądowego zakładanego na mierzony przewód z prądem i wnoszącego w ten przewód impedancję rzędu 1Ω . Transformatory takie stosowane są do częstotliwości rzędu 100 MHz. Niezależnie od pomiaru prądu urządzenie takie może być wykorzystywane do pomiaru oporności.

ANTENY POMIAROWE

Trudności występujące przy pomiarach natężenia pola, a wywołane koniecznością połączenia anteny z odpowiednim wzmacniaczem i detektorem (odbiornikiem), są często omijane przez zastosowanie specjalnych rozwiązań technicznych. Jedno z nich polega na tym, że proporcjonalnie do prądu indukowanego w antenie jest modulowany strumień świetlny (jego natężenie lub kąt odchylenia), a urządzenie odczytujące może być wycechowane wprost w jednostkach natężenia pola. W innym rozwiązaniu niewielki wzmacniacz na półprzewodnikach i detektor są umieszczone w środku anteny, a sygnał wyjściowy jest podawany na wskaźnik poprzez wysokooporowy kabel, którego wpływ na konfigurację pola jest pomijalny. Obydwa te rozwiązania charakteryzują się ograniczoną czułością.

APARATURA POMIAROWA

Aparatura do pomiaru zakłóceń radioelektrycznych składa się w zasadzie z odbiorników superheterodynowych, o dokładnie określonych charakterystykach, i wyjściowych urządzeń pomiarowych za pomocą których można przeprowadzać różnorodne pomiary. W ostatnim czasie nowe metody wykorzystujące lampy z falą bieżącą i elementy półprzewodnikowe doprowadziły do dalszych udoskonaleń w dziedzinie półprzewodnikowych detektorów szerokopasmowych i rezonansowych układów wielkiej częstotliwości.

Przy pomiarach zakłóceń szerokopasmowych (o charak-

terze impulsowym lub przypadkowym) najbardziej krytycznymi parametrami przyrządu pomiarowego są: szerokość przenoszonego pasma częstotliwości, typ detektora, obecność lub nieobecność automatycznej regulacji wzmocnienia^{x)} i stała czasowa wskaźnika. Inne parametry, podobnie jak dla odbiorników radiowych, to: tłumienie sygnałów o częstotliwościach lustrzanych i częstotliwości pośredniej, poziom zakłóceń własnych, niewrażliwość na przeciążenia itd. Ze względu na to, że pomiar zakłóceń radioelektrycznych ma w zasadzie na celu określenie ich szkodliwego wpływu na urządzenia odbiorcze to przy wyborze aparatury pomiarowej należy zwracać uwagę na szerokość pasma przenoszonego, aby było ono zbliżone do wartości najczęściej spotykanej w danej grupie odbiorników. W pierwszej kolejności najbardziej istotne to zakłócenia w typowym zakresie radiofonicznym i z tego powodu w zakresie częstotliwości 150 kHz - 25 MHz stosowano i stosuje się nadal szerokość przenoszonego pasma od 5 do 10 kHz. Szczegółowe rozważania nad parametrami mierników zakłóceń na ten zakres częstotliwości były przeprowadzone w 1958 r. Na znacznie większych częstotliwościach, na których pracują systemy FM, stacje telewizyjne i inne służby radiokomunikacyjne trudno jest wybrać jakąkolwiek jedną wartość szerokości pasma.

W praktyce stosowana jest szerokość pasma 120 kHz w

^{x)} Według obowiązujących w Polsce norm do badań urządzeń na zgodność z obowiązującymi normami nie dopuszcza się w zasadzie mierników zakłóceń z ARW.

zakresie częstotliwości 30 + 400 MHz i około 0,5 MHz w zakresie 400 + 1000 MHz. Obecnie ukazały się normy na mierniki zakłóceń na ten zakres częstotliwości. W latach 30-tych dla pomiaru zakłóceń w całym szerokim paśmie radiofonicznym przyjęto układ detektora quasi-szczytowego, który miał we właściwy sposób dobrane stałe czasowe ładowania i rozładowania. Wartości tych stałych kilka razy były zmieniane, a obecnie są zalecane następujące wartości: na zakres 0,15 + 30 MHz odpowiednio 1 msek i 160 msek, a w zakresie 30 + 1000 MHz 1 msek i 550 msek.

