

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
KOMUNIKACJI I TRANSPORTU

Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Nr 85

11979

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. Edward Kowalczyk — Czy oparte o entropię pojęcie ilości informacji może być miarą stopnia organizacji materii?	3
2. Jerzy Dudzewicz, Romuald Białobrzęski — Błędy kwantyzacji miernika mocy średniej sygnałów losowych	11
3. Daniel Józef Bem — Telewizyjne anteny nadawcze dla zakresu fal decymetrowych (Baza strategiczno-informacyjna)	27
4. Elżbieta Ferenstein, Paweł Szablowski, Kornel Wydro — Opis i wykorzystanie charakterystyk zmienności ruchu telefonicznego	55
5. Edward Dumania — Zniekształcenia powodowane obciążeniem szerokości pasma sygnału o modulacji kątowej	67
6. Nguyen Kim Sach — Zniekształcenia sygnałów pomiarowych typu \sin^2 przy ich generacji	77
7. Marian Kisło — Badanie zmienności czasowej natężenia pola w zakresie częstotliwości około 300 MHz, dla potrzeb radiokomunikacji ruchomej	105
8. Jan Bogucki — Bezpośredni pomiar małych odbić sygnału występujących w czwórnikach i obciążeniach sztucznych w pasmie mikrofalowym	117
9. Jan Bogucki, Zbigniew Szklarczyk — Wysokostabilny generator pasma X.	123

СОДЕРЖАНИЕ

1. Э. Ковальчик: Обоснованное на энтропии понятие количества информации может ли быть мерой степени организации материи?	3
2. Г. Дудzewич, Р. Бялобрзески: Погрешности квантования измерителя средней мощности случайных сигналов	11
3. Д. Ю. Бем: Телевизионные передающие антенны для диапазона дециметровых волн (Стратегическая и информационная база)	27
4. Е. Ференштейн, П. Шабловски, К. Выдро: Характеристики изменяемости телефонного трафика. Их описание и пользование	55
5. Э. Думаня: Искажения углово модулированного сигнала при ограничении ширины передаваемой полосы частот	67
6. Н. Ким Сак: Генерационные искажения измерительных сигналов типа \sin^2	77
7. М. Кисло: Испытания временной флуктуации напряженности поля в полосе частот 300 МГц, используемой в подвижной радиосвязи	105
8. Я. Богущки: Непосредственные измерения незначительных отражений сигнала сантиметровых волн в четырёхполюсниках и в схемах искусственной нагрузки	117
9. Я. Богущки, З. Шклярчик: Высокостабильный генератор полосы частот X	123

CONTENS

1. E. Kowalczyk — Can the notion of information quantity based on entropy be a measure of the degree of material organisation?	3
2. J. Dudzewicz, R. Białobrzęski — Quantization errors of the random signals mean power meter	11
3. D.J. Bem — Television sending antennas for decimetric waves (Strategy and Information Basis)	27
4. E. Ferenstein, P. Szablowski, K. Wydro — Description and utilization of telephone traffic changeability characteristics	55
5. E. Dumania — Distortions caused by the frequency bandwidth limitation of angularly modulated signals	67
6. N. K. Sach — Distortion of the type \sin^2 measuring signals during generating	77
7. M. Kisło — Testing of the field intensity variability in time in the frequency band used for mobile radiocommunications	105
8. J. Bogucki — Direct measures of small microwave signal reflections occurring on four-terminal networks and on dummy loads	117
9. J. Bogucki, Z. Szklarczyk — High stability generator of the X frequency band	123

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 85

WARSZAWA
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny – prof. mgr inż. Lesław Kędziński

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. *Władysław Cetner*, doc. mgr inż. *Adam Moniuszko*
doc. dr inż. *Krzysztof Plewko* (Z-ca Redaktora Naczelnego)

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, 04-894 Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1979

ISBN-83-206-0020-0

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności
Wydawnictwo nieperiodyczne

CZY OPARTE O ENTROPIĘ POJĘCIE ILOŚCI INFORMACJI MOŻE BYĆ MIARĄ STOPNIA ORGANIZACJI MATERII?

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 4.II.1978 r.

Artykuł poświęcony jest zagadnieniom powiązań pomiędzy pojęciem informacji a strukturą zjawisk i obiektów materialnych i rozważaniu, czy miara ilości informacji jest dostatecznym wskaźnikiem stopnia i charakteru „porządku” występującego w świecie materialnym. Konkluzją artykułu jest stwierdzenie, że ilość informacji jest miarą „ilości porządku”, natomiast nic ona nie mówi o charakterze i zróżnicowaniu struktury materii, będącej reprezentantem tego porządku.

Od dawna zauważono, że w naturze istnieją tendencje do ścisłego uporządkowania materii, osiągnięcia równowagi dynamicznej różnych procesów i zjawisk oraz tendencje do odchodzenia od tego porządku ku stanom najbardziej prawdopodobnym.

Ta druga tendencja wydaje się bardziej naturalna, albowiem jest w zgodzie z drugą zasadą termodynamiki.

W obszarze „materii zorganizowanej” mamy do czynienia z obiektami, o dość dokładnie określonej strukturze, organizacji i funkcji poszczególnych elementów; w innych przypadkach ilość elementów jest tak wielka, wzajemne ich relacje tak liczne i złożone, a nasza zdolność do ścisłego wyznaczenia stanów i własności poszczególnych elementów tak ograniczona, że pozostaje nam tylko metoda statystyczna wyznaczania stanu organizacji tego obiektu.

Stanem nieuporządkowania nazywamy najczęściej stan, w którym występuje struktura przypadkowa.

Jednym z pojęć związanych z porządkiem jest np. pojęcie symetrii, którą obserwujemy w przyrodzie, np. w kryształach. Symetria została przyjęta przez ludzi w ich praktycznej działalności, stając się podstawą np. pojęć estetycznych. Symetrię cennieć możemy zarówno do zagadnień statycznych — wtedy oznacza ona swoisty sposób proporcjonalnego zgrupowania elementów, jak i do procesów dynamicznych — wtedy oznacza równowagę. Jakościowe różnice, wynikające z symetrii, transformowane są na język geometrii i poprzez nią na język liczbowy. A więc jest to droga od jakości do ilości poprzez relacje geometryczne.

Symetria form obiektów – oznaczająca jednorodność, proporcjonalność i tzw. harmonię, tzn. powtarzalność – wywierała duży wpływ na mentalność ludzką. Porządek zaobserwowany w naturze był źródłem rozważań nad teorią liczb, był fundamentem dla języka „ilościowego”. Nauka ludzka wyrosła na gruncie obserwacji struktur i organizacji przyrody, dających punkt wyjścia do rozważań abstrakcyjnych.

W miarę swego rozwoju ludzkość odeszła od szczegółowych spraw organizacji materii i zaczęła stosować metodę idealizacji, a więc uproszczeń struktury zjawisk dla łatwiejszego ujęcia zasadniczych praw, głównie ilościowych w oparciu o miary, stosunki i porównania, wykorzystując takie pojęcia, jak np. proporcja, która jest podstawową kategorią pojęcia symetrii. Z tego rodzaju rozważań wywodzą się zasady czystej matematyki.

Matematyka pochodzi więc od obserwacji organizacji i struktury materii. Jej rodowód jest zatem „natury organizacyjnej” – jest ona odbiciem organizacji natury – stąd zgodność wielu wyników matematycznych z naturą.

Dlaczego człowiekowi podoba się symetria i wynikająca z niej proporcjonalność oraz harmonia? – bo zasady i logika myślenia wywodzą się również z obserwacji organizacji przyrody, a ta oparta jest między innymi na porządku, symetryczności, powtarzalności, proporcjonalności i periodycznym powtarzaniu jednej i tej samej proporcji w całości i detalach materii.

Cała przyroda stanowi więc bardzo skomplikowaną strukturę złożoną z wielu powiązanych ze sobą obiektów, przy czym każdy obiekt to odrębna organizacja materii, a przez tę odrębność organizacyjną obiekt jest wyróżniony ze zbioru innych obiektów. Wyodrębniony obiekt złożony z jakichś elementów, z określoną na nich strukturą, to pewien układ różniący się określonymi cechami od otaczającej go przestrzeni. Zachowanie tych cech to zachowanie odrębności układu od otoczenia. Tendencję do zachowania odrębności, uogólniając, można nazwać „celem” układu.

Stopień organizacji układu zależy od złożoności celu i od roli jaką pełni każdy element w stosunku do tego celu. Cele proste można osiągnąć prostą strukturą i prostą organizacją tej struktury. Cele złożone wymagają złożonej struktury i organizacji. Cel może być stały w czasie lub zmienny. Odpowiednio do tego elementy pełnią wtedy określone funkcje stałe lub zmiennie w czasie.

Zachowanie odrębności układu w stosunku do otoczenia w czasie, to przeciwstawianie się wzrostowi entropii. Przeciwstawianie się wzrostowi entropii w danym otoczeniu, w którym egzystuje układ może przyjmować różne postacie: od zmniejszenia tempa tego wzrostu aż po bezwzględne zmniejszenie się wartości entropii, co związane jest z produkcją negentropii. W zależności od tego, stopień organizacji układu może być coraz wyższy, aż po formę, którą nazywamy życiem. Z chwilą jednak gdy występuje przeciwstawianie się wzrostowi entropii musi występować negentropia – czyli pewien porządek, którego miarą jest m.in. ilość informacji oparta na pojęciu entropii – czyli średnia ilość informacji na jeden symbol. Zachodzi pytanie, jakim kosztem odbywa się utrzymanie tego porządku, czym natura płaci za lokalne

odstępstwo od drugiej zasady termodynamiki, np. jakim kosztem utrzymuje się organizacja zwana kryształem?

Wzrost negentropii w pewnych układach odbywa się kosztem wzrostu entropii innych obiektów kontaktujących się z obiektem będącym źródłem negentropii, jednak entropia układu nadrzędnego musi wzrastać. Wniosek stąd, że produkcja negentropii stanowi „lokalną fluktuację”.

Jak już zostało powiedziane, w bardzo wielu przypadkach nie jesteśmy w stanie określić ściśle istoty organizacji materii złożonej z bardzo wielkiej ilości elementów – dotyczy to z reguły tych sytuacji i takich obiektów, przy badaniu których sięgnąć musimy w naszych rozważaniach, np. do poziomu molekularnego, atomowego lub jeszcze niżej – jak to ma miejsce we współczesnej fizyce. Wtedy pozostaje nam, jako narzędzie oceny stanu wewnętrznej organizacji takich obiektów – statystyka i prawdopodobieństwo oraz pojęcie entropii jako miara braku porządku i informacji.

Obiekty takie trudno rozpatrywać na podstawie klasycznych praw fizyki, albowiem ich własności wynikające często z dynamicznego współdziałania wielkiej ilości elementów, z których się składają, nie są możliwe do poznania z racji niedoskonałości zarówno naszych zmysłów, jak i aparatury pomiarowej. Przykładem tego rodzaju obiektów są obiekty biologiczne.

Nie możemy jednak rezygnować całkowicie z wykorzystania klasycznych praw i pojęć fizyki w badaniu obiektów o wielkiej złożoności – chociaż fizyka w zasadzie nigdy nie interesowała się organizacją materii w sensie stopnia wpływu tej organizacji na własności fizyczne obiektów. Lukę wypełniają tu metody statyczne i oparte o te metody pojęcia informacyjne¹⁾. Zagadnienia materii uporządkowanej i nieuporządkowanej oraz własności fizycznych związanych ze stopniem uporządkowania materii leżą u podstaw poglądów, iż obok masy i energii, trzecim czynnikiem kształtującym otaczającą nas zewnętrzną jest pewien porządek mierzony ilością informacji; sama informacja jako pojęcie raczej natury psychologicznej, to relacja określona na zbiorze stanów i zdarzeń oraz na zbiorze celów określonych dla badanych obiektów (jest to relacja dwuargumentowa: zamiast zbioru zdarzeń i stanów bierze się pod uwagę zbiór ich prawdopodobieństwa). Tak więc masa, energia i porządek, mierzony w jednostkach entropii lub ilości informacji, tworzą trzy podstawowe elementy świata fizycznego. Czy są to trzy wzajemnie zamienne postacie manifestowania się materii? – na pewno nie. Masa i energia przemawia do naszych zmysłów, porządek do naszej świadomości intelektualnej, do poczucia ładu, harmonii, proporcji, a nawet estetyki. Zachodzi pytanie, czy bezpośrednio nie możemy jakoś zmierzyć stopnia uporządkowania za pomocą pomiaru wielkości makro-fizycznych, nierozzerwalnie sprzężonych z pojęciem porządku. Czy, np. w układzie izolowanym zaznaczają się różnice pomiędzy stanem uporządkowanym a nieuporządkowanym, wyrażone, np. w defekcie masy lub energii?. Wydaje się, że w przypadku układów o bardzo wielkiej złożoności – tak.

¹⁾ W artykule tym, jeżeli mówimy o ilości informacji jako mierze ilości porządku, to mamy na myśli zawsze średnią ilość informacji na 1 symbol.

Czy miarą stopnia uporządkowania może być wyłącznie entropia (czy negentropia) układu?

Rozpatrzmy np. zbiorowisko ludzkie w postaci tzw. tłumu oraz w postaci zorganizowanej, w której występują wyspecjalizowane w określonej działalności i zachowaniu się grupy ludzkie.

W pierwszym przypadku porządek będzie sumą powtarzających się zachowań i reakcji poszczególnych jednostek, w drugim będzie wynikiem także funkcjonowania struktury zbiorowiska i zróżnicowania funkcji oraz zachowań się poszczególnych wyspecjalizowanych w określonym działaniu części zbiorowiska.

W pierwszym wypadku entropia wydaje się dostateczną miarą oceny stopnia uporządkowania, natomiast w drugim przypadku nic nam ona nie mówi o strukturze i zróżnicowaniu funkcjonalnym, o rodzaju organizacji i własnościach, jakie ta organizacja rodzi w układzie. Wartość entropii układu informuje nas więc głównie o rozmiarach „antyporządku”, co pozwala z kolei na wnioskowanie o poziomie i niejako ilości ogólnego porządku.

Określając entropię chodzi nam więc o ustalenie „ilości organizacji”, a nie o jej jakość (podobnie jak w przypadku informacji). W zagadnieniach czysto fizycznych tego rodzaju miara jest wystarczająca. Podobna sytuacja występuje także w przypadku miary bezwładności – czyli masy oraz miary zdolności do wykonania pracy – czyli energii.

Tak więc entropia jest miarą „ilości porządku” lub organizacji, określającą nam odstęp od stanu najbardziej prawdopodobnego, odpowiadającego maksimum entropii. Jest właściwie miarą naszej niewiedzy. Stan najbardziej prawdopodobny podlega prawom rozkładu prawdopodobieństw i można go nazwać porządkiem przypadkowym i uznać za stan dezorganizacji.

Mimo, że wartość entropii nie mówi nam nic o „jakości porządku”, może nam sygnalizować zmianę tej jakości. Dzieje się tak np. w momentach niektórych przemian fazowych, w których występuje raptowny skok wartości entropii wraz ze zjawiskiem, np. tak zwanego ciepła utajonego. Ze zmian tych wnioskować możemy, czy nastąpił wzrost, czy spadek ilości porządku w obserwowanym obiekcie, a tym samym zmiany jego stanu informacyjnego określanego średnią ilością informacji na jeden „stan”.

Jeżeli entropia w pewnym układzie izolowanym jest w sumie równa 0, to oznacza to, że rozpatrywany proces jest odwracalny. Jeżeli jest większa od 0, oznacza to, że struktura przemian jest nieodwracalna.

Można by także rozważyć, czy niektóre specyficzne wartości entropii, poza 0 i poza skokowymi jej zmianami, nie oznaczają pewnych specyficznych sytuacji fizycznych, związanych z jakimś stanem porządkowym materii, jakąś jej konfiguracją przestrzenną i fizyczną lub z ich zmianami. Weźmy pod uwagę stałą gazową R

$$R = 8,31 \cdot 10^7 \text{ erg/mol} \cdot \text{K}$$

która ma wymiar entropii, jednocześnie jest charakterystyczna dla określonych sytuacji fizycznych (dla określonego porządku fizycznego).

Zachodzi pytanie, czy można nadać tej stałej interpretację entropową i dla jakich sytuacji?

Inną stałą o wymiarze entropii jest stała Boltzmana k .

$$k = 1,38 \cdot 10^{-16} \text{ erg/K}$$

Figuruje ona w wielu zależnościach opisujących zjawiska fizyczne, a poza tym np. we wzorze na maksymalną ilość informacji

$$I = k \ln P$$

i na średnią ilość informacji na jeden symbol (stan)

$$I = -k \sum_{i=1}^n p_i \ln p_i$$

przy czym $k = \frac{R}{N}$, gdzie:

N – liczba Avogadra; $N = 6,02 \cdot 10^{23}$ cząstek

W tym przypadku można postawić sobie pytanie skąd w wyrażeniu na ilość informacji wzięła się stała k , występująca w termodynamice, m.in. w teorii kinetycznej gazów. Wydaje się, że przyjmując za podstawę miary ilości informacji prawdopodobieństwa występowania określonych zdarzeń i pewne rozkłady tych prawdopodobieństw, oparto się na niektórych fizycznych modelach tych rozkładów, z których model zachowania się cząstek gazu doskonałego okazał się szczególnie przydatny – bo dość dobrze rozpoznany.

Aby lepiej zrozumieć problemy porządku w zjawiskach fizycznych, warto jeszcze raz krótko omówić pojęcie porządku z pozycji formalnych. Jeśli z pewnego „uniwersum” wyodrębnimy określony zbiór, to jest oczywiste, że wprowadzamy wstępny porządek – tworzymy pewną negentropię. Jest to równoważne wprowadzeniu informacji do określonej przestrzeni. Treścią tej informacji jest „cecha” tworząca zbiór, właściwa jego elementom i decydująca o odrębności zbioru elementów.

Następnym krokiem porządkującym może być uporządkowanie elementów według jakiegoś kryterium, czyli utworzenie relacji na wyodrębnionej ilości elementów. Treścią informacji związanej z tym porządkiem będzie zdefiniowana relacja porządkująca. Kolejno, można utworzyć podzbiory i określić relację pomiędzy tymi podzbiorymi, elementami tych podzbiorów, podzbiorymi jako całościami itp.

Można więc mówić o określeniu całej rodziny relacji w danym zbiorze elementów, czyli o określeniu struktury. W strukturze tej zawarta jest pewna różnorodność relacji. Różnorodność ta staje się podstawą dla określenia ilości informacji zawartej w strukturze, jeżeli towarzyszy jej pewna nieokreśloność, którą wyrazić można za pomocą prawdopodobieństwa. Kiedy to może mieć miejsce? Oczywiście wtedy, jeżeli znamy a priori ogólną ilość rodzajów relacji mogących zachodzić oraz prawdopodobieństwa ich występowania w danym zjawisku lub obiekcie, a nie wiemy, które z nich konkretnie zachodzą.

Skąd jednak można określić ilości możliwych rodzajów relacji i prawdopodobieństwa ich występowania? To jest właśnie podstawowa trudność. Wnioskować

o tym można niekiedy ogólnie z makro-własności, jakie dają się określić dla obserwowanego zjawiska, ale ściśle ustalenie różnorodności struktury wewnętrznej w postaci prawdopodobieństwa konkretnego kompleksu relacyjnego stanowi problem do rozwiązania. Wielkości fizyczne, które mogą nas o tej strukturze informować, to np. temperatura, ciśnienie, energia wewnętrzna, różnorodne funkcje stanu, a także pewne stałe fizyczne.

Generalnie można mówić, np. o procesach fazowych i pewnych wartościach niektórych wielkości fizycznych, charakterystycznych dla tych procesów. Np. dla fazy gazowej wartości niektórych wielkości i wartości relacji zachodzących między nimi informują o rodzaju i stanie tych gazów (np. gazy szlachetne, gaz doskonały itp.).

Te specyficzne wskaźniki jakości struktury budowy materialnej obiektów i zjawisk nie określają jednak jeszcze relacji szczegółowych. Chodzi więc o określenie nie tylko ogólnej różnorodności stanów, ale także o różnorodność rodzajów stanów i nieokreśloność tych rodzajów. Ogólnie mówimy, że istnieją trzy podstawowe rodzaje stanów, tzw. fazy – stała, ciekła i gazowa. Niektórzy mówią o czwartej fazie – plazmie.

Wyróżnić można stany przejściowe międzyfazowe, a także różne ich rodzaje w obrębie faz podstawowych, np. różne formy krystaliczne w obrębie fazy stałej, różne stany fazy gazowej (np. para nienasycona, nasycona, gaz zjonizowany).

Problem staje się jeszcze bardziej złożony, jeżeli chcielibyśmy ustalać rodzaje struktur molekularnych, szczególnie biologicznych. Wyznaczenie struktur z pomiarów własności makrofizycznych i na odwrót – określenie własności ze znajomości struktur za pomocą pojęć informacyjnych stać się może w najbliższym czasie tematem godnym nadania mu odpowiednio wysokiego priorytetu – dotychczas jednak rozwiązany on nie jest.

WYKAZ LITERATURY

1. *Gott W.*: *Filosovskie voprosy sovremennoj fiziki*. „Vyzsaja Skola”, Moskva 1972 r.
2. *Jaynes E. T.*: *Information theory and statistical mechanics*. *Physical Review*, Vol. 106.
3. *Markov M.*: *O prirode materii*. „Nauka”, Moskva 1976 r.
4. *Trajbus M.*: *Termostatika i termodinamika* (przekład z jęz. angielskiego). „Energia”, Moskva 1970 r.

Эдвард Ковальчик

БОСНОВАННОЕ НА ЭНТРОПИИ ПОНЯТИЕ КОЛИЧЕСТВА ИНФОРМАЦИИ МОЖЕТ ЛИ БЫТЬ МЕРОЙ СТЕПЕНИ ОРГАНИЗАЦИИ МАТЕРИИ?

Резюме

Статья посвящена вопросам зависимости, существующих между понятием информации и структурой материальных явлений и объектов. Именно автор пытается здесь добиться ответа, является ли мера количества информации достаточным показателем и характера „порядка”, существующего в материальном мире.

В заключение статьи автор констатирует, что количество информации может являться мерой „количества порядка”. Но оно ничего не говорит о характере и разновидности структуры материи соответствующих этому порядку.

Edward Kowalczyk

CAN THE NOTION OF INFORMATION QUANTITY BASED ON ENTROPY BE
A MEASURE OF THE DEGREE OF MATERIAL ORGANISATION?

Summary

The paper deals with the problems of relations existing between the notion of information and the structure of the material phenomena and objects. The author wishes to know, does the information quantity present a satisfactory index of the degree and of the character of the order existing in the material world.

In conclusion it is ascertained that the quantity of information is indeed a satisfactory measure of „order quantity”, but it gives no indication of either the character or the variability of the material structure appropriate to this order.

Edward Kowalczyk

NATION DE QUANTITÉ D'INFORMATIONS BASÉE SUR L'ENTROPIE PEUT-ELLE
CONSTITUER LA MESURE DU DEGRÉ D'ORGANISATION DE LA MATIÈRE?

Résumé

L'article est consacré aux problèmes de relations existant entre la notion d'information et la structure de phénomènes et d'objets matériels. On considère la question si la mesure de quantité d'informations constitue un indice suffisant de degré et de caractère de „l'ordre” existant dans le monde matériel.

En conclusion, on constate que la quantité d'information constitue la mesure de quantité „d'ordre”, mais par contre elle ne détermine pas le caractère et la structure de la matière propre à cet ordre.

Edward Kowalczyk

KANN DER AUF ENTROPIE GESTÜTZTE BEGRIFF DER INFORMATIONSMENGE
DAS MASS DES ORGANISATIONSGRADES DER MATERIE SEIN?

Zusammenfassung

Der artikel ist den Problemen der Zusammenhänge zwischen dem Informationsbegriff und der Struktur von Phänomene und Materieobjekte gewidmet, wie auch den Betrachtungen, ob das Mass der Informationsmenge die ausreichende Kennziffer des Grades und Charakters der in materiellen Welt existierenden „Ordnung” ist.

Die Schlussfolgerung des Artikels ist die Feststellung, dass die Informationsmenge das Mass der „Ordnungsmenge” ist, und sagt aber nichts über den Charakter und Differenzierung der Materiestruktur, die diese Ordnung repräsentiert.

JERZY DUDZIEWICZ
ROMUALD BIAŁOBRZESKI

621.317.784

BŁĘDY KWANTYZACJI MIERNIKA MOCY ŚREDNIEJ SYGNAŁÓW LOSOWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1.XII.1977 r.

W artykule omówiono zagadnienie powstawania błędów pomiarów mocy średniej wykonywanych za pomocą miernika z kwantyzacją. Dokonano oszacowania tych błędów dla różnych rozkładów wartości chwilowych napięć badanych sygnałów losowych. Podano również sposób wyznaczania właściwego zakresu pomiaru danego miernika uwzględniając typ rozkładu badanego sygnału, wyżej wymienione błędy kwantyzacji i błąd wynikający z ograniczonej dynamiki tego miernika.

1. WPROWADZENIE

Od wielu lat istnieją zalecenia CCITT dotyczące dopuszczalnej średniej mocy szumu i sygnałów użytecznych w kanale (łączy) telefonicznym [1]. Aczkolwiek zalecenia te stanowią niekiedy wytyczne do projektowania, to jednak można je w pewnych przypadkach traktować jako przybliżone wymagania dotyczące łączy realnych. Powstaje więc istotne zagadnienie pomiarów mocy średniej takich sygnałów losowych za pomocą odpowiedniego miernika.

Za estymator mocy średniej \hat{P} sygnałów losowych przyjmuje się wynik pomiaru uzyskany za pomocą miernika mocy średniej [2], zgodnie z następującą zależnością:

$$\hat{P} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2(t)}{R} dt \quad (1)$$

gdzie:

$u(t)$ – chwilowa wartość napięcia badanego sygnału,

T – czas uśredniania (całkowania); wartości czasu uśredniania są przyjmowane w praktyce np. 1 s, 1 min lub 1 h,

R – rezystancja, na której wydziela się mierzona moc.

Biorąc pod uwagę fakt, że czas uśredniania powinien mieć – z technicznego punktu widzenia – wartość skończoną, należy wyraźnie podkreślić, że wspomniana

ny miernik służy do estymacji wartości mocy średniej za ściśle określony (umowny) czas. W dalszym ciągu rozważań będziemy operowali nazwą „mcc średnia \hat{P} ” rozumiejąc przez to wyżej określony estymator mocy średniej \hat{P} .

Jak wykazano [3], ograniczenia amplitudowe dotyczące przetwarzania napięć sygnałów przez układy elektroniczne miernika, powodują powstawanie błędów pomiaru mocy średniej. Jednym ze sposobów zmniejszenia tych błędów jest zwiększenie dynamiki układów elektronicznych miernika. Przez dynamikę rozumie się w tym przypadku zakres napięć chwilowych (ściślej różnicę między poziomem maksymalnym i poziomem minimalnym napięć chwilowych) sygnału mierzonego, które są poprawnie przetwarzane przez układy elektroniczne miernika. Przez poprawne przetwarzanie sygnału rozumie się przetwarzanie idealne bez wprowadzania niekształceń (błędów). Przy dalszej analizie przyjęto koncepcję miernika mocy średniej o szerokiej dynamice i opartego na zasadzie kwantyzacji wartości napięć badanych sygnałów. Koncepcja ta została opracowana przez docenta Michała Nowickiego z Instytutu Łączności w Warszawie [4].

2. OPIS MIERNIKA MOCY ŚREDNIEJ SYGNAŁÓW LOSOWYCH OPARTEGO NA ZASADZIE KWANTYZACJI NAPIĘĆ

Na rysunku 1 przedstawiono uproszczony schemat blokowy ilustrujący koncepcję miernika, w którym zastosowano wyżej wymienioną ideę kwantyzacji. Miernik taki realizuje postulat dostatecznie szerokiego przedziału przetwarzania napięć chwilowych [3] mierzonych sygnałów. Ponadto w celu wyeliminowania procedury związanej z „podnoszeniem napięcia do kwadratu” (por. równanie (1)) zastosowano w omawianym mierniku specyficzny podział zakresu przetwarzania na sąsiadujące ze sobą podzakresy, wyznaczone przez napięcie progowe komparatorów $K_1 \dots K_N$. Stosowane komparatory są komparatorami „okienkowymi”, to znaczy, że na wyjściu dowolnego komparatora pojawiają się impulsy o określonej częstości powtarzania F (por. rys. 1) z chwilą, gdy wartość napięcia u sygnału mierzonego znajdzie się w przedziale między napięciami progowymi sąsiednich komparatorów, czyli:

$$\bigwedge_{U_j \leq u < U_{j+1}} n_j = \Delta t_j F \quad (2)$$

gdzie:

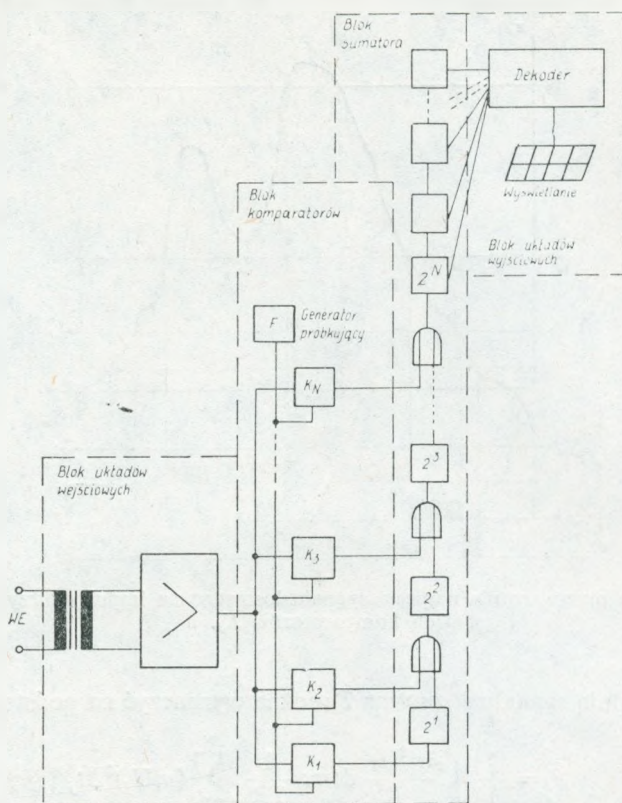
U_j – napięcie progowe komparatora K_j ,

n_j – liczba impulsów na wyjściu komparatora K_j ,

Δt_j – suma odcinków czasu, w których napięcie u „przebywa” w przedziale (U_j, U_{j+1}) ,

F – częstość powtarzania impulsów próbujących komparatora (por. rys. 1).

Na rysunku 2 przedstawiono ilustrację sposobu przetwarzania napięcia sygnału losowego na impulsy otrzymywane na wyjściach komparatorów K_j .



Rys. 1. Schemat blokowy miernika mocy średniej sygnałów losowych opartego na zasadzie kwantyzacji napięć

W rozważanym mierniku zastosowano specyficzne podejście przy ustalaniu napięć progowych komparatorów. Przyjęto mianowicie zasadę, że iloraz napięć progowych sąsiednich komparatorów, zwany dalej *ilorazem kwantyzacji*, jest stały i wynosi:

$$k = \frac{U_{j+1}}{U_j} = \sqrt{2}, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

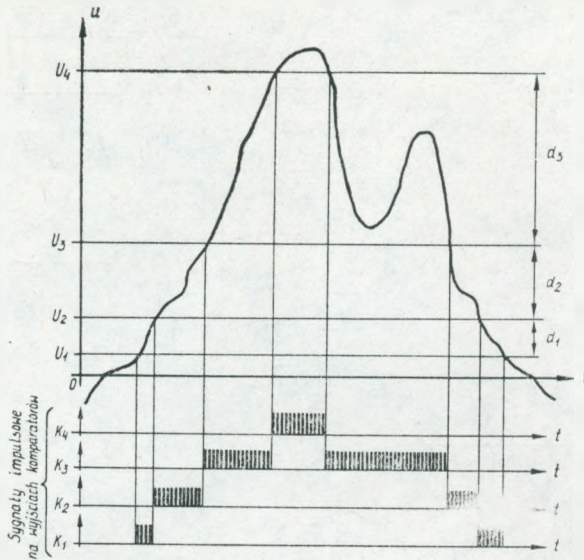
przy czym U_{N+1} oznacza „naturalny” próg, wynikający z limitujących właściwości układów elektronicznych.

Napięciu sygnału wejściowego o wartości znajdującej się w przedziale kwantyzacji d_j równym

$$d_j = U_{j+1} - U_j, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

można przyporządkować wartość dyskretną równą mU_j , przy czym m jest tzw. *ramieniem kwantyzacji* i musi spełniać relację:

$$1 \leq m \leq k \quad (5)$$



Rys. 2. Ilustracja przetwarzania napięcia sygnału losowego na impulsy otrzymywane na wyjściach komparatorów K_j .

Zatem moc średnią sygnału \hat{P} za czas T można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$\hat{P} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2(t)}{R} dt \approx \frac{1}{TR} \sum_{j=1}^N (mU_j)^2 \Delta t_j \quad (6)$$

Korzystając z zależności (2) można równanie (6) przekształcić do postaci:

$$\hat{P} = \frac{m^2}{RFT} \sum_{j=1}^N U_j^2 n_j \quad (7)$$

Na podstawie równania (3) można wyznaczyć napięcie progowe komparatora K_j w zależności od napięcia progowego pierwszego komparatora U_1 , mamy bowiem:

$$U_j = k^{j-1} U_1 \quad (8)$$

Moc średnia może być zatem wyznaczona z zależności:

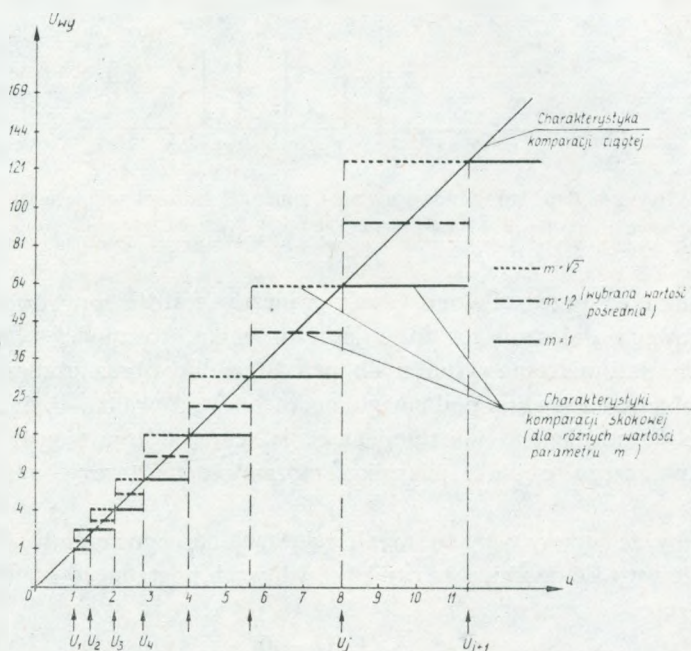
$$\hat{P} = \frac{m^2 U_1^2}{RFT} \sum_{j=1}^N (k^{j-1})^2 n_j = \frac{m^2 U_1^2}{RFT} (n_1 + 2n_2 + 4n_3 + \dots + 2^{N-1} n_N) \quad (9)$$

Operację sumowania $(n_1 + 2n_2 + 4n_3 + \dots + 2^{N-1} n_N)$ można zrealizować za pomocą sumatora binarnego o N wejściach z wagami odpowiednio 2^{j-1} dla j -tego wejścia. Sumator taki został schematycznie przedstawiony na rysunku 1.

3. WYZNACZENIE BŁĘDU KWANTYZACJI POMIARU MOCY ŚREDNIEJ

Rozpatrując szczegółowo przedstawioną zasadę kwantyzacji napięć chwilowych sygnału badanego można wyznaczyć teoretyczną charakterystykę statyczną bloku komparatorów. Charakterystyka taka została przedstawiona na rys. 3.

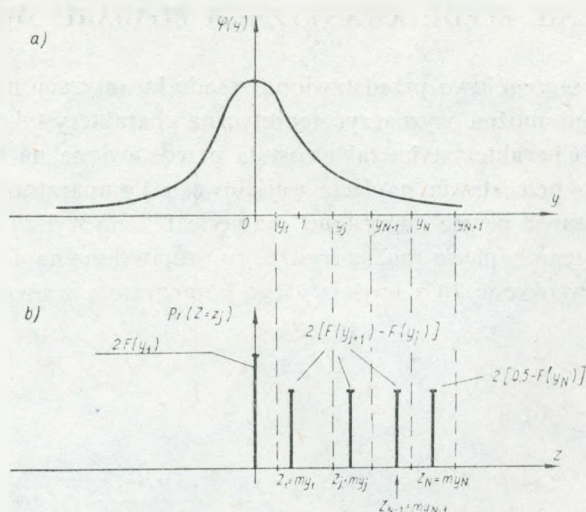
Oś odciętych przedstawia napięcie wejściowe u komparatorów, natomiast oś rzędnych przedstawia pewne „umyślone” napięcie U_{wy} na wyjściu bloku komparatorów. Wartość tego napięcia można uważać za proporcjonalną do liczby impulsów wychodzących (w okresie T) z wyjścia j -tego komparatora z uwzględnieniem wagi



Rys. 3. Charakterystyka statyczna bloku komparatorów.

j -tego wejścia sumatora. Można również powiedzieć, że ta schodkowa charakterystyka statyczna dotyczy całego miernika mocy średniej i wtedy oś odciętych reprezentowałaby napięcie wejściowe (wyrażone na przykład w woltach), a oś rzędnych – moc wskazywaną (wyrażoną na przykład w watach, przy oporze $R = 1 \Omega$).

Zgodnie z zasadą działania komparatora K_j charakterystyka ta doznaje skoków przy zmianie przedziału kwantyzacji odpowiednio do wartości napięć badanego sygnału. Z charakterystyki tej wynika, że zmiany napięcia w zakresie jednego przedziału kwantyzacji d_j nie powodują zmian „umyślonego” napięcia na wyjściu komparatora K_j . Właściwość ta ma istotne znaczenie dla dalszego ciągu rozważań. Chodzi mianowicie o to, że w wyniku działania komparatora ulega zmianie rozkład gęstości prawdopodobieństwa napięcia sygnału dołączonego do wejścia miernika.



Rys. 4. Rozkład standaryzowanej zmiennej losowej (napięcia):

- a) przed operacją kwantowania – ciągła zmienna losowa Y o gęstości prawdopodobieństwa $\varphi(y)$
 b) po operacji kwantowania – skokowa zmienna losowa Z o rozkładzie prawdopodobieństwa $Pr(Z = z_j)$.

Na rysunku 4a przedstawiono obraz graficzny gęstości prawdopodobieństwa sygnału losowego dołączonego do wejścia miernika, to znaczy przed operacją kwantowania, natomiast na rysunku 4b przedstawiono obraz graficzny rozkładu prawdopodobieństwa sygnału poddanego operacji kwantowania. Pomijając sprawy związane ze wzmocnieniem lub tłumieniem, jakiemu podlega sygnał przy przejściu przez poszczególne bloki miernika, możemy przeprowadzić następujące rozumowanie.