W ostatnich kilku latach jest coraz częściej stosowany pomiar wartości szczytowej zakłóceń impulsowych, w szczególności zaś w przemyśle samochodowym do pomiaru zakłóceń od systemów zapłonowych silników spalinowych. Pomiar tej wartości stosowany jest również szeroko w instytucjach wojskowych w zasadzie z dwóch powodów. Pierwszy z nich to łatwość wykonania impulsowego generatora cechowniczego, który daje możliwość przeprowadzania szybkiej i dokładnej kalibracji miernika dla wartości szczytowej. Drugi powód wynika z przekonania, że stłumienie "szczytów" impulsów zakłócających jest najbardziej efektywną metodą tłumienia zakłóceń impulsowych. Stosowane są także metody polegające na rozdzielaniu i zliczaniu impulsów zakłócających.

DOKŁADNOŚĆ POMIARÓW

Termin "dokładność" jest stosowany zarówno w odniesieniu do samego miernika zakłóceń, jak i do całej metody pomiaru. Interpretacja tego terminu w odniesieniu do przyrządów pomiarowych nie jest jednolita. Dla przykładu, jeśli w danych technicznych tłumika regulowanego w.cz. lub generatora sygnałowego jest powiedziane, że przyrząd jest wycechowany z dokładnością 1 dB, to informacja ta może być interpretowana w różny sposób, co ilustruje rys. 2. Ze szkicu (1) na tym rysunku wynika, że wartość wskazywana przez tłumik lub generator nie odbiega od rzeczywistej o więcej niż $\pm 0,5$ dB. Na szkicu (2) tego samego rysunku interpretacja jest analogiczna, z tym że dopuszczalna różnica między wartością zmierzoną a rzeczywistą wynosi ± 1 dB. Na szkicach (3) i (4) prawdopodobieństwo występowania różnych wartości jest określone rozkładem logarytmiczno-normalnym, przy czym na szkicu (3) zakreskowany jest obszar, w którym z prawdopodobieństwem 90% lub 99% znajduje się wyrób, którego dokładność określono na ± 1 dB. Szkic (4) ilustruje przypadek, kiedy 67% wyrobów mieści się w obszarze $\mu \pm \sigma$, gdzie μ - wartość nominalna, a σ - odchylenie standardowe.

Z powyższego widoczne jest jak mało dokładna jest informacja podawana najczęściej przez producentów aparatury pomiarowej, jeśli ogranicza się ona do krótkiego stwierdzenia, że dokładność wynosi np. ± 1 dB. Użytkow-

nik takiej aparatury nie wiedząc najczęściej co to właściwie oznacza, interpretuje sobie tę informację według własnego zrozumienia.

Innym zagadnieniem wypływającym z definicji dokładności jest tzw. liniowość odbiornika pomiarowego (miernika), czyli zakres dynamiki, w którym sygnały przesyłane są liniowo bez zniekształceń amplitudowych. Wielkość tę definiuje się jako zależność napięcia wyjściowego od wejściowego

$$U_{wyj} = k \cdot U_{wej}$$

gdzie k - współczynnik zależny od wzmocnienia. W górnej części rys. 3 wykreślona jest typowa zależność sygnału wyjściowego od wejściowego dla miernika bez ARW. Zakres liniowości jest ograniczony od dołu poziomem szumów własnych określonych zależnością:

$$U_{sz} = \sqrt{4 \cdot R \cdot F \cdot KTB} \quad (1)$$

gdzie:

- R - równoważna rezystancja szumów,
- F - szerokość przesyłanego pasma,
- KTB - stała Boltzmana.

Od góry zakres ten jest ograniczony nasyceniem lampy ostatniego stopnia wzmacniacza p.cz. lub wzmacniacza szerokopasmowego, co zależy od wielkości napięcia zasilającego te stopnie.