Przyjmijmy, że badany sygnał jest realizacją stacjonarnego i ergodycznego procesu losowego i że wartość oczekiwana napięć chwilowych mierzonego sygnału losowego jest równa zero, to znaczy:

$$E(U) = 0 \quad (10)$$

gdzie:

U – zmienna losowa – napięcie badanego sygnału.

Ponadto przyjmijmy założenie, że rozkład wartości chwilowych napięć badanego sygnału jest rozkładem symetrycznym. Zatem wariancja zmiennej losowej U będzie równa:

$$D^2(U) \stackrel{\text{def}}{=} \int_{-\infty}^{+\infty} [u - E(U)]^2 f(u) du = 2 \int_0^{+\infty} u^2 f(u) du \quad (11)$$

gdzie:

$f(u)$ – gęstość prawdopodobieństwa napięć chwilowych badanego sygnału losowego.

Odchylenie standardowe $D(U)$ zmiennej losowej U , równe dodatniemu pierwiastkowi kwadratowemu z wariancji, odpowiada w naszym przypadku wartości

skutecznej napięcia sygnału losowego. Można więc uważać, że wariancja jest miarą mocy badanego sygnału, tzn.:

$$P = c D^2(U) \quad (12)$$

gdzie:

c – współczynnik proporcjonalności.

W celu uproszczenia dalszych rozważań można dokonać liniowego przekształcenia zmiennej losowej U za pomocą podstawienia:

$$Y = \frac{U}{D(U)} \quad (13)$$

otrzymując w ten sposób zmienną losową standaryzowaną. Wariancja tej zmiennej losowej, przy uwzględnieniu poczynionych uprzednio założeń, będzie równa momentowi zerowemu rzędu drugiego zgodnie z definicją:

$$m_2 \stackrel{\text{def}}{=} 2 \int_0^{+\infty} y^2 \varphi(y) dy = 1 \quad (14)$$

gdzie:

$\varphi(y)$ – gęstość prawdopodobieństwa standaryzowanej zmiennej losowej Y .

Wynikiem operacji kwantowania jest to, że zmienna losowa ciągła Y przekształca się w zmienną losową skokową Z z następującą relacją (por. także rys. 4):

$$\bigwedge_{y_j < Y < y_{j+1}} Z = z_j = m y_j \quad (15)$$

gdzie:

$j = 1, 2, \dots, N-1$, a więc prawdopodobieństwo każdej wartości (każdego punktu skokowego) z_j jest równe:

$$\text{Pr}(Z = z_j) = F(y_{j+1}) - F(y_j) \quad (16)$$

gdzie:

$$F(y) = \int_0^y \varphi(x) dx \quad (17)$$

to znaczy jest dystrybucją zmiennej losowej Y o gęstości prawdopodobieństwa $\varphi(y)$ zmniejszoną o 0,5.

Ponieważ

$$\bigwedge_{0 \leq Y < y_1} Z = 0 \quad (18)$$

co oznacza „nieczułość” miernika dla napięć mniejszych od pierwszego progu oraz

$$\bigwedge_{Y > y_N} Z = z_N = m y_N \quad (19)$$

co oznacza naturalne ograniczenie dynamiki miernika [3], wobec tego moment zerowy rzędu drugiego m'_2 zmiennej losowej Z wynosi:

$$m'_2 = \sum_{j=1}^N z_j^2 \text{Pr}(Z = z_j) = 2 \sum_{j=1}^{N-1} (m y_j)^2 [F(y_{j+1}) - F(y_j)] + 2 (m y_N)^2 [0,5 - F(y_N)] \quad (20)$$

Względną różnicę między momentami rzędu drugiego sygnału po operacji kwantowania i przed operacją kwantowania, nazywamy błędem (względnym) kwantyzacji i oznaczamy jako:

$$\Delta = \frac{m'_2 - m_2}{m_2} 100\% = (m'_2 - 1) 100\% \quad (21)$$

przy czym $m_2 = 1$.

Podstawiając równanie (20) do równania (21) otrzymujemy:

$$\Delta = \left\{ 2 \sum_{j=1}^{N-1} (m y_j)^2 [F(y_{j+1}) - F(y_j)] + 2 (m y_N)^2 [0,5 - F(y_N)] - 1 \right\} 100\% \quad (22)$$

Jeżeli przyjmiemy, że górna granica poprawnego przetwarzania napięć sygnału przez układy elektroniczne miernika wynosi:

$$y_{N+1} = y_N k = y_N \sqrt{2} \quad (23)$$

to znaczy, że dynamika miernika wynosi:

$$A = 20 \lg \frac{y_{N+1}}{y_1} = 20 \lg k^N = 20N \lg k \text{ [dB]} \quad (24)$$

Zgodnie z przyjętą zasadą wyznaczania wartości napięć progowych komparatorów można napisać, że:

$$y_j = y_{N+1} (k)^{(j-N-1)} = y_{N+1} (\sqrt{2})^{(j-N-1)} \quad (25)$$

Błąd kwantyzacji miernika mocy średniej można więc ostatecznie wyznaczyć następującym wzorem:

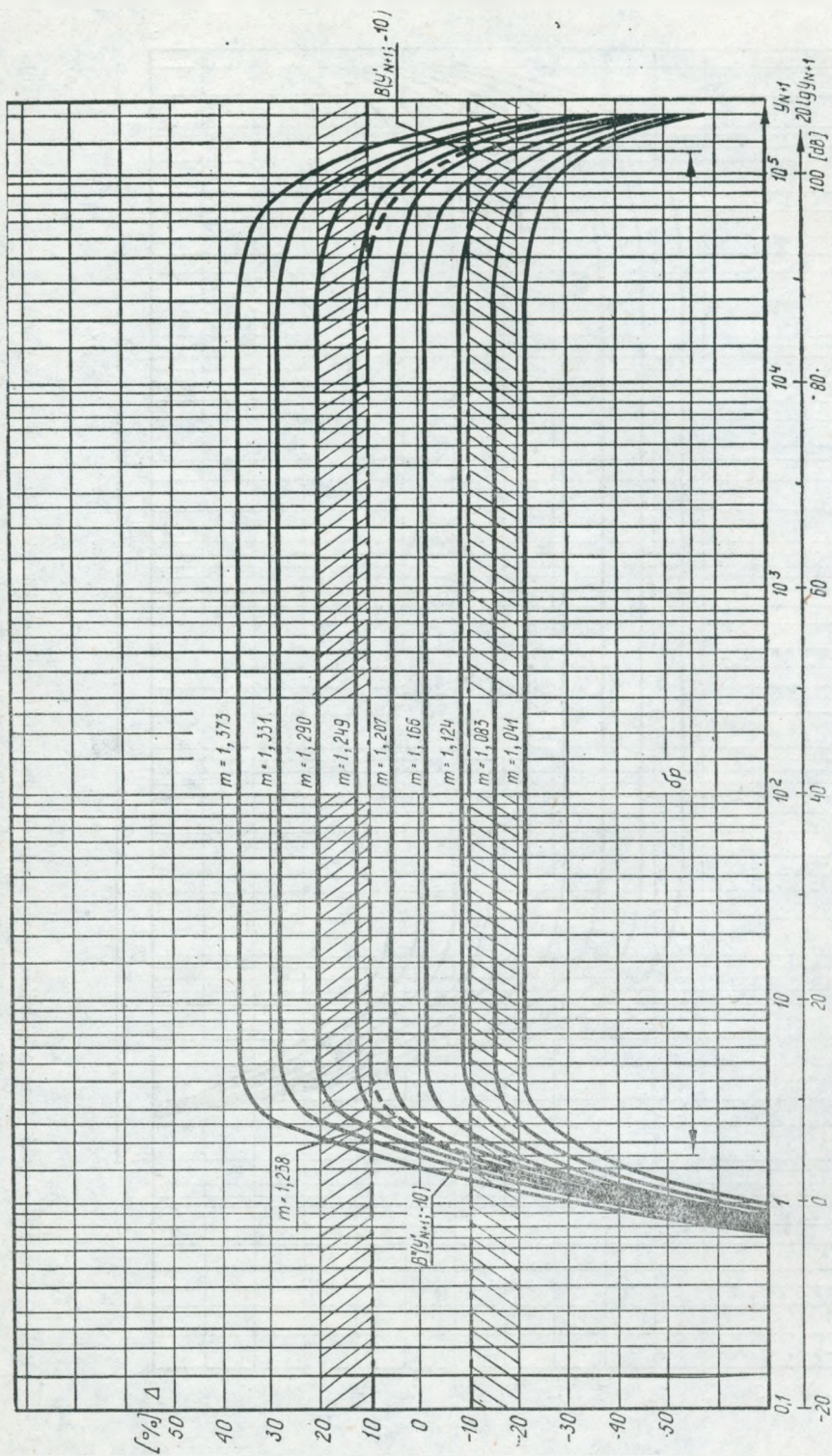
$$\Delta = \left\{ 2m^2 (y_{N+1})^2 \sum_{j=1}^{N-1} k^{2(j-N-1)} [F(y_{N+1} \cdot k^{(j-N)}) - F(y_{N+1} \cdot k^{(j-N-1)}) + 2m^2 y_{N+1}^2 k^{-2} [0,5 - F(y_{N+1} k^{-1})] - 1 \right\} 100\% \quad (26)$$

Na rysunkach 5, 6, 7 przedstawiono rodziny charakterystyk błędu kwantyzacji pomiaru mocy średniej sygnałów losowych w zależności od górnej granicy poprawnego przetwarzania y_{N+1} przy $N = \text{const}$ (tzn. także $A = \text{const}$ – por. wzór (24)); parametrem było ramię kwantyzacji m . Na rysunku 5 przedstawiono te charakterystyki dla sygnału o rozkładzie normalnym, to znaczy założono, że:

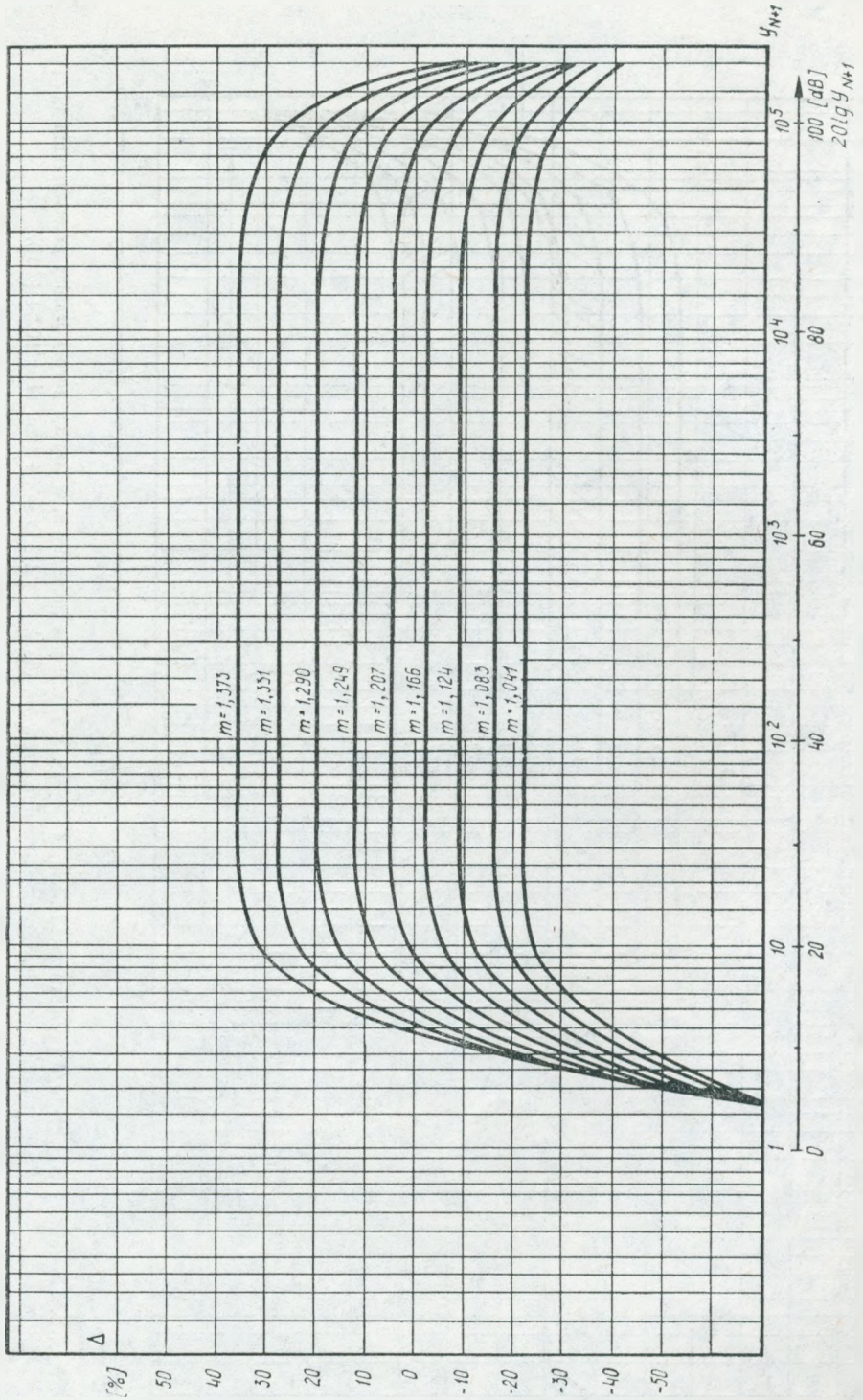
$$\varphi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} \quad (27)$$

na rysunku 6 – dla sygnału o rozkładzie „pierwiastkowym”, to znaczy dla sygnału, którego gęstość prawdopodobieństwa można przedstawić w postaci:

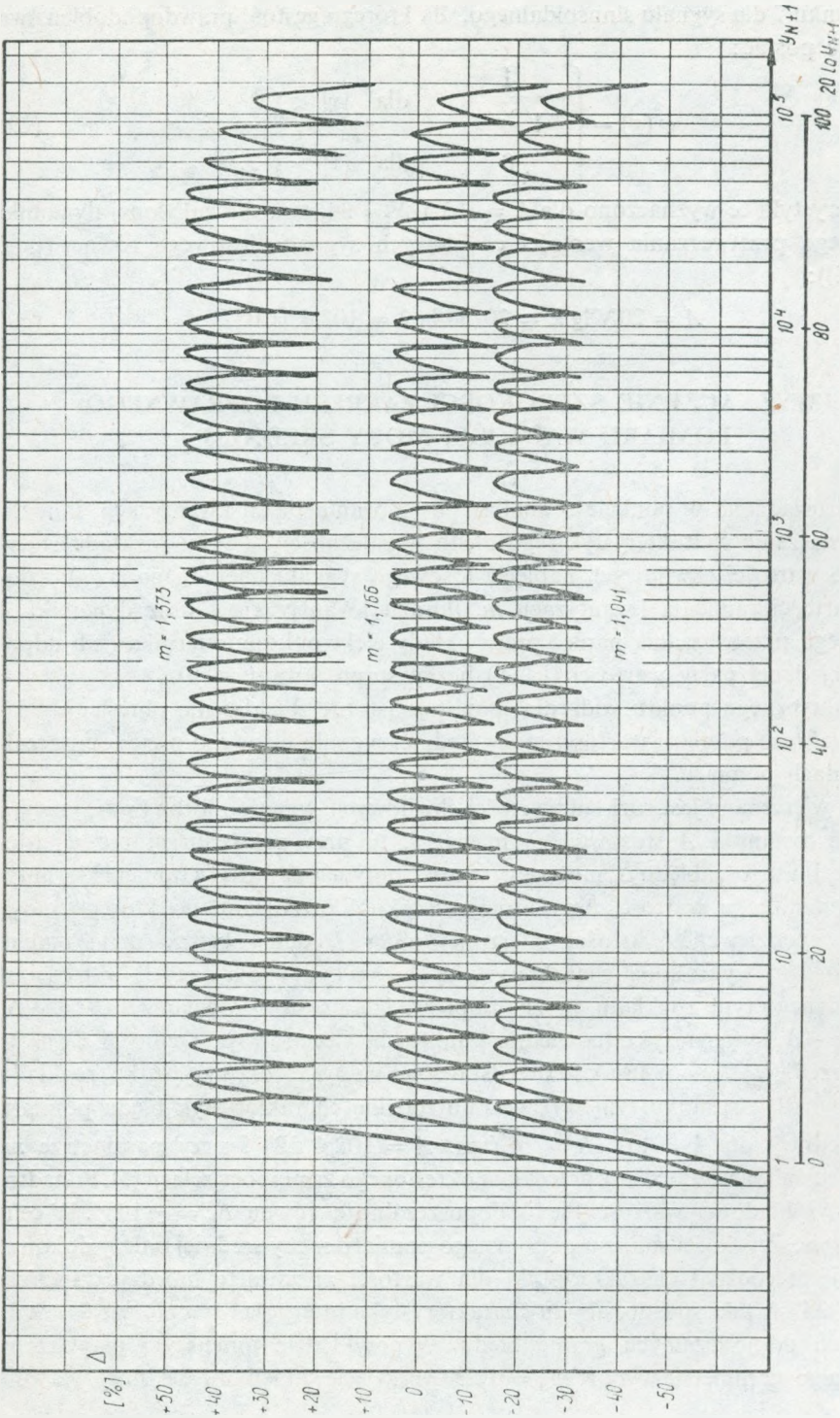
$$\varphi(y) = \frac{\sqrt{30}}{2} \exp(-\sqrt[4]{120} \sqrt{y}) \quad (28)$$



Rys. 5. Charakterystyki błędu Δ pomiaru mocy średniej sygnału o rozkładzie normalnym w funkcji górnej granicy przetwarzania y_{N+1} przy różnych wartościach parametrów m , dla $k = \sqrt{2}$ i $N = 34$ (zn. $A = 102,4$ [dB]).



Rys. 6. Charakterystyki błędów Δ pomiaru mocy średniej sygnału o rozkładzie pierwiastkowym w funkcji górnej granicy przetwarzania y_{N+1} przy różnych wartościach parametru m , dla $k = \sqrt{2}$ i $N = 34$ (tzn. $A = 102,4$ (dB)).



Rys. 7. Charakterystyka błędu Δ pomiaru mocy średniej sygnału sinusoidalnego w funkcji górnej granicy przetwarzania y_{N+1} przy różnych wartościach parametru m , dla $k = \sqrt{2}$ i $N = 34$ (tzn. $A = 102,4$ [dB]).

a na rysunku 7 dla sygnału sinusoidalnego, dla którego gęstość prawdopodobieństwa przyjmuje postać:

$$\varphi(y) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{2-y^2}} & \text{dla } |y| < \sqrt{2} \\ 0 & \text{dla } |y| > \sqrt{2} \end{cases} \quad (29)$$

Charakterystyki te wyznaczono dla $k = \sqrt{2}$ i $N = 34$, tzn. dla założonej dynamiki poprawnego przetwarzania wartości chwilowych sygnału losowego równej (por. wzór (24)):

$$A = 20N \lg k = 20 \cdot 34 \lg 2 = 102,4 \text{ [dB]} \quad (30)$$

4. WYZNACZENIE SZEROKOŚCI ZAKRESU POPRAWNEGO POMIARU WARTOŚCI MOCY ŚREDNIEJ

Przeprowadzona w punkcie 3 analiza powstawania błędu kwantyzacji umożliwiła wyznaczenie charakterystyk tego błędu w zależności od typu rozkładu statystycznego wartości chwilowych napięcia losowego sygnału mierzonego $\varphi(y)$, założonej wartości ramienia kwantyzacji m , ilorazu kwantyzacji k oraz dynamiki A poprawnego przetwarzania napięć przez układy elektroniczne miernika (lub odpowiadającej danej parze wartości (k, A) liczby stopni kwantyzacji).

Z praktycznego punktu widzenia, powstaje istotne zagadnienie określenia właściwego zakresu pomiaru wartości mocy średniej sygnału losowego przy dopuszczalnych błędach pomiaru.

Jeżeli więc znany jest rozkład wartości chwilowych sygnału, iloraz kwantyzacji k i wartość dynamiki A stosowanego miernika, to przy założeniu granicznej (dopuszczalnej) wartości błędu Δ_g można wyznaczyć optymalną wartość ramienia kwantyzacji m_0 , tzn. taką wartość, przy której szerokość przedziału, do którego mogą „trafić” spodziewane wartości mierzonej mocy średniej, będzie maksymalna. Mając bowiem wykreśloną charakterystykę $\Delta = \varphi(y_{N+1})$ dla danych wartości A i k oraz danego typu rozkładu, można poprowadzić proste o równaniach $\Delta = +\Delta_g$ oraz $\Delta = -\Delta_g$ i wyznaczyć odpowiednie punkty przecięcia o współrzędnych $B'(y'_{N+1}; +\Delta_g)$ oraz $B''(y''_{N+1}; -\Delta_g)$, jak to przedstawiono na rys. 5 dla przypadku rozkładu normalnego. Na rysunku tym wyznaczono rodzinę charakterystyk błędu pomiaru mocy średniej dla $k = \sqrt{2}$, $N = 34$ (tzn. $A = 102,4$ dB) i przy parametrze m , przyjmującym wartości co 0,1 przedziału określonego za pomocą relacji (5). Ponadto, obrano przykładowo wartość błędu dopuszczalnego równą $\Delta_g = \pm 10\%$. W celu wyznaczenia szerokości zakresu poprawnego pomiaru mocy średniej należy dokonać graficznej interpolacji charakterystyki dla wartości m zawartej między wartością 1,207 a 1,249 w taki sposób, aby ta charakterystyka interpolacyjna nie przekraczała założonych dopuszczalnych granic błędu. W przykładzie niniejszym przybliżona wartość tego parametru wynosi $m_0 = 1,238$. Przyjęcie jakiegokolwiek innej wartości

parametru m powodowałyby, że odpowiadająca jej szerokość zakresu pomiarowego byłaby mniejsza.

Przecięcie tej wyznaczonej graficznie charakterystyki z prostą $\Delta = -\Delta_g = -10\%$ pozwala wyznaczyć punkty o współrzędnych B'' (1,7; -10) oraz B' (135 000; -10), które umożliwiają wyznaczenie szerokości zakresu δp poprawnego pomiaru mocy średniej.

Na podstawie zależności (12) i (13) można więc ostatecznie napisać, że:

$$\begin{aligned} \delta p &= 10 \lg \frac{P''}{P'} = 20 \lg \frac{D(U)''}{D(U)'} = 20 \lg \frac{\frac{U_{N+1}}{y_{N+1}''}}{\frac{U_{N+1}}{y_{N+1}'}} = 20 \lg \frac{y_{N+1}'}{y_{N+1}''} = \\ &= 20 \lg \frac{135\,000}{1,7} = 98 \text{ dB} \quad (31) \end{aligned}$$

Dokonując podobnych operacji dla rozkładu pierwiastkowego (por. rys. 6) i dla rozkładu harmonicznego (sygnału sinusoidalnego – rys. 7) uzyska się następujące wyniki przy założeniu tych samych parametrów k , A i Δ_g :

- rozkład pierwiastkowy: $m_0 = 1,195$, $\delta p = 89$ dB
- rozkład harmoniczny: $m_0 = 1,190$, $\delta p = 99$ dB

5. ZAKOŃCZENIE

Uzyskane wyniki analizy dotyczące wpływu kwantyzacji i ograniczonej dynamiki przetwarzania na wielkość błędu pomiaru mocy średniej sygnałów losowych pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

1. Zakres pomiaru mocy średniej sygnałów losowych nie pokrywa się z zakresem poprawnego przetwarzania wartości chwilowych napięć tych sygnałów przez układy elektroniczne miernika.
2. Zaproponowana metoda wyznaczania błędu kwantyzacji przy pomiarze mocy średniej sygnałów losowych pozwala na dokonanie optymalnego doboru wartości ramienia kwantyzacji m_0 , która może być traktowana jako „stała konstrukcyjna” przyrządu pomiarowego.
3. Szerokość zakresu poprawnego pomiaru mocy średniej sygnałów losowych jest uzależniona od typu rozkładu wartości chwilowych napięć mierzonych sygnałów. Tak więc optymalna wartość m_0 dla danego rozkładu nie będzie się pokrywała z analogiczną wartością m_0 dla innego rozkładu. Jest to pewna trudność, którą jednak można pokonać w rozmaity sposób, na przykład za pomocą przewidzianego w tym celu specjalnego regulatora m , którym można by – znając typ rozkładu badanego sygnału – nastawiać wartość optymalną dla danego przypadku lub stosując odpowiednią poprawkę (por. wartość współczynnika stałego w równaniu (9)). W każdym jednak przypadku obsługujący taki miernik mocy średniej powinien znać wartość tego ramienia kwantyzacji m , aby w sposób poprawny przetwarzać i interpretować uzyskane wyniki pomiaru.

4. O ile dla typowych sygnałów losowych (por. rys. 5 i 6) można dobrać odpowiednią wartość m , tak aby w dużym zakresie pomiaru błąd był znikomo mały (np. dla rozkładu normalnego dla $m \approx 1,17$ błąd $\Delta \approx 0$ w zakresie $\delta p = 75 \dots 80$ dB — por. rys. 5), o tyle nie jest to możliwe dla przebiegów okresowych (por. rys. 7). Wynika stąd wniosek, że miernik mocy średniej pracujący na zasadzie kwantyzacji jest w głównej mierze przeznaczony do pomiaru mocy średniej sygnałów losowych, natomiast sygnały zdeterminowane (np. sinusoidalne) mierzone są z większą niedokładnością. W praktyce nie ma to większego znaczenia, ponieważ „czyste” sygnały harmoniczne można mierzyć z większą dokładnością analogowymi przyrządami „klasycznymi” lub cyfrowymi (o bardzo wielkiej liczbie stopni kwantyzacji).

WYKAZ LITERATURY

1. *Księga Zielona CCITT T. III-1*. WKŁ, Warszawa 1976.
2. *Dudziewicz J.*: Miernik mocy średniej sygnałów losowych. Prace Instytutu Łączności, nr 3, 1975.
3. *Białobrzęski R.*: Oszacowanie błędu pomiaru mocy średniej sygnałów losowych. Praca doktorska. Instytut Łączności 1976.
4. *Nowicki M.*: Koncepcje rozwiązań układów miernika mocy średniej sygnałów losowych o dynamice powyżej 100 dB. Prace Instytutu Łączności, nr 84, 1978.

*G. Дудзевич
Р. Бялобжески*

ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЯ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Резюме

В статье рассмотрено вопросы погрешностей вызываемых измерительным прибором с применением квантования. Проведено оценку этих погрешностей для разного вида распределений мгновенных значений напряжения испытываемых случайных сигналов. Подан здесь тоже способ определения соответственного диапазона измерений данного измерителя, с учётом типа распределения испытываемого сигнала, выше приведённых погрешностей квантования и погрешности вызываемой ограничением динамики измерительного прибора.

*Jerzy Dudziewicz
Romuald Białobrzęski*

QUANTIZATION ERRORS OF THE RANDOM SIGNALS MEAN POWER METER

Summary

In the paper, the problem of mean power measuring errors arising while using a meter with quantization, has been discussed. An estimation of these errors for different types of voltage instantaneous values distribution of the tested random signals has been carried out.

The method of defining the appropriate range of a given measuring instrument has also been presented, taking into account the type of distribution of the examined signal, the above mentioned quantization errors and the error resulting from the limited dynamics of the meter.

*Jerzy Dudziewicz
Romuald Białobrzęski*

ERREURS DE QUANTIFICATION DE L'APPAREIL DE MESURE DE LA PUISSANCE MOYENNE DES SIGNAUX ALÉATOIRES

Résumé

On a examiné la question d'erreurs de mesure de la puissance moyenne causées par l'instrument de mesure à quantification.

On a évalué ces erreurs en cas de différents types de distribution des valeurs instantanées de tension des signaux aléatoires analysés.

Aussi a-t-on présenté une méthode de déterminer le diapason correcte de mesures de l'appareil en question, en tenant compte du type de distribution des signaux analysés, des erreurs de quantification sousmentionnées et d'un erreur résultant de la dynamique limitée de l'appareil de mesure.

*Jerzy Dudziewicz
Romuald Białobrzęski*

QUANTISIERUNGSFEHLER DES MESSERS DER MITTLEREN LEISTUNG DER ZUFÄLLIGEN SIGNALE

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde das Problem der bei den Messungen der mittleren Leistungen mit einem Messer mit Quantisierung entstehenden Messfehler besprochen. Es wurden diese Fehler bei verschiedenen Verteilungen der Spannungsmomentanwerte der geprüften Zufallssignale geschätzt.

Es wurde auch die Berechnungsweise des richtigen Messbereiches des Messers angegeben, wenn der Verteilungstyp des gemessenen Signals, die obengenannten Quantisierungsfehler, und die durch begrenzte Dynamik des Messers hervorgerufenen Fehler berücksichtigt werden.

Daniel Józef Bem

621.396.677:621.397.13

TELEWIZYJNE ANTENY NADAWCZE DLA ZAKRESU FAL DECYMETROWYCH (Baza strategiczno-informacyjna)

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 4.02.1978 r.

W pracy przedstawiono zagadnienie kształtowania charakterystyki promieniowania telewizyjnych anten nadawczych w płaszczyźnie poziomej i pionowej, wpływ błędów amplitudowych i fazowych (systematycznych i losowych) na własności kierunkowe anten, wpływ sztywności podpory na rozkład natężenia pola oraz omówiono zastosowanie elektronicznych maszyn cyfrowych w projektowaniu i eksploatacji anten telewizyjnych.

1. WSTĘP

Antena stanowi istotną część telewizyjnego ośrodka nadawczego. Jej zadaniem jest możliwie optymalne wypromieniowanie energii wytwarzanej przez nadajnik, tak aby zapewnić poprawne warunki odbioru na możliwie dużym obszarze. Cel ten osiąga się przez zapewnienie dużego zysku energetycznego anteny oraz odpowiednie ukształtowanie jej charakterystyki promieniowania, zarówno w płaszczyźnie poziomej jak i pionowej.

W zakresie fal decymetrowych wykorzystuje się głównie dwa rodzaje anten: anteny szczelinowe oraz anteny złożone z płaszczyznowych elementów antenowych. Anteny szczelinowe są szeroko stosowane w Stanach Zjednoczonych A.P. Anteny te charakteryzują się prostotą konstrukcji, możliwością doprowadzenia bardzo dużej mocy wielkiej częstotliwości, dużą niezawodnością pracy oraz niską ceną. Wadami anten szczelinowych są natomiast: wąskopasmowość, ograniczająca zakres pracy anteny do jednego kanału, oraz utrudnione strojenie.

W Europie stosuje się przede wszystkim anteny złożone z płaszczyznowych elementów antenowych. Rozwiązanie takie ma szereg zalet, a mianowicie:

- możliwość kształtowania charakterystyki promieniowania zarówno w płaszczyźnie poziomej jak i pionowej oraz zapewnia duży zysk energetyczny,

- dużą szerokość pasma częstotliwości roboczych, umożliwiającą wykorzystanie jednej anteny do emisji kilku programów,
- łatwość montażu anteny na maszcie i uniknięcie strojenia anteny na obiekcie,
- powtarzalność elementów i wynikające stąd ułatwienia w produkcji oraz konserwacji anten,
- dużą niezawodność,
- dużą odporność na wpływy warunków atmosferycznych i niewrażliwość na wyładowania atmosferyczne.

Ultrakrótkofalowe anteny nadawcze, składane z typowych elementów antenowych, są znane od ponad 25 lat. Mimo to użytkownicy układów antenowych napotykają od czasu do czasu na różne trudności. W każdej dziedzinie techniki jest bardzo potrzebna integracja pracy badacza i użytkownika – projektanta lub eksploatatora. Zadanie badacza polega na stworzeniu ogólnych podstaw teoretycznych i opracowaniu takiego sposobu ich prezentacji, aby mogły one być wykorzystywane przez użytkownika. Użytkownik-projektant, dysponując bazą strategiczno-informacyjną stworzoną przez badacza, przekształca zbiór danych wejściowych na konkretny zbiór danych wyjściowych, czyli na projekt rzeczywistego urządzenia. Użytkownik-eksploatator, korzystając z tej samej bazy, wybiera optymalny sposób postępowania w konkretnych praktycznych sytuacjach.

Niniejsza praca zajmuje się problematyką tej bazy strategiczno-informacyjnej. Obejmuje ona zagadnienia kształtowania charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej i pionowej, wpływu błędów amplitudowych i fazowych na parametry anteny, wpływu sztywności podpory na rozkład natężenia pola oraz zastosowania maszyn cyfrowych w projektowaniu i eksploatacji anten telewizyjnych.

Antena telewizyjna jest systemem, którego własności W , dające się opisać za pomocą konkretnie zdefiniowanych funkcji, są zależne od pewnego zbioru Z wielu zmiennych. Własności W systemu otrzymuje się na drodze transformacji T zbioru Z

$$W = T[Z] \quad (1)$$

Transformacja T jest zbiorem reguł i prawideł, określających w jaki sposób poszczególne zmienne (elementy zbioru Z) wpływają na własności systemu antenowego oraz wywodzących się ze struktury systemu. Stąd też zadanie, polegające na wyznaczeniu elementów zbioru W , gdy jest znany zbiór Z , jest – ze względu na konstruktywny charakter transformacji T – zadaniem zawsze wykonalnym, a nawet nieskomplikowanym, jeżeli wykorzystuje się przy tym metody numeryczne.

Zagadnienie kształtowania charakterystyki promieniowania jest zagadnieniem odwrotnym, polegającym na określeniu elementów zbioru Z , gdy są zadane własności systemu antenowego (zbiór W)

$$Z = T^{-1}[W] \quad (2)$$

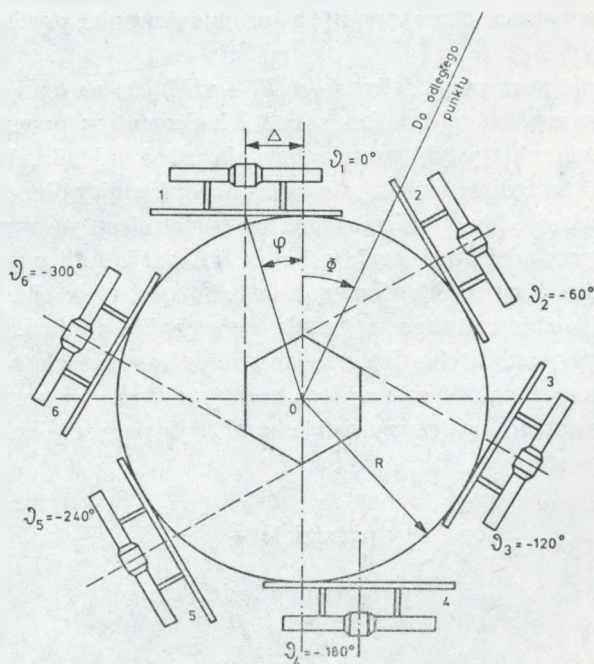
Zadanie odwrotne jest znacznie trudniejsze, a w pewnych przypadkach wręcz nierozwiązalne.

Ocena wpływu nieuniknionych błędów w zasilaniu i montażu elementów antenowych na własności kierunkowe anteny należy również do klasy zagadnień odwrotnych. W tym przypadku zmienne Z mają charakter zmiennych losowych. W związku z tym, własności systemu antenowego (zbiór W) nie są określone w sposób zdefiniowany, można jedynie określić parametry statystyczne zbioru W . Zwykle mówi się o przestrzeni ΔW dopuszczalnych zachowań systemu, mając na uwadze utrzymanie jego własności w ustalonych – ze względu na zastosowania praktyczne – granicach. Zadanie polega teraz na wyznaczeniu zakresów zmienności ΔZ zmiennych zbioru Z , gdy jest ustalony z góry zbiór dopuszczalnych zachowań ΔW zbioru W . Jest to zadanie niezwykle trudne.

2. KSZTAŁTOWANIE CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE POZIOMEJ

Zajmiemy się najpierw kształtowaniem charakterystyki dookólnej, bowiem zdecydowana większość anten sieci głównej ma taką właśnie charakterystykę [1].

Rozważmy układ antenowy złożony z N jednakowych elementów antenowych, rozmieszczonych symetrycznie na obwodzie koła o średnicy $2R$. Parametrem charakteryzującym rozmieszczenie elementów jest przesunięcie Δ środka elementu antenowego względem prostej przechodzącej przez środek koła oraz punkt styczności koła



Rys. 1. Układ antenowy złożony z 6 elementów

i ekranu elementu antenowego (rys. 1). Ze względu na symetrię i kompensację fali odbitej wszystkie elementy antenowe są zasilane jednakową mocą, natomiast fazy pobudzenia sąsiednich elementów różnią się o kąt $2\pi/N$. Funkcja promieniowania n -tego elementu antenowego, określona względem środka układu, wyraża się więc zależnością:

$$f_n(\Phi) = F_e \left[\Phi - \frac{2\pi}{N} (n-1) \right] \times \exp j \left\{ kR' \cos \left[\Phi - \frac{2\pi}{N} (n-1) + \varphi \right] - \frac{2\pi}{N} (n-1) \right\} \quad (3)$$

w której:

$$R' = R/\cos \varphi, \\ \varphi = \arctg (\Delta/R).$$

Funkcja promieniowania układu antenowego jest sumą funkcji promieniowania wszystkich elementów wchodzących w jego skład

$$f_u(\Phi) = \sum_{n=1}^N f_n(\Phi) \quad (4)$$

Z powyższego wynika, że do zapewnienia dookólnej charakterystyki promieniowania układu, element antenowy powinien promieniować równomiernie w przedziale $(-\pi/N, +\pi/N)$ i nie promieniować w ogóle poza tym przedziałem. Ponadto, w punktach nieciągłości charakterystyka promieniowania powinna przyjmować wartość 0,5.

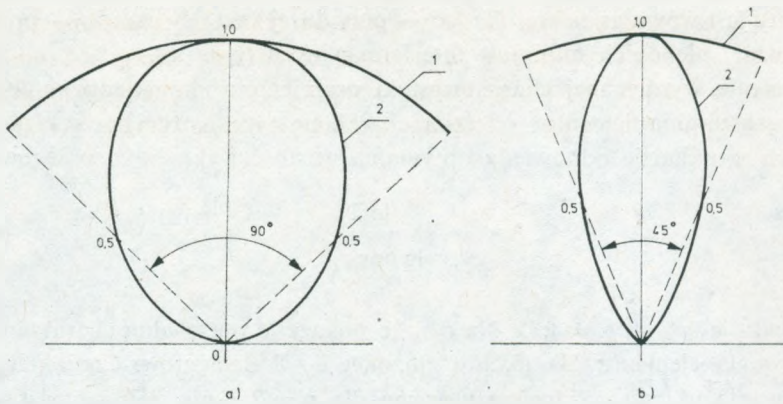
Promieniowanie poza przedziałem $(-\pi/N, +\pi/N)$ jest na ogół szkodliwe. Interferuje ono bowiem z promieniowaniem sąsiednich elementów, powodując zniekształcenie dookólnej charakterystyki promieniowania całego układu. Wpływ tego promieniowania jest szczególnie niekorzystny przy dużej średnicy układu. Przy pewnych kątach azymutu różnica faz promieniowania sąsiednich elementów przyjmuje wartość równą 180° , co prowadzi do destruktywnej interferencji. Jeśli przy tym amplitudy pól pochodzących od sąsiednich elementów są zbliżone, to w charakterystyce promieniowania układu antenowego pojawiają się głębokie minima.