Tak więc, jeżeli liniowość miernika jest zdefiniowa-

na jako zakres dynamiki jednego z dwóch napięć: wyjściowego lub wejściowego, przy czym odstępstwo od liniowości nie może być większe od δ , to zakres dynamiki zależy wprost od definicji dokładności. Z krzywych na rys.3 widoczne jest, że zakres liniowości może wynieść 30 dB, jeżeli dopuszczalna odchyłka (dokładność liniowości) wynosi $\pm 0,5$ dB lub 45 dB, jeżeli liniowość jest określona z dokładnością ± 2 dB. Ta niejednolitość definicji jest wykorzystywana przez niektórych producentów w celu takiego podawania danych technicznych swoich przyrządów, aby były najbardziej konkurencyjne.

Dolna część rys. 3 pokazuje zakres dynamiki, odpowiadający dokładności 1 dB dla miernika o zakresie liniowości 60 dB, jako funkcję częstotliwości powtarzania impulsów przy działającej szybkiej ARW. Z rysunku widoczne jest, że dla takiego miernika dynamika nie jest wielkością stałą, a zależy od częstotliwości powtarzania impulsów, przy czym poniżej 10 Hz, kiedy działanie automatyki jest zbyt słabe, zależność ta praktycznie już nie występuje. W tym ostatnim przypadku dynamika miernika wynika z jego statycznych parametrów, takich jak punkty pracy lamp czy tranzystorów, napięcia zasilania i inne.

Z powyższego przykładu widoczne jest, że proste określenie dokładności wystarcza do zdefiniowania liniowości w przypadku miernika bez automatyki, w przypadku miernika z działającą ARW do tego celu konieczna jest ponadto znajomość parametrów sygnału wejściowego.

Oprócz błędu powodowanego przez same przyrządy pomiarowe w wynik pomiaru wchodzi jeszcze błąd wynikający z

zastosowanej metody pomiaru. Ten rodzaj błędów może być systematyczny lub przypadkowy, a ich występowanie nie jest tak oczywiste jak poprzednich. Jeżeli prawdopodobieństwo występowania pewnych rodzajów błędów w metodzie pomiaru może być aproksymowane przez rozkład normalny lub logarytmiczno-normalny, to prawdopodobny błąd całkowity σ może być prosto obliczony z zależności:

$$= \left[\sum_{n=1}^K \sigma_n^2 \right]^{1/2} \quad (2)$$

gdzie σ_n - prawdopodobny błąd indywidualny.

Ta sama zależność jest ważna w przypadku, gdy σ jest zdefiniowane jako odchylenie standardowe. Dla ilustracji podany jest poniżej przykład takiego obliczenia błędu pomiaru występującego przy badaniu promieniowania zakłóceń zgodnie z metodą zaleconą przez wojskową normę USA MIL-I-6181D przy częstotliwości 2 GHz.

Niektóre ważniejsze przyczyny błędów w urządzeniu pomiarowym	Błąd prawdopodobny $\sigma = 50\%$
---	---------------------------------------

Niepewność poziomu cechowniczego od włączenia do włączenia	$\pm 0,8$ dB
--	--------------

Niepowtarzalność impulsów generatora cechowniczego	0,3 dB
--	--------

Błąd wywołany nieliniowością miernika	1,0 dB
---------------------------------------	--------

Błąd powodowany przez kable i złącza	0,5 dB
--------------------------------------	--------

Niedokładność współczynnika korekcyjnego anteny	0,3 dB
---	--------

Błąd rejestratora wyników	0,2 dB
---------------------------	--------

Najistotniejsze przyczyny błędów wynikające z przyjętej metody pomiarów	Błąd prawdopodobny $\sigma = 50\%$
---	---------------------------------------

Zmiany (nieidentyczność) w ustawianiu anteny pomiarowej	1,2 dB
---	--------

Zmiana polaryzacji anteny	2,2 dB
---------------------------	--------

Błąd zestrojenia anteny i wpływ otaczających przedmiotów	0,3 dB
--	--------

Wpływ zmian amplitudy mierzonych zakłóceń	0,6 dB
---	--------

Podstawiając powyższe dane do zależności (2) uzyskuje się odpowiednio błędy całkowite

$$\text{od przyrządów} \quad \sigma_p \approx 1,5 \text{ dB}$$

$$\text{od metody} \quad \sigma_m \approx 2,7 \text{ dB}$$

$$\text{i błąd ogólny} \quad \sigma = \sqrt{\sigma_p^2 + \sigma_m^2} = 3,1 \text{ dB}$$

Tak więc z prawdopodobieństwem 50% można stwierdzić, że rzeczywista wartość natężenia pola może być o 3,1 dB większa lub mniejsza od wartości zmierzonej. Widoczne jest stąd na jak kruchych podstawach oparte są decyzje, że jakaś określona granica została przekroczona w dół lub w górę o ułamek dB, skoro prawdopodobny błąd całkowity jest większy od 3 dB.

Powyższa analiza błędów, mimo że pobieżna, może być stosowana przy pomiarach zakłóceń radioelektrycznych.

Na zakończenie tych niepełnych z konieczności informacji o miernikach zakłóceń, dla zorientowania czytelnika

Zestawienie najważniejszych parametrów szeregu typów mierników zakłóceń produkowanych w USA

Firma	Typ	Zakres częstotliwości	Liczba portów	Szerokość pasma	Stała czasowa ład. detekt.	Stała czasowa rozład. detekt.
Stoddart	NM-40A	30 Hz - 15 kHz	1	8 - 60 Hz	1 ms	600 ms
Stoddart	NM-10A	14 kHz-250 kHz	3	100 - 300 Hz	1 ms	600 ms
Stoddart	NM-20B	150 kHz-25 MHz	7	2 - 7 kHz	1 ms	600 ms
Stoddart	NM-22A	150 kHz-32 MHz	8	3 kHz	1 ms	600 ms
Stoddart	NM-30A	20 MHz-400 MHz	6	160 kHz	1 ms	600 ms
Stoddart	NM-50A	375 MHz-1000 MHz	1	0,6 & 1,2 MHz	1 ms	600 ms
Stoddart	NM-52A	375 MHz-1000 MHz	2	540 kHz	1 ms	600 ms
Stoddart	NM-62A/1	1,0 - 2,3 GHz	1	1 & 5 MHz	4 μs	160/600
Stoddart	NM-62A/2	2,3 - 4,4 GHz	1	1 & 5 MHz	4 μs	160/600
Stoddart	NM-62A/3	4,4 - 7,3 GHz	1	1 & 5 MHz	4 μs	160/600
Stoddart	NM-62A/4	7,3 - 10 GHz	1	1 & 5 MHz	4 μs	160/600
Empire	TX/NF-105	14 - 150 kHz	3	1 kHz	0,3 μs	80 ms
Empire	TA/NF-105	150 kHz-30 MHz	6	10 kHz	0,3 μs	80 ms
Empire	T1/NF-105	20 - 200 MHz	2	100 kHz	0,3 μs	80 ms
Empire	T2/NF-105	200 - 400 MHz	1	200 kHz	0,3 μs	80 ms
Empire	T3/NF-105	400 - 1000 MHz	2	300 kHz	0,3 μs	80 ms
Empire	T1/NF-112	1,0 - 2,0 GHz	1	0,6 & 3,0 MHz	0,1 μs	1 ms
Empire	T2/NF-112	2,0-4,0 GHz	1	0,6 & 3,0 MHz	0,1 μs	1 ms
Empire	T3/NF-112	4,0 - 7,0 GHz	1	0,6 & 3,0 MHz	0,1 μs	1 ms
Empire	T4/NF-112	7,0 - 10 GHz	1	0,6 & 3,0 MHz	0,1 μs	1 ms
Empire	T5/NF-112	10 - 15 GHz	1	0,6 & 3,0 MHz	0,1 μs	1 ms
Empire	T6/NF-112	15 - 21 GHz	1	0,6 & 3,0 MHz	0,1 μs	1 ms
Polarad	FIM-L	1,0 - 2,24 GHz	1	5 MHz	0,1 μs	3 μs
Polarad	FIM-S	2,14 - 4,34 GHz	1	5 MHz	0,1 μs	3 μs
Polarad	FIM-M	4,2 - 7,74 GHz	1	5 MHz	0,1 μs	3 μs
Polarad	FIM-X	7,36 - 10 GHz	1	5 MHz	0,1 μs	3 μs

ka w parametrach produkowanych obecnie na świecie mierników zakłóceń, w tablicy na str. 82 zestawiono najważniejsze parametry mierników różnych firm, produkowanych obecnie w USA.

Jako przykład nowoczesnej metody pomiaru z dziedziny kompatybilności elektromagnetycznej przytoczony jest poniżej przykład pomiaru tłumienia (skuteczności) ekranowania w kabinach ekranowanych.