W ogólnym przypadku charakterystyka promieniowania elementu antenowego jest wielkością zespoloną. W celu uproszczenia rozważań wprowadzimy wyidealizowane elementy antenowe o rzeczywistej charakterystyce promieniowania, opisaney w następujący sposób

$$F_e(\Phi) = \begin{cases} \cos^p \Phi & \text{w przedziale } -\frac{\pi}{2} \leq \Phi \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{poza tym przedziałem} \end{cases} \quad (5)$$

przy czym:

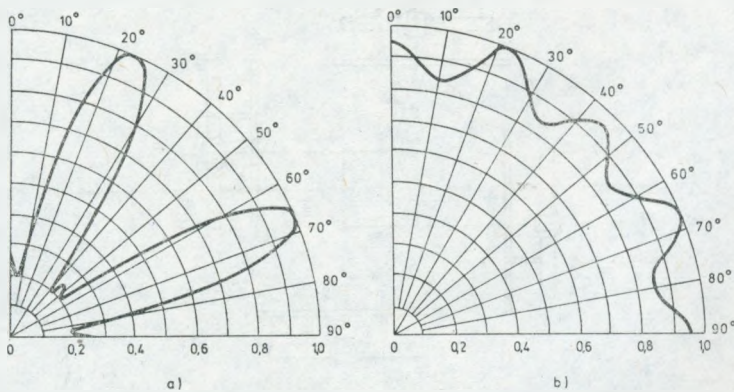
$F_e(\Phi)$ – charakterystyka promieniowania elementu antenowego,



Rys. 2. Idealne (1) i optymalne (2) charakterystyki promieniowania elementów antenowych, zapewniające dookólną charakterystykę promieniowania układu czteroelementowego (a) i ośmioelementowego (b)

$k = 2\pi/\lambda$ – stała propagacji w swobodnej przestrzeni,
 λ – długość fali.

Produkowane obecnie elementy antenowe mają charakterystykę promieniowania odpowiadającą wykładnikowi $p = 2$ lub szerszą. Charakterystykę odpowiadającą wykładnikowi $p = 2$ przedstawiono na rys. 2a, na którym pokazano także charakterystykę idealną dla $N = 4$. Jak widać, charakterystyka typu $\cos^2 \Phi$ jest dobrą aproksymacją charakterystyki idealnej. Elementy antenowe o takiej charakterystyce nadają się więc doskonale do budowy czteroelementowych układów antenowych o dookólnej charakterystyce promieniowania. Stosowanie większej liczby elementów w układzie z rys. 1 nie może dać dobrych wyników. Charakterystyka promieniowa-



Rys. 3. Charakterystyka promieniowania ośmioelementowego układu antenowego o średnicy $3,95 \lambda$:

a) $p = 2$, $\Delta = 0,202 \lambda$; b) $p = 8,75$, $\Delta = 0,167 \lambda$

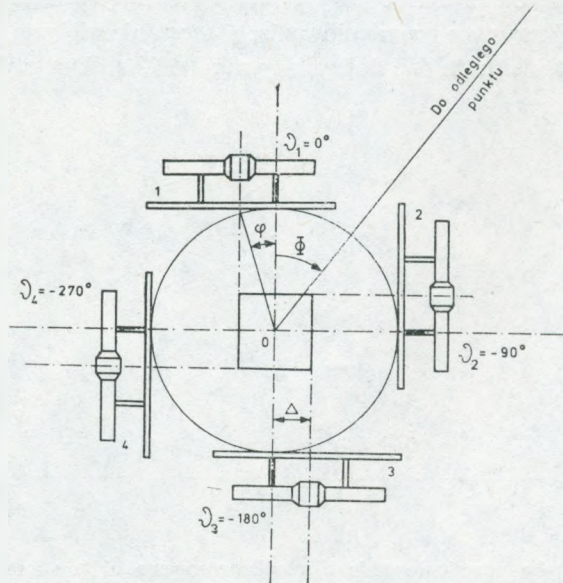
nia elementu jest wówczas za szeroka, co – przy dużej średnicy układu – prowadzi do wystąpienia głębokich minimów interferencyjnych (rys. 3a).

Zapewnienie wyrównanej charakterystyki promieniowania układu antenowego wymaga zastosowania elementów o węższej charakterystyce. Każdej liczbie elementów antenowych w układzie odpowiada optymalna wartość wykładnika potęgowego p

$$p = - \frac{\lg 2}{\lg \cos \frac{\pi}{N}} \quad (6)$$

Na przykład dla $N = 8$ $p = 8,75$. Na rys. 2b pokazano optymalną charakterystykę promieniowania elementu dla układu złożonego z 8 elementów. Charakterystykę promieniowania układu ośmioelementowego dla $p = 2$ i $p = 8,75$ przedstawiono na rys. 3. Zawężenie charakterystyki promieniowania elementu spowodowało wyrównanie charakterystyki układu. Nierównomierność charakterystyki nie przekracza 1,6 dB, wobec 14,3 dB przy $p = 2$. Niestety przedstawiony wyżej sposób zapewnienia wyrównanej charakterystyki promieniowania układu o dużej średnicy nie ma praktycznego znaczenia, bowiem opracowywanie specjalnych elementów antenowych jest nieopłacalne.

Przejdziemy teraz do układu czteroelementowego przedstawionego na rys. 4. Ze względu na symetrię układu można ograniczyć rozważanie do przedziału $\langle 0, \pi/2 \rangle$. Jeśli charakterystyka promieniowania elementu jest określona wzorem (5), to w przedziale $\langle 0, \pi/2 \rangle$ wartości różne od zera przyjmują tylko funkcje promieniowania ele-



Rys. 4. Czteroelementowy układ antenowy

mentów 1 i 2. Wyrażenie na charakterystykę amplitudową układu czteroelementowego przyjmuje wtedy postać

$$F_4(\Phi) = [(\sin^p \Phi + \cos^p \Phi)^2 - 2^{1-p} \sin^p 2\Phi (1 - \sin \psi)]^{1/2} \quad (7)$$

Pierwszy człon w nawiasie kwadratowym jest równy jedności jeśli $p = 2$. Przy $p = 2$ w charakterystyce opisanej wyrażeniem (7) występują co najmniej dwa minima i trzy maksima. Jeśli R jest większe niż $\lambda/2$, to w charakterystyce pojawiają się dodatkowe minima. Największą głębokość przyjmuje minimum leżące najbliżej kierunku $\Phi = 45^\circ$ i ono decyduje o nierównomierności charakterystyki promieniowania układu. Najmniejszą nierównomierność charakterystyki otrzymuje się wówczas, gdy głębokość sąsiednich minimów po obu stronach kierunku $\Phi = 45^\circ$ jest jednakowa. Przesunięcie Δ spełniające ten warunek będziemy nazywali przesunięciem optymalnym, a odpowiadający mu układ antenowy – układem o maksymalnie wyrównanej charakterystyce promieniowania. Wartość Δ_{opt} i odpowiadającą jej nierównomierność charakterystyki promieniowania można wyznaczyć metodą numeryczną. Optymalne przesunięcie dla układu czteroelementowego o maksymalnie wyrównanej charakterystyce ($p = 2$) wyraża się w przybliżeniu zależnością

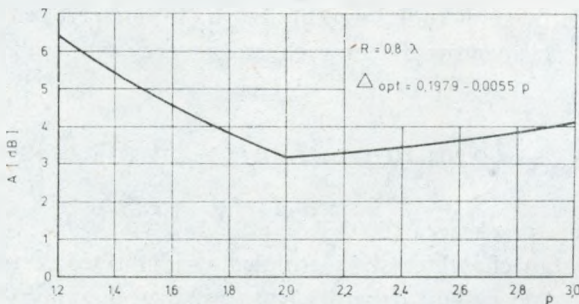
$$\Delta_{opt} = (0,1845 - 0,0088 \ln \frac{R}{\lambda}) \lambda \quad (8)$$

przy czym dla $R > 0,4 \lambda$ błąd nie przekracza $0,0003 \lambda$, natomiast nierównomierność (wyrażona w decybelach) charakterystyki promieniowania tego układu

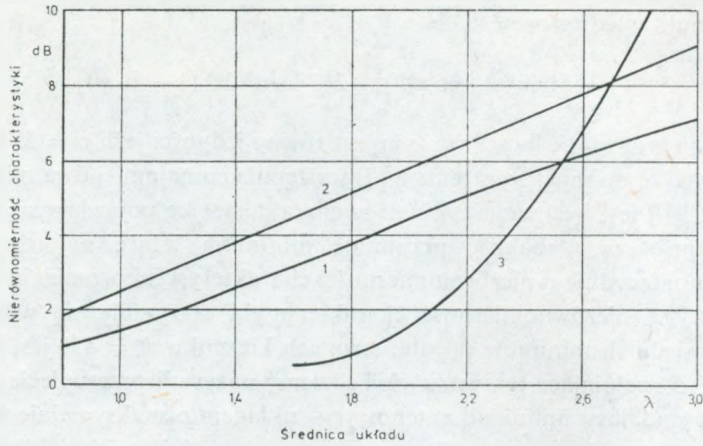
$$A = 5,8 \frac{R}{\lambda} - 1,44 \quad (9)$$

przy czym błąd nie przekracza $0,1 \text{ dB}$.

Jeżeli $p \neq 2$, to nierównomierność charakterystyki promieniowania układu wzrasta (rys. 5), przy czym wzrost ten jest szybszy przy p mniejszych niż 2, co jest zgodne z poprzednimi rozważaniami (za szeroka charakterystyka promieniowania elementu).



Rys. 5. Zależność nierównomierności charakterystyki promieniowania układu czteroelementowego od szerokości charakterystyki promieniowania elementu antenowego



Rys. 6. Zależność nierównomierności charakterystyki promieniowania od średnicy układu antenowego: 1 – układ czteroelementowy $p = 2$; 2 – układ czteroelementowy $p = 1,6$; 3 – układ ośmioelementowy $p = 2$

Zależność nierównomierności charakterystyki promieniowania układów antenowych od ich średnicy przedstawiono na rys. 6.

Nierównomierność charakterystyki promieniowania układu czteroelementowego przy dowolnych wartościach p jest również proporcjonalna do promienia układu

$$A = a \frac{R}{\lambda} + b \quad (10)$$

przy czym:

$$a = 25,8 - 20p + 5p^2 ;$$

$$b = \begin{cases} -7,8 + 9,4p - 3,1p^2 & \text{dla } p \leq 2 ; \\ -13,8 + 12,4p + 3,1p^2 & \text{dla } p \geq 2 . \end{cases}$$

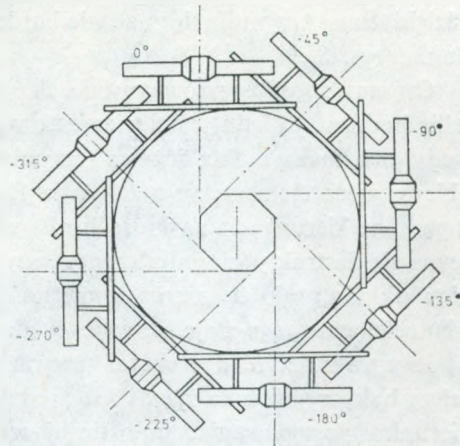
Błąd określenia nierównomierności według wzoru (10) nie przekracza 0,2 dB. Optymalne przesunięcie elementów antenowych można przy tym wyliczyć z zależności przybliżonej

$$\Delta_{\text{opt}} = \left(0,204 - 0,009 \frac{R}{\lambda} - 0,003p - 0,003p \frac{R}{\lambda} \right) \lambda \quad (11)$$

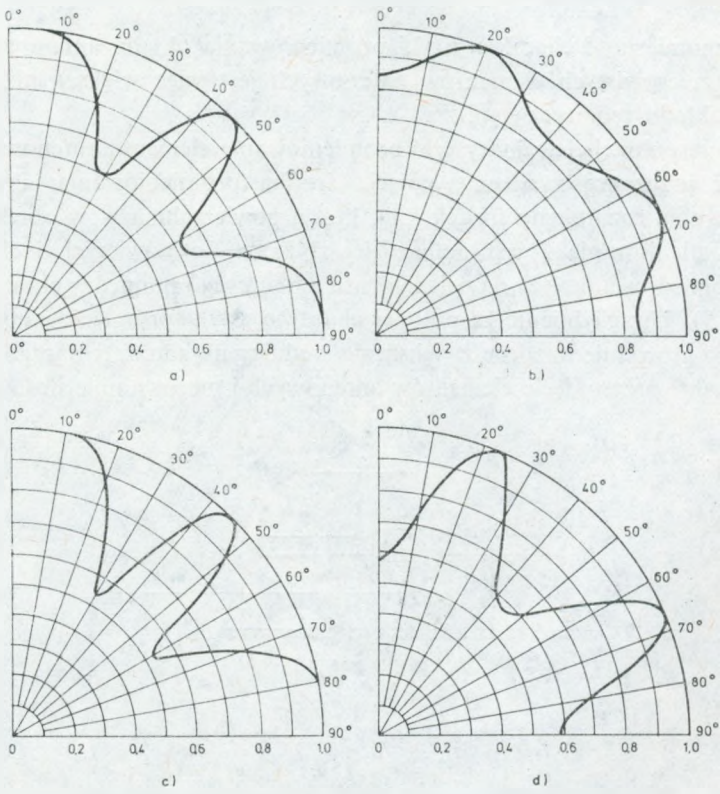
przy czym błąd nie przekracza $0,003 \lambda$.

Specyficzny kształt charakterystyki promieniowania układu czteroelementowego pozwala na stworzenie układu o bardziej wyrównanej charakterystyce.

Umieścimy dwa układy czteroelementowe jeden nad drugim i skróćmy je względem siebie o 45° (rys. 7). Szerokie maksima jednego układu wypełniają minima drugiego



Rys. 7. Ośmioelementowy układ antenowy utworzony z dwóch układów cztero-elementowych umieszczonych jeden nad drugim i skręconych względem siebie o 45°



Rys. 8. Charakterystyki promieniowania układów antenowych ($p = 2$): a) układ cztero-elementowy o średnicy 2λ ; b) układ ośmioelementowy o średnicy 2λ ; c) układ cztero-elementowy o średnicy $2,4\lambda$; d) układ ośmioelementowy o średnicy $2,4\lambda$

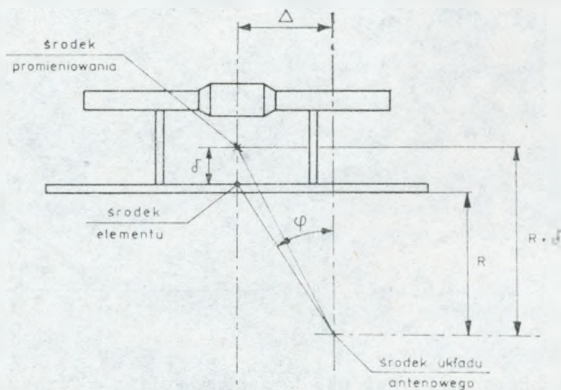
i dzięki temu otrzymuje się znacznie bardziej wyrównaną charakterystykę promieniowania (rys. 8).

Opisany sposób wyrównywania charakterystyki promieniowania jest skuteczny, jeśli średnica układu ośmioelementowego nie przekracza $2,3 \lambda$. Przy większych średnicach maksymalna różnica faz pomiędzy polami promieniowanymi przez oba układy czteroelementowe przekracza 120° . Ponieważ maksymalne różnice faz występują na kierunkach, na których oba układy promieniują jednakowo, więc rozpoczyna się destruktywna interferencja, szybko wzrastająca w miarę zwiększania średnicy układu, tak że nierównomierność charakterystyki promieniowania układu ośmioelementowego staje się większa niż układu czteroelementowego.

Przeprowadzone dotychczas rozważania miały charakter teoretyczny, a ich celem było wyjaśnienie zjawisk zachodzących w układach antenowych i wskazanie kierunku postępowania, umożliwiającego maksymalne wyrównywanie charakterystyki promieniowania. Rzeczywiste elementy antenowe mają zespoloną charakterystykę promieniowania. Różnice faz pomiędzy polami pochodzącymi od sąsiednich elementów są wówczas większe aniżeli wynika to z geometrii układu antenowego.

Nierównomierność charakterystyki promieniowania układu antenowego zbudowanego z rzeczywistych elementów antenowych jest więc większa niż nierównomierność układu teoretycznego.

Wpływ zespolonej charakterystyki promieniowania elementu antenowego można uwzględnić przez wprowadzenie pojęcia środka promieniowania. Przez środek promieniowania rozumiemy środek kuli, której powierzchnia – w obrębie głównej wiązki promieniowania – jest najbardziej zbliżona do powierzchni ekwifazowej. Środek promieniowania leży na osi elementu antenowego pomiędzy ekranem a dipolami (rys. 9). Uwzględnienie zespolonej charakterystyki promieniowania elementu antenowego powoduje pozorne zwiększenie średnicy układu antenowego o wartość 2δ . Optymalne przesunięcie elementów antenowych i nierównomierność charaktery-



Rys. 9. Położenie środka promieniowania elementu antenowego

styki promieniowania układu można wyznaczyć odpowiednio z zależności (10) i (11), podstawiając zamiast R wartość $R + \delta$.

Własności kierunkowe rzeczywistych elementów antenowych, mające wpływ na kształtowanie dookólnej charakterystyki promieniowania, określają więc dwa parametry: wykładnik potęgi p i położenie środka promieniowania δ . W tabelicy 1 podano wartości tych parametrów dla kilku produkowanych w kraju elementów antenowych. Na rys. 10 przedstawiono zależność nierównomierności charakterystyki promieniowania od średnicy układu antenowego, zbudowanego z elementów EAP-400. Obliczenia wykonano przy częstotliwości 600 MHz.

Na rysunku pokazano także przebiegi teoretyczne przyjmując $p = 1,7$ i $\delta = 0,11 \lambda$ dla układu czteroelementowego oraz $p = 2$ i $\delta = 0,11 \lambda$ dla układu ośmioelementowego. Zgodność obu przebiegów jest, jak widać, bardzo dobra.

Charakterystykę promieniowania układu ośmioelementowego o średnicy $2,1 \lambda$ ($1,05 \text{ m}$) pokazano na rys. 11. Jest to maksymalna średnica zapewniająca nierównomierność charakterystyki w dopuszczalnych granicach $\pm 2 \text{ dB}$.

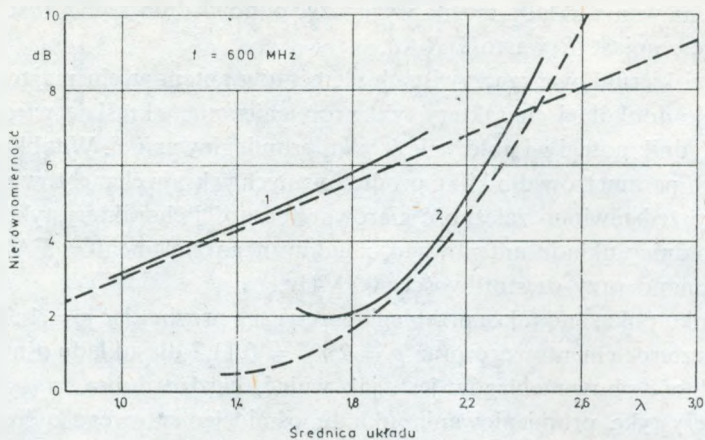
Z przedstawionych rozważań wynikają następujące wnioski:

- optymalna charakterystyka promieniowania elementu antenowego służącego do budowy układów czteroelementowych ma kształt funkcji $\cos^2 \phi$;

Tabela 1

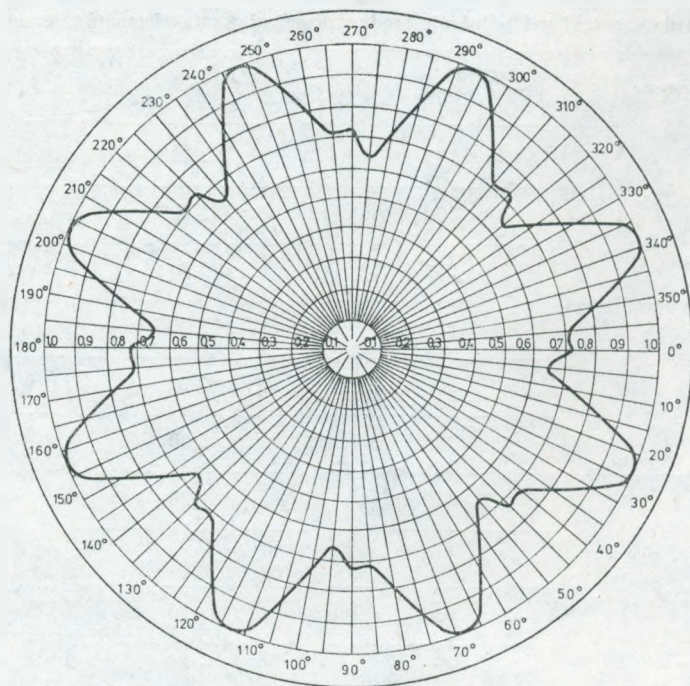
Wykładnik potęgi p i położenie środka promieniowania elementów antenowych

Nazwa elementu	Częstotliwość [MHz]	p	δ [mm]
EAP-300	175	2,22	334
	200	2,22	257
	225	2,60	194
EAP-310	175	2,00	357
	200	2,10	241
	225	2,60	141
EAP-400	470	1,28	55
	530	1,18	
	630	1,70	
	700	1,83	
	790	1,58	



Rys. 10. Nierównomierność charakterystyki promieniowania układów antenowych zbudowanych z elementów EAP-400:

1 — układ czteroelementowy; 2 — układ ośmioelementowy; linią przerywaną zaznaczono przebiegi obliczone



Rys. 11. Charakterystyka promieniowania układu ośmioelementowego zbudowanego z elementów EAP-400

- przy zachowaniu dopuszczalnej nierównomierności charakterystyki promieniowania średnica układu nie może przekraczać $1,3 \lambda$ przy czterech elementach w układzie oraz $2,1 \lambda$ przy ośmiu elementach w układzie;
- przy średnicach większych niż $2,3 \lambda$ argument funkcji promieniowania zmienia się tak szybko, że w żaden sposób nie można zapewnić wyrównanej charakterystyki promieniowania układu złożonego z elementów o charakterystyce amplitudowej typu $\cos^2 \Phi$ lub szerszej.

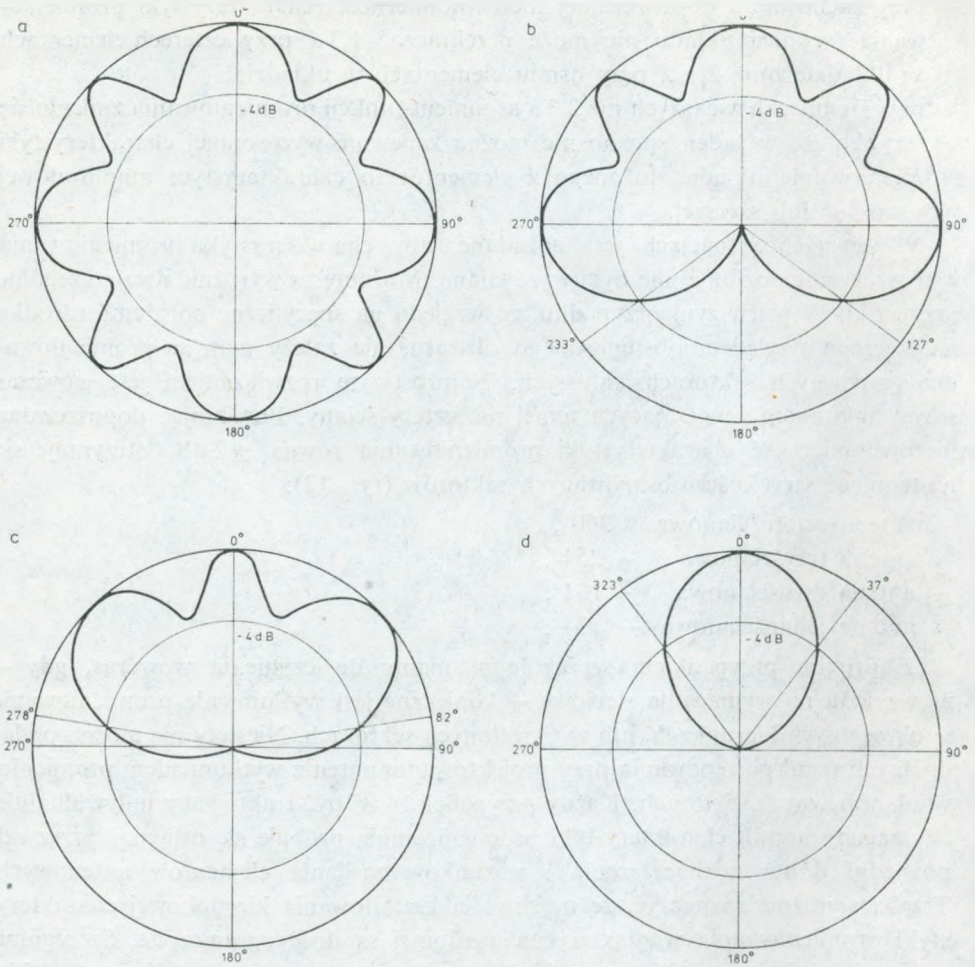
W pewnych sytuacjach jest pożądaną, aby charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej nie była wyrównana. Możemy tu wyróżnić dwa szczególne przypadki. W pierwszym przypadku, ze względu na specyficzne położenie ośrodka nadawczego względem obsługiwanego obszaru, nie zależy nam na promieniowaniu w pewnych sektorach kątowych. Najprostszym rozwiązaniem jest wówczas stosowanie anten zawierających mniej niż cztery ściany. Przyjmując dopuszczalną nierównomierność charakterystyki promieniowania równą ± 2 dB, otrzymuje się następujące szerokości obsługiwanego sektorów (rys. 12):

- antena czterościanowa 360° ,
- antena trzyścianowa 254° ,
- antena dwuścianowa 164° ,
- antena jednościanowa 74° .

Z drugim przypadkiem szczególnym mamy do czynienia wówczas, gdy — ze względu na wymagania sieciowe — konieczne jest wytłumienie promieniowania w określonych kierunkach, lub w określonych sektorach. Niestety nie można podać ogólnych reguł postępowania przy projektowaniu anten z wytłumieniem promieniowania w pewnych sektorach. Każdy przypadek musi być traktowany indywidualnie. Wymagany kształt charakterystyki promieniowania próbuje się osiągnąć przez odpowiedni dobór rozmieszczenia i warunków zasilania elementów antenowych. Trzeba wyraźnie zaznaczyć, że możliwości kształtowania kierunkowej charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej są dość ograniczone. Szczególnie trudne jest znaczne (większe od 20 dB) wytłumienie promieniowania w szerokim sektorze kątowym. Konieczne jest w takim przypadku stosowanie specjalnych ekranów metalowych lub pochłaniających energię w.c.z.

Uzyskanie wytłumienia w określonym kierunku jest łatwiejsze, choć nie zawsze daje się jednocześnie spełnić warunek kompensacji fali odbitej. Należy również pamiętać, że wytłumienie tego typu wiąże się z dużymi stratami w obsługiwanym obszarze. Stromość zboczy charakterystyki promieniowania jest bowiem ograniczona. Największą stromość otrzymuje się przy całkowitej destruktywnej interferencji promieniowania w kierunku dwusiecznej między normalnymi do płaszczyzn ekranów elementów antenowych. Pochodna charakterystyki promieniowania wyraża się wówczas zależnością

$$\left. \frac{dF(\Phi)}{d\Phi} \right|_{\Phi=45^\circ} = \sqrt{4 + \frac{1}{2}(kR)^2} \quad (12)$$



Rys. 12. Teoretyczne charakterystyki promieniowania anteny czterościanowej (a), trzyścianowej (b), dwuścianowej (c) i jednościanowej (d)

W przypadku anteny o średnicy 640 mm największa stromość charakterystyki przy częstotliwości 600 MHz wynosi 0,061 1/stopień. Tak duża stromość charakterystyki może powodować niekorzystne wahania natężenia pola w terenie. Za dopuszczalne uważa się nachylenie nie przekraczające 0,03 1/stopień [2, 3].

Szerokość sektora, w którym warunki odbioru ulegają degradacji w związku z wprowadzonym wytlumieniem jest w przybliżeniu określona wzorem

$$\Delta\Phi^\circ = \frac{0,794 - F_{\min}}{0,015}, \quad (13)$$

gdzie: F_{\min} – wartość charakterystyki promieniowania w kierunku wytłumienia.

Na przykład wytłumienie 6 dB ($F_{\min} = 0,5$) powoduje pogorszenie warunków odbioru w sektorze o szerokości około 20° . Zakłada się przy tym, że na krańcach sektora pole jest o 2 dB mniejsze od wartości średniej.

Z przedstawionego wyżej rozumowania wynika, że przy projektowaniu sieci telewizyjnej należy stosować przede wszystkim anteny dookólne lub anteny o charakterystykach przedstawionych na rys. 12b, c i d. Wytłumienia na określonych kierunkach należy traktować jako zło konieczne i stosować tylko wówczas, gdy w inny sposób nie da się zrealizować rozsądnego planu sieci. Wytłumienia większe niż 20 dB w szerokich sektorach kątowych, wymagające stosowania dodatkowych urządzeń tłumiących, powinny być również stosowane tylko w wyjątkowych przypadkach.

3. KSZTAŁTOWANIE CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ

Kształt pionowej charakterystyki promieniowania anteny decyduje o jej zysku energetycznym oraz o rozkładzie natężenia pola w funkcji odległości od anteny. Największy zysk energetyczny uzyskuje się w jednorodnych układach antenowych. W pionowej charakterystyce promieniowania takich układów występują jednak miejsca zerowe, w których natężenie pola spada teoretycznie do zera, a praktycznie osiąga głębokie minima. Największe znaczenie ma pierwsze miejsce zerowe γ_1 , którego położenie jest określone zależnością

$$\gamma_1^0 \approx 57,3 \frac{\lambda}{L} = \frac{70}{G_{\lambda/2}} \quad (14)$$

przy czym:

L – wysokość anteny,

$G_{\lambda/2}$ – zysk energetyczny anteny względem dipola półfalowego.

Występowanie miejsc zerowych w charakterystyce promieniowania anteny prowadzi do pojawienia się stref martwych, w których nie ma odbioru telewizyjnego. Odległość stref martwych od anteny nadawczej jest w przybliżeniu proporcjonalna do zysku energetycznego i wysokości zawieszenia anteny H . Dla strefy martwej związanej z pierwszym miejscem zerowym mamy następującą zależność

$$R_{sm1} = 0,82 G_{\lambda/2} H \quad (15)$$

W przypadku anten o zyskach energetycznych nie przekraczających 10 i przy wysokości zawieszenia nie większej niż 250 m strefy martwe występują tak blisko anteny, że praktycznie nie wpływają na warunki odbioru. W miarę jednak zwiększania zysku energetycznego strefy martwe oddalają się od anteny i obejmują swym zasięgiem większą liczbę odbiorców programu telewizyjnego. Dla zapewnienia poprawnych warunków odbioru należy w tym przypadku odpowiednio ukształtować dolne zboczce pionowej charakterystyki promieniowania anteny. Przyjmuje się, że

optymalny rozkład natężenia pola w funkcji odległości zapewnia charakterystyka ukształtowana według funkcji cosec γ [4]. Antena o charakterystyce kosekansowej zapewnia równomierny rozkład pola w obszarze, w którym można pominąć krzywiznę ziemi, przy założeniu całkowitego rozpraszania fali padającej na ziemię.

W przypadku wysoko umieszczonych anten kąt widzenia horyzontu radiowego γ_r różni się od zera i może być określony na podstawie zależności

$$\gamma_r^0 = 57,3 \sqrt{\frac{2H}{a_r}} \quad (16)$$

przy czym $a_r = 8500$ km jest zastępczym promieniem ziemi przy średniej refrakcji. Wartość kąta widzenia horyzontu radiowego dla kilku wysokości zawieszenia anteny nadawczej podano w tabl. 2.

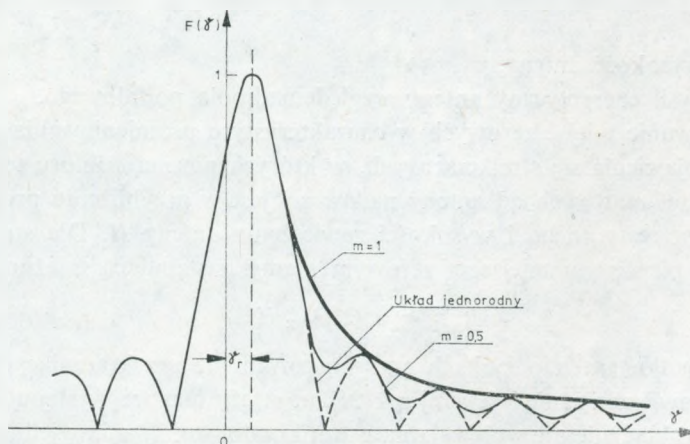
Tablica 2

Kąt widzenia horyzontu radiowego

H [m]	100	200	300	400	500	600
γ_r^0	0,28	0,39	0,48	0,58	0,62	0,68

W celu zapewnienia możliwie optymalnego rozkładu pola w funkcji odległości od anteny należy więc pochylić ku ziemi główną wiązkę promieniowania o kąt γ_r oraz ukształtować jej dolne zocze według funkcji cosec $(\gamma - \gamma_r)$.

Na rysunku 13 przedstawiono przykład optymalnej charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej. Na tym samym rysunku pokazano również chara-



Rys. 13. Optymalny kształt charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej (gruba linia ciągła). Główna wiązka promieniowania pochylona pod kątem γ_r ; dolne zocze charakterystyki ukształtowane według funkcji cosec $(\gamma - \gamma_r)$. Linia przerywana przedstawia charakterystykę promieniowania układu jednorodnego; cienka linia ciągła przedstawia charakterystykę promieniowania z wypełnieniem miejsc zerowych do poziomu $m = 0,5$

kterystykę promieniowania układu jednorodnego. Zauważmy, że charakterystyka kosekansowa pokrywa się z obwiednią listków bocznych charakterystyki promieniowania układu jednorodnego. Wprowadzimy pojęcie współczynnika wypełnienia miejsc zerowych charakterystyki układu jednorodnego. Dla charakterystyki kosekansowej współczynnik ten przyjmuje wartość równą jedności. W praktycznie realizowanych charakterystykach może on przyjmować wartości zarówno mniejsze, jak i większe. Na tym samym rysunku pokazano także kształt charakterystyki promieniowania, gdy współczynnik wypełnienia miejsc zerowych m jest równy 0,5.

Zadanie dotyczące syntezy kosekansowej charakterystyki promieniowania można rozwiązać różnymi metodami. Wypełnienie miejsc zerowych wiąże się zawsze z wprowadzeniem dodatkowych przesunięć fazowych. Ze względu na uproszczenie układu zasilania wogóle nie jest narzucić warunków, aby do wszystkich elementów antenowych była doprowadzona jednakowa moc. Spotyka się jednak również anteny z nierównomiernym rozdziałem mocy między piętra anteny, w celu zmniejszenia poziomu listków bocznych.

Stosując metodę stacjonarnej fazy otrzymuje się następującą zależność na różnicę faz współczynników pobudzenia elementów antenowych w każdej ścianie

$$\Delta\vartheta_n = kb^2 \ln \left[1 - 2\pi \frac{u_1}{kb^2} \frac{d}{\lambda} \left(N - n + \frac{1}{2} \right) \right], \quad (17)$$

przy czym:

- $\Delta\vartheta_n$ – różnica faz współczynników pobudzenia elementów w piętrze n i $n-1$,
- N – liczba pięter w antenie,
- d – odległość pomiędzy piętrami,

$$b^2 = \frac{Nd}{\frac{1}{u_1} - \frac{1}{u_2}},$$

- $\gamma_1 = \arcsin u_1$ } dolna i górna granica przedziału, w którym charakterystyka
- $\gamma_2 = \arcsin u_2$ } promieniowania odpowiada funkcji cosec γ .

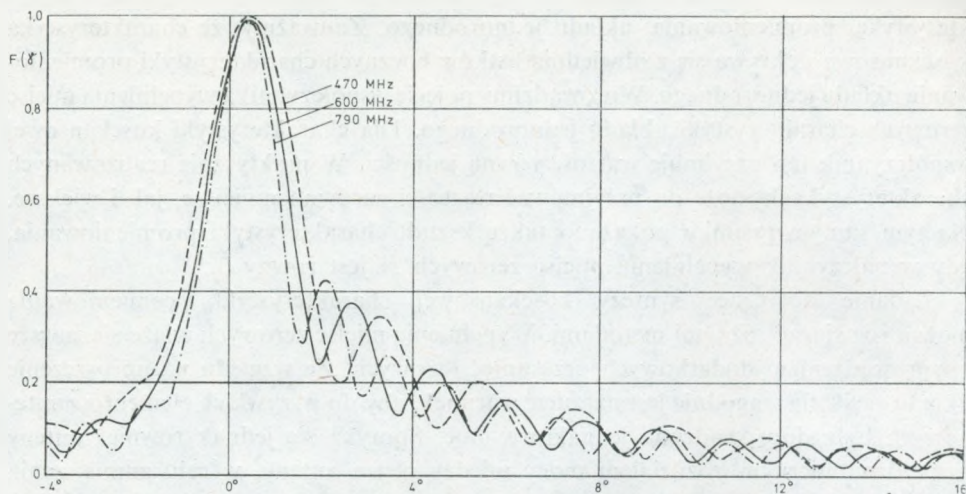
Kąt γ_2 przyjmuje się zwykle równy 30° . Dobór kąta γ_1 zależy od poziomu, do jakiego należy wypełnić miejsca zerowe; współczynnik wypełnienia miejsc zerowych jest bowiem proporcjonalny do pierwiastka z $\sin \gamma_1$. Przy $\sin \gamma_1 = \lambda/2Nd$ współczynnik wypełnienia dla pierwszego miejsca zerowego jest nieco większy od 100% i rośnie do ok. 140% dla 3, 4 i 5 miejsca zerowego.

Pochylenie głównej wiązki promieniowania dla rozkładu fazy określonego wzorem (17) jest na ogół większe od kąta widzenia horyzontu radiowego. Do rozkładu określonego wzorem (17) należy więc dodać następującą poprawkę

$$\Delta\vartheta'_n = kd(N-n) \sin(\gamma_m - \gamma_r), \quad (18)$$

przy czym γ_m jest kątem maksymalnego promieniowania przy rozkładzie faz według wzoru (17).

Na rysunku 14 pokazano przykładowo charakterystyki promieniowania typowej 16-piętrowej anteny telewizyjnej (elementy antenowe EAP-400) z wypełnieniem miejsc zerowych metodą stacjonarnej fazy.