POMIAR TŁUMIENIA EKRAHOWANIA

Pomiar tłumienia lub skuteczności ekranowania jest jednym z trudniejszych zagadnień pomiarowych. Dokładność, a właściwie wiarygodność wyników pomiarów, staje się problematyczną przy pomiarach dużych tłumień rzędu 100 dB i powyżej.

Rysunek 4 (1) ilustruje poglądowo znaną metodę pomiaru tłumienia dla fali płaskiej. Praktyka stosowania tej metody wykazuje, że jeżeli antena odbiornika (sonda) przesuwana jest równolegle do powierzchni mierzonego ekranu, to zmiany tłumienia mogą dochodzić do 50 dB, szczególnie przy wyższych częstotliwościach (powyżej 300 MHz). Jeżeli antena odbiornika jest przystosowana do polaryzacji ortogonalnej, to wynikiem pomiaru jest mniejsza wartość tłumienia z tego względu, że przy takiej polaryzacji znaczne pogorszenie ekranowania wywołują wszelkie nieciągłości i szczeliny na powierzchni ekranującej, które stają się wtórnymi źródłami promieniowania. Pomiar utrudniają również powstające wewnątrz pomieszczenia e-

kranowanego fale stojące o dużej amplitudzie. Te trudności pomiarowe powodują, że wielu użytkowników, zamawiając kabiny ekranowane, nie potrafi sprecyzować dokładnie swoich wymagań, co zachęca producentów tego sprzętu do zaniedbań i podawania zawyżonych danych technicznych. Producenci wychodzą w tym przypadku z założenia, że użytkownik często nie potrafi stwierdzić, czy tłumienie wynosi 80, 100 czy 120 dB i w żaden sposób nie jest w stanie obalić danych technicznych podanych przez wytwórcę.

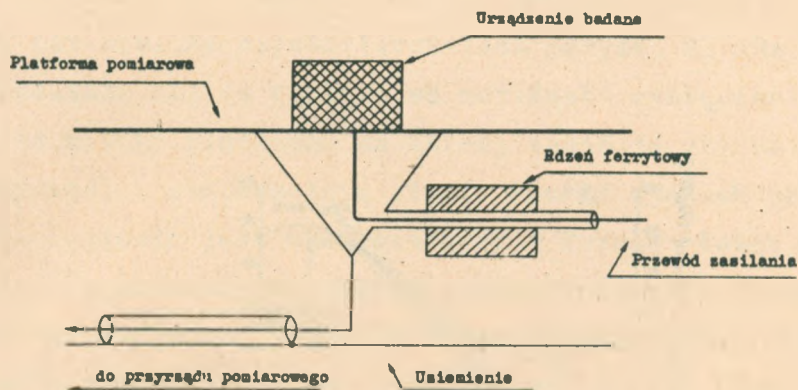
Na rysunku 4 (2) pokazana jest idea metody umożliwiającej przeprowadzenie pomiaru tłumienia metodą statystyczną. W skład urządzenia odbiorczego wchodzi tu miernik zakłóceń i automatyczny rejestrator X-Y. Źródłem natężenia pola jest generator mocy wraz z odpowiednią anteną nadawczą. Zestaw taki pozwala na uzyskanie w sposób automatyczny dla każdej częstotliwości wykresów tłumienia w funkcji czasu. Antena generatora mocy i antena miernika znajdują się na wspólnej osi i są razem przesuwane w różnych kierunkach po mierzonym ekranie. Zmiana odległości między antenami nie może przekraczać 30% ich odległości nominalnej, dzięki czemu wielkość mocy odbieranej nie będzie się zmieniać o więcej niż ± 1 dB. Odchylenie od osi obydwu anten nie powinno przekraczać $1/4$ szerokości wiązki (co odpowiada zmianom ± 1 dB w odbieranej mocy). Wykres uzyskany z automatycznego rejestratora X-Y jest wykonany we współrzędnych prostokątnych, przy czym na osi Y odczytuje się wartość szczytową sygnału, a przy określonej wartości