Rys. 14. Pionowe charakterystyki promieniowania anteny 16-piętrowej ($kb^2 = 1,60$; $m = 70\%$ przy częstotliwości 600 MHz)

Wypełnienie miejsc zerowych charakterystyki promieniowania powoduje zmniejszenie zysku energetycznego anteny. Zysk energetyczny anteny z wypełnieniem miejsc zerowych można w przybliżeniu określić na podstawie szerokości głównej wiązki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej α_p (dla spadku 3 dB).

$$G_{\lambda/2} = \frac{55}{\alpha_p^0} \quad (19)$$

Zastępcza moc promieniowana przez dipol półfalowy dla stacji sieci głównej powinna być równa 1000 kW. Dla uzyskania tej mocy, przy założeniu mocy nadajnika równej 40 kW, potrzebna jest antena o zysku energetycznym ponad 30. Taki zysk energetyczny może zapewnić antena 16-piętrowa. Dla stacji sieci uzupełniającej mogą być stosowane anteny o mniejszym zysku energetycznym. Nie jest jednak celowe stopniowanie zysków energetycznych anten z odstępem mniejszym niż 3 dB. W tabelicy 3 podano kierunkowość anteny 16-piętrowej i 8-piętrowej. Maksymalny zysk energetyczny bez uwzględniania strat w układzie zasilania jest równy kierunkowości podzielonej przez 1,64. W celu określenia średniego zysku energetycznego należy jeszcze uwzględnić nierównomierność poziomej charakterystyki promieniowania.

Duże zyski energetyczne anten stosowanych w zakresie fal decymetrowych są związane z małą szerokością głównej wiązki promieniowania, która dla anteny 8-piętrowej wynosi $2,8^\circ$, natomiast dla anteny 16-piętrowej — $1,5^\circ$ (przy częstotliwości 600 MHz, dla spadku 3 dB). Przy takich szerokościach głównej wiązki promieniowania odchylenia od pionu podpory, na której jest zamocowana antena, mogą mieć istotny wpływ na warunki odbioru. Rozróżnia się odchylenia statyczne związane z montażem podpory i anteny oraz odchylenia dynamiczne związane z par-

Tablica 3

Kierunkowość typowych anten telewizyjnych

Liczba pięter	m [%] ($f = 600$ MHz)	Kierunkowość		
		470 MHz	600 MHz	710 MHz
8	0	28,7	34,6	40,2
	70	25,8	28,9	29,5
16	0	57,4	69,2	80,4
	70	48,7	53,0	53,2

ciem wiatru, dylatacją termiczną itp. Wpływ odchylenia anten od pionu ma różne konsekwencje, zależnie od położenia punktu odbioru. Na krańcu zasięgu stacji, tzn. w obszarze maksimum głównej wiązki promieniowania, odchylenie anteny od pionu powoduje spadek wartości natężenia pola poniżej wartości zapewniającej poprawne warunki odbioru. Spadek ten nie może być wyrównany przez automatyczną regulację wzmocnienia w odbiorniku. Odchylenia anteny od pionu powodują więc ograniczenie zasięgu użytecznego stacji. Wewnątrz obszaru objętego zasięgiem stacji odchylenia podpory od pionu powodują wahania natężenia pola, które mogą być skompensowane działaniem automatycznej regulacji wzmocnienia w odbiorniku.

W otoczeniu kierunku maksymalnego promieniowania pionową charakterystykę promieniowania anteny można w przybliżeniu opisać następującą zależnością

$$F(\gamma) \approx 1 - 0,44 D^2(\gamma - \gamma_m)^2 \quad (20)$$

przy czym:

D – kierunkowość anteny,

γ_m – kierunek maksymalnego promieniowania.

Oznaczmy przez ΔE względny spadek natężenia pola, spowodowany odchyleniem anteny od pionu o kąt $\Delta\gamma$. Z zależności (18) znajdujemy wówczas

$$D\Delta\gamma \approx 1,56 \sqrt{\Delta E} \quad (21a)$$

lub podstawiając $\Delta\gamma$ w stopniach

$$D\Delta\gamma^0 \approx 89,5 \sqrt{\Delta E} \quad (21b)$$

Wzór (21b) pozwala na wyznaczenie dopuszczalnego odchylenia anteny od pionu, przy zadanej wartości spadku natężenia pola. Dopuszczając zmianę natężenia pola o 1 dB ze wzoru (21b) znajdujemy

$$\Delta\gamma^0 \leq \frac{28,8}{D}$$

a dla zmiany o 2 dB jest

$$\Delta\gamma^0 \leq \frac{40,0}{D}$$

Dopuszczalne odchylenie od pionu dla typowych anten telewizyjnych zostało podane w tabl. 4.

Największe wahania natężenia pola spowodowane odchyleniem się anteny od pionu występują w obszarze objętym zboczem głównej wiązki charakterystyki promieniowania. Największe nachylenie zbocza występuje w przybliżeniu dla kąta γ_{zm} równego połowie pierwszego kąta zerowego. Przebieg charakterystyki promieniowania w otoczeniu kąta γ_{zm} można zapisać w postaci

$$F(\gamma) \approx \frac{2}{\pi} - \frac{4L}{\pi\lambda}(\gamma - \gamma_{zm}) = 0,636 - 1,27 \frac{L}{\lambda}(\gamma - \gamma_{zm}) \quad (22a)$$

Wyrażając kąt γ w stopniach zamiast zależności (20a) otrzymujemy

$$F(\gamma) \approx 0,636 - 0,0222 \frac{L}{\lambda}(\gamma^0 - \gamma_{zm}^0) \quad (22b)$$

Korzystając z wzoru (22b) możemy obliczyć zmiany natężenia pola w obszarze objętym zboczem głównej wiązki promieniowania, spowodowane odchyleniem anteny od pionu.

Dotychczas produkowane odbiorniki telewizyjne gwarantują praktyczną niezauważalność zmian jakości obrazu przy szybkich zmianach natężenia pola w granicach 3 dB. Przyjmując tę wartość jako wytyczną dla określenia dopuszczalnych odchyleń anteny od pionu i korzystając z wzoru (22b) znajdujemy:

- dla anteny 8-piętrowej $\Delta\gamma_{\max} = 0,45^\circ$,
- dla anteny 16-piętrowej $\Delta\gamma_{\max} = 0,23^\circ$.

Maksymalnie osiągalną wartością czasu zadziałania automatyki w odbiornikach telewizyjnych jest w przybliżeniu 1 s dla zmian poziomu sygnału o 20 dB. Ze względu na wypełnienie miejsc zerowych wartości charakterystyki promieniowania dla pierwszego miejsca zerowego nie spadają poniżej poziomu 14 dB. Nie ma więc obawy o wystąpienie wahań natężenia pola większych od 14 dB. Wystarczy zatem wymagać, aby okres drgań własnych podpory był większy od 1 s.

Tablica 4

Dopuszczalne odchylenie od pionu dla typowych anten telewizyjnych

Rodzaj anteny	Spadek natężenia pola	
	1 dB	2 dB
8-piętrowa	0,98°	1,4°
16-piętrowa	0,54°	0,75°

Z poprzednich rozważań wynika, że wymagania dotyczące sztywności podpory są narzucone warunkami odbioru na krańcach zasięgu stacji (tabela 4). Dotychczas brak jednak wiarygodnych danych o sztywności już wybudowanych w kraju podpór. W oparciu o dane z literatury [3,5] można przyjąć następujące wartości kąta odchylenia anteny:

- a) około 1° dla masztu stalowego o wysokości 298 m, przy prędkości wiatru 51 m/s,
- b) około $1,65^\circ$ dla wieży żelazobetonowej o wysokości 166 m i średnicy podstawy 18 m, przy prędkości wiatru 45,5 m/s i przy oblodzeniu anteny; w tych samych warunkach ale bez oblodzenia kąt odchylenia anteny maleje do $0,74^\circ$ przy prędkości 45,5 m/s oraz do $0,3^\circ$ przy prędkości wiatru 29 m/s;
- c) około 4° dla wieży stalowej wolnostojącej o podstawie 18×18 m i wysokości 166 m przy prędkości wiatru 45,5 m/s bez oblodzenia; przy prędkości wiatru 29 m/s kąt odchylenia maleje do 1° .

Z przedstawionego materiału wynika, że przy prędkościach wiatru większych od 30 m/s jedynie wieża żelazobetonowa ma wystarczającą sztywność dla zapewnienia prawidłowych warunków odbioru przy stosowaniu anten nadawczych o dużym zysku energetycznym.

4. WPŁYW BŁĘDÓW AMPLITUDOWYCH I FAZOWYCH NA WŁASNOŚCI KIERUNKOWE ANTENY

Błędy fazowe w układzie antenowym powstają w systemie zasilania elementów promieniujących. Można tu wyróżnić następujące czynniki:

- różnice w długościach przewodów zasilających elementy antenowe, wynikające z niedokładności cięcia i oprawiania przewodów,
- różnice w impedancjach wejściowych elementów antenowych,
- błędy w wykonaniu mechanicznym elementów antenowych.

Ponadto niewielkie błędy w rozmieszczeniu elementów antenowych mogą być sprowadzone do równoważnych błędów fazowych.

Przyczyny błędów amplitudowych są następujące:

- nierównomierny rozdział mocy pomiędzy elementy antenowe, wynikające z kompensacji fali odbitej,
- niedokładność wykonania dzielników mocy.

Błędy fazowe i amplitudowe mogą mieć zarówno charakter losowy, jak i systematyczny. Analiza wpływu błędów na parametry anten prowadzi do bardzo żmudnych rachunków [6]. Ograniczymy się tutaj jedynie do przedstawienia wniosków wynikających z takiej analizy.

Losowe błędy fazowe powodują zmniejszenie kierunkowości anteny oraz mogą powodować pogorszenie wypełnienia miejsc zerowych w pionowej charakterystyce promieniowania. Średnie zmniejszenie kierunkowości dużych anten jest proporcjo-

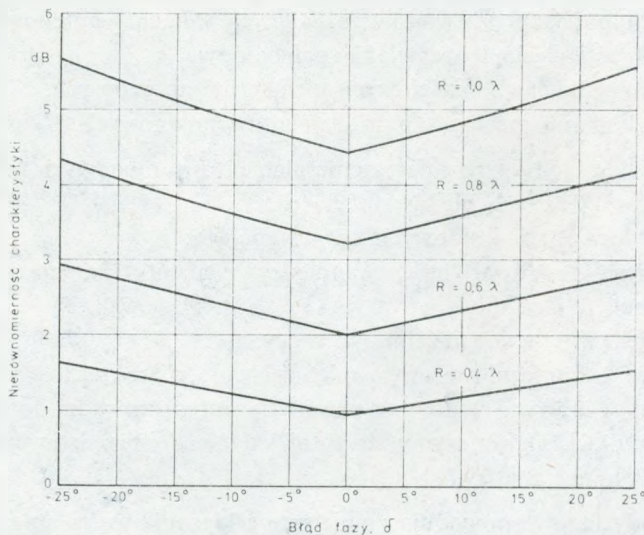
nalne do wariancji błędów fazowych. Jeśli na przykład dopuścimy zmniejszenia kierunkowości anteny o 0,2 dB, to dyspersja błędów fazowych nie może przekraczać 12° .

W typowej 16-piętrowej nadawczej antenie telewizyjnej pierwsze miejsce zerowe jest wypełnione do poziomu 0,3. Jeśli zażądać, aby z prawdopodobieństwem 0,95 wartość ta nie była mniejsza niż 0,2, to dyspersja błędów fazowych musi być mniejsza niż 16° . Wydaje się więc uzasadnione dopuszczenie w antenach wielopiętrowych standardowego odchylenia fazy pomiędzy piętrami równego 12° .

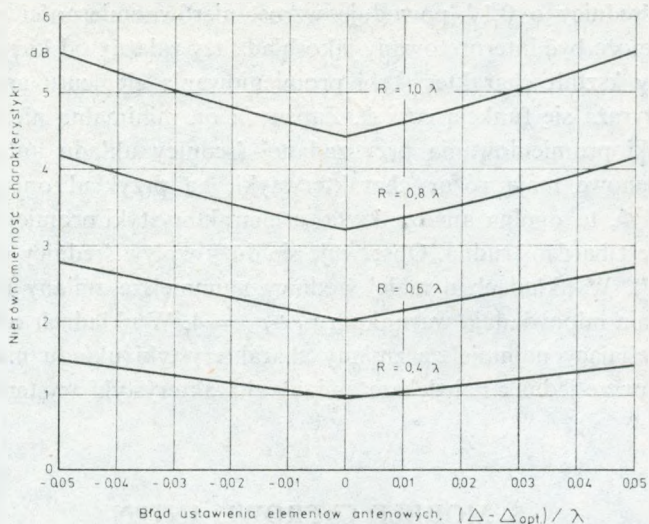
Zmniejszenie kierunkowości anteny pod wpływem błędów amplitudowych jest proporcjonalne do wariancji tych błędów. Jeśli dopuścić zmniejszenie kierunkowości anteny pod wpływem błędów amplitudowych o 0,1 dB, to dopuszczalna nierównomierność pobudzenia pięter wynosi 2,6 dB. Błędy amplitudowe nie powodują pogorszenia wypełnienia miejsc zerowych pionowej charakterystyki promieniowania anteny. Za dopuszczalną wartość nierównomierności pobudzenia pięter proponuje się przyjąć 3 dB.

Odchyłki poziomej charakterystyki promieniowania piętra antenowego od założonego kształtu są spowodowane błędami systematycznymi w zasilaniu i rozmieszczeniu elementów antenowych. Również kształt charakterystyk promieniowania elementów antenowych wpływa istotnie na przebieg charakterystyki piętra antenowego.

Brak równowagi amplitudowej w piętrze antenowym powoduje wzrost nierównomierności poziomej charakterystyki promieniowania równy w przybliżeniu nierównomierności pobudzenia elementów antenowych.



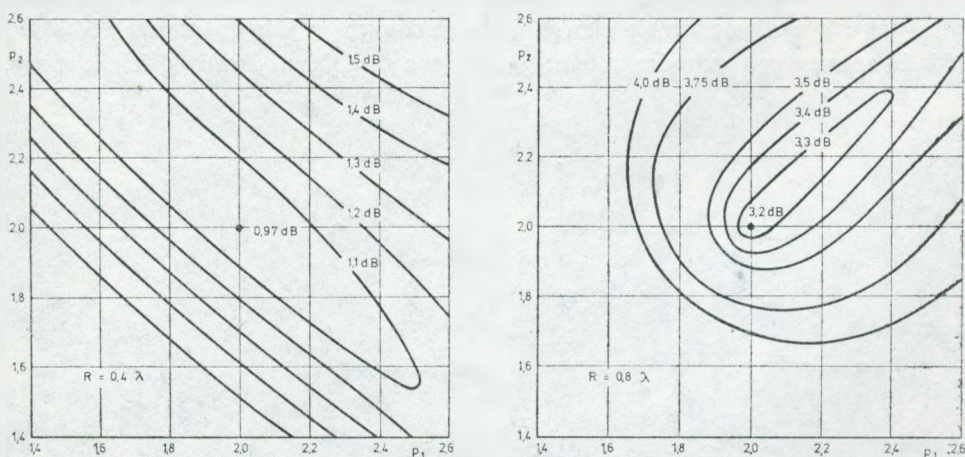
Rys. 15. Zależność nierównomierności poziomej charakterystyki promieniowania od wartości błędu fazy w układach antenowych o maksymalnie wyrównanej charakterystyce



Rys. 16. Wpływ nieoptymalnego rozmieszczenia elementów antenowych na nierównomierność charakterystyki promieniowania

Wpływ błędu fazy objawia się zmianą głębokości minimum, przy czym wartość charakterystyki w jednym minimum maleje, a w drugim wzrasta (rys. 15). Jeśli w układzie o średnicy $1,6\lambda$ i maksymalnie wyrównanej charakterystyce dopuszczymy wzrost nierównomierności o $0,5$ dB, to błąd fazowy musi mieścić się w przedziale $\langle -13^\circ, 14,5^\circ \rangle$.

Zakładając, że elementy antenowe są zawsze prostopadłe względem siebie, błędy rozmieszczenia prowadzą się do zmiany przesunięcia i (lub) zmiany średnicy układu.



Rys. 17. Wpływ kształtu charakterystyki promieniowania elementu antenowego na nierównomierność charakterystyki promieniowania piętra antenowego: a) układ o średnicy $0,8\lambda$; b) układ o średnicy $1,6\lambda$

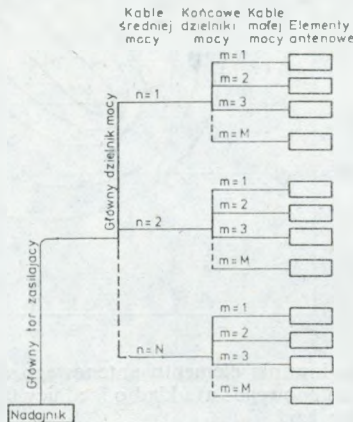
Zwiększenie średnicy o $0,1\lambda$ powoduje wzrost nierównomierności o $0,3$ dB. Błąd przesunięcia może być interpretowany jako błąd fazy zależny od kierunku (rys. 16).

Optymalny kształt charakterystyki promieniowania elementu antenowego, jak już wiemy, wyraża się funkcją $\cos^2 \Phi$. Zapewnia on minimalną nierównomierność charakterystyki promieniowania przy zadanej średnicy układu antenowego. Jeśli elementy antenowe mają różne charakterystyki, na przykład opisane funkcjami $\cos^{p_1} \Phi$ i $\cos^{p_2} \Phi$, to ogólna analiza kształtu charakterystyki promieniowania piętra antenowego jest bardzo trudna. Obserwuje się duży wpływ średnicy układu antenowego (rys. 17). W układach o małej średnicy najmniejsze zmiany charakterystyki promieniowania odpowiadają warunkom $p_1 + p_2 = 4$. W układach o dużej średnicy warunek określający najmniejsze zmiany charakterystyki układu ma postać $p_1 = p_2 \gg 2$. Zawsze jednak największe zmiany charakterystyki występują przy $p_1 = p_2 \leq 2$.

5. MODELE CYFROWE ANTEN

Określenie metodami analitycznymi wpływu wszystkich czynników na własności kierunkowe anten nie jest możliwe. Można jednak określić ten wpływ na modelach cyfrowych anten przy zastosowaniu elektronicznej techniki obliczeniowej [7].

Uogólniony schemat układu zasilania anteny przedstawiono na rys. 18. Energia z nadajnika jest doprowadzana do głównego dzielnika mocy za pomocą głównego toru zasilającego. Główny dzielnik mocy ma N wyjść, do których są dołączone kable średniej mocy, doprowadzające energię do końcowych dzielników mocy. Do każdego końcowego dzielnika mocy są dołączone, poprzez kable małej mocy, elementy antenowe umieszczone w jednym piętrze. Liczba wyjść M końcowego dzielnika mocy musi więc być równa liczbie elementów antenowych w jednym piętrze. W skład układu antenowego wchodzi zatem: główny tor zasilający, główny dzielnik mocy,



Rys. 18. Uogólniony schemat układu zasilania anteny

N kabli średniej mocy i N końcowych dzielników mocy oraz MN kabli małej mocy i MN elementów antenowych.

Długości kabli decydują o fazach prądów w elementach antenowych, zależą więc od wymaganego kształtu przestrzennej charakterystyki promieniowania anteny. Znamionowe impedancje falowe wszystkich kabli są natomiast jednakowe. Jednakowe są również stałe propagacji fali w kablach poszczególnych grup.

Model cyfrowy buduje się dla określonej anteny. Algorytm tworzenia modelu cyfrowego jest tak opracowany, że zbudowanie modelu dowolnej anteny jest prostą, rutynową czynnością.

Model cyfrowy pozwala na określenie następujących parametrów anteny:

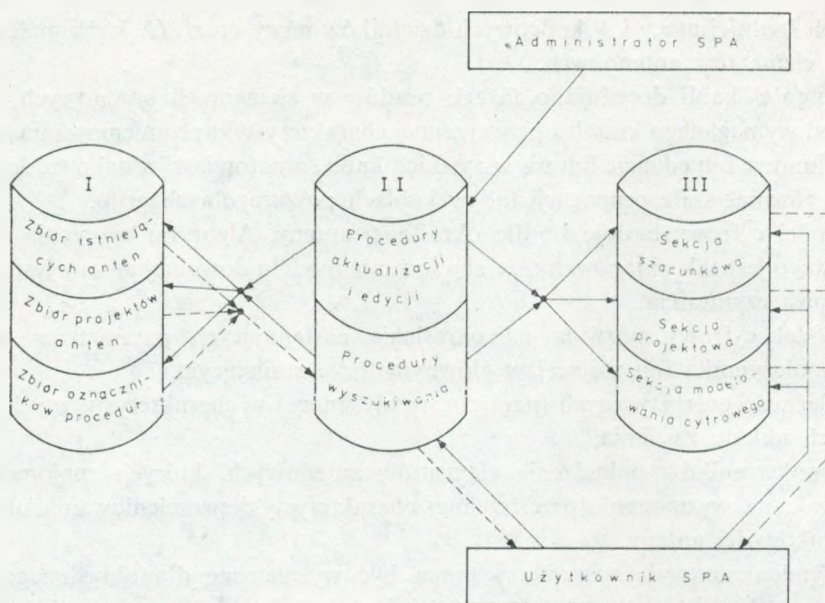
- współczynnika fali stojącej w głównym torze zasilającym,
- zależności energetycznych (napięcia, prądy, moce) w charakterystycznych punktach układu zasilania,
- współczynników pobudzenia elementów antenowych, których znajomość pozwala na wyznaczenie przestrzennej charakterystyki promieniowania oraz kierunkowości anteny.

Wymienione wyżej parametry mogą być wyznaczone dla określonego stanu anteny, bądź można wyznaczyć wartości średnie i dyspersje poszczególnych parametrów przy założeniu błędów losowych w antenie. Możliwe jest również symulowanie uszkodzeń elementów antenowych, kabli i dzielników mocy.

6. PROJEKTOWANIE ANTEN WSPOMAGANE KOMPUTEREM

Przedstawiona w poprzednich punktach baza strategiczno-informacyjna ma charakter ogólny. Obejmuje ona wszystkie anteny zbudowane z elementów antenowych niezależnie od ich szczegółowej konstrukcji oraz od zakresu częstotliwości. Korzystanie z tej bazy wymaga jednak wykonywania wielu żmudnych rachunków. W chwili obecnej dysponujemy już programami do wykonywania wszystkich obliczeń, jednak użytkownik niezbyt biegły w nowoczesnych metodach i środkach obliczeniowych oraz w teorii anten w dalszym ciągu napotyka na trudności w praktycznym wykorzystaniu omawianej bazy. Mając na względzie umożliwienie wykonania dowolnych obliczeń dowolnemu użytkownikowi, w Politechnice Wrocławskiej, przystąpiono do opracowania konserwacyjnego systemu projektowania ultrakrótkofalowych anten nadawczych, który w dalszym ciągu będziemy nazywali w skrócie SPA.

Działanie SPA można wygodnie prześledzić w oparciu o jego strukturę organizacyjną, pokazaną na rys. 19. SPA składa się z trzech zbiorów dyskowych. Zbiór pierwszy – zwany bazą danych BD – zawiera wszystkie informacje o istniejących w Polsce antenach, pełnych projektach systemów antenowych oraz zbiór oznaczników procedur, wiążących każdy typ anteny w BD z odpowiednimi procedurami w module obliczeniowym.



Rys. 19. Struktura organizacyjna SPA:

I – baza danych; II – moduł obsługi bazy danych; III – moduł obliczeniowy

Drugi zbiór zawiera procedury wyszukiwania oraz aktualizacji i edycji, tworzące moduł obsługi BD. Wreszcie trzeci zbiór zawiera procedury umożliwiające wykonanie wszystkich obliczeń technicznych w trakcie projektowania anteny. Procedury te tworzą tzw. moduł obliczeniowy.

Implementacji systemu dokonuje administrator SPA metodą wsadową. W ten sam sposób wprowadza się wszelkie zmiany i poprawki w istniejącym już oprogramowaniu systemu, wykorzystując procedury aktualizacji i edycji, wchodzące w skład modułu obsługi bazy danych.

Po zaimplementowaniu system jest gotowy do współpracy z użytkownikiem – projektantem anteny. Współpracę tę organizują procedury wyszukiwania modułu obsługi BD. Na podstawie danych wprowadzonych przez projektanta następuje przeszukanie bazy danych i wyprowadzenie na monitor ekranowy informacji o ewentualnie istniejących już antenach, lub pełnych projektach anten, spełniających wymagania projektanta oraz o możliwościach wykorzystania różnych procedur do wykonania projektu. Za pomocą oznaczników procedur zostają wybrane z modułu obliczeniowego najpierw procedury szacunkowe, a następnie projektowe, tak że projektant otrzymuje pełny projekt anteny wraz z układem zasilania. Na życzenie można wybrać z sekcji modelowania cyfrowego odpowiednie procedury w celu zbudowania modelu cyfrowego projektowanej anteny. Wykonanie badań na modelu cyfrowym kończy cykl projektowy.

Informacje zawarte w bazie danych mogą być również wykorzystane do tworzenia wszelkiego rodzaju zestawień statystycznych.

WYKAZ LITERATURY

1. *Bem D. J.*: Kształtowanie dookólnej charakterystyki promieniowania przy dużej średnicy układu antenowego. Politechnika Wroclawska ITA, Raport nr I28/R-126/76, Wroclaw 1976.
2. *Greif R.*: Fernseh – Sendeantennen für die UHF – Frequenzbänder IV und V. Rohde und Schwarz Mitteilungen, nr 13, s. 301–322, 1960.
3. *Scheurecker F.*: Zur Projektierung von UHF – Antennenanlagen, insbesondere FM – und FS – Sendeantennenanlagen, Rohde und Schwarz Mitteilungen, nr 14 s. 362–380, 1960.
4. *Bem D. J.*: Projektowanie telewizyjnych anten nadawczych dla zakresu fal decymetrowych. Prace Instytutu Łączności, t. 20, nr 4, s. 3–31, 1973.
5. *Kozłowski T.*: Stalowe maszty i wieże radiowe i telewizyjne. Arkady, Warszawa 1965.
6. *Bem D. J.*: Wpływ błędów amplitudowych i fazowych na właściwości kierunkowe ultrakrótkofalowych anten nadawczych telewizyjnych i radiofonicznych. Politechnika Wroclawska ITA, Raport nr I28/R-147/76, Wroclaw 1976.
7. *Bem D. J.*: Modele cyfrowe ultrakrótkofalowych anten nadawczych. Archiwum Elektrotechniki, t. 25, nr 2, s. 391–410, 1976.

Данель Иосиф Бем

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ ДЛЯ ДИАПАЗОНА
ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН
(СТРАТЕГИЧЕСКАЯ И ИНФОРМАЦИОННАЯ БАЗА)

Резюме

В статье представлено некоторые вопросы относительно телевизионных антенн а именно Формирование характеристик излучения передающих антенн в горизонтальной и вертикальной плоскостях, влияния амплитудных и фазовых ошибок (погрешностей) так систематического как и случайного характера на свойства направленности излучения, влияние жёсткости антенных опор на распределение напряжённости поля.

Кроме того в статье рассмотрено применение электронных счётно-решающих устройств для проектирования и эксплуатации телевизионных антенн.

Daniel Józef Bem

TELEVISION TRANSMITTING ANTENNAS FOR DECIMETRIC WAVES
(Strategy and Information Basis)

Summary

The paper deals with problems of shaping the TV transmitting antenna radiation patterns in horizontal and vertical planes, the influence of systematic and random amplitude and phase errors on the directional properties of the antennas and the influence of the antenna support rigidity on the distribution of the field intensity.

In addition, the application of electronic computers for the design and the exploitation of television antennas has been discussed.

D. J. Bem

**ANTENNES ÉMETTRICES DE TÉLÉVISION POUR LES ONDES DÉCIMÉTRIQUES
(Base de stratégie et d'information)**

Résumé

Dans l'article quelques problèmes concernant les antennes de télévision sont présentés, notamment: formation des caractéristiques de radiation d'antennes émettrices dans la surface horizontale et verticale, influence d'erreurs d'amplitude et de phase (systématiques et aléatoires) sur les qualités de directivité d'antennes, influence de la rigidité de supports d'antennes sur la distribution de l'intensité du champ.

En outre, l'idée d'utilisation des ordinateurs pour l'élaboration des projets ainsi que pour l'exploitation des antennes de télévision est examinée en détail.

Daniel Józef Bem

**FERNSESENDEANTENNEN FÜR DEZIMETERWELLEN
(Strategisch informatische Basis)**

Zusammenfassung

In der Arbeit wurden die Probleme der Gestaltung der Strahlungscharakteristiken von Fernsehsehtantennen in horizontaler und vertikaler Ebene, der Einfluss der systematischen und zufälligen Amplituden und Phasenfehler auf die Richtcharakteristiken von Antennen und der Einfluss der Stützsteifheit auf die Feldstärkeverteilung dargestellt und die Anwendung von Elektronenrechenmaschinen für Entwurf und Exploitation von Fernsehantennen besprochen.

ELŻBIETA FERENSTEIN
PAWEŁ SZABŁOWSKI
KORNEL WYDRO

621.395.127

OPIS I WYKORZYSTANIE CHARAKTERYSTYK ZMIENNOŚCI RUCHU TELEFONICZNEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 10.02. 1978 r.

W pracy przedstawiono rozważania dotyczące metody dopasowania struktury połączeń w sieci telekomunikacyjnej do zmiennych w czasie intensywności ruchu. Omówiono związane z tym dynamiczne charakterystyki ruchu oraz ich sposób opisu. Ponadto, rozważa się możliwości estymacji tych charakterystyk na podstawie różnego rodzaju obserwacji ruchu.

WPROWADZENIE

Zagadnienie poprawnego projektowania sterowanej sieci telekomunikacyjnej wymaga w pierwszym rzędzie informacji o charakterystykach zapotrzebowań na obsługę jakie mogą występować w rozważanej sieci. Wiadomo, że zapotrzebowania te z jednej strony są zależne od aktywności ludzkiej, z drugiej zaś od efektywności działania sieci je obsługującej. W tradycyjnej sieci telekomunikacyjnej, dla obsługi ruchu w danej relacji jest przydzielona określona liczba łączy, wyznaczona na podstawie średniej intensywności obserwowanej w godzinach największego ruchu (GNR). Liczba łączy jest dobierana tak, by zapewnić poziom obsługi charakteryzowany dopuszczalną wartością prawdopodobieństwa odmowy. W praktyce [1], obserwuje się jednak powszechnie, że intensywność ruchu w danej relacji zmienia się w czasie, przy czym zmiany te wykazują okresowość w skali dób, tygodni i sezonów. Stwarza to możliwość odejścia od przydzielania stałej liczby łączy dla każdej relacji. Jak łatwo zauważyć, liczba łączy przydzielona w tradycyjny sposób jest zbyt duża w tych odcinkach czasu, kiedy ruch jest istotnie mniejszy od ruchu w GNR. Oznacza to, że praktycznie znaczna liczba łączy nie jest wykorzystywana intensywnie, lub może być nieużywana w ogóle. Można wskazać sposoby wykorzystania takich niezajętych łączy ([2], [3], [4]). Jak wykazano w pracy [1], GNR w poszczególnych relacjach mogą wystąpić w różnych okresach czasu. Wobec tego, gdy w jednej relacji wymaga-

na jest maksymalna liczba łączy, w innych może wystarczyć liczba znacznie mniejsza od obliczonej dla GNR, aby zapewnić wystarczający poziom obsługi. Zatem w rzeczywistości w dwu lub więcej relacjach wystarcza łącznie mniej łączy, niż wynikałoby to z sumy wartości wyznaczonych dla GNR odpowiadających poszczególnym relacjom. Występujący nadmiar w jednej relacji potencjalnie może być wykorzystany do polepszenia obsługi w innej lub do przesyłania informacji innego rodzaju (np. transmisji danych).

Przedstawione wyżej argumenty wskazują celowość analizy i opisu charakterystyk zmian w ruchu, w sposób odpowiadający potrzebom sterowania. W związku z tym, charakterystyki ruchu w pojedynczych relacjach, parach relacji itp. oraz metody estymacji tych charakterystyk (strumieni zgłoszeń) stanowią problem wymagający starannej analizy.

DOPASOWANIE SIECI DO ZMIAN INTENSYWNOŚCI ZGŁOSZEŃ

Wydaje się rzeczą uzasadnioną dążenie do poszukiwania metod opisu zmienności ruchu w sposób odpowiadający metodzie wykorzystania przejściowego, występującego lokalnie nadmiaru łączy w sieci, w procesie sterowania wykorzystaniem tych łączy. Należy zatem rozwiązać problem dobrania funkcji, zwanej tu funkcją przełączania, do charakterystyk zmian ruchu; tzn. takiej funkcji $N(t)$, której wartości powinny wyznaczyć niezbędne liczby łączy, zapewniające zadany poziom obsługi p . Okazuje się, że funkcja $N(t)$ nie może być wyznaczona relacją

$$N(t) = \inf \{n: P_n(t, \lambda(t)) \leq p\}$$

gdzie $P_n(t, \lambda(t))$ – prawdopodobieństwo strat w chwili t , przy intensywności $\lambda(t)$. Niemożliwość taka zachodzi w pierwszym rzędzie ze względu na brak dokładnej znajomości funkcji $P_n(t, \lambda(t))$ (wyznaczonej z układu równań różniczkowych [4]). Można jednak przyjąć, że jeśli funkcja $\lambda(t)$ nie zmienia się zbyt szybko, to funkcja $P_n(t, \lambda(t))$ może być aproksymowana funkcją

$$G_N(\lambda(t)) = \frac{\lambda^N(t)/N!}{\sum_{i=0}^N \lambda^i(t)/i!}$$

gdzie $G_N(\lambda)$ jest stacjonarnym prawdopodobieństwem strat przy N łączach i stałej intensywności ruchu λ . Jednakże $N(t)$ nie może być wyznaczona z zależności $N(t)$ również wówczas, gdy zastąpimy $P_n(t, \lambda(t))$ przez $G_N(\lambda(t))$, ponieważ odstępy czasu między przełączeniami ($N(t)$ jest funkcją schodkową) powinny być większe od pewnej wartości minimalnej, ze względu na czas realizacji przełączania. Ponadto, różnica między dwoma kolejnymi wartościami $N(t)$ nie może być zbyt mała (przełączanie małej liczby łączy nie jest ekonomiczne). W rzeczywistości, wymagania idą dalej: wartości skoków funkcji przełączającej muszą być wyliczone z całkowito-

liczbowych kombinacji zadanych grup łączy (np. po 12, 60 i 300 łączy). Występują również inne, dodatkowe ograniczenia na funkcję przełączającą, których nie będzie się tu szczegółowo rozważać.

Po drugie, trzeba dobrać $N(t)$ w taki sposób, aby minimalizować liczbę przełączeń.

Wobec tego, otrzymujemy następujące zadanie optymalizacyjne:

Dla danych relacji 1, 2, ... Q , oraz odpowiadających im zmiennych intensywności $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$... $\lambda_Q(t)$ należy wyznaczyć Q schodkowych funkcji przełączających $N_1(t)$, $N_2(t)$... $N_Q(t)$ o postaci

$$N_i(t) = \sum_{j=0}^{M_i} N_j^i \chi_{A_j}(t) \quad i = 1 \dots Q$$

przy czym $\Delta j = (t_j^i, t_{j+1}^i)$, $t_0 = 0 < t_1 < \dots < t_M = T = 24 \text{ h}$:

$$t_j^i - t_{j-1}^i - 1 \geq \tau$$

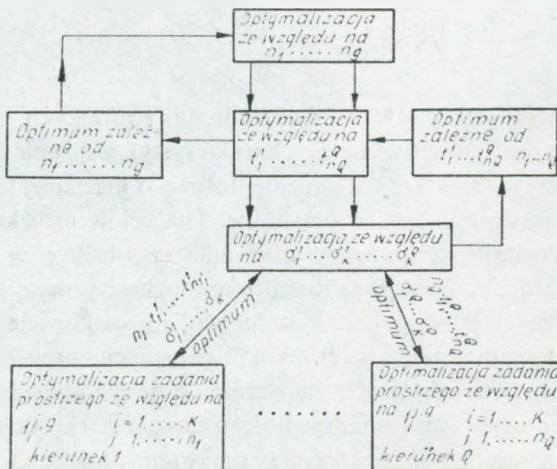
$$\chi_A(t) = \begin{cases} 1 & t \in A \\ 0 & t \notin A \end{cases}$$

$$N_j^i = \sum_{k=1}^3 l_{jk}^i c_k \quad \begin{array}{l} 0 \leq t_j \in R \text{ (rzeczywiste)} \\ 0 \leq l_{jk} \in I \text{ (całkowite)} \end{array}$$

$$c_k = 12, 60, 300$$

tak, aby była spełniona zależność

$$G_{N_i(t)}(\lambda_i(t)) \leq p \quad i = 1, \dots, Q$$



Rys. 1. Dekompozycja problemu optymalizacji funkcji połączenia $N(t)$

Funkcja $N_i(t)$ winna być wybrana w taki sposób, aby minimalizować następujące kryterium

$$I(N(t)) = \sum_{t=1}^Q \left[\sum_{j=1}^{M_i} (t_j^i - t_{j-1}^i - 1) \sum_{k=1}^3 l_{jk}^i c_k + \alpha \sum_{k=1}^3 \sum_{j=2}^{M_i} (l_{jk}^i - l_{j-1,k}^i)^2 \right]$$

Uczyniono próbę rozwiązania przedstawionego wyżej zadania w drodze dekompozycji przedstawionej na rys. 1 [4].

CHARAKTERYSTYKI ZMIENNOŚCI RUCHU

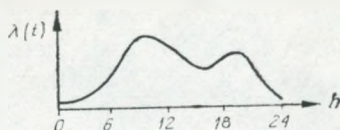
Jak wynika z przeprowadzonych analiz, najważniejszą charakterystyką zmienności ruchu w relacji jest zmienne w czasie natężenie zapotrzebowania na obsługę $A(t)$ wykazujące podstawowy cykl okresowości równy dobie. Jest rzeczą bardzo prawdopodobną, że występują również inne cykle okresowości, jednakże opis zmienności zapotrzebowania na obsługę w danej relacji, w ciągu doby $A_r^w(t)$ (r – relacja, w – dzień roku, $0 \leq t < 24$) stanowi charakterystykę podstawową. Powstaje zatem potrzeba zbadania możliwości wyboru estymacji funkcji $A_r^w(t)$ i oceny podstawowych parametrów tych funkcji, których znajomość jest niezbędna dla celów sterownia. Niezbędne jest również określenie podstawowych wielkości opisujących różnice między elementami zbiorów funkcji $\{A_r(t)\} = \{A_r^w(t), w = 1, 2, \dots, 365\}$ dla relacji r , w których może zachodzić wzajemne przełączanie łączy. Wydaje się, że indywidualne charakterystyki dzienne $A_r^w(t)$ mogą być grupowane w pewne typowe grupy dla pewnych rodzajów dni np. roboczych, świątecznych lub przedświątecznych z uzależnieniem od sezonu. Wówczas dla danej grupy dni g można wyznaczyć średnie charakterystyki dla zbioru $A_r^g(t)$

$$\bar{A}_r^{(g)}(t) = \frac{1}{l_g} \sum_{w \in k_g} A_r^{(w)}(t)$$

gdzie l_g – liczba dni w grupie g , k_g – podzbiór dni tworzących grupę g .