natężenia pola z nadajnika wprost wartość tłumienia w dB. Oś X jest wyskalowana w jednostkach czasu, co odpowiada położeniu anteny (sondy) na powierzchni mierzonego ekranu. Oś Y ma naniesioną siatkę skali co 5 dB, a liczba przekroczeń każdego z tych 5 dB poziomów może być zliczona i przedstawiona w formie graficznej jak na rys.4 (3). Na tej podstawie możliwe jest również określenie sumarycznego prawdopodobieństwa rozkładu wielkości tłumienia w czasie. Wykres taki pokazany jest na rys.4 (4), na którym można odczytać, przez jaki procent całego czasu pomiaru występowały określone wartości tłumienia, czyli sumaryczne czasy przekroczeń określonych poziomów co 5 dB. Metoda ta ma tę zaletę, że uzyskany z rejestratora X-Y wykres jest trwałym i obiektywnym dokumentem z wykonanych badań.

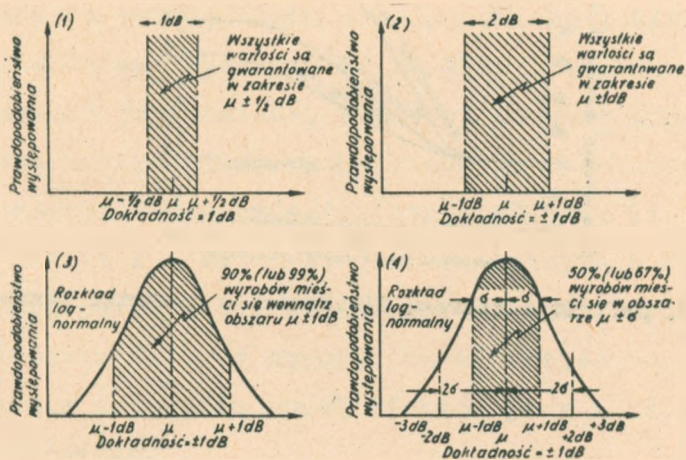
AUTOMATYZACJA POMIARÓW

Zamieszczony wyżej opis metody pomiaru tłumienia ekranowania jest jednym z przykładów automatyzacji pomiarów w dziedzinie kompatybilności elektromagnetycznej. Automatyzacja pomiarów jest obecnie coraz powszechniej stosowana z uwagi na szereg jej istotnych zalet. Najważniejsze z nich to możliwość wykonania w krótkim czasie dużej liczby pomiarów, możliwość zebrania dużej ilości informacji niezbędnych do obróbki statystycznej, a także niższy koszt pomiarów. Najczęściej do tego rodzaju pomiarów są stosowane automatycznie przestrajane rejestratory X-Y oraz analizatory widma częstotliwości. W

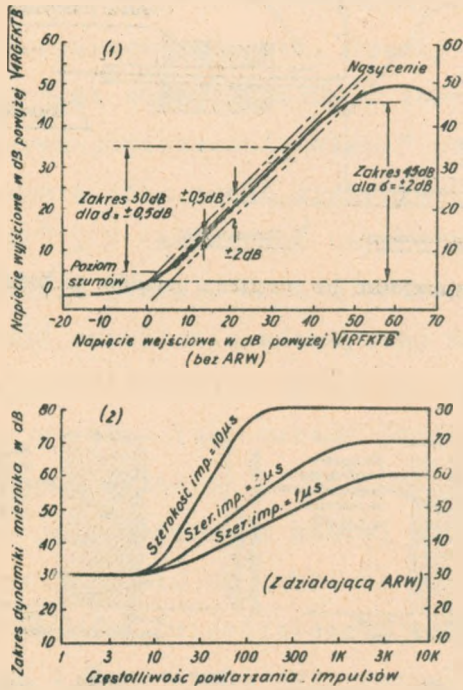
chwili obecnej brak jest zaleceń i norm na takie przyrządy i metody pomiarów, mimo że byłyby one bardzo pożądane. Należy tu starannie przemyśleć kompromis między dokładnością wyników pomiarów, ilością informacji i kosztem urządzenia. Przy stosowaniu maszyn liczących dla oceny kompatybilności w złożonych systemach łączności wyłania się problem zachowania (zapamiętania) dużej ilości szczegółowych danych. Metody pomiarów, które zostaną opracowane w przyszłości, powinny być adekwatne z podstawowymi zadaniami wynikającymi z dotychczasowej praktyki pomiarowej w omawianej dziedzinie.