Podobnie można oszacować wariancje charakterystyk w grupie g . Dla ustalonej wartości t można przyjąć, że $A_r^g(t)$ jest zmienną losową o nieznanym rozkładzie, której oszacowanie może być bardzo przydatne. Dla celów projektowania i sterowania sieci charakterystyki różnic zapotrzebowania na obsługę w poszczególnych relacjach mają znaczenie podstawowe. Różnice te można wyznaczyć dla par relacji, szczególnie tych, których obsługa może częściowo lub całkowicie być załatwiana za pośrednictwem tej samej gałęzi sieci. W takiej sytuacji, przy założeniu stałego średniego czasu obsługi pojedynczego zgłoszenia, staje się podstawowym zadaniem wyznaczenia dostatecznego opisu intensywności zgłoszeń $\lambda_r(t)$. Na podstawie pracy [1] i przesłanek intuicyjnych można założyć, że omawiane funkcje $\lambda_r(t)$ mają podobny kształt, przedstawiony na rys. 2.

Rys. 2. Zmiany intensywności zgłoszeń



Przyjmując, że taka charakterystyka może być przedstawiona za pomocą zbioru dyskretnych próbek, a następnie w celu odtworzenia aproksymowania funkcją schodkową, dokładność 5-procentowa odtworzenia może być osiągnięta, jeśli liczba tych próbek nie będzie mniejsza od czterdziestu, a przy aproksymacji liniowej – dwunastu [5]. Można uzyskać bardziej oszczędną reprezentację tej charakterystyki przez rozwinięcie jej w szereg Fouriera. W praktyce jednak wydaje się bardziej praktyczną reprezentacja dyskretna.

Obok zagadnienia opisu strumieni zgłoszeń i ich zachowania się w poszczególnych relacjach, powstaje potrzeba zbadania warunków uzasadniających przełączanie łączy między parami relacji. Wynika stąd konieczność opisu wzajemnych zachowań strumieni zgłoszeń w takich parach relacji. Porównanie odpowiadających tym strumieniom intensywności zgłoszeń $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$ można uzyskać w oparciu o stosunek strat $E_i(t)$ w obu badanych relacjach. Przyjmując, że dla pary (l, k) relacji jest określony optymalny stosunek strat s_{lk}^0 (rys. 3).

$$s_{lk}^0 = \left[\frac{E_l}{E_k} \right]_{opt}$$

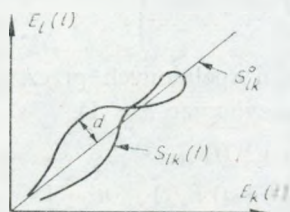
i że rzeczywisty, zmieniający się w czasie stosunek strat jest opisany krzywą $s_{lk}(t)$, można jako kryterium niezrównoważenia strat i celowości dokonywania przełączeń przyjąć następującą relację

$$\int_0^T |d(s_{lk}(t), s_{lk}^0)| dt \geq r$$

gdzie r – wybrany poziom dopuszczalnego niezrównoważenia, $d(s_{lk}(t), s_{lk}^0)$ – odległość pokazana na rys. 3.

$$d(s_{lk}(t), s_{lk}^0) = \alpha E_1(t) - \beta E_2(t)$$

$$\alpha = \sin \arctg s_{lk}, \quad \beta = \cos \arctg s_{lk}^0$$



Rys. 3. Zależność obsługi w dwu relacjach

oraz

$$E_i(t) = \frac{\lambda^{N_i}(t)/N_i!}{\sum_{j=0}^{N_i} \frac{\lambda_j^j(t)}{j!}}$$

N_i – liczba łączy w relacji i w chwili t .

METODA ESTYMACJI INTENSYWNOŚCI ZGŁOSZEŃ

Jeśli przyjąć, że liczba abonentów jest nieskończona, nie występują zgłoszenia powtarzalne, oraz rozważać tylko 24-godzinny cykl zmienności intensywności zgłoszeń, to można założyć, że liczba zgłoszeń oferowanych $X(t)$, $t \geq 0$ nosi charakter niestacjonarnego procesu Poissona o okresowej nieznannej intensywności $\lambda(t) = \lambda(t+T)$. Ponadto założmy, że liczba łączy w badanej relacji jest stała i wynosi N , że obsługa zgłoszeń jest niezależna, mająca rozkład wykładniczy i średni czas h , oraz że zgłoszenie nadchodzące w chwili zajętości wszystkich łączy jest tracone.

Zadanie optymalnego wykorzystania łączy (konstrukcji funkcji przełączania $N(t)$) wymaga estymacji intensywności $\lambda(t)$. Estymację tę można realizować w oparciu o obserwacje następujących procesów:

$X(t)$ – liczby zgłoszeń w przedziale czasu $[0, t]$,

$\zeta(t)$ – liczby zgłoszeń obsłużonych w przedziale czasu $[0, t]$,

$Z(t)$ – liczby łączy zajętych w chwili t .

Należy zatem zbadać, który z wymienionych procesów zapewni dostatecznie prostą i dokładną metodę estymacji, a ponadto umożliwi jej realizację najmniejszym kosztem.

W pierwszym rzędzie wybór obserwowanego procesu jest uzależniony od statystycznych właściwości, szczególnie wartości średnich rozważanych procesów, tzn.

$$\left. \begin{aligned} EX(t) &= \int_0^t \lambda(u) du \\ E\zeta(t) &= \int_0^t \lambda(u)(1 - P_N(u)) du \\ EZ(t) &= \int_0^t e^{-(t-u)\lambda} \lambda(u) [1 - P_N(u)] du \end{aligned} \right\} t = 0$$

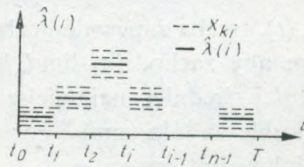
gdzie $P_N(t) \triangleq P_N(t, \lambda(t))$ określa układ równań spełnionych przez prawdopodobieństwa $P_n(t) = P\{Z(t) = n\}$, mianowicie (przyjmując $h = 1$).

$$\begin{aligned} P_0(t) &= P_1(t) - \lambda(t) P_0(t) \\ P_n(t) &= (n+1) P_{n+1}(t) + \lambda(t) P_{n-1}(t) - (\lambda(t) + n) P_n(t), \quad n = 1, \dots, N-1 \\ P_N(t) &= \lambda(t) P_{N-1}(t) - NP_N(t) \end{aligned} \quad (1)$$

przy ograniczeniach

$$\begin{aligned} P_0(t) + \dots + P_N(t) &= 1 \\ P_0(t) &= 1, \quad P_i(0) = 0 \quad i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned}$$

W odróżnieniu od wartości średnich, funkcje korelacji mogą być wyznaczone explicitie tylko dla procesu $X(t)$; dla procesów pozostałych są one dane w formie pośredniej, jako rozwiązania pewnych układów równań różniczkowych. Z powyższych uwag wynika, że estymacja na podstawie procesu $X(t)$ jest najprostsza: mamy w tym przypadku liniową zależność między $EX(t)$ oraz $\lambda(t)$ i niezależne przyrosty procesu ze znanym rozkładem. Umożliwia to stosowanie różnych metod estymacji zależnie od rodzaju obserwacji. Szczególnie, rozważając dyskretne obserwacje $X_{k+1} = X(t_{i+1} + (k-1)T) - X((k-1)T)$, $k = 1, \dots, m$; $i = 1, \dots, n$, liczba zgłoszeń w m okresach przedziału czasu (t_i, t_{i+1}) , $0 = t_0 < t_1 < \dots < t_n = T$



Rys. 4. Prosta estymacja $\lambda(t)$

oraz a priori regresyjny model jako liniową kombinację danych funkcji, można otrzymać estymatory nieznanymi współczynników metodą najmniejszych kwadratów. Następnie, można określić ich właściwości statystyczne metodami analizy regresyjnej.

Najprostsze zadanie estymacji $\lambda(t)$ funkcjami schodkowymi (rys. 4) ekwiwalentne estymacji $\lambda(i) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \lambda(u) du$, prowadzi do następującego oszacowania otrzymywanego w oparciu o metodę największej wiarygodności:

$$\hat{\lambda}(t) = \frac{\lambda(i)}{t_{i+1} - t_i}, \quad t_i \leq t \leq t_{i+1}$$

gdzie $\hat{\lambda}(i) = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m X_{k,i}$

$$E\hat{\lambda}(i) = \lambda(i)$$

$$D^2(\hat{\lambda}(i)) = \frac{\lambda(i)}{m}$$

W oparciu o obserwacje $X_k(t) = X(t + (k-1)T) - X((k-1)T)$ liczby zgłoszeń do chwili t w k -tym dniu, $0 \leq t < T$, $k = 1, 2, \dots, m$ jest dogodnie oszacować współczynniki rozkładu $\lambda(t)$ na szereg Fouriera

$$\lambda(t) = \frac{\lambda_0}{2} + \sum_{l=1}^{\infty} \lambda_l \cos \frac{\pi l t}{T} \quad (2)$$

które umożliwiają ze względu na postać $E X(t) = \int_0^t \lambda(u) du$ otrzymanie niezależnych estymatorów. Uśredniając wartości obserwacji przekształconych jak niżej

$$X_{k,0} \triangleq \frac{2}{T} X_k(T); \quad X_{k,1} \triangleq \frac{2\pi l}{T^2} \int_0^T X_k(t) \sin \frac{\pi l t}{T} dt,$$

otrzymujemy

$$\hat{\lambda}_0(m) = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m X_{k,0}; \quad \hat{\lambda}_l(m) = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m X_{k,l} + (-1)^l \hat{\lambda}_0(m) \quad (3)$$

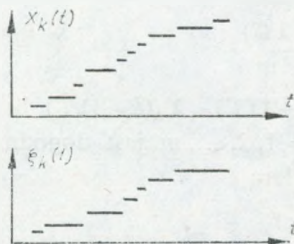
$$D^2 \hat{\lambda}_0(m) \leq \frac{c}{m}, \quad D^2 \hat{\lambda}_l(m) \leq \frac{c}{m}, \quad c > 0, \quad l = 1, \dots, l_m$$

Zatem w celu otrzymania ciągu estymatorów $\hat{\lambda}_m(t)$ zbieżnego średniokwadratowo do funkcji $\lambda(t)$, trzeba zapewnić liczbę l_m estymowanych współczynników w liczbie obserwacji m aby zachodziło $\lim l_m/m = 0$. Ponadto, stosując rozkład asymptotyczny wartości średniej najmniejszego kwadratu, można dokonać weryfikacji hipotezy o liczbie współczynników w równaniu (2) i w ten sposób określić wartość błędu średniokwadratowego

$$I = E \int_0^T [\lambda(t) - \hat{\lambda}_m(t)]^2 dt \leq c \frac{l_m}{m} + \sum_{l=l_m+1}^{\infty} \lambda_l^2$$

Równanie (3) umożliwia przedstawienie estymatorów $\hat{\lambda}_l(m)$ w formie rekurencyjnej, liniowo zależnej od $\hat{\lambda}(m-1)$ i obserwacji z m -tego dnia, co pozwala na dogodną bieżącą identyfikację współczynników.

Zagadnienie estymacji funkcji $\lambda(t)$ na podstawie procesów $\zeta(t)$ i $Z(t)$ jest znacznie trudniejsze, ponieważ występuje wówczas nieliniowa zależność wartości oczekiwanych procesów $\zeta(t)$ i $Z(t)$ od nieznannej intensywności $\lambda(t)$. Zależność ta może być otrzymana w formie bezpośredniej po rozwiązaniu układu równań (1). Ponadto występuje korelacja między przyrostami rozważanego procesu. Należy zauważyć, że estymatory będą tu obciążone większymi błędami. Ponieważ obserwacje stanu sieci są łatwiej i taniej uzyskiwane niż w przypadku procesu $X(t)$, proponuje się następującą metodę estymacji w oparciu o proces $\zeta(t)$ (rys. 5).



Rys. 5. Proces zgłoszeń i proces obsługi

Niech będą dane obserwacje $\zeta_k(t) = \zeta(t + (k-1)T) - \zeta((k-1)T)$, $t \in [0, T]$, $k = 1, \dots, m$. Na podstawie fizycznej interpretacji równań (1) można stwierdzić, że prawdopodobieństwo $P_N(t)$ odmowy obsługi jest funkcją asymptotycznie okresową. Obserwując zatem sieć w stanie ustalonym można przyjąć, że

$$E\zeta_k(t) = \int_0^T y(u) du, \quad y(u) = \lambda(t) [1 - P_N(t)]$$

gdzie $y(t)$ jest funkcją o okresie T , a $P_N(t)$ – asymptotycznym prawdopodobieństwem odmowy, określonym na podstawie równań (1).

Niech $\hat{y}(t)$ oznacza estymator funkcji $y(t)$, otrzymywany tak, jak poprzednio $\hat{\lambda}(t)$. Jako estymator funkcji $\lambda(t)$ możemy zatem przyjąć funkcję $\hat{\lambda}(t)$ spełniającą równanie

$$\hat{y}(t) = \hat{\lambda}(y) [1 - P_N(t)]$$

gdzie $P_N(t) = P_N(t, \lambda(t))$ jest asymptotycznym prawdopodobieństwem odmowy otrzymywanym na podstawie równań (1) przy intensywności $\hat{\lambda}(t)$.

ZAKOŃCZENIE

Przedstawione w pracy zagadnienia stanowią wyjściowe kierunki badań nad opisem i wykorzystaniem charakterystyk zmienności ruchu telefonicznego dla potrzeb sterowania sieci telekomunikacyjnej. Badania te są obecnie kontynuowane, przy czym kontynuacja dotyczy z jednej strony symulacyjnego testowania proponowanych rozwiązań, z drugiej zaś ich udoskonalania i rozszerzania.

Pośrednim wnioskiem ogólnym nasuwającym się przy rozważaniu problemu jest wniosek o potrzebie eksperymentów pomiarowych w sieci rzeczywistej dla określenia rzeczywistych cech zmienności ruchu telekomunikacyjnego. Zważywszy, że pomiary te muszą z natury rzeczy trwać w długim okresie i na znacznej liczbie relacji, rozpoczęcie ich wydaje się być pilne, aby w momencie intensyfikacji prac nad budową sieci sterowanej posiadać już miarodajne i dostatecznie wyczerpujące charakterystyki ruchu.

WYKAZ LITERATURY

1. *Elldin A.*: Dimensioning for the dynamic properties of telephone traffic. Ericsson Technics nr 3, 1967.
2. *Praca zbiorowa.*: Modele sieci telekomunikacyjnych. Badania teoretyczne. Instytut Automatyki PW 1975.
3. *Praca zbiorowa.*: Sterowanie telekomunikacyjnych sieci pierwotnych z uwzględnieniem sieci wtórnych. Modele preferowane i możliwości symulacji. Instytut Automatyki PW 1975.
4. Podstawy teoretyczne dynamicznego sterowania sieci telekomunikacyjnej i badania efektywności algorytmów. Metody projektowania sieci sterowanej. Instytut Automatyki PW 1976.
5. *Wydro K.*: Dyskretyzacja sygnału ciągłego. Arch. Aut. i Telem. nr 4, 1971.

*Елизавета Ференштейн
Павел Шабловски
Корнель Выдро*

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕНЯЕМОСТИ ТЕЛЕФОННОГО ТРАФИКА. ИХ ОПИСАНИЕ И ПОЛЬЗОВАНИЕ

Резюме

В статье рассуждается метод согласования структуры соединений проводимых в сети связи с изменяющейся интенсивностью телефонного трафика.

Рассмотрено здесь соответствующие такой изменямости динамические характеристики трафика и представлено способы их описания.

Кроме того рассмотрено возможность определения таких характеристик на основании разнovidных наблюдений трафика.

*Elżbieta Ferenstein
Paweł Szablowski
Kornel Wydro*

DESCRIPTION AND UTILIZATION OF TELEPHONE TRAFFIC CHANGEABILITY CHARACTERISTICS

Summary

The paper presents considerations concerning the method of adjusting the structure of connections in a telecommunication network to the changeability of traffic intensity.

The associated dynamic traffic characteristics and means of their description have been discussed.

In addition, possibilities of estimating these characteristics on the base of various observations of traffic have been presented.

*E. Ferenstein
P. Szablowski
K. Wydro*

CARACTÉRISTIQUE DE VARIABILITÉ DU TRAFIC TÉLÉPHONIQUE DESCRIPTION ET UTILISATION

Résumé

Dans l'article on a présenté la méthode d'adaptation de la structure de liaisons dans le réseau de télécommunication au trafic téléphonique d'une intensité variable.

Les conformes caractéristiques dynamiques du trafic, ainsi que leur description, ont été proposées.

En outre, la possibilité d'établir de telles caractéristiques du trafic à la base de différents types d'observations a été discutée.

*Elżbieta Ferenstein
Paweł Szablowski
Kornel Wydro*

BESCHREIBUNG UND AUSNUTZUNG
DER VERÄNDERLICHKEITSCHARAKTERISTIKEN DES FERNSPRECHVERKEHRS

Zusammenfassung

In der Arbeit wurden die Anpassungsmethoden der Verbindungsstrukturen im Fernmelde-
denetz zu den zeitveränderlichen Verkehrsintensität betrachtet. Es wurden die damit verbundenen
dynamischen Verkehrscharakteristiken und ihre Beschreibungsmethode besprochen. Es wurden
auch die Estimationsmöglichkeiten der Charakteristiken auf Grund der verschiedenen Verkehrs-
beobachtungen betrachtet.

EDWARD DUMANIA

621.391.83
621.396.43

ZNIEKSZTAŁCENIA POWODOWANE OBCIĘCIEM SZEROKOŚCI PASMA SYGNAŁU O MODULACJI KĄTOWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 4.X.1977 r.

Rozpatrując składowe widma fali zmodulowanej kątowno (częstotliwościowo lub fazowo) wyprowadzono uproszczone wzory na poziom zniekształceń powodowanych ograniczeniem szerokości pasma częstotliwości sygnału do jednej pary wstępnych bocznych widma tej fali. Analiza dotyczy przypadku przesyłania sygnałów telefonii wielokrotnej przy stosowaniu małych wskaźników dewiacji. Podano wyniki obliczeń dla systemów linii radiowych o dużej pojemności transmisyjnej, z których wynika, że zniekształcenia te są niewielkie, szczególnie dla systemów o krotności 1800 i 2700.

1. WPROWADZENIE

Przy transmisji sygnałów szerokopasmowych, jak telefonia wielokrotna lub telewizja, za pomocą modulacji kąta (fazy lub częstotliwości) przyjmuje się powszechnie szerokość pasma zajmowanego przez sygnał modulowany, równą tak zwanemu *pasmu Carsona*:

$$B = 2(\Delta F + f_m) = 2(\Delta\Phi + 1)f_m \quad (1)$$

gdzie:

ΔF – maksymalna dewiacja częstotliwości,

$\Delta\Phi$ – maksymalna dewiacja fazy,

f_m – maksymalna częstotliwość sygnału modulującego.

Odpowiada to widmu fali modulowanej zawierającemu falę nośną i dwie pary fal bocznych. Dla takiej szerokości pasma sygnału projektuje się szerokości pasm urządzeń nadawczo-odbiorczych i odstępy między sąsiednimi kanałami radiowymi.

Zadaniem niniejszej pracy jest zbadanie możliwości ograniczenia szerokości pasma emisji sygnału modulowanego do jednej tylko pary fal bocznych w przypadku przesyłania sygnałów telefonii wielokrotnej o dużej krotności przy zastosowaniu małych (w stosunku do częstotliwości modulującej) dewiacji, co ma miejsce w liniach radiowych.

2. WSKAŹNIKI DEWIAKCJI I WIDMA FALI, ZMODULOWANYCH SYGNAŁEM TELEFONII NOŚNEJ

Stosowane w liniach radiowych wartości wskaźników dewiacji częstotliwości (lub dewiacji fazy) i wynikających z tego składowych widma fali zmodulowanej zgodnie z zaleceniami CCIR zestawiono w tabeli 1^{*)}. Jak widać stosowane wskaźniki dewiacji są bardzo małe, dużo mniejsze od 1. Wynikające stąd amplitudy drugich fal bocznych są również bardzo małe, a trzecie fale boczne są praktycznie zerowe.

Wartości te obliczono dla kanału odpowiadającego środkowej częstotliwości pasma zajmowanego przez sygnał telefonii wielokrotnej (zalecenie CCIR 380-3) i zalecanych dewiacji powodowanych sygnałem pomiarowym w kanale telefonicznym (zalecenie CCIR 404-2). Odpowiada to w przybliżeniu wartościom dla kanału o zerowej preemfazie (zalecenie CCIR 275-2). Dewiacja fazy dla kanału najwyższego, najbardziej interesującego z punktu widzenia szerokości pasma, niewiele będzie się różnić w wyniku stosowania preemfazy.

Obrazy fali zmodulowanej fazowo (wykres wektorowy, widmo i wykres sinusoidalny) dla małej dewiacji (około 0,5 radiana) pokazano na rys. 1. Założono przy tym amplitudę fali niezmodulowanej równą 1.

Interesujące nas wartości parametrów fali zmodulowanej można obliczyć z wykresu wektorowego pokazanego na rys. 1a.

Wektor \vec{OA} na tym rysunku obrazuje falę nośną niezmodulowaną o amplitudzie równej 1. W wyniku modulacji zostaje on obrócony o kąt φ równy maksymalnej dewiacji fazy, do położenia OB .

Wektor \vec{OB} jest sumą trzech wektorów: $\vec{OC} = J_0$ obrazującego amplitudę fali nośnej widma fali zmodulowanej, $\vec{CD} = 2J_1$ obrazującego podwójną amplitudę pierwszych wstęg bocznych widma fali zmodulowanej i $\vec{DB} = 2J_2$ obrazującego podwójną amplitudę drugich wstęg bocznych fali zmodulowanej, gdzie J_0 , J_1 i J_2 są odpowiednimi wartościami funkcji Bessela, zależnymi od wartości dewiacji φ .

Dla małych dewiacji ($\varphi \ll 1$) amplitudy składowych widma przybierają wartości przybliżone równe:

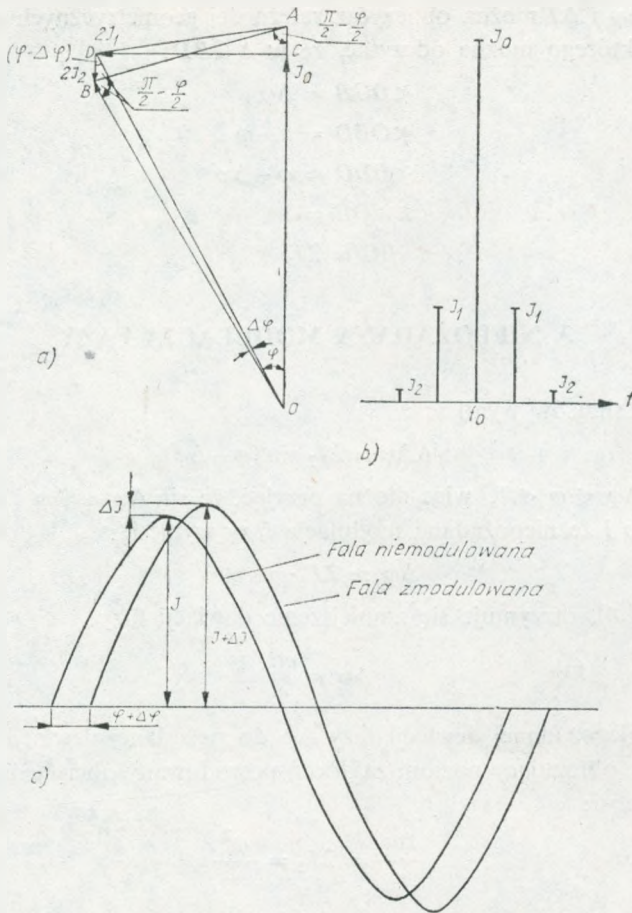
$$J_0 = 1 - \frac{\varphi^2}{4} \quad (2)$$

$$J_1 = \frac{\varphi}{2} \quad (3)$$

$$J_2 = \frac{\varphi^2}{8} \quad (4)$$

$$\text{Wynika stąd, że } J_2 \ll J_1 \ll J_0 \approx 1 \quad (5)$$

^{*)} W tabeli tej zestawiono również wyniki obliczeń przeprowadzonych w następnym rozdziale.



Rys. 1. Obrazy fali z modulacją fazy
 a) obraz wektorowy fali z modulacją fazy ($\varphi \approx 0,5$).
 — b) widmo fali z modulacją fazy ($\varphi \approx 0,5$).
 — c) wykres sinusoidalny fal z modulacją fazy

Ostatnia zależność sugeruje, że przy małych dewiacjach (praktycznie stosowanych w liniach radiowych) nieuwzględnianie drugich wstęg bocznych (na przykład ich obcięcie za pomocą odpowiedniego filtru) w widmie fali zmodulowanej nie powinno wprowadzać zbyt dużych zniekształceń sygnału modulującego, uzyskiwanego z demodulatora fazy po stronie odbiorczej.

Z rysunku 1a wynika, że w takim przypadku do wektora \vec{OC} dodaje się tylko wektor $\vec{CD} = 2J_1$, a fala zmodulowana jest reprezentowana przez wektor \vec{OD} .

Obcięcie drugich wstęg bocznych powoduje więc zmniejszenie dewiacji fazy o $\Delta\varphi$ (którą można traktować jako niepożądaną modulację fazy) i przyrost amplitudy o $\Delta J = \vec{OD} - \vec{OB}$ (który można traktować jako niepożądaną modulację amplitudy).

Wartości $\Delta\varphi$ i ΔJ można obliczyć z zależności geometrycznych widocznych na rysunku 1, z którego można odczytać, że w $\triangle OBD$:

$$\begin{aligned} \sphericalangle DOB &= \Delta\varphi & (6) \\ \sphericalangle OBD &= \pi - \varphi \\ \sphericalangle BDO &= \varphi - \Delta\varphi \\ OB &= 1 \\ BD &= 2J_2 \end{aligned}$$

3. NIEPOŻĄDANA MODULACJA FAZY

Z twierdzenia sinusów wynika:

$$\sin \Delta\varphi = 2J_2 \sin(\varphi - \Delta\varphi) \quad (7)$$

Ponieważ $\Delta\varphi \ll \varphi \ll 1$, więc można przyjąć, że $\sin \Delta\varphi \simeq \Delta\varphi$ i $\sin(\varphi - \Delta\varphi) \simeq \varphi - \Delta\varphi \simeq \varphi$ i że niepożądana modulacja fazy wyniesie:

$$\Delta\varphi \simeq 2J_2 \cdot \varphi \quad (8)$$

Uwzględniając 4), otrzymuje się zmniejszenie dewiacji fazy

$$\Delta\varphi = \frac{\varphi^3}{4} \quad (9)$$

Stosunek niepożądanej dewiacji fazy $\Delta\varphi$ do pożądaney dewiacji fazy φ w fali zmodulowanej, obrazujący poziom zakłóceń powodowany obciążeniem drugich wstępnych, wynosi:

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} = 2J_2 = \frac{\varphi^2}{4} \quad (10)$$

4. NIEPOŻĄDANA MODULACJA AMPLITUDY

Z twierdzenia kosinusów wynika, że:

$$(OD)^2 = \sqrt{(OB)^2 + (BD)^2 + 2 \cdot OB \cdot BD \cdot \cos \varphi} \quad (11)$$

$$(1 + \Delta J) = \sqrt{1 + (2J_2)^2 + 2 \cdot 2J_2 \cdot \cos \varphi} \quad (12)$$

Uwzględniając, że $\varphi \ll 1$ i przyjmując $\cos \varphi = 1$ otrzymuje się:

$$(1 + \Delta J) = \sqrt{1 + 2 \cdot 2J_2 + (2J_2)^2} = \sqrt{(1 + 2J_2)^2} = 1 + 2J_2 \quad (13)$$

z czego wynika, że niepożądany przyrost amplitudy wynosi:

$$\Delta J = 2J_2 = \frac{\varphi^2}{4} \quad (14)$$

i liczbowo równa się wartości stosunku niepożądanej dewiacji fazy do pożądaney dewiacji fazy.

5. POZIOM ZAKŁÓCEŃ W FALI ZMODULOWANEJ

Wynikające z powyższych wzorów wartości niepożądanego modulacji fazy i amplitudy, obliczone dla systemów linii radiowych o 600, 960, 1800 i 2700 kanałach, zestawiono w tabl. 1. Obliczono również odpowiadające temu stosunki sygnału użytecznego (proporcjonalnego do dewiacji użytecznej φ) do zakłóceń powodowanych obciążeniem 2 wstęg bocznych (proporcjonalnych do niepożądanego dewiacji $\Delta\varphi$), które wynoszą:

Tablica 1

1	Krotność systemu kanałów telef.	600	960	1800	2700
2	Pasma podstawowe kHz	60-2792	60-4287	300-8248	300-12435
3	Dewiacja skuteczna częstotliwości powodowana sygnałem pomiarowym kHz	200	200	140	140
4	Częstotliwość środkowa pasma podstawowego kHz	1426	2173,5	4274	6367,5
5	Amplituda dewiacji częstotliwości powodowana sygnałem pomiarowym kHz	282	282	197,4	197,4
6	Amplituda dewiacji fazy φ (rad)	0,198	0,130	0,046	0,031
7	Amplituda fali nośnej J_0	0,990	0,996	0,999	1,0
8	Amplituda 1 fali bocznej J_1	0,0994	0,065	0,023	0,0155
9	Amplituda 2 fali bocznej J_2	0,0046	0,0021	0,00026	0,00012
10	Niepożądana dewiacja fazy $\Delta\varphi$ (rad)	0,00194	0,00055	0,000024	0,0000074
11	Niepożądana dewiacja fazy $\frac{\Delta\varphi}{\varphi}$ Pożądana dewiacja fazy $\frac{\Delta\varphi}{\varphi}$	0,0098 -40,1 dB	0,0042 -47,5 dB	0,00052 -65,7 dB	0,00024 -72,4 dB
12	Niepożądana modulacja amplitudy ΔJ	0,0098 -40,1 dB	0,0042 -47,5 dB	0,00052 -65,7 dB	0,00024 -72,4 dB
13	Poziom zakłóceń przy uwzględnieniu niepożądanego modulacji fazy i amplitudy $\frac{z}{s}$	-48,6 dB	-55 dB	-74,2 dB	-80,9 dB

dla systemu	600 kanałowego	$\frac{s}{z} = \frac{\varphi}{\Delta\varphi} = 1,02 \cdot 10^2 \sim 40,7$ dB
„ „	960 „ „	$2,4 \cdot 10^2 \sim 47,5$ dB
„ „	1800 „ „	$1,92 \cdot 10^3 \sim 65,7$ dB
„ „	2700 „ „	$4,15 \cdot 10^3 \sim 72,4$ dB

Z powyższego wynika, że poziom zakłóceń wprowadzanych przez obcięcie drugich wstęg bocznych widma fali zmodulowanej w systemach 1800 i 2700-krotnym, o dewiacji skutecznej na kanał 140 kHz, jest niższy od 65,7 i 72,4 dB, co wydaje się być wartością możliwą do przyjęcia.

6. POZIOM ZAKŁÓCEŃ W SYGNALE PO DEMODULACJI

Podane powyżej wartości zakłóceń są wartościami teoretycznymi odniesionymi do fali zmodulowanej; wystąpiłyby one w sygnale po demodulacji w przypadku idealnego demodulatora, którego sygnał wyjściowy byłby „idealnie” proporcjonalny do kąta fazowego sygnału odbieranego, bez uwzględnienia na przykład niepożądanego modułowania amplitudy, omówionej w p. 4., która wskutek występującej w urządzeniach odbiorczych linii radiowej konwersji *AM/PM* oddziałuje w naszym przypadku na „odpowieź” demodulatora w kierunku kompensacji zniekształceń powodowanych niepożądaną modulacją fazy. Stopień tej „kompensacji” zależy od rozwiązania i właściwości urządzeń odbiorczych i demodulacyjnych; nie może on być obliczony w oderwaniu od właściwości tych urządzeń.

Dla oszacowania rzędu wielkości założymy, że odpowiedź demodulatora jest proporcjonalna do różnicy wektorowej wektora obrazującego falę zmodulowaną i wektora obrazującego falę nośną niezmodulowaną. Przy tym założeniu, wracając do rys. 1a, można stwierdzić, że w przypadku widma pełnego (bez obcięcia 2 wstęg bocznych) na wyjściu demodulatora uzyskuje się sygnał o amplitudzie proporcjonalnej do długości wektora \vec{AB} , a po obcięciu 2 wstęg bocznych sygnał o amplitudzie proporcjonalnej do długości wektora \vec{AD} .

Z zależności geometrycznych z rysunku 1a można odczytać:

$$AB = \sqrt{(2J_1)^2 + (4J_2)^2} = 2J_1 \sqrt{1 + \left(\frac{2J_2}{J_1}\right)^2} \approx 2J_1 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2J_2}{J_1}\right)^2\right] \quad (15)$$

$$AD = \sqrt{(2J_1)^2 + (2J_2)^2} = 2J_1 \sqrt{1 + \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2} \approx 2J_1 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2\right] \quad (16)$$

Różnica między amplitudami tych sygnałów, którą można traktować jako zakłócenie, wynosi:

$$\begin{aligned} z = AB - AD &= 2J_1 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2J_2}{J_1}\right)^2 - 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2\right] = \\ &= J_1 \left[\left(\frac{2J_2}{J_1}\right)^2 - \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^2\right] = \frac{3(J_2)^2}{J_1} = \frac{3 \cdot \varphi^4 \cdot 2}{64 \cdot \varphi} = \frac{3}{32} \varphi^3 \quad (17) \end{aligned}$$

Poziom zakłóceń z w stosunku do sygnału użytecznego s , jaki byłby w przypadku przesyłania całego pasma i idealnej demodulacji fazy wynosi:

$$\frac{z}{s} = \frac{AB-AD}{AB} \simeq \frac{3}{32} \cdot \varphi^3/\varphi \simeq \frac{3}{32} \varphi^2 \quad (18)$$

Wynikające z tej zależności wartości poziomów zakłóceń obliczono i wpisano do tabeli 1 w wierszu 13; wynoszą one:

dla systemu 600 kanałowego $\frac{z}{s} = -48,6$ dB

960	„	-55 dB
1800	„	-74,2 dB
2700	„	-80,9 dB

i są o około 8,5 dB niższe od poziomów zakłóceń obliczonych z wzoru (10) bez uwzględnienia niepożądanego modulacji amplitudy.

Warto jeszcze zaznaczyć, że wynikające z rozważań przeprowadzonych w niniejszym rozdziale wartości współczynnika konwersji AM/PM wynoszą około 0,9 czyli:

0,18	$\frac{\text{rad}}{\text{m}}$	$\sim 1,2$ °/dB	dla systemu 600 kanałowego
0,117	$\frac{\text{rad}}{\text{m}}$	$\sim 0,77$ °/dB	„ 960 „
0,0415	$\frac{\text{rad}}{\text{m}}$	$\sim 0,275$ °/dB	„ 1800 „
0,028	$\frac{\text{rad}}{\text{m}}$	$\sim 0,185$ °/dB	„ 2700 „

i są wyraźnie mniejsze od wartości występujących praktycznie w urządzeniach linii radiowych, szczególnie dużej pojemności. Wynika z tego, że niepożądana modulacja amplitudy w praktycznych urządzeniach powinna w pełni kompensować zakłócenia powodowane zmniejszeniem dewiacji fazy na skutek obciążenia drugich wstęg bocznych fali zmodulowanej; istnieje nawet niebezpieczeństwo „przekompensowania”.

7. WNIOSKI

Przeprowadzone rozważania wykazały, że zniekształcenia przesyłanego sygnału powodowane obciążeniem drugich wstęg bocznych fali zmodulowanej płytko ($\varphi \ll 1$) w fazie lub częstotliwości, zwłaszcza po uwzględnieniu kompensującego działania występującej w urządzeniach konwersji AM/PM , są niewielkie i mogą być akceptowane. Dotyczy to szczególnie systemów linii radiowych o pojemności 1800, 2700

lub więcej kanałów telefonicznych na kanał radiowy, w których przyjmuje się de-
wiację skuteczną powodowaną sygnałem pomiarowym w kanale telefonicznym
równą 140 kHz.

Wyniki rozważań i obliczeń sugerują celowość takiego ograniczenia pasma, co
zwiększyłoby ekonomię wykorzystania widma fal elektromagnetycznych oraz spo-
wodowało ograniczenie zakłóceń sąsiedniokanałowych.

Э. Думаня

ИСКАЖЕНИЯ УГЛОВО МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ ШИРИНЫ ПЕРЕДАВАЕМОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

Резюме

Рассматривая составляющие спектра углово модулированного сигнала (с частотной или фазовой модуляцией) выведено упрощенные формулы на уровень искажений, вызываемых ограничением ширины передаваемой полосы частот до одной пары боковых полос спектра модулированного сигнала.

Проведенный анализ относится к случаю передачи многоканальной телефонии при не-
больших значениях индексов девиации.

Приводятся результаты вычислений для радиорелейных систем большой ёмкости, из
чего следует что искажения здесь незначительны особенно в случае сигналов многоканаль-
ной телефонии на 1800 или 2700 каналов.

E. Dumania

DISTORTIONS CAUSED BY THE FREQUENCY BANDWIDTH LIMITATION OF ANGULARLY MODULATED SIGNALS

Summary

In considering the spectrum components of the angularly modulated (in frequency or in phase) wave, some simplified formulas have been deduced for evaluating the levels of distortions caused by the limitation of the signal frequency bandwidth to only one pair of the side bands of this wave's spectrum.

The analysis refers to the case of signal transmission in multichannel telephony system, when small deviation indexes are applied.

The calculation results for radio link systems of great transmission capacity have been presented, showing that the distortions of this kind are relatively not important, especially for systems of 1800 and 2700 channels.

E. Dumania

LES DISTORSIONS DES SIGNAUX A MODULATION ANGULAIRE CAUSÉES PAR LA LARGEUR DE BANDE DE FRÉQUENCES RÉTRÉCIE

Résumé

Les composantes du spectre de l'onde modulée angulairement (à modulation de fréquence ou de phase) étant considérées, quelques formules sont déduites afin d'évaluer le niveau de distorsions causées par la largeur de la bande rétrécie, limitée à deux bandes latérales.

L'analyse effectuée concerne le cas de transmission des signaux du système téléphonique multiple à l'application des indices de déviation de petite valeur.

Les résultats des calculs présentés, concernant les systèmes de forte capacité, démontrent que les distorsions en question ne sont pas très importantes, particulièrement pour les systèmes de 1800 ou 2700 voies.

E. Dumania

DIE DURCH BEGRENZUNG DER BANDBREITE DES SIGNALS MIT WINKELMODULATION HERVORGERUFENEN VERZERRUNGEN

Zusammenfassung

Die Spektrumkomponenten der Welle mit Winkelmodulation (Frequenz oder Phasenmodulation) untersuchend, wurden die vereinfachten Formeln für Pegel der Verzerrungen abgeleitet, die durch Begrenzung der Bandbreite des Signals bis zu einem Seitenbandpaar des Spectrums der Welle erzeugt werden. Die Analyse betrifft die Übertragung der Mehrfachtelefoniesignale bei Verwendung der kleinen Deviationsindexe. Es wurden die Rechnungsergebnisse für Richtfunkssysteme mit hoher Übertragungskapazität angegeben, die zeigen, dass die Verzerrungen besonders für 1800- und 2700 kanälige Systeme nicht gross sind.

ZNIEKSZTAŁCENIA SYGNAŁÓW POMIAROWYCH TYPU $\sin^2 2T$ PRZY ICH GENERACJI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dn. 5.12.1977 r.

W artykule przeprowadzono analizę wpływu zmian wartości elementów składowych i parametrów układu generacyjnego na kształty sygnałów pomiarowych typu $\sin^2 2T$ oraz $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji.

Wykonano ją w oparciu o wyniki otrzymane z maszyny cyfrowej, dla której zostały opracowane odpowiednie programy. Wykazano, że nawet małe zmiany tolerancji wartości elementów i parametrów układu generacyjnego mogą powodować znaczne uchyby pomiarowe. Aby więc uzyskać dużą dokładność pomiaru charakterystyk urządzeń telewizyjnych, należy zapewnić dużą dokładność wartości elementów i parametrów układu generacyjnego oraz ich odporność na wpływy zewnętrzne.

1. WSTĘP

Stosowane w telewizyjnej technice pomiarowej sygnały typu \sin^2 oraz wypełniony sygnałem podnośnej chrominancji $\sin^2 20T$ w praktyce odbiegają z reguły od kształtów teoretycznych. Odształcenia tych sygnałów w procesie ich generacji, w wielu przypadkach, mają taki sam charakter jak odształcenia wywołane niedoskonałością mierzonych za ich pomocą urządzeń czy torów sygnału wizyjnego. Miernik zniekształceń umieszczony na końcu toru pomiarowego mierzy więc w takich przypadkach nie tylko zniekształcenia toru sygnału wizyjnego czy też określonego urządzenia, lecz również i zniekształcenia sygnałów pomiarowych.

Ponieważ w wielu przypadkach wymagana dokładność pomiaru zniekształceń jest duża, więc wprowadzanie odształconych sygnałów pomiarowych może w znacznym stopniu fałszować pomiar.

Sygnały pomiarowe typu \sin^2 najczęściej są kształtowane za pomocą filtra Thomsona, na wejście którego wprowadza się impuls szpilkowy, a w przypadku złożonego impulsu $\sin^2 20T$ do modulacji jego sygnałem chrominancji stosuje się często modulator kołowy.

W artykule przeprowadzono analizę wpływu zmian tolerancji wartości elementów filtra Thomsona oraz wartości elementów modulatora kołowego na kształty rozpatrywanych sygnałów pomiarowych, umożliwiającą wyciągnięcie praktycznych wniosków.

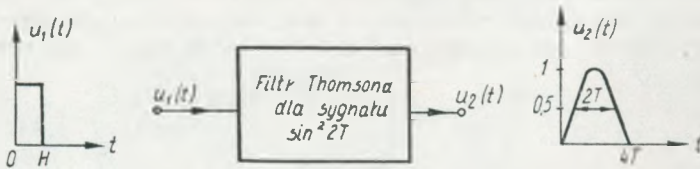
2. GENERACJA SYGNAŁU $\sin^2 2T$

Ogólny schemat blokowy układu generacyjnego, którego głównym elementem jest filtr Thomsona [1], [2] podano na rys. 1, [3]. Do wejścia układu doprowadza się wąski impuls prostokątny $u_1(t)$, przy czym:

$$u_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } 0 < t \leq H \\ 0 & \text{dla } t < 0 \text{ i } t \geq H \end{cases}$$

gdzie H – szerokość impulsu.

Szerokość impulsu H jest znacznie mniejsza niż szerokość impulsu $\sin^2 2T$ w połowie jego wysokości. Funkcja przenoszenia filtra Thomsona określa widmową funkcję sygnału. Parametry filtra decydują przy tym o kształcie sygnału wyjściowego $u_2(t)$.



Rys. 1. Schemat blokowy układu generacji sygnału $\sin^2 2T$

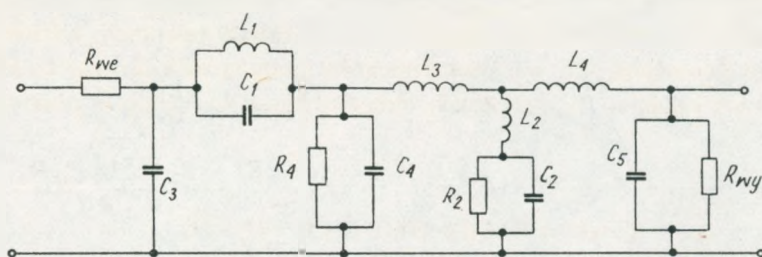
Sygnał występujący na wyjściu filtra Thomsona, wartości którego są znormalizowane w Zaleceniach CCIR i OIRT, nawet przy założeniu zerowej tolerancji wartości tych elementów, ma kształt tylko zbliżony do teoretycznego kształtu funkcji

$$u_{00}(t) = \frac{1}{2T} \sin^2 \frac{\pi t}{4T} \quad (1)$$

Wynika to ze skończonej liczby ogniwi filtra [2]. Jeżeli przez $u_{02}(t)$ oznaczymy sygnał wyjściowy filtra przy zerowej tolerancji wartości jego elementów, to można porównywać sygnał wyjściowy filtra $u_2(t)$, otrzymany przy określonej tolerancji wartości elementów filtra, z sygnałem $u_{00}(t)$ czy z sygnałem $u_{02}(t)$.

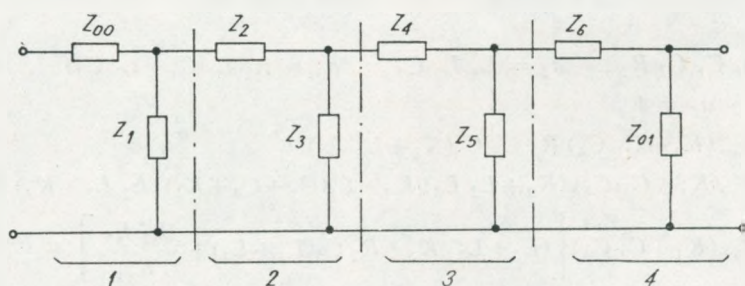
Do obliczenia funkcji przenoszenia filtra Thomsona (rys. 2 i 3) zastosowano rachunek macierzy. Jeżeli $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ są modułami funkcji przenoszenia czwórników 1, 2, 3 i 4, to wypadkowa funkcja przenoszenia całego filtra w formie operatorowej będzie

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} \quad (2)$$



Rys. 2. Schemat filtra Thomsona

$L_1 = 1,580 \mu\text{H}$	$C_1 = 79,22 \text{ pF}$	$C_5 = 166,40 \text{ pF}$
$L_2 = 0,308 \mu\text{H}$	$C_2 = 2168 \text{ pF}$	$R_2 = 1300 \Omega$
$L_3 = 3,091 \mu\text{H}$	$C_3 = 75,92 \text{ pF}$	$R_4 = 5100 \Omega$
$L_4 = 3,035 \mu\text{H}$	$C_4 = 566,4 \text{ pF}$	$R_{we} = R_{wy} = 75 \Omega$



Rys. 3. Schemat zastępczy filtra Thomsona

Moduł tej funkcji F_n ma postać

$$|F_n| = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 \cdot \beta_4 = \begin{vmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{vmatrix} \quad (3)$$

funkcja przenoszenia filtra $F(s)$ [5]

$$F(s) = \frac{1}{\alpha_{11}} \quad (4)$$

gdzie:

$$\beta_1 = \begin{vmatrix} \left(1 + \frac{Z_{00}}{Z_1}\right) & Z_{00} \\ \frac{1}{Z_1} & 1 \end{vmatrix}, \quad \beta_2 = \begin{vmatrix} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3}\right) & Z_2 \\ \frac{1}{Z_3} & 1 \end{vmatrix}$$

$$\beta_3 = \begin{vmatrix} \left(1 + \frac{Z_4}{Z_5}\right) & Z_{00} \\ \frac{1}{Z_5} & 1 \end{vmatrix}, \quad \beta_4 = \begin{vmatrix} \left(1 + \frac{Z_6}{Z_{01}}\right) & Z_6 \\ \frac{1}{Z_{01}} & 1 \end{vmatrix} \quad (5)$$

przy czym

$$\begin{aligned} Z_{00} &= R_{we}, & Z_1 &= \frac{1}{sC_3}, & Z_2 &= \frac{sL_1}{1+s^2L_1C_1} \\ Z_3 &= \frac{R_4}{1+sC_4R_4}, & Z_4 &= sL_3, & Z_5 &= \frac{R_2+sL_2+s^2L_2C_2R_2}{1+sC_2R_2} \\ Z_6 &= sL_4, & Z_{01} &= \frac{R_{wy}}{1+sC_5R_{wy}} \end{aligned} \quad (6)$$

Wykorzystując powyższe wzory, funkcję przenoszenia $F(s)$ filtru można doprowadzić do formy [4]:

$$F(s) = \frac{s^4a_1 + s^3a_2 + s^2a_3 + sa_4 + a_5}{s^7b_1 + s^6b_2 + s^5b_3 + s^4b_4 + s^3b_5 + s^2b_6 + sb_7 + b_8} \quad (7)$$

gdzie

$$a_1 = L_1 L_2 C_1 C_2 R_2, \quad a_2 = L_1 L_2 C_1, \quad a_3 = R_2(L_1 C_1 + L_2 C_2) \quad (8)$$

$$a_4 = L_2, \quad a_5 = R_2$$

$$b_1 = L_1 R_{we}(K_1 + C_1 C_4) R_2 C_2 C_5(K_2 + L_2 L_3)$$

$$b_2 = L_1 R_{we}(K_1 + C_1 C_4)(K_2 + L_2 L_3) K_3 + L_1(C_1 + C_4 + K_4)(L_2 L_3 + K_2) R_2 C_2 C_5$$

$$\begin{aligned} b_3 &= L_1 R_{we}(K_1 + C_1 C_4) \left[(L_2 + L_3) K_5 + R_2 C_5(L_3 + L_4) + \frac{L_2 L_3}{R_{wy}} \right] + \\ &+ L_1(C_1 + C_4 + K_4) [K_3(L_2 L_3 + K_2)] + \left(\frac{L_1}{R_4} + K_6 \right) (L_2 L_3 + K_2) R_2 C_2 C_5 + \\ &+ L_1 C_2 C_5 R_2 R_{we}(C_1 + C_3)(L_2 + L_4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_4 &= L_1 R_{we}(K_1 + C_1 C_4) \left[L_2 + L_3 + \frac{R_2}{R_{we}}(L_3 + L_4) \right] + \\ &+ L_1(C_1 + C_4 + K_4) \left[(L_2 + L_3) K_5 + R_2 C_5(L_3 + L_4) + \frac{L_2 L_3}{R_{wy}} \right] + \\ &+ K_3(L_2 L_3 + K_2) \left(K_6 + \frac{L_1}{R_4} \right) + R_2 C_2 C_5 L_4 \left(1 + \frac{R_{we}}{R_4} \right) (L_2 + L_3) + \\ &+ L_1 L_4 C_2 C_5 + K_1 L_1 R_{we}(C_1 + C_3)(L_2 + L_4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_5 &= L_1 R_2 R_{we}(K_1 + C_1 C_4) + L_1(C_1 + C_4 + K_4) \left[(L_2 + L_3) + \frac{R_2}{R_{wy}}(L_3 + L_4) \right] + \\ &+ \left(\frac{L_1}{R_4} + K_6 \right) \left[(L_2 + L_3) K_5 + R_2 C_5(L_3 + L_4) + \frac{L_2 L_3}{R_{wy}} \right] + \\ &+ K_3 L_1 \left(1 + \frac{R_{we}}{R_4} \right) (C_1 + C_3) [L_2 L_3 + K_2 + L_1(C_1 + C_3)] \left[\frac{R_{we}}{R_{wy}}(L_2 + L_4) + \right. \\ &\left. + R_2 R_{we}(C_2 + C_5) \right] + R_2 R_{we} C_2 C_5(L_2 + L_4) + L_1 K_3(L_2 + L_4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_6 &= L_1 R_2 (C_1 + C_4 + K_4) + K_6 + \frac{L_1}{R_4} + L_2 + L_3 + \frac{R_2}{R_{wy}} (L_3 + L_4) + \\
 &+ \left(1 + \frac{R_{we}}{R_4} \right) \left[(L_2 + L_3) \left(R_2 C_2 + \frac{L_4}{R_{wy}} \right) + R_2 C_5 (L_3 + L_4) + \frac{L_2 L_3}{R_{wy}} \right] + \\
 &+ L_1 R_{we} (C_1 + C_3) \left(1 + \frac{R_2}{R_{wy}} \right) + (L_2 + L_4) \left(R_2 C_2 \frac{R_{we}}{R_{wy}} + R_{we} C_5 + \frac{L_1}{R_{wy}} \right) + \\
 &+ L_1 R_2 (C_2 + C_5) \\
 b_7 &= \left(K_6 + \frac{L_1}{R_4} \right) R_2 + \left(1 + \frac{R_{we}}{R_4} \right) \left[(L_3 + L_4) \frac{R_2}{R_{wy}} + L_2 + L_3 \right] + L_1 + \\
 &+ \frac{R_{we}}{R_{wy}} (L_2 + L_4) + L_1 \frac{R_2}{R_{wy}} + R_2 R_{we} (C_2 + C_5) \quad (9)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_8 &= R_{we} + R_2 \left(1 + \frac{R_{we}}{R_{wy}} + \frac{R_{we}}{R_4} \right) \\
 K_1 &= C_3 (C_1 + C_4), \quad K_2 = L_4 (L_2 + L_3), \quad K_3 = C_5 + \frac{C_2 R_2}{R_{wy}} \quad (10)
 \end{aligned}$$

$$K_4 = \frac{R_{we}}{R_4} (C_1 + C_3), \quad K_5 = R_2 C_2 + \frac{L_4}{R_{we}}, \quad K_6 = R_{we} (C_3 + C_4)$$

Dla $s = 0$

$$F(0) = \frac{a_5}{b_8} = \frac{R_2}{R_{we} + R_2 \left(1 + \frac{R_{we}}{R_{wy}} + \frac{R_{we}}{R_4} \right)} \quad (11)$$

Sygnał wyjściowy $U_2(s)$ w formie zespolonej wyniesie więc

$$U_2(s) = F(s) \cdot U_1(s) \quad (12)$$

gdzie

$$U_1(s) = \frac{1 - e^{-Hs}}{s} \quad (13)$$

Stąd sygnał na wyjściu filtru będzie miał postać

$$U_2(s) = \frac{s^4 l_1 + s^3 l_2 + s^2 l_3 + s l_4 + l_5}{s^8 + s^7 m_1 + s^6 m_2 + s^5 m_3 + s^4 m_4 + s^3 m_5 + s^2 m_6 + s m_7 + m_8} (1 - e^{-Hs}) \quad (14)$$

gdzie:

$$l_1 = \frac{a_1}{b_1 F(0)}, \quad l_2 = \frac{a_2}{b_1 F(0)}, \quad l_3 = \frac{a_3}{b_1 F(0)}, \quad l_4 = \frac{a_4}{b_1 F(0)},$$

$$l_5 = \frac{a_5}{b_1 F(0)}$$

$$m_1 = \frac{b_2}{b_1}, \quad m_2 = \frac{b_3}{b_1}, \quad m_3 = \frac{b_4}{b_1}, \quad m_4 = \frac{b_5}{b_1}, \quad m_5 = \frac{b_6}{b_1},$$

$$m_6 = \frac{b_7}{b_1}, \quad m_7 = \frac{b_8}{b_1}, \quad m_8 = 0 \quad (15)$$

Dla wyznaczenia funkcji czasowej $u_2(t)$ z funkcji zespolonej $U_2(s)$ w formie nadającej się do opracowania programu na maszynie cyfrową zastosowano odwrotne przekształcenie Z [5], [6], [8] oraz numeryczną metodę trapezów dla rozwiązania równania całkowego otrzymanego przy odwróceniu przekształcenia Laplace'a, otrzymując ostatecznie wyrażenie (16):

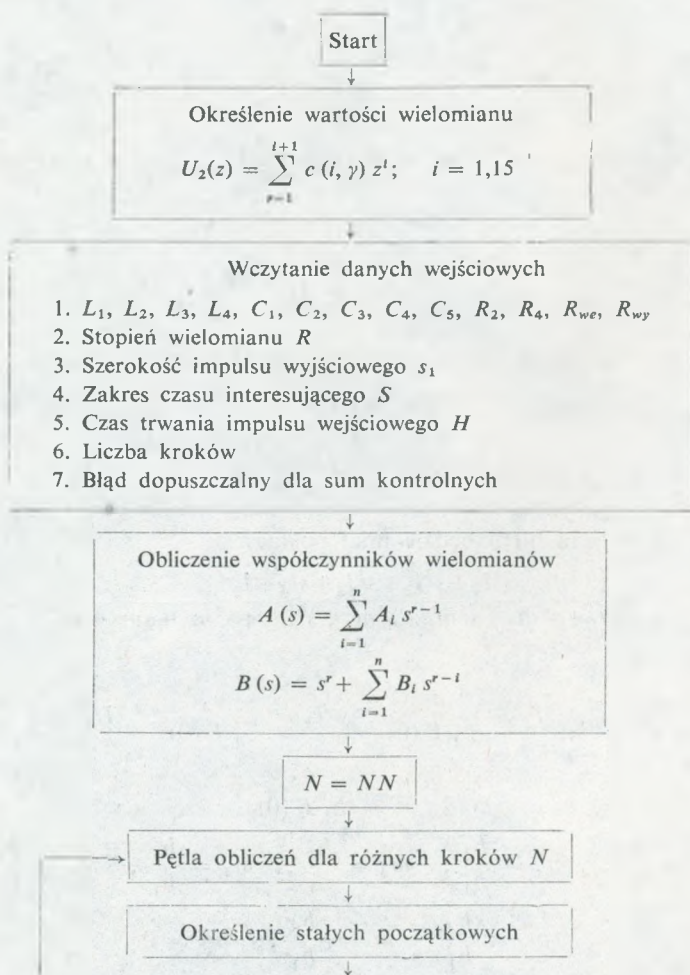
$$u_2(t) = A_n - B_1 u_{n-1} - B_2 u_{n-2} - \dots - B_r u_{n-r} \quad (16)$$

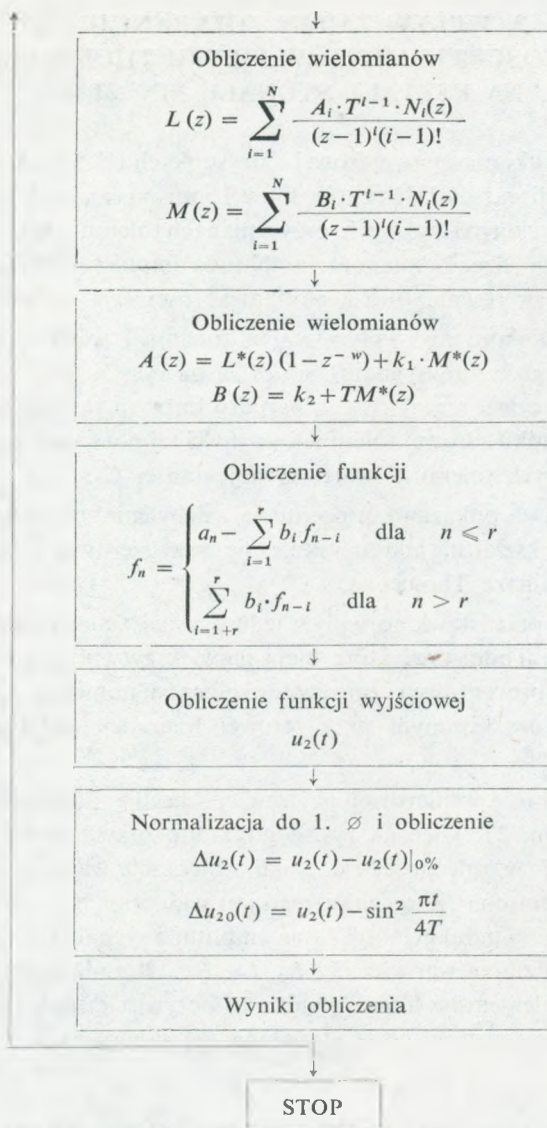
gdzie A_n i B_n są funkcjami elementów filtru przy czym dla $n > r$, $A_n = 0$.

Wyrażenie $u_2(t)$ reprezentujące sygnał wyjściowy jest więc funkcją elementów filtru i sygnału wejściowego.

$$u_2(t) = f(H, L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, R_2, R_4, R_{we}, R_{wy}) \quad (17)$$

Zmiana wartości poszczególnych elementów filtru Thomsona lub rozrzut ich





Rys. 4. Schemat programu do określania wpływu zmian tolerancji wartości elementów filtru Thomsona na kształt sygnału $\sin^2 2T$

wartości spowodowany tolerancją wartości, może powodować większą lub mniejszą zmianę kształtu sygnału typu $\sin^2 2T$.

W celu liczbowego ujęcia tego zagadnienia i określenia wpływu zmian wartości elementów filtru Thomsona na kształt sygnału $\sin^2 2T$ opracowano program w języku FORTRAN na maszynie cyfrową ODRA 1304. Na rysunku 4 przedstawiono schemat tego programu.

3. WPŁYW ZMIAN TOLERANCJI WARTOŚCI ELEMENTÓW FILTRU THOMSONA NA KSZTAŁT SYGNAŁU $\sin^2 2T$

W oparciu o wydruki maszyny cyfrowej na rysunkach od 5 do 8 został pokazany wpływ zmian tolerancji wartości elementów filtru Thomsona na kształt sygnału $\sin^2 2T$. Jak wynika z przedstawionych krzywych, przy zmianach tolerancji wartości elementów filtru Thomsona mogą ulegać zmianom: amplituda impulsu, jego szerokość, położenie na osi czasu, jak również może powstawać oscylacja za impulsem.

Na rysunku 5a podano np. wpływ zmian tolerancji wartości pojemności C_2 w filtrze Thomsona na kształt sygnału $\sin^2 2T$, a na rys. 5b obliczone procentowe odchylenia w funkcji czasu rzeczywistego kształtu impulsu $\sin^2 2T$ od kształtu, jaki uzyskuje się w przypadku zerowej tolerancji wartości tej pojemności (a więc wartości obliczonej), dla różnych tolerancji wartości pojemności C_2 .

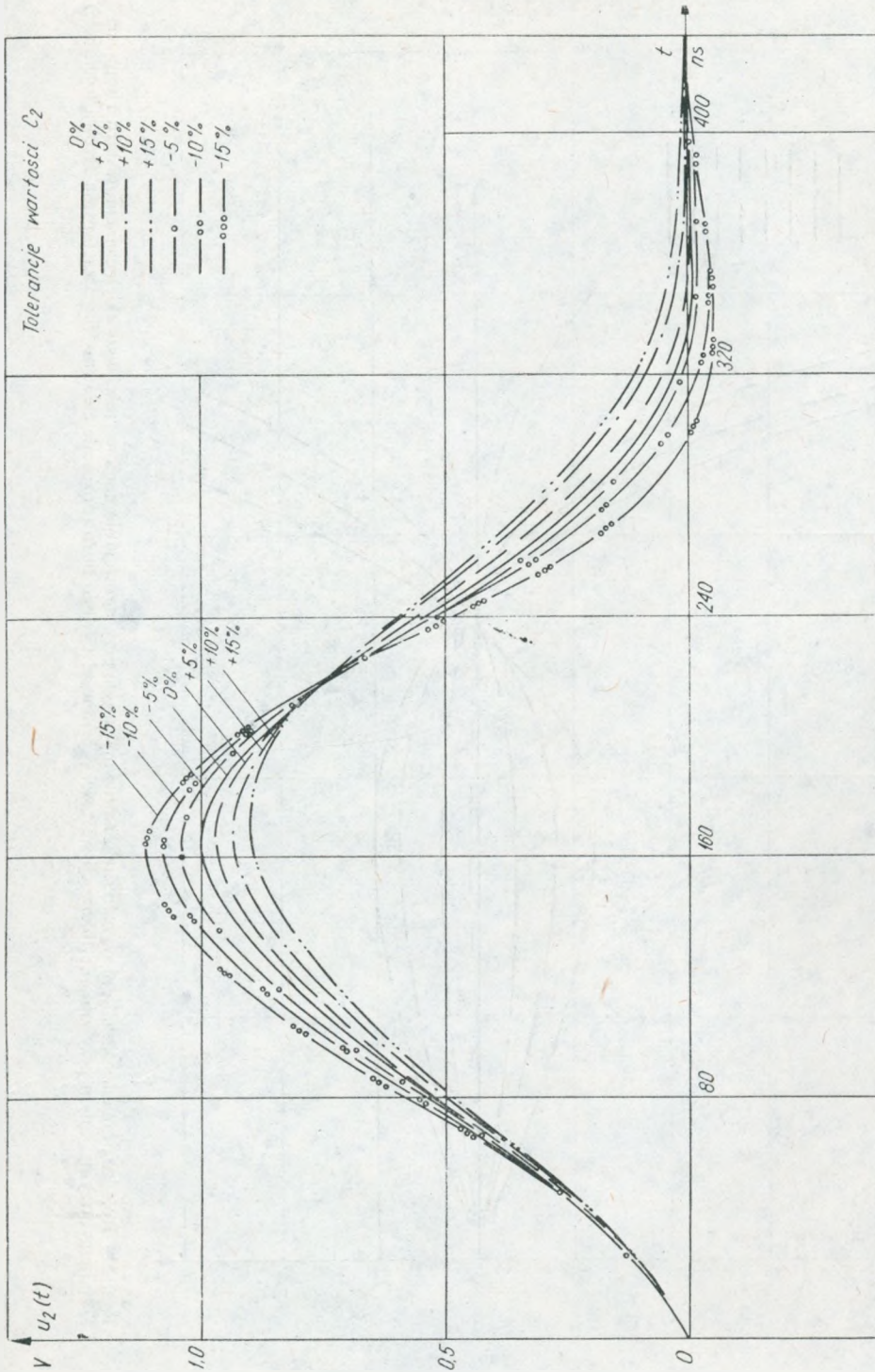
Podobnie na rys. 6 pokazano procentowe odchylenia rzeczywistego kształtu impulsu $\sin^2 2T$ od kształtu, jaki uzyskuje się przy zerowej tolerancji wartości indukcyjności L_2 w filtrze Thomsona.

Z kolei na rys. 7 przedstawiono wpływ jednoczesnej zmiany tolerancji wartości tych elementów filtru Thomsona, które mają największy wpływ na kształt sygnału $\sin^2 2T$ (rys. 7a) oraz procentowe różnice w funkcji czasu pomiędzy kształtem rzeczywistym i kształtem uzyskiwanym przy zerowej tolerancji wartości omawianych elementów filtru.

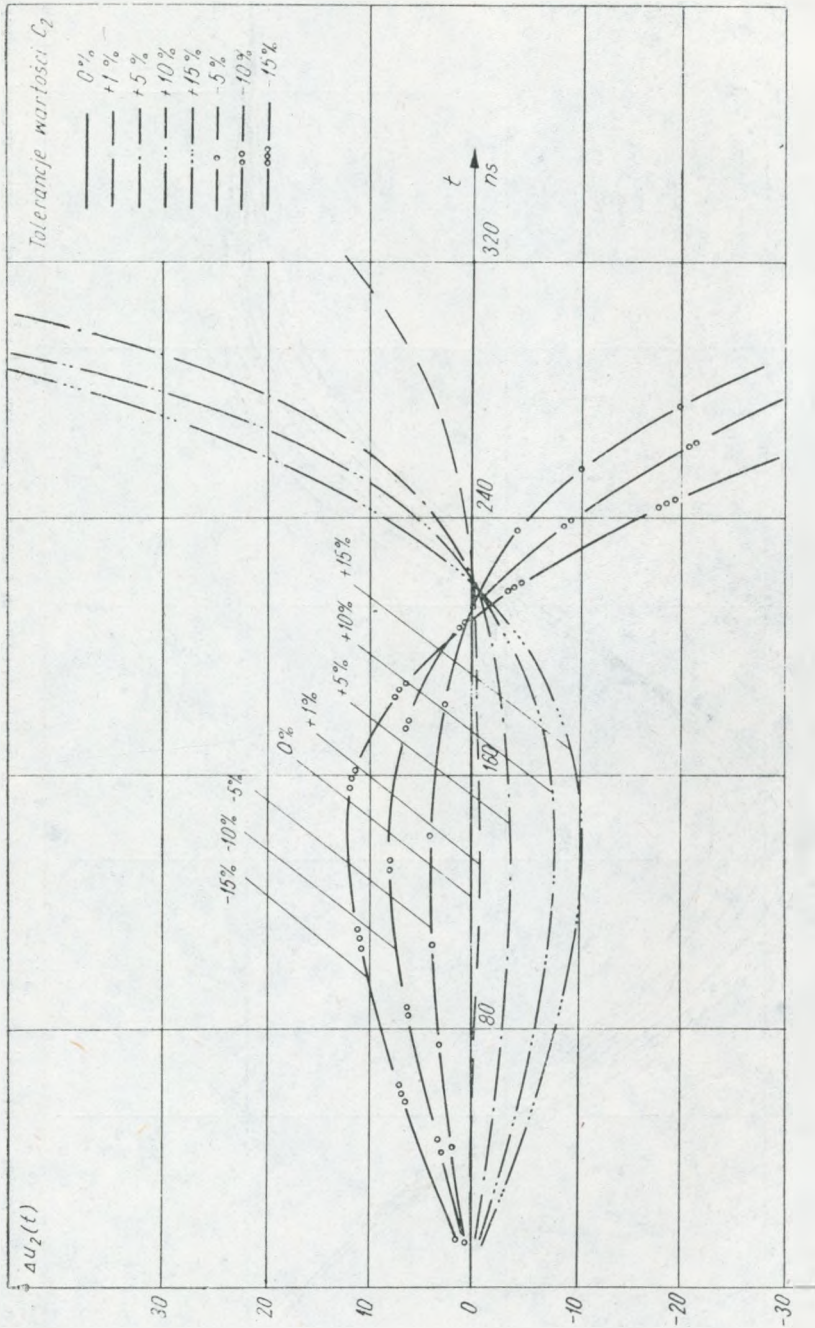
Ponieważ w technice pomiarowej najczęściej obecnie dokonuje się pomiarów amplitudy sygnału $\sin^2 2T$, więc na rys. 8 pokazano przykładowo zmiany amplitudy sygnału $\sin^2 2T$ w zależności od zmian tolerancji wartości poszczególnych elementów filtru Thomsona. Z rysunku tego jest widoczny bardzo znaczny wpływ wartości pojemności C_2 i indukcyjności L_2 na amplitudę sygnału $\sin^2 2T$ oraz większy wpływ jednoczesnych zmian wartości $C_2, L_2, L_3, R_{we}, R_{wy}$ niż jednoczesnych zmian wartości wszystkich elementów filtru. Wynika to oczywiście stąd, że wpływy zmian wartości niektórych elementów filtru wzajemnie się kompensują.

4. GENERACJA SYGNAŁU $\sin^2 20T$ WYPEŁNIONEGO PODNOŚNĄ CHROMINANCJI

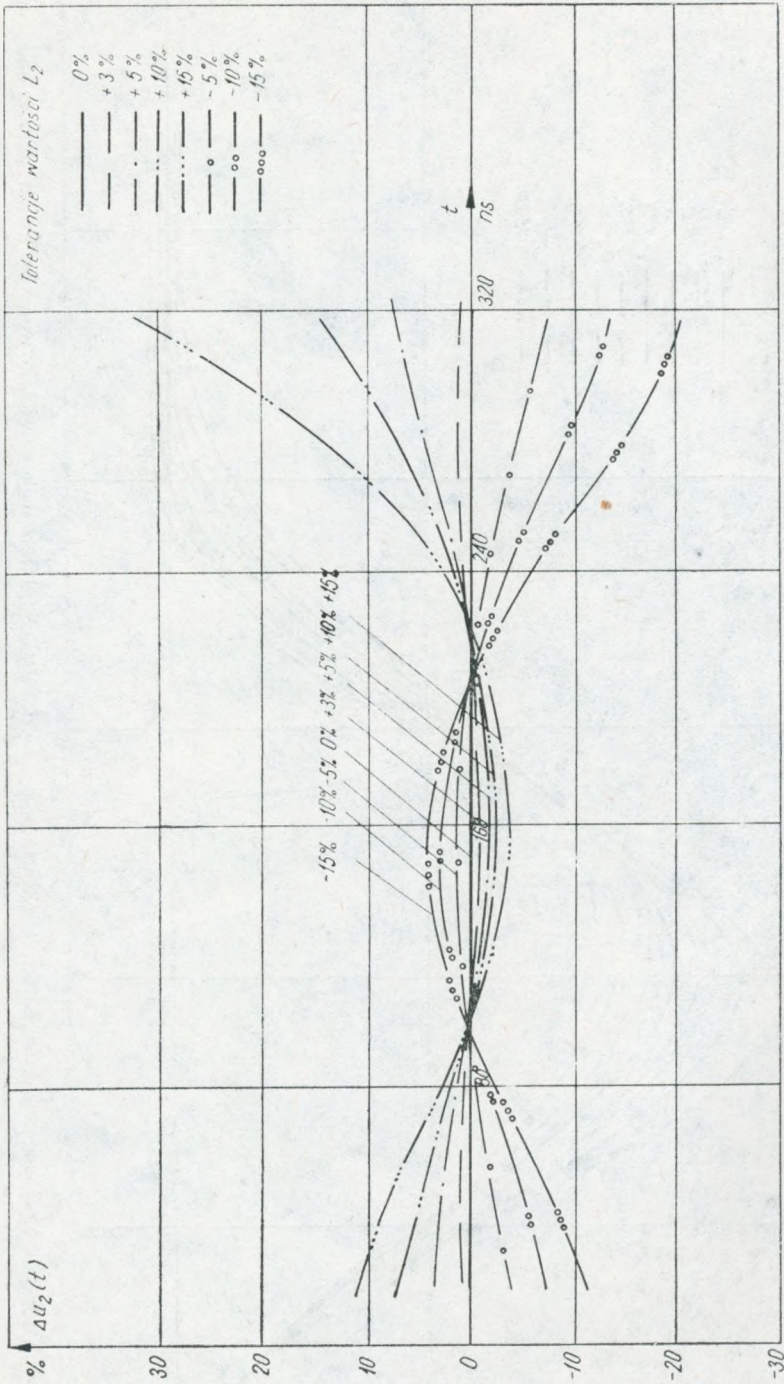
Schemat blokowy typowego układu generacyjnego sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji podano na rys. 9. Proces generacji tego sygnału obejmuje ukształtowanie obwiedni sygnału chrominancji reprezentującej sygnał $\sin^2 20T$, amplitudową modulację tym sygnałem sygnału o częstotliwości chrominancji z głębokością modulacji $m = 1$ i dodawanie do otrzymanego sygnału $u'_4(t)$ sygnału obwiedni $u'_2(t)$.