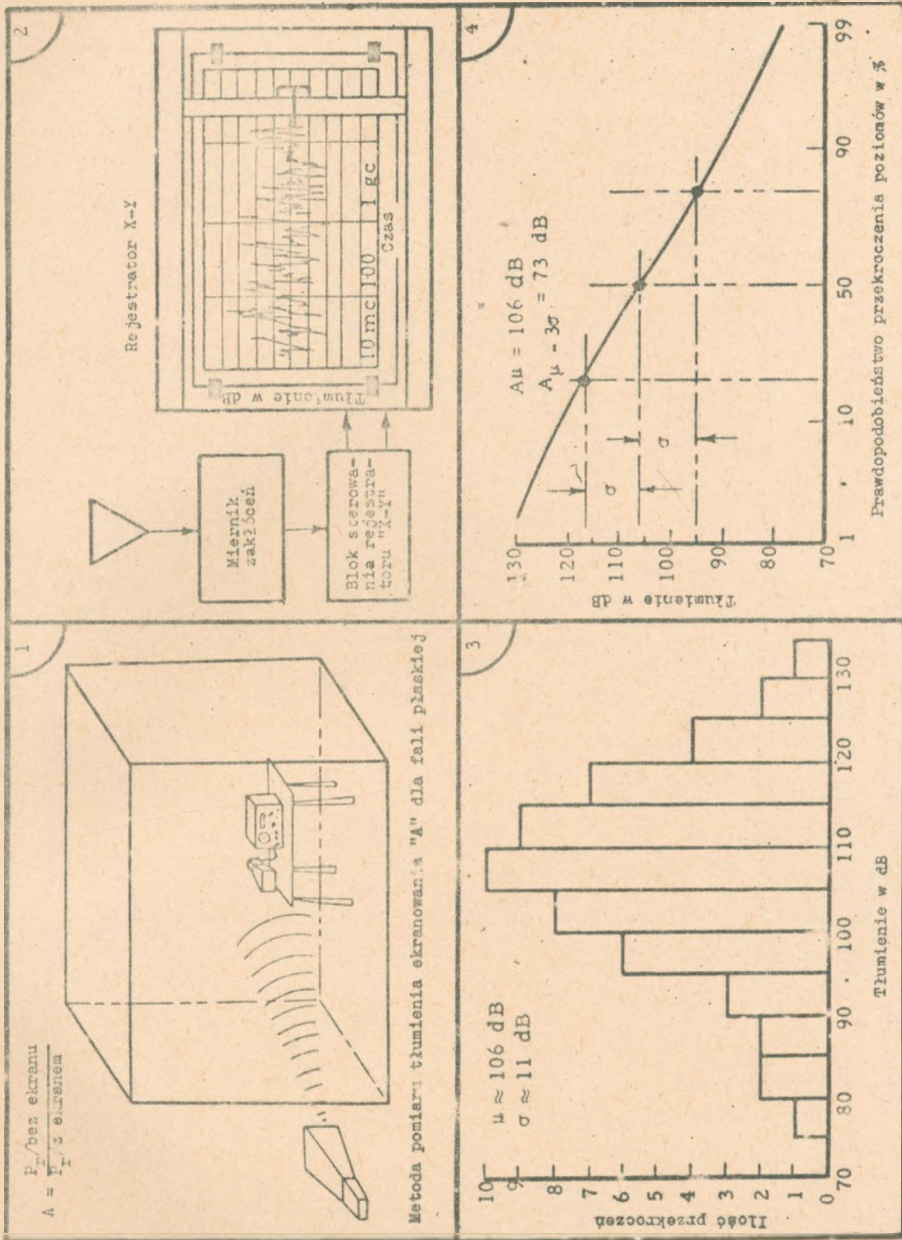
Rys. 1. Stanowisko do pomiaru prądów uziemienia



Rys. 2. Kilka interpretacji pojęcia "dokładność 1 dB"



Rys. 3. Definicja zakresu liniowości i dynamiki miernika



Rys. 4. Metoda i sposób przedstawiania wyników pomiarów tłumienia ekranowania dla jednej częstotliwości