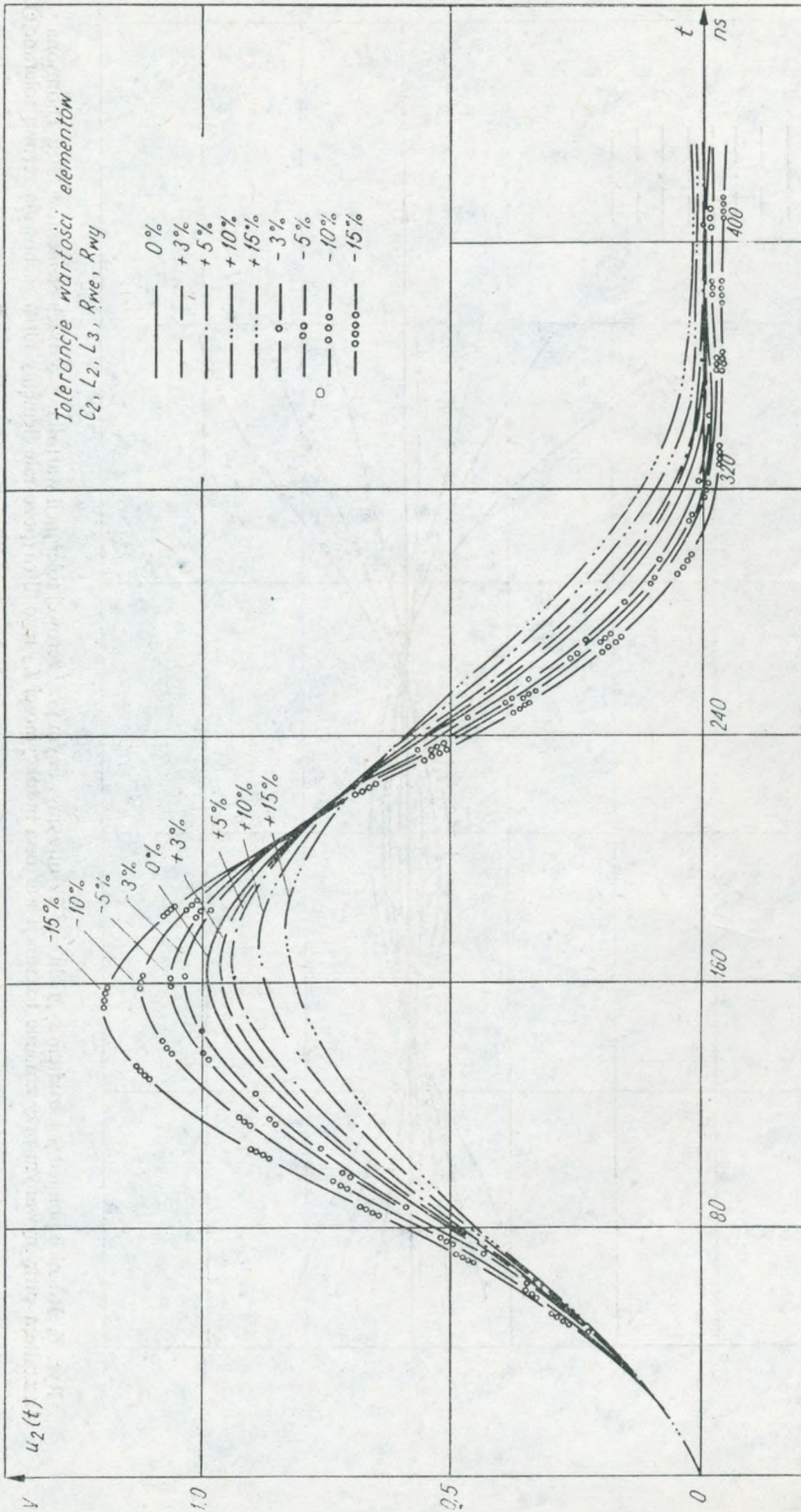
Rys. 5a. Wpływ zmian tolerancji wartości pojemności C_2 filtra Thomsona na kształt sygnału $\sin^2 2T$ (przy zachowaniu zerowej tolerancji wartości wszystkich pozostałych elementów)



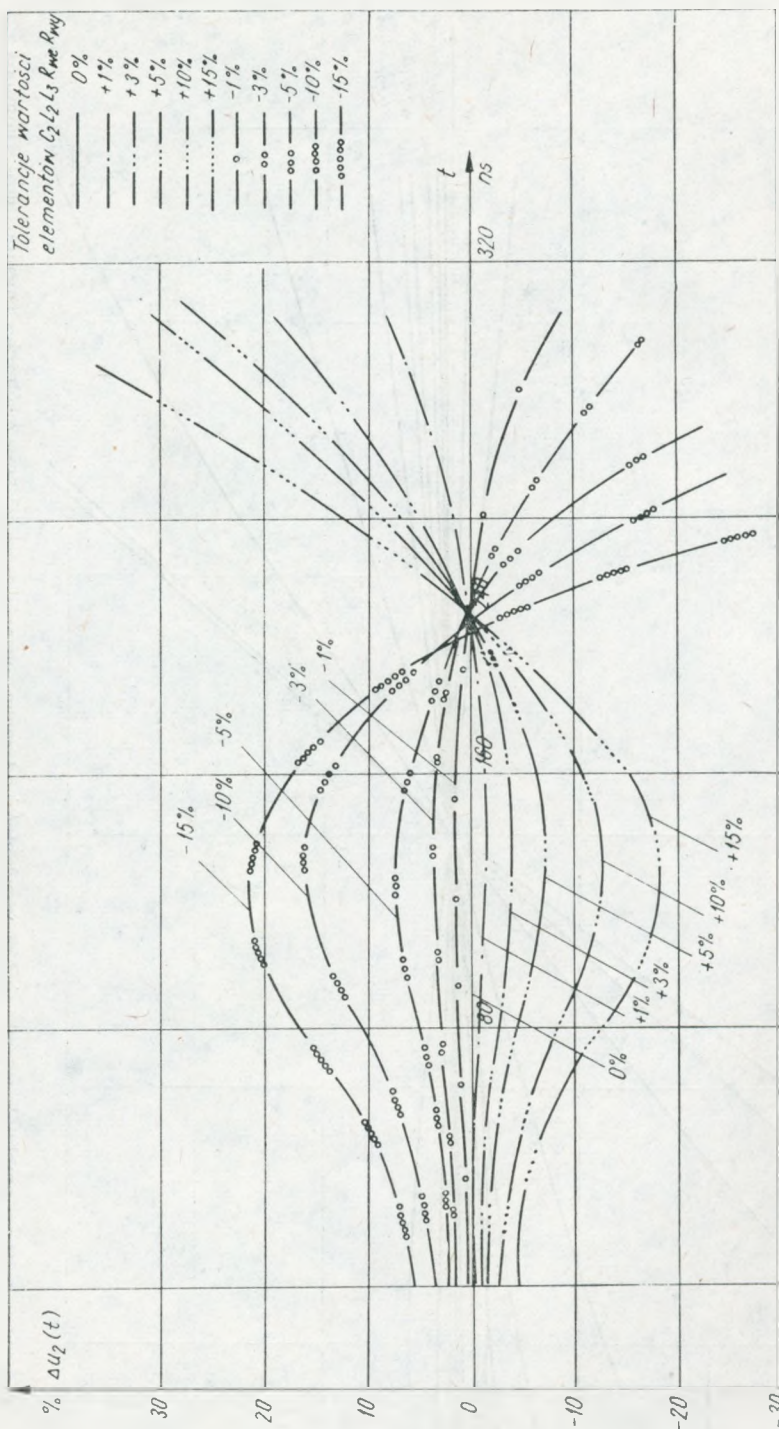
Rys. 5b. Różnice pomiędzy kształtem sygnału $\sin^2 2T$ otrzymanym przy zerowej tolerancji wartości wszystkich elementów filtru Thomsona i kształtem otrzymanym przy zmianie tolerancji wartości pojemności C_2 tego filtru (pozostałe elementy filtru zachowują zerową tolerancję)



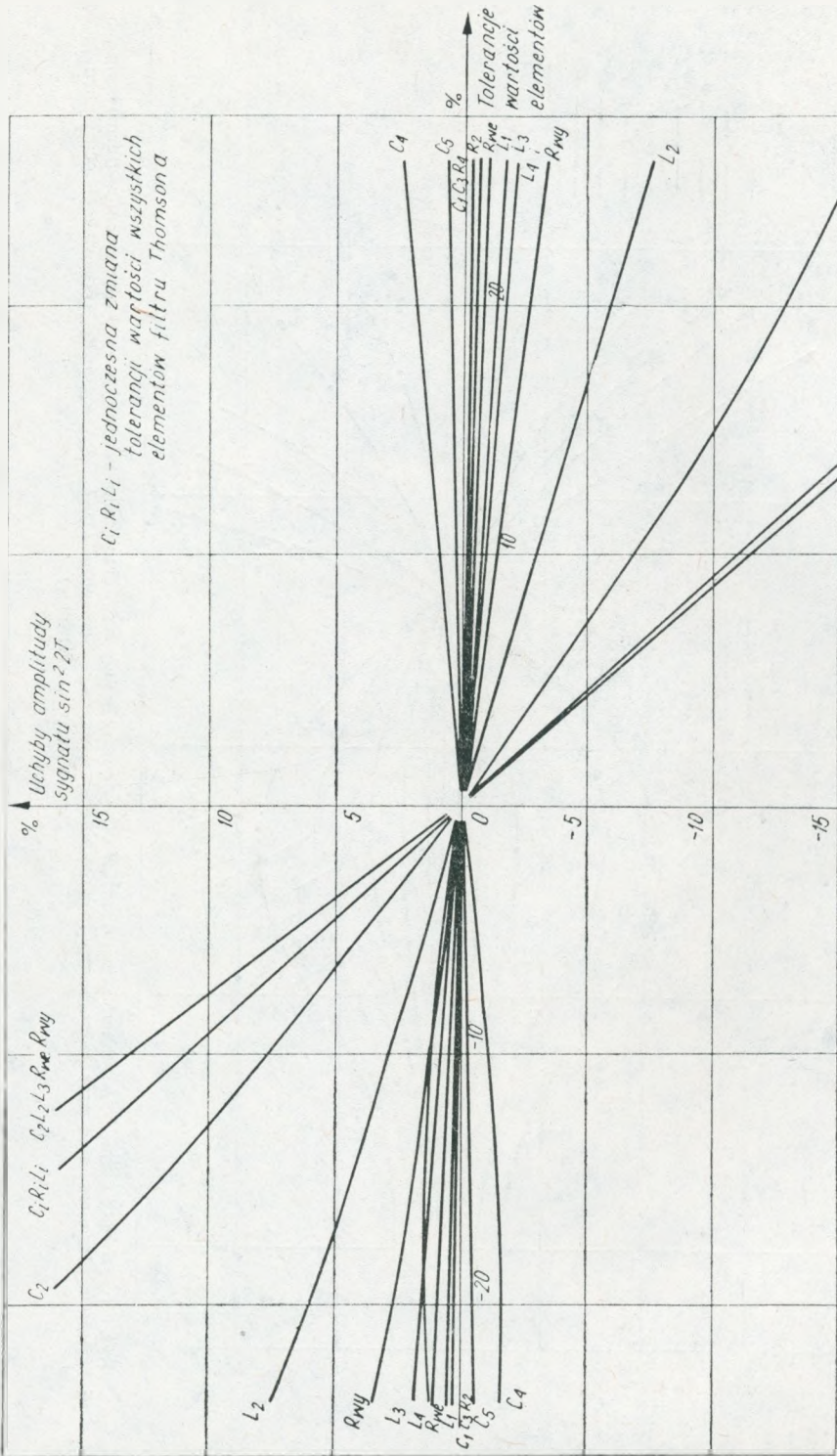
Rys. 6. Różnice pomiędzy kształtem sygnału \sin^2 otrzymanym przy zerowej tolerancji wartości wszystkich elementów filtra Thomsona i kształtem otrzymanym przy zmianie tolerancji wartości indukcyjności L_2 tego filtra (pozostałe elementy zachowują zerową tolerancję)



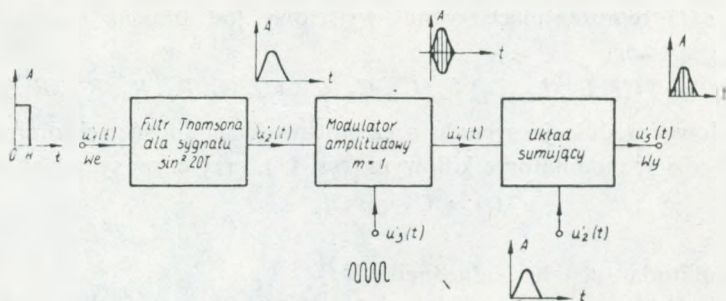
Rys. 7a. Wpływ jednoczesnej zmiany tolerancji wartości elementów C₂, L₂, L₃, R_{wec}, R_{wes} (które mają największy wpływ na kształt sygnału) na kształt sygnału sin² 2T (pozostałe elementy filtru zachowują zerową tolerancję)



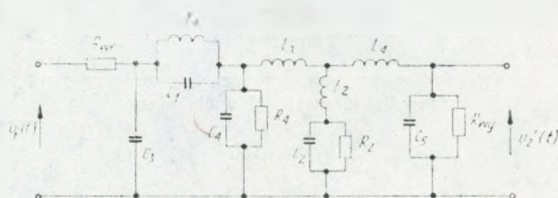
Rys. 7b. Różnice pomiędzy kształtem sygnału $\sin^2 2t$ otrzymanym przy zerowej tolerancji wartości wszystkich elementów filtra Thomsona i kształtem otrzymanym przy jednoczesnej zmianie tolerancji wartości elementów C_2, L_3, R_w i R_{wy} (pozostałe elementy filtru zachowują zerową tolerancję)



Rys. 8. Zmiany wartości amplitudy sygnału $\sin^2 2T$ w zależności od zmian tolerancji wartości poszczególnych elementów filtru Thomsona



Rys. 9. Schemat blokowy układu generacji sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominacji



Rys. 10. Schemat filtra Thomsonska dla sygnału $\sin^2 20T$

- | | | |
|---------------------------|---------------------------|-------------------------------|
| $L_1 = 15,80 \mu\text{H}$ | $C_1 = 792,20 \text{ pF}$ | $C_5 = 1664 \text{ pF}$ |
| $L_2 = 3,08 \mu\text{H}$ | $C_2 = 21680 \text{ pF}$ | $R_3 = 1300 \Omega$ |
| $L_3 = 30,92 \mu\text{H}$ | $C_3 = 759,20 \text{ pF}$ | $R_4 = 5100 \Omega$ |
| $L_4 = 30,35 \mu\text{H}$ | $C_4 = 5664 \text{ pF}$ | $R_{ws} = R_{wy} = 75 \Omega$ |

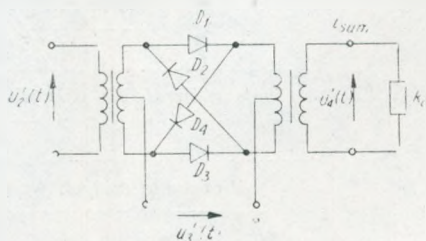
Kształtowanie sygnału obwiedni $\sin^2 20T$ odbywa się za pomocą filtra Thomsonska o schemacie identycznym (rys. 10) do schematu filtra Thomsonska stosowanego przy generacji sygnału $\sin^2 2T$, lecz o innych wartościach jego elementów. Podobnie więc jak poprzednio, sygnał na wyjściu filtra jako funkcja zespolona wyniesie:

$$U_2'(s) = \frac{s^4 l_1 + s^3 l_2 + s^2 l_3 + s l_4 + l_5}{s^8 + s^7 m_1 + s^6 m_2 + s^5 m_3 + s^4 m_4 + s^3 m_5 + s^2 m_6 + m s_7 + m_8} (1 - e^{-ns}) \quad (18)$$

gdzie l_1, \dots, l_5 i m_1, \dots, m_8 – współczynniki wielomianów funkcji $u_2'(s)$ [4]. Za pomocą przekształcenia Z można tę funkcję przekształcić na funkcję czasową $u_2'(t)$ [4], [5], przy czym:

$$u_2'(t) = A_n - B_1 u_{n-1} - B_2 u_{n-2} - \dots - B_r u_{n-r} \quad (19)$$

gdzie A_n, B_r są funkcjami elementów filtra.



Rys. 11. Schemat modulatora kołowego

Wyrażenie $u_2'(t)$ reprezentujące sygnał wyjściowy jest funkcją elementów filtru i sygnału wyjściowego

$$u_2'(t) = f(H, L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, R_2, R_4, R_{we}, R_{wy}) \quad (20)$$

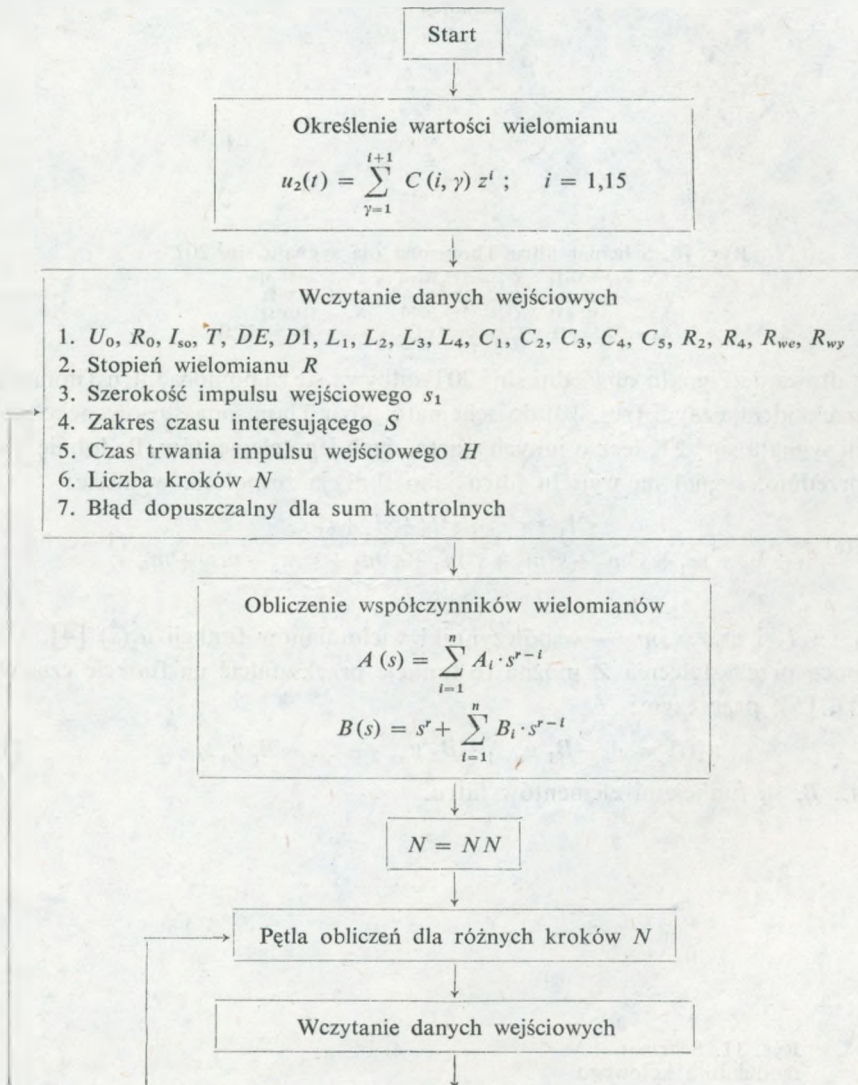
Amplitudowa modulacja sygnału o częstotliwości podnośnej chrominancji najczęściej zachodzi w modulatorze kołowym (rys. 11), przy czym sygnał chrominancji

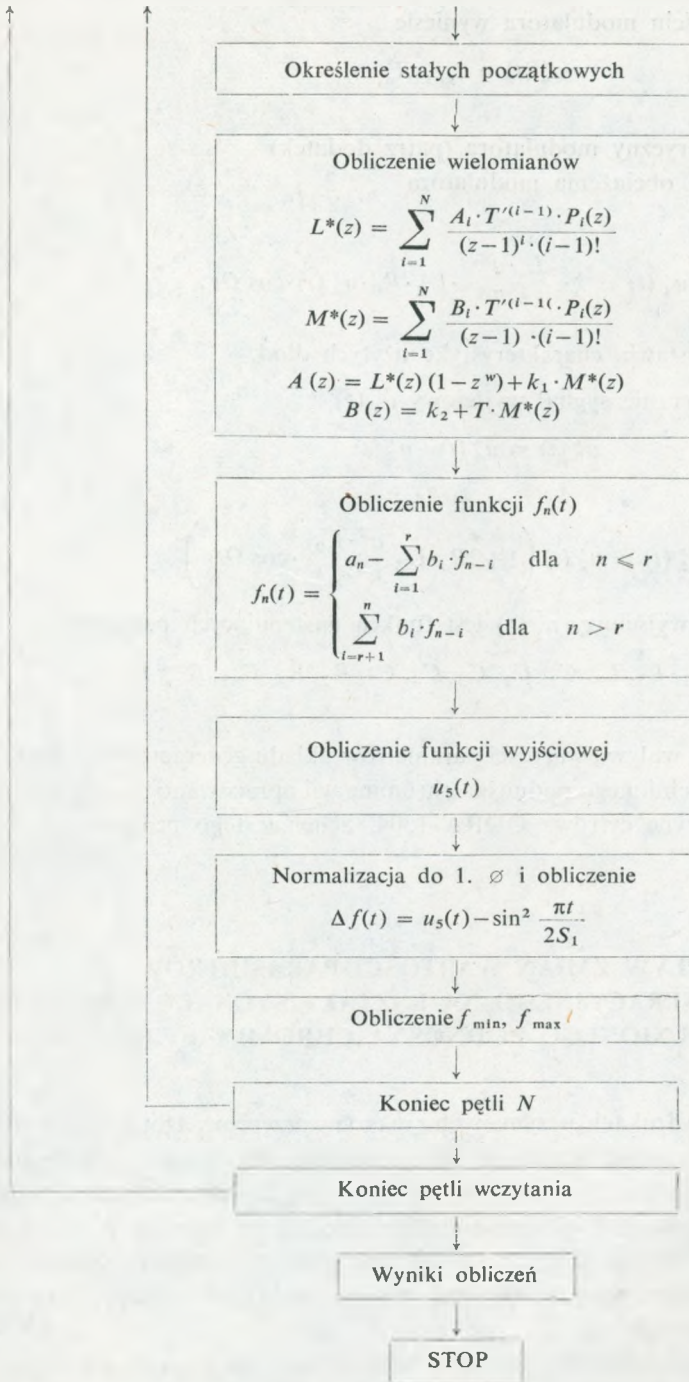
$$u_3'(t) = U_3 \cos \Omega t \quad (21)$$

gdzie:

u_3 – amplituda sygnału podnośnej

Ω – pulsacja





Rys. 12. Schemat programu do określania wpływu zmian wartości elementów układu generacyjnego sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancją na kształt tego sygnału

Sygnał $u'_4(t)$ na wyjściu modulatora wyniesie

$$u'_4(t) = i_{sum} \cdot R_o \quad (22)$$

gdzie

i_{sum} – prąd sumaryczny modulatora (patrz dodatek)

R_o – rezystancja obciążenia modulatora

Ostatecznie więc

$$u'_4(t) = 2 \cdot \frac{I_{so} \cdot q^2}{k^2 \cdot T^2} \cdot U_3 \cdot R_o \cdot u'_2(t) \cdot \cos \Omega t \quad (23)$$

gdzie $\frac{I_{so} \cdot q^2}{k^2 \cdot T^2}$ – przedstawia charakterystykę użytych diod.

Ukształtowany ostatecznie sygnał wyjściowy $u'_5(t)$

$$u'_5(t) = u'_4(t) + u'_2(t)$$

czyli

$$u'_5(t) = u'_2(t) \left(1 + 2R_o \cdot U_3 \frac{q^2 \cdot I_{so}}{k^2 \cdot T^2} \cdot \cos \Omega t \right) \quad (24)$$

Tak więc sygnał wyjściowy $u'_5(t)$ jest funkcją następujących parametrów:

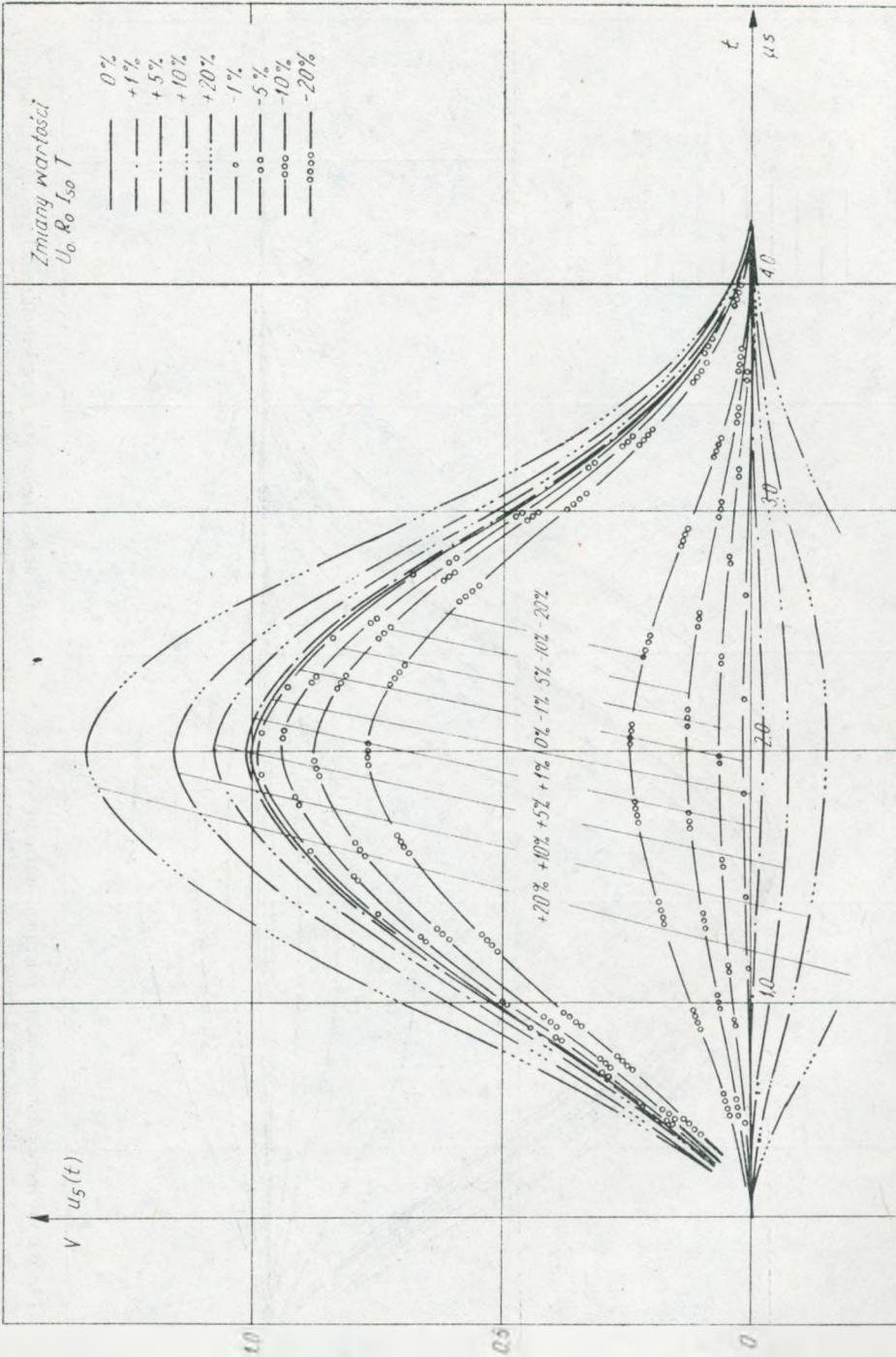
$$u'_5(t) = f(H, L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, R_2, R_4, R_{we}, R_{wy}, R_o, I_{so}, T, U_3) \quad (25)$$

W celu określenia wpływu wartości parametrów układu generacyjnego na kształt sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji opracowano program w języku Fortran na maszynę cyfrową ODRA 1304. Schemat tego programu podano na rys. 12.

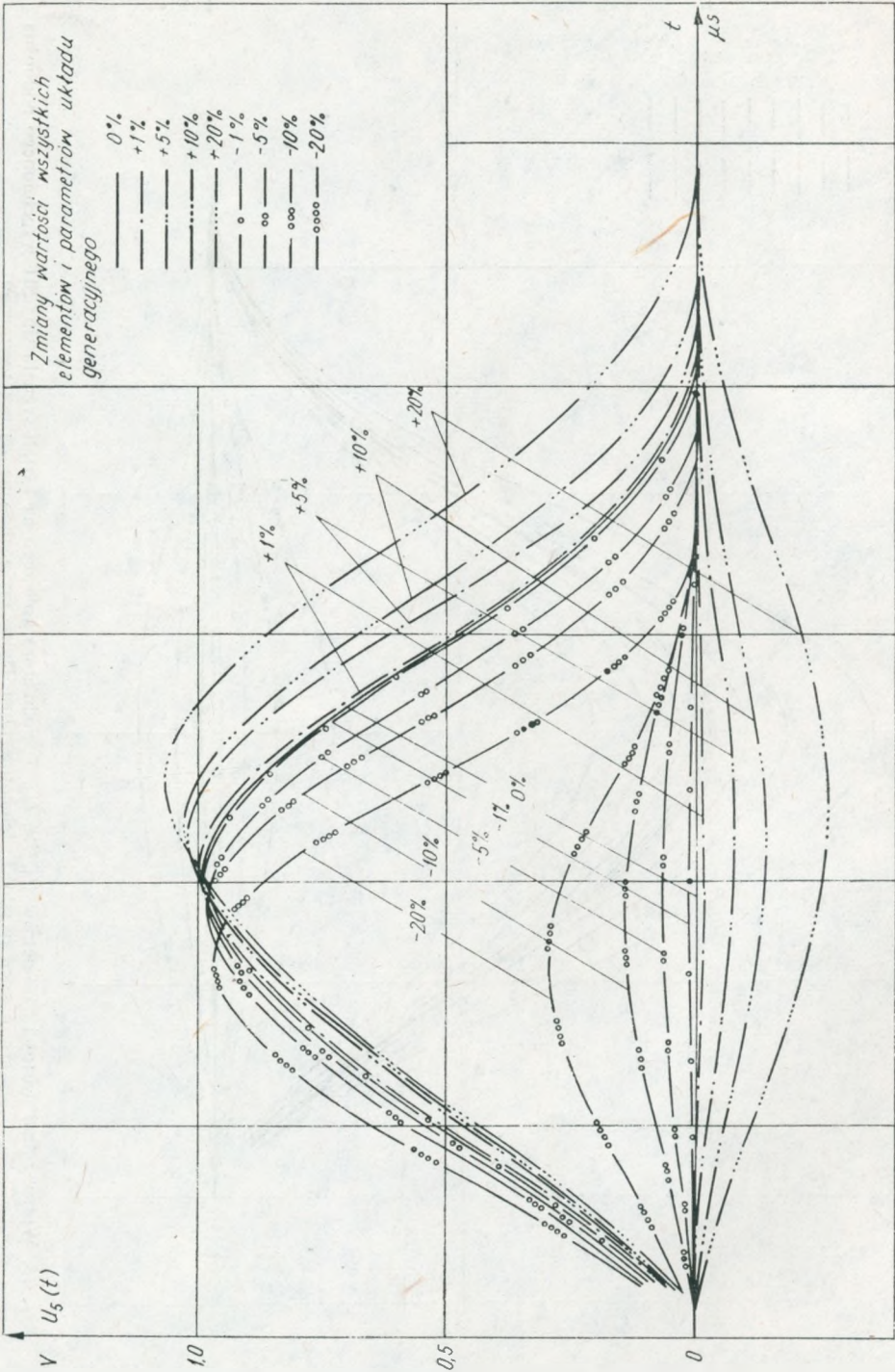
5. WPŁYW ZMIAN WARTOŚCI PARAMETRÓW UKŁADU GENERACYJNEGO NA KSZTAŁT SYGNAŁU $\sin^2 20T$ WYPEŁNIONEGO PODNOŚNĄ CHROMINANCJI

Opierając się na wydrukach otrzymanych z maszyny przeprowadzono analizę wpływu zmian tolerancji wartości elementów filtru Thomsona oraz zmian wartości parametrów modulatora na kształt wyjściowego sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji. Ponieważ kształtowanie sygnału $u_2(t)$, tzn. sygnału $\sin^2 20T$ odbywa się za pomocą filtru o identycznym schemacie jak w przypadku sygnału $\sin^2 2T$, więc i wpływy zmian wartości elementów filtru na kształt sygnału $u'_2(t)$ będą podobne jak przy sygnale $\sin^2 2T$.

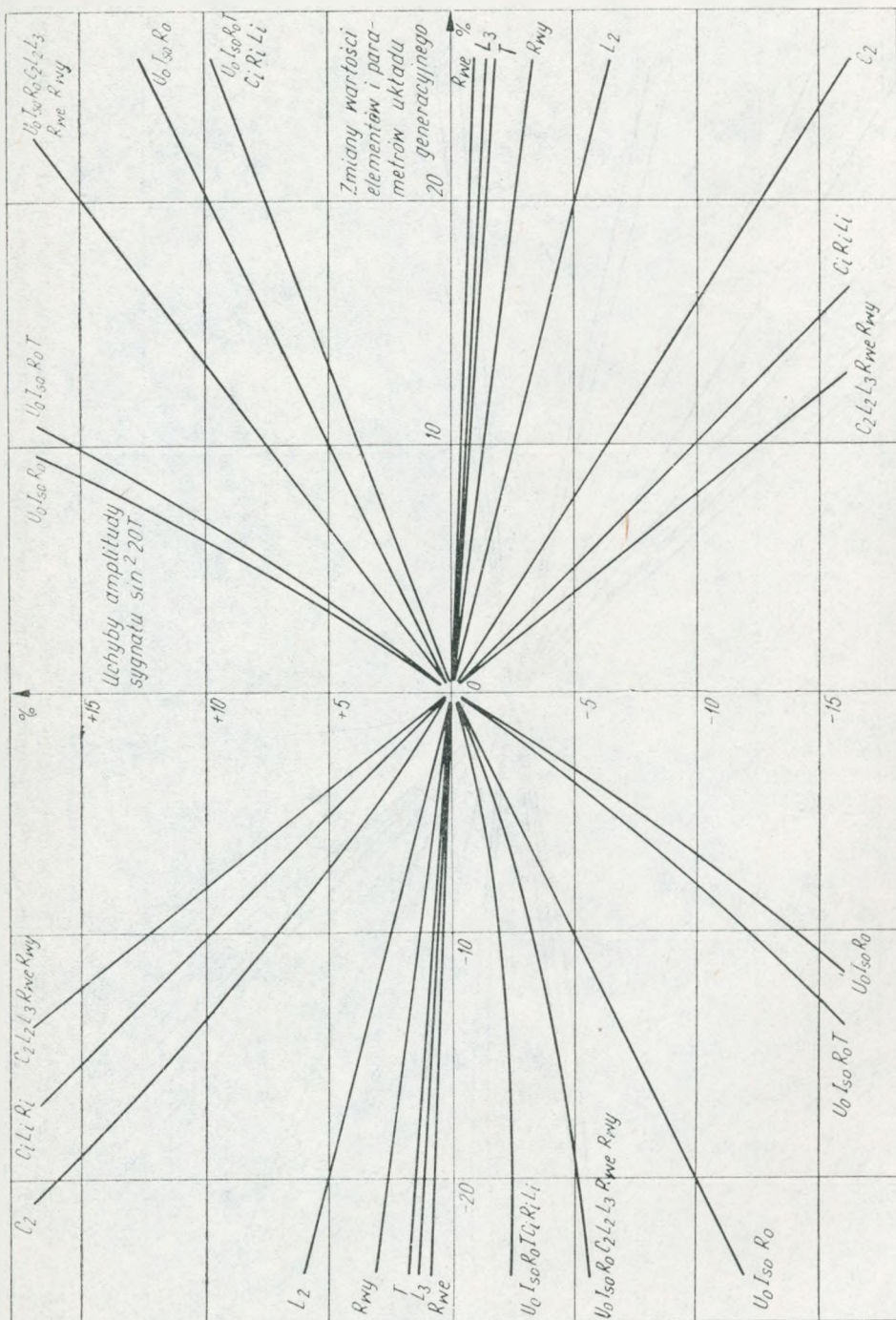
W przypadku jednak sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji odkształcenia sygnału będą również spowodowane zmianami wartości parametrów modulatora. Na rysunkach od 13 do 17 pokazano skutki takich zmian.



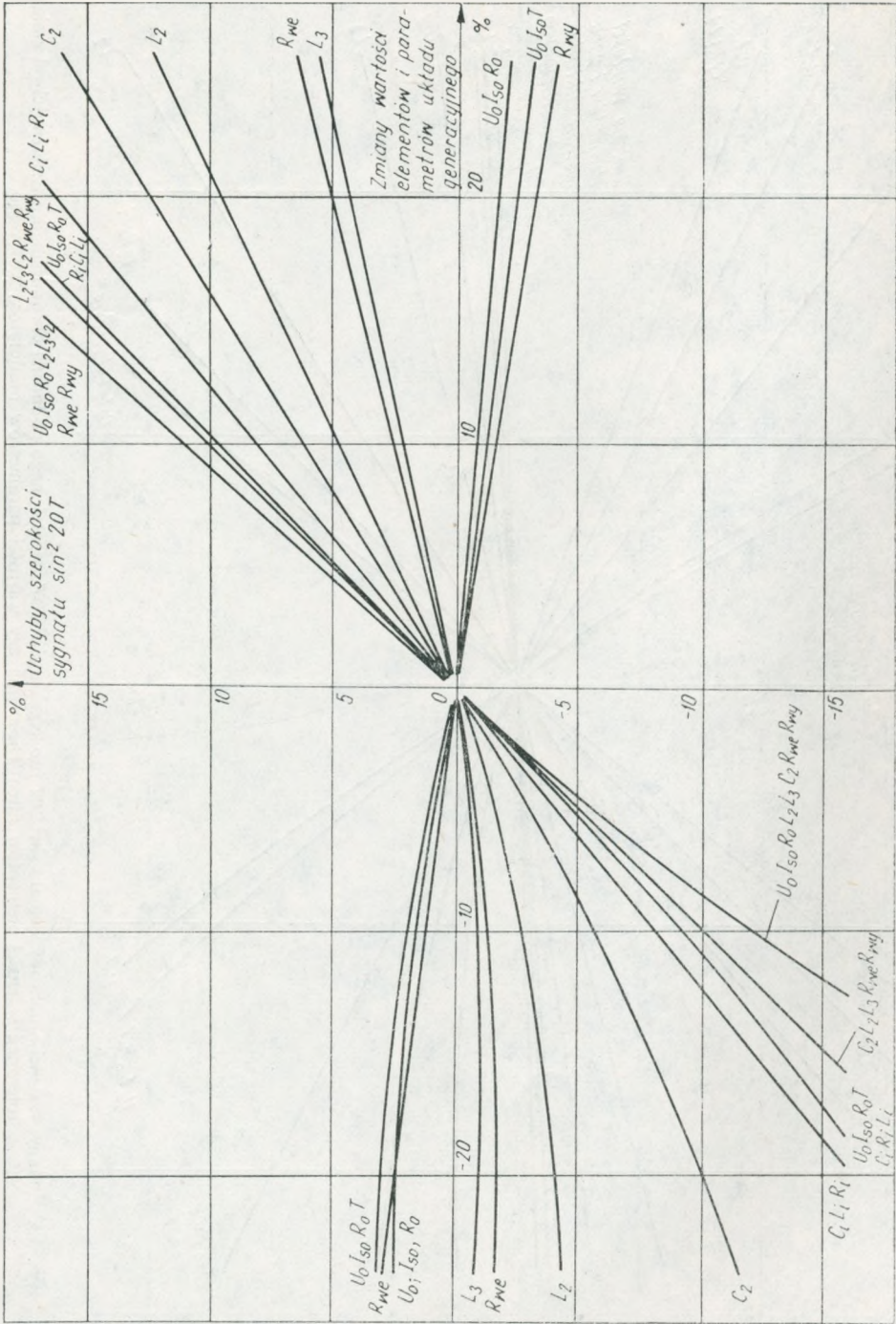
Rys. 13. Wpływ zmian wartości parametrów U_0, R_0, I_{50}, T modulatora kolowego na kształt sygnału $\sin^2 20T$ wypelnionego podnośną chrominancją (wartości elementów filtru Thomsona zachowują zerową tolerancję)



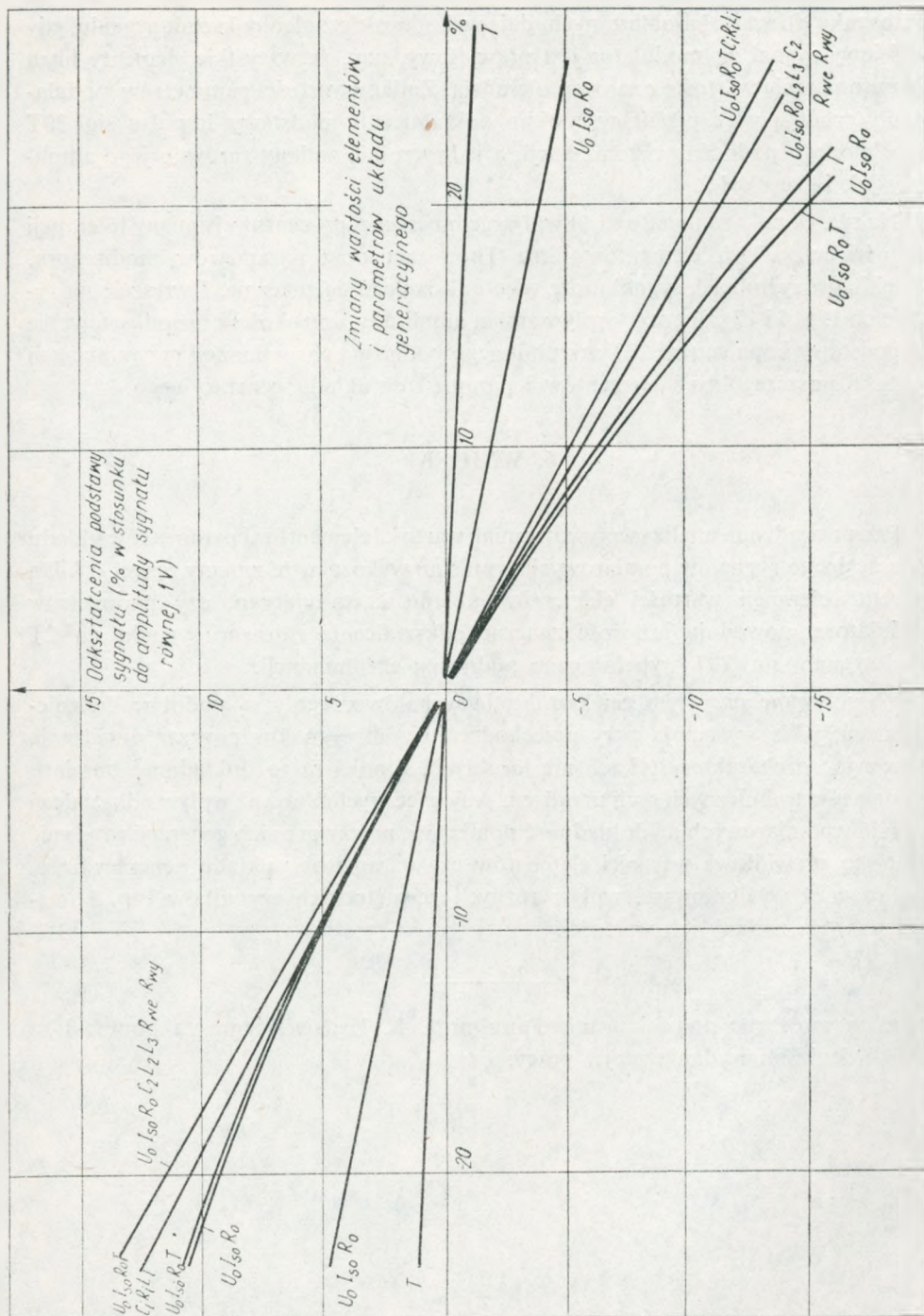
Rys. 14. Wpływ jednoczesnej zmiany tolerancji wartości wszystkich elementów filtru Thomsona oraz jednoczesnej zmiany parametrów modulatora kołowego na kształt sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chromiancją



Rys. 15. Zmiany wartości amplitudy sygnału $\sin^2 20T$ lub sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominacją, w zależności od zmian tolerancji wartości elementów filtra Thomsona czy wartości parametrów modulatora kołowego



Rys. 16. Zmiany szerokości sygnału $\sin^2 20T$, lub sygnału $\sin^2 20T$ wypelnionego podnośną chrominancją, w zależności od zmian tolerancji wartości elementów filtra Thomsona i wartości parametrów modulatora kotowego



Rys. 17. Odształcenia podstawy sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancją w zależności od zmian tolerancji wartości elementów filtra Thomsona i wartości parametrów modulatora kolowego

Na rys. 13 podano wpływ procentowych zmian wartości parametrów modulatora w stosunku do wartości obliczonych, dających niezniekształcony kształt sygnału, gdy wejściowy sygnał na modulator jest prawidłowy, tzn., że wszystkie elementy filtra Thomsona mają wartości z zerową tolerancją. Zmiany wartości parametrów modulatora powodują więc przede wszystkim odkształcenia podstawy impulsu $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji, a jednocześnie zmiany zarówno jego amplitudy jak i szerokości.

Na rys. 14 pokazano natomiast wpływ jednoczesnej procentowej zmiany tolerancji wartości wszystkich elementów filtra Thomsona oraz parametrów modulatora. W takich przypadkach sygnał może więc odkształcać się znacznie. I wreszcie na rysunkach 15, 16 i 17 pokazano wpływ zmian amplitudy, szerokości oraz odkształcanie się podstawy impulsu $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji przy zmianach wartości poszczególnych elementów i parametrów układu generacyjnego.

6. WNIOSKI

Przeprowadzona analiza wpływów zmian wartości elementów i parametrów układu generacyjnego sygnałów pomiarowych typu \sin^2 wykazała, że zmiany nawet o kilka procent tolerancji wartości elementów układu kształtującego, czy parametrów modulatora, powodują już dość znaczne odkształcenia zarówno sygnału $\sin^2 2T$ jak i sygnału $\sin^2 20T$ wypełnionego podnośną chrominancji.

Wywoływane przy tym zniekształcenia sygnałów z reguły są podobne do zniekształceń, jakie występują przy przechodzeniu tych sygnałów poprzez urządzenia telewizyjne o charakterystykach nie idealnych. Zmniejsza to dokładność pomiaru parametrów technicznych tych urządzeń. Aby więc wyeliminować wpływ odkształceń sygnałów pomiarowych na dokładność pomiarów, należy przy ich generacji zapewnić nie tylko prawidłowe wartości elementów czy parametrów układu generacyjnego, lecz również wyeliminować wpływ różnych zewnętrznych czynników (np. klimatycznych) na zmiany ich wartości.

Składam serdeczne podziękowanie Panu prof. L. Kędzierskiemu za pomoc i za umożliwienie mi wydania mojej pracy.

DODATEK

OBLICZENIE SUMARYCZNEGO PRĄDU MODULATORA KOŁOWEGO

Jeżeli przez $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$, $i_4(t)$, $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ i $u_4(t)$ oznaczyć prądy płynące przez diody i napięcia powstające na diodach D_1 , D_2 , D_3 i D_4 , to modulator kołowy można opisać następującymi równaniami:

$$i_1(t) = \alpha_1 u_1(t) + \alpha_2 \cdot u_1^2(t) + \alpha_3 \cdot u_1^3(t)$$

$$i_2(t) = \alpha_1 u_2(t) + \alpha_2 \cdot u_2^2(t) + \alpha_3 \cdot u_2^3(t)$$

$$i_3(t) = \alpha_1 u_3(t) + \alpha_2 \cdot u_3^2(t) + \alpha_3 \cdot u_3^3(t)$$

$$i_4(t) = \alpha_1 u_4(t) + \alpha_2 \cdot u_4^2(t) + \alpha_3 \cdot u_4^3(t)$$

gdzie

$$u_1(t) = \frac{u_2'(t)}{2} + U_3 \cdot \cos \Omega t$$

$$u_2(t) = \frac{u_2'(t)}{2} - U_3 \cdot \cos \Omega t$$

$$u_3(t) = -\frac{u_2'(t)}{2} + U_3 \cdot \cos \Omega t$$

$$u_4(t) = -\frac{u_2'(t)}{2} - U_3 \cdot \cos \Omega t$$

Prąd sumaryczny wyniesie więc

$$i_{sum}(t) = i_1(t) - i_2(t) - i_3(t) + i_4(t)$$

Po przeprowadzeniu odpowiednich przekształceń i uproszczeń otrzymamy

$$i_{sum}(t) = 4U_3 \cdot \alpha_2 \cdot u_2'(t) \cdot \cos \Omega t$$

gdzie

$$\alpha_2 = \frac{I_{so} \cdot q^2}{2k^2 T^2} \text{ przedstawia charakterystykę diody}$$

przy czym

I_{so} – prąd wsteczny diody

$q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ – wartość ładunku elektronu

$T = 273,15 + t'$ – temperatura

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/stopień}$ – stała Boltzmannna

U_3 – amplituda sygnału podnośnej

Więc ostatecznie

$$i_{sum}(t) = \frac{2U_3 \cdot I_{so} \cdot q^2}{k^2 \cdot T^2} \cdot u_2'(t) \cdot \cos \Omega t$$

WYKAZ LITERATURY

1. Thomson W. E.: The synthesis of a network to have a sinesquared impulse response. Vol. 99 part 3, Proc. IEE 1952.
2. Arend Kastelein: A new sinesquared pulse and bar shaping network. Vol. 16 nr 4, IEEE Trans. Broadcasting 1970
3. Generator sygnałów pomiarowych. Praca nr 118/06-01/6. Warszawa, Instytut Łączności, Zakład Telewizji 1973.
4. Nguyen Kim Sach: Źródła uchybów i dokładność automatycznego pomiaru ważniejszych parametrów technicznych sygnału wizyjnego telewizji kolorowej. Praca doktorska. Warszawa, Instytut Łączności 1978.
5. Vich R.: Z-Transformation-Theorie und Anwendung. Berlin 1963.
6. Leistner D.: Die Anwendung der Z-Transformation für wissenschaftlich-technische Berechnung der Fernmeldetechnik. Bd. 15 H. 12, Nachrichtentechnik 1965.
7. Frühauf H., Trzeba E.: Synthese und Analyse linearer Hochfrequenzschaltungen. Leipzig, Akademische Vlg 1964.
8. Doetsch G.: Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace-Transformation und der Z-Transformation. München-Vien 1967.
9. Preuss H.: Zuverlässigkeit elektronischer Einrichtungen. Berlin, Verlag Technik 1976.
10. Wamberra K.: New filters for linear shaping of \sin^2 pulse. Radio Telev. nr 5, OIRT 1973

Nguyen Kim Sach

ГЕНЕРАЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ТИПА $\sin^2 20T$

Резюме

В статье проанализировано влияние неустойчивости составляющих элементов или параметров генерационной схемы на форму измерительных сигналов типа $\sin^2 2T$ и $\sin^2 20T$ выполненных поднесущей сигнала хроминанции.

Анализ опирается на результатах исчислений, проведенных с помощью вычислительной машины, для которой разработано соответственные программы.

В статье доказано, что даже весьма незначительные отклонения допустимых значений элементов или параметров генерационной схемы, могут вызывать больше погрешности измерений. Когда требуется большая точность характеристик измеряемых устройств телевидения, следует обеспечить большую точность значений элементов и параметров генерирования и их устойчивость против наружных влияний.

Nguyen Kim Sach

DISTORTION OF THE TYPE \sin^2 MEASURING SIGNALS DURING GENERATING

Summary

An analysis is given of the influence of instability of the component element values or of the parameters of the generating system, filled with a subcarrier chrominance signal, on the form of the measuring type $\sin^2 2T$ and $\sin^2 20T$ signals. The analysis is based on the results of

calculations conducted by means of a computer, for which appropriate programs have been prepared.

It has been proved that even small deviations of the tolerance of the generating system element values or of its parameter would result in considerable measuring errors. In order, therefore, to assure great accuracy of the characteristics of the measured television devices, a very great accuracy of the element values or of the parameters of the generating system as well as their insensibility to exterior influences should be provided.

Nguyen Kim Sach

DISTORSIONS DES SIGNAUX DE MESURE DU TYPE \sin^2 EN TRAIN DE GÉNÉRATION

Résumé

On a analysé l'influence de l'inconstance des valeurs d'éléments composants ou de paramètres du circuit de génération sur les formes des signaux de mesure du type $\sin^2 2T$ et $\sin^2 20T$, remplis de sous-porteuse du signal de chrominance.

L'analyse est basée sur les résultats calculés au moyen d'un ordinateur, les programmes étant élaborés en ce but convenablement.

Dans l'article on a prouvé, que même les petits écarts de tolérance des valeurs d'éléments ou des paramètres du circuit de génération peuvent provoquer des erreurs de mesure importantes.

Alors, afin d'assurer la haute précision de mesure des caractéristiques des dispositifs de télévision, on doit assurer la haute précision des éléments ou des paramètres du circuit de génération ainsi que leur résistance aux influences extérieures.

Nguyen Kim Sach

VERZERRUNGEN DER MESSIGNALE \sin^2 WÄHREND DER GENERATION

Zusammenfassung

In dem Artikel wird der Einfluß der Wertänderungen der Bestandteile oder Parameter der Generationsschaltung auf die Formen der mit Farbträger ausgefüllten Meßsignale $\sin^2 2T$ und $\sin^2 20T$ analysiert.

Die Analyse wird auf den vom Elektronenrechner erhaltenen Resultate gestützt, für den die entsprechenden Programme ausgearbeitet wurden.

In dem Artikel wurde gezeigt, daß sogar kleine Änderungen der Toleranzwerte der Schaltungsteile oder — parameter große Meßfehler verursachen können. Um große Genauigkeit der Messungen der Charakteristiken der Fernseheinrichtungen zu gewährleisten, soll man also die große Genauigkeit der Werte der Generationsschaltungsteile und — parameter und hohe Widerstandsfähigkeit gegen äußere Einflüsse sichern.

MARIAN KISŁO

621.396.93 621.371.001.5

BADANIE ZMIENNOŚCI CZASOWEJ NATĘŻENIA POŁA W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI OKOŁO 300 MHz, DLA POTRZEB RADIOKOMUNIKACJI RUCHOMEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 3.XI.1977 r.

W pracy omówiono wyniki badań propagacyjnych prowadzonych na modelach tras radiokomunikacji ruchomej w zakresie 300 MHz. Przeanalizowano zmienność czasową warunków propagacyjnych. Oszacowano zależności liczbowe pomiędzy parametrami propagacyjnymi a wskaźnikiem refrakcji obliczonym na podstawie danych meteorologicznych.

1. WPROWADZENIE

Wraz z rozwojem kraju wzrasta zapotrzebowanie na środki łączności, bez których obecnie nie jest do pomyślenia sprawne zarządzanie całą gospodarką narodową jak i jej poszczególnymi elementami. Jedną ze służb łączności, na którą zapotrzebowanie stale wzrasta jest radiokomunikacja ruchoma. Szybki jej rozwój wymaga racjonalnego wykorzystania urządzeń oraz przydzielonych zakresów częstotliwości. Jest to możliwe jedynie przy optymalnym zaprojektowaniu całej sieci, do czego wymagana jest znajomość odpowiednich parametrów propagacyjnych. Z uwagi na brak w literaturze odpowiednich danych dotyczących zakresu około 300 MHz, przeprowadzono w Instytucie Łączności badania propagacyjne w tym zakresie częstotliwości. W niniejszej pracy omówiono ww. badania z podaniem uzyskanych wyników.

2. METODYKA PROWADZENIA BADAŃ

2.1. Zakres badań propagacyjnych

Wymienione wyżej badania miały na celu określenie odpowiednich parametrów propagacyjnych dotyczących wzajemnych zakłóceń występujących w różnych sieciach. Badania prowadzono w dwu przypadkach charakterystycznych dla radiokomunikacji

ruchomej [1], [2], [3]. Pierwszym z nich jest przypadek, gdy jedna stacja bazowa jest zakłócana przez inną stację bazową. Badania takie prowadzono na trasie Mława-Miedzeszyn.

Drugą ewentualnością jest przypadek, gdy stacja ruchoma jest zakłócana przez sąsiednią stację bazową i badania takie prowadzono na trasie Nasielsk-Miedzeszyn.

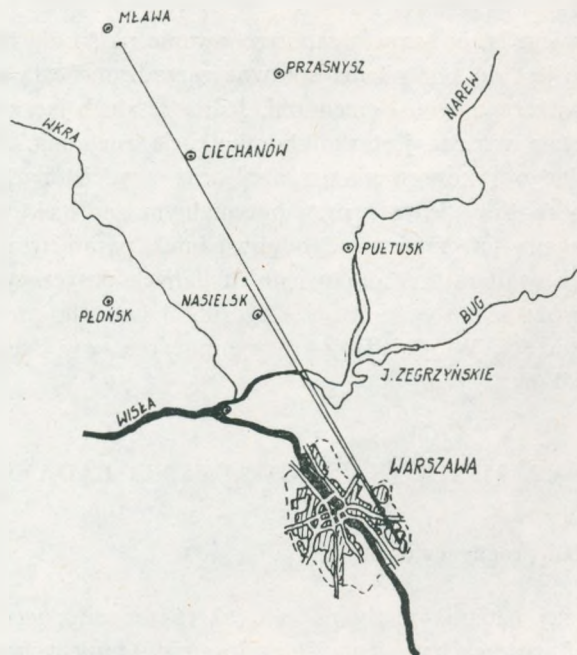
Teoretycznie może jeszcze występować przypadek wzajemnego zakłócania się dwu stacji ruchomych. Jednak z uwagi na znacznie mniejsze prawdopodobieństwo wystąpienia takiego przypadku w porównaniu z dwoma pierwszymi, nie prowadzono badań dotyczących wzajemnych zakłóceń dwu stacji ruchomych.

Ponadto, poszukiwano zależności pomiędzy parametrami propagacyjnymi a wskaźnikiem refrakcji atmosfery.

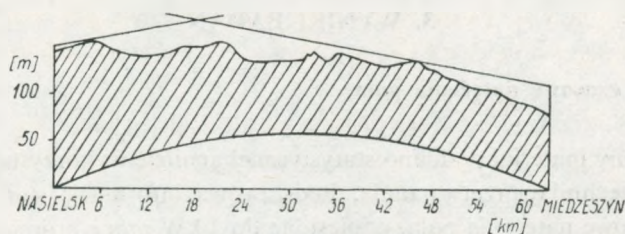
2.2. Opis tras pomiarowych

Położenie obu tras pomiarowych pokazano na rys. 1, z którego wynika, że przy badaniu obu przypadków zakłóceń, punkt odbiorczy był wspólny. Przekroje tras pokazano na rys. 2 i 3, a podstawowe ich parametry zestawiono w tabeli 1.

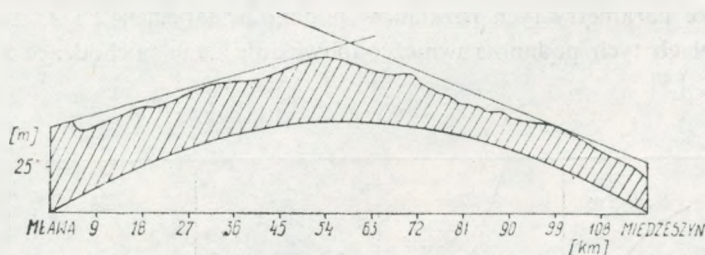
Pomiary na obu trasach polegały na rejestracji poziomu natężenia pola w punkcie odbiorczym, przy jednoczesnej kontroli mocy wyjściowej nadajników. Pomiary



Rys. 1. Położenie geograficzne tras pomiarowych



Rys. 2. Przekrój trasy Nasielsk-Miedzeszyn



Rys. 3. Przekrój trasy Mława-Miedzeszyn

prowadzono przez 24 godziny na dobę z przerwami na konserwację lub usuwanie awarii urządzeń. Na trasie Mława-Miedzeszyn pomiary były prowadzone przez okres 20 miesięcy, a na trasie Nasielsk-Miedzeszyn przez okres 13 miesięcy. Pomiary wykonywano przy częstotliwości 342 MHz i dla pionowej polaryzacji sygnału.

Tablica 1

Parametry tras pomiarowych

Trasa	Długość trasy [km]	Punkt nadawczy				Punkt odbiorczy		
		Wysokość n.p.m. [m]	Wysokość zawieszenia anteny nad ziemią [m]	Zysk anteny odniesiony do dipola $\lambda/2$ [dB]	Moc promieniowania [dB/1 kW]	Wysokość n.p.m. [m]	Wysokość zawieszenia anteny nad ziemią [m]	Zysk anteny odniesiony do dipola $\lambda/2$ [dB]
Mława-Warszawa	117	180	24	14	-6	92,5	28	14
Miedzeszyn								
Nasielsk-Warszawa	67	155	2	14	-6	92,5	28	14
Miedzeszyn								

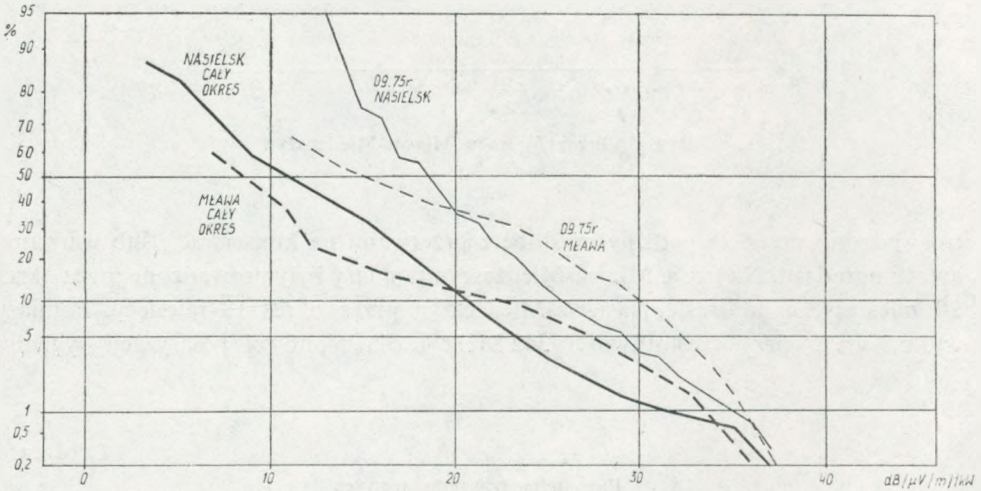
3. WYNIKI BADAŃ

3.1. Rozkłady czasowe natężenia pola

Zgromadzony materiał poddano statystycznej analizie wykorzystując w tym celu elektroniczną technikę przetwarzania. Podstawową informację stanowiły wartości średnie godzinowe natężenia pola, odniesione do 1 kW mocy promieniowanej przez antenę półfalową.

Na rysunku 4 przedstawiono czasowe rozkłady dla obu tras z całego okresu badań oraz miesiąca charakteryzującego się najlepszymi warunkami propagacyjnymi. Podstawowe parametry tych rozkładów podano w tabelach 2 i 3.

W tabelach tych podano również odpowiednie dane pochodzące z materiałów CCIR [4], [5].



Rys. 4. Krzywe statystycznego rozkładu natężenia pola dla obu tras

Z porównania uzyskanych wyników z danymi CCIR wynika, że zmierzone wartości przekraczane w małych procentach czasu są większe od danych CCIR, natomiast wartości przekraczane w 50% czasu są równe lub mniejsze od danych CCIR. Należy zaznaczyć, że dane CCIR odnoszą się do innych zakresów częstotliwości, a ponadto zostały obliczone przy zastosowaniu współczynników korekcyjnych i nie pochodzą z bezpośrednich pomiarów przy zastosowaniu odpowiednich wysokości anten. Ponadto, z tabel 2 i 3 oraz z rys. 4, wynikają znaczne różnice pomiędzy wartościami obliczonymi za cały okres badań, a danymi z jednego miesiąca, charakteryzującego się najlepszymi warunkami propagacyjnymi.

Różnice te maleją od 6,5 dB dla trasy Mława-Miedzeszyn i 7,5 dB dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn dla wartości przekraczanych w 50% czasu do 2,5 dB i 4 dB

Tablica 2

**Parametry statystycznego rozkładu natężenia pola w [dB/ μ V/m/1 kW] dla trasy
Mława-Miedzeszyn**

Parametr	Wartości zmierzone		Dane CCIR		
	Cały okres	09.1975	Sprawozdanie Nr 567 $f = 150$ MHz	Zalecenie Nr 370-2	
				$f = 150$ MHz	$f = 700$ MHz
$F(1)$	33	35,5	26	31	25
$F(5)$	27	32,5	—	—	—
$F(10)$	23	30	18	25	19
$F(50)$	9	15,5	10	16	12

gdzie: $F(1)$ — oznacza wartość przekraczaną w 1% czasu,
 $F(5)$ — wartość przekraczaną w 5% czasu itd.

Tablica 3

**Parametry statystycznego rozkładu natężenia pola w [dB/ μ V/m/1 kW] dla trasy
Nasielsk-Miedzeszyn**

Parametr	Wartości zmierzone		Dane CCIR		
	Cały okres	09.1975	Sprawozdanie Nr 567 $f = 150$ MHz	Zalecenie Nr 370-2	
				$f = 150$ MHz	$f = 700$ MHz
$F(1)$	31	35	23	26	24
$F(5)$	23,5	29	—	—	—
$F(10)$	20,5	26	16	22	18
$F(50)$	11	18,5	11	15,5	14

gdzie: $F(1)$ — oznacza wartość przekraczaną w 1% czasu,
 $F(5)$ — wartość przekraczaną w 5% czasu itd.

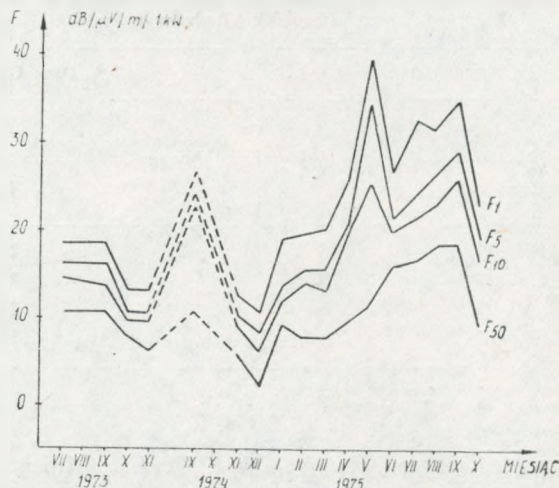
odpowiednio dla wartości przekraczanych w 1% czasu. Mniejsze roczne wartości występujące dla małych procentów czasu są wynikiem tego, że o tych wartościach dla rozkładów z całego okresu badań decydują wartości 4% z miesiący o najlepszych warunkach propagacyjnych, dla których różnice pomiędzy wartościami przekraczającymi w 1% i w 5% czasu są niewielkie.

3.2. Zmienność czasowa parametrów propagacyjnych

Zależność parametrów propagacyjnych od pory roku przedstawiają rys. 5 i 6. Na rysunku 5 wykreślono wartości $F(1)$, $F(5)$, $F(10)$ i $F(50)$ dla każdego miesiąca, w którym wykonywano pomiary na trasie Mława-Miedzeszyn; na rys. 6 odpowiednie dane dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn. Linia przerywaną zaznaczono przypadki braku danych dla jakiegoś miesiąca.



Rys. 5. Wartości natężenia pola przekraczane w 50%, 10%, 5% i 1% czasu w stosunku miesięcznym dla trasy Mława-Miedzeszyn

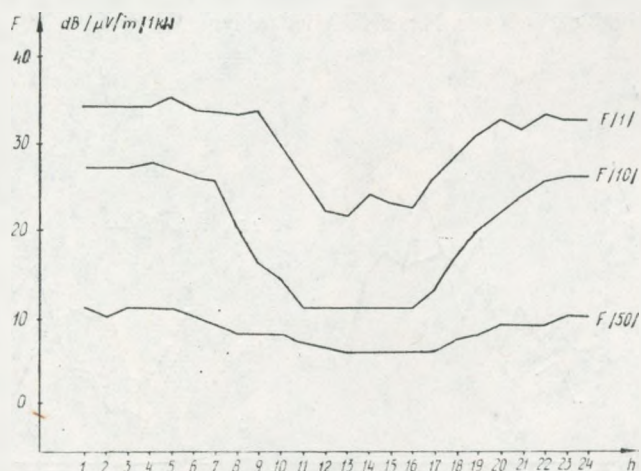


Rys. 6. Wartości natężenia pola przekraczane w 50%, 10%, 5% i 1% czasu w stosunku miesięcznym dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn

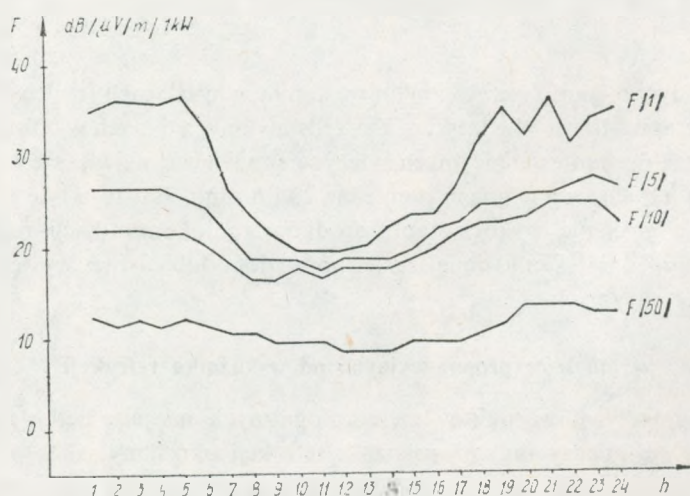
Jak wynika z tych rysunków najlepsze warunki propagacyjne występowały w miesiącach letnich, a najgorsze w miesiącach wczesnej wiosny. Oznacza to, że należy się liczyć ze znacznym ograniczeniem zasięgów odbioru w miesiącach letnich, z uwagi na możliwość występowania zakłóceń interferencyjnych. Na trasie Mława-Miedzeszyn wartość jaka przekraczana była w 1% czasu (miesięczna) zmieniła się od 14,5 dB (październik 1974) do 35,5 dB (luty, maj, wrzesień 1975 r.), a wartość jaka była przekraczana w 5% czasu od -1 dB (kwiecień 1974) do 32,5 dB (wrzesień 1975). Dla wartości przekraczanych w 10% czasu od mniej niż -1 dB do 30,5 dB (sierpień 1975), a dla wartości przekraczanych w 50% czasu od wartości nie mierzal-

nych do 15 dB (sierpień, wrzesień 1975 r.). Na trasie Nasielsk-Miedzeszyn dane te odpowiednio wynoszą: dla 1% czasu od 11 dB (grudzień 1974) do 40 dB (maj 1975), dla 5% czasu od 18,5 dB (grudzień 1974) do 35 dB (maj i wrzesień 1975), dla 10% czasu od 6 dB (grudzień 1974) do 29 dB (wrzesień 1975) oraz dla 50% czasu od 2 dB (grudzień 1974) do 18,5 dB (sierpień i wrzesień 1975).

Oprócz zmienności rocznej parametrów propagacyjnych, w niektórych przypadkach może być istotna zmienność dobowa. Zmienność taka dla trasy Mława-Miedzeszyn jest przedstawiona na rys. 7, a dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn – na rys. 8.



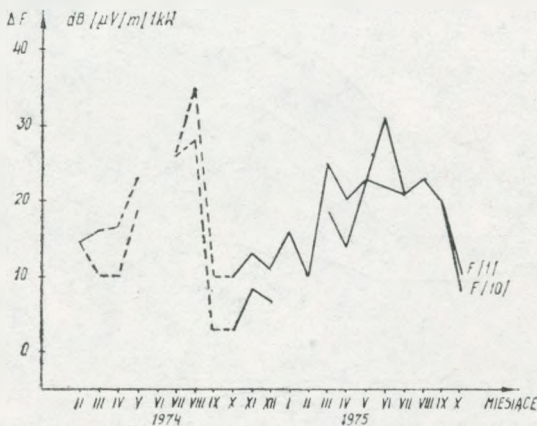
Rys. 7. Zmiana dobowa parametrów $F(50)$, $F(10)$ i $F(1)$ dla trasy Mława-Miedzeszyn



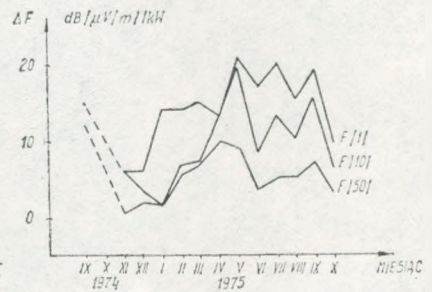
Rys. 8. Zmiana dobowa parametrów $F(50)$, $F(10)$, $F(5)$ i $F(1)$ dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn

Dane te opierają się na wynikach pomiarów zebranych z całego okresu badań. Na trasie Mława-Miedzeszyn wartości maksymalne wystąpiły w godzinach pomiędzy 20 i 10, wartości minimalne w godzinach pomiędzy 11 a 16. Na trasie Nasielsk-Miedzeszyn wartości maksymalne wystąpiły w godzinach od 19 do 6 a minimalne od 8 do 16. Dynamika zmian wynosiła odpowiednio dla trasy Mława-Miedzeszyn dla $F(1)$ 13,5 dB i dla $F(10)$ 16,5 dB, a dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn dla $F(1)$ 16,5 dB i dla $F(10)$ 8 dB. Wykresy przedstawione na rys. 7 i 8 dotyczą całego okresu badań i podane wartości dynamiki zmian dotyczą również całego okresu badań.

W poszczególnych miesiącach dynamika tych zmian jest różna. Na rys. 9 i 10 przedstawiono wartości dynamiki zmian dobowych parametrów $F(1)$ i $F(10)$ dla trasy Mława-Miedzeszyn oraz Nasielsk-Miedzeszyn. Jak wynika z tych rysunków



Rys. 9. Dynamika zmian dobowych parametrów $F(10)$ i $F(1)$ dla trasy Mława-Miedzeszyn



Rys. 10. Dynamika zmian dobowych parametrów $F(50)$, $F(10)$, $F(1)$ dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn

maksymalna dynamika dobowych zmian wystąpiła w miesiącach letnich i dochodziła do 30 dB na trasie Mława-Miedzeszyn. Z przedstawionych danych wynika, że z punktu widzenia zakłóceń interferencyjnych należy się spodziewać największego zagrożenia w miesiącach letnich, w godzinach pomiędzy 20 i 6 rano. Jest to o tyle pocieszające, że największe nasilenie wykorzystania środków radiokomunikacji ruchomej występuje w ciągu dnia, kiedy mniejsze jest prawdopodobieństwo występowania zakłóceń interferencyjnych.

3.3. Zależność parametrów propagacyjnych od wskaźnika refrakcji

Do oceny wpływu warunków meteorologicznych na parametry propagacyjne wykorzystuje się między innymi wskaźnik refrakcji określany jako

$$N = \frac{77 \cdot 6}{T} \left(P + 4810 \frac{e}{T} \right) \quad (1)$$

gdzie:

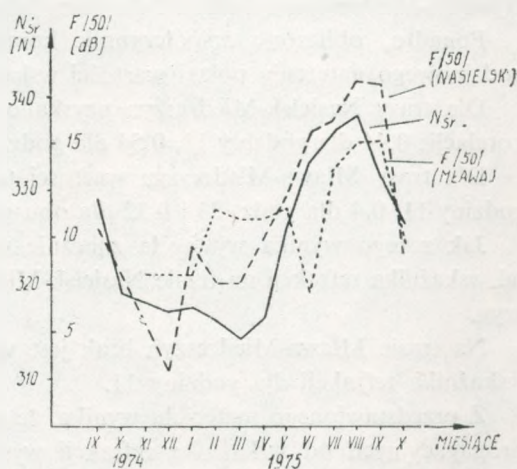
T – temperatura powietrza w stopniach Kelvina,

P – ciśnienie atmosferyczne w mb.

e – prężność pary wodnej zawartej w atmosferze w mb.

Do oceny zależności pomiędzy wskaźnikiem refrakcji a uzyskanymi danymi propagacyjnymi wykorzystano wskaźnik refrakcji obliczony na podstawie danych z dwu godzin doby, to znaczy godz. 11 i 23 dla Warszawy. Do obliczenia wskaźnika refrakcji wykorzystano dane publikowane przez Instytut Meteorologii i Gospodarki Wodnej w Biuletynie synoptycznym.

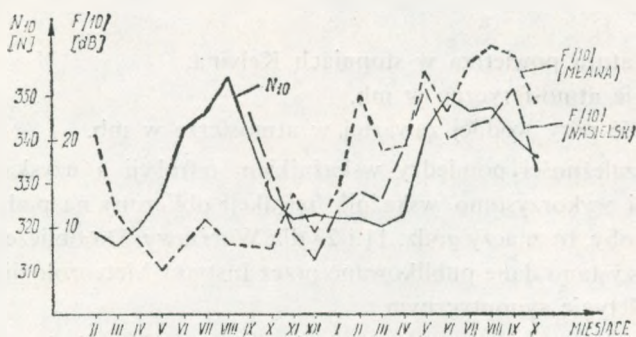
Na rysunku 11 przedstawiono porównanie zmian median miesięcznych natężenia pola z trasy Mława-Miedzeszyn i Nasielsk-Miedzeszyn z wartościami średnimi miesięcznymi wskaźnika refrakcji. Z porównania tego wynika wyraźna zależność me-



Rys. 11. Wartości miesięczne parametrów rozkładów natężenia pola $F(50)$ i wartości średnie wskaźnika refrakcji N_{sr}

diany natężenia pola dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn od wskaźnika refrakcji. Współczynnik korelacji między tymi parametrami wynosi 0,86. Jeżeli chodzi o trasę Mława-Miedzeszyn to brak jest wyraźnej zależności, o czym zresztą świadczy mały współczynnik korelacji wynoszący tylko 0,36. Różnice te wynikają prawdopodobnie z różnej konfiguracji tras. W związku z tym na tych trasach występowały różne warunki meteorologiczne. Trasa Nasielsk-Miedzeszyn przebiegała bliżej ziemi (wysokość anteny nadawczej 2 m) i w związku z tym punkt pomiaru parametrów meteorologicznych był położony blisko osi głównej trasy.

Na rysunku 12 przedstawiono porównanie zmian dla ww. tras wartości $F(10)$ natężenia pola z 10% wartością wskaźnika refrakcji. W tym przypadku również widać znacznie wyraźniejszą zależność od wskaźnika refrakcji parametrów propagacyjnych z trasy Nasielsk-Warszawa od trasy Mława-Miedzeszyn. Świadczą o tym obliczone współczynniki korelacji pomiędzy $F(10)$ i 10% wartością wskaźnika refrakcji, który dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn wynosi 0,95 a dla trasy Mława-Mie-



Rys. 12. Wartości $F(10)$ natężenia pola i wartości wskaźnika refrakcji N_{10}

dzeszyn tylko 0,4. Obliczone współczynniki regresji liniowej wynoszą dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn 0,6 dB/N i dla trasy Mława-Miedzeszyn 0,26 dB/N.

Ponadto, obliczono współczynnik korelacji wykorzystując wartości średnie godzinowego natężenia pola i wartości wskaźnika refrakcji dla dwu godzin doby.

Dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn uzyskano następujące wartości współczynnika korelacji: 0,44 dla godziny 11, 0,54 dla godz. 23 i 0,52 dla obu godzin łącznie.

Dla trasy Mława-Miedzeszyn wartości te wynoszą odpowiednio: -0,002 dla godziny 11, 0,4 dla godz. 23 i 0,32 dla obu godzin łącznie.

Jak z tego wynika wystąpiła znacznie wyraźniejsza zależność natężenia pola od wskaźnika refrakcji na trasie Nasielsk-Miedzeszyn niż na trasie Mława-Miedzeszyn.

Na trasie Mława-Miedzeszyn brak jest w ogóle zależności natężenia pola od wskaźnika refrakcji dla godziny 11.

Z przedstawionego materiału wynika, że najwyraźniejsza zależność parametrów propagacyjnych od wskaźnika refrakcji wystąpiła na trasie Nasielsk-Miedzeszyn dla wartości $F(10)$, gdzie współczynnik korelacji wyniósł 0,95. W związku z tym można wykorzystywać znajomość wskaźnika refrakcji do szacowania zmian wartości $F(10)$ natężenia pola dla trasy o podobnej konfiguracji jak trasa Nasielsk-Miedzeszyn to znaczy do szacowania wpływów zakłóceń stacji ruchomej przez stację bazową przy odległości około 50 km w terenie płaskim.

4. WNIOSKI

Z przedstawionego materiału wynika, że należy się liczyć ze znacznym przekroczeniem wartości $F(5)$ i $F(1)$ w stosunku do szacunkowych wartości z dokumentów CCIR. Przekroczenie to wynosi od 2 do 7 dB, biorąc pod uwagę cały okres badań, a w miesiącach letnich dochodzi do 11 dB.

Wartości $F(10)$ z całego okresu badań są w przybliżeniu równe wartościom szacunkowym z danych CCIR [4], [5] i [6].

Wartości $F(10)$ z miesiąca o najlepszych warunkach propagacyjnych przekraczają dane CCIR o około 5 dB.

W związku z powyższym wydaje się celowe, aby przy planowaniu służb ruchomych opierać się na wynikach badań z miesiąca o najlepszych warunkach propagacyjnych. Ponadto jest również celowe uwzględnianie zmian dobowych parametrów propagacyjnych w przypadku niektórych służb. Pocięszające jest to, że najwyższy spodziewany poziom zakłóceń występuje na ogół w godzinach nocnych, gdy stopień nasilenia ruchu w służbach radiokomunikacji ruchomej jest znacznie mniejszy niż w godzinach dziennych.

Z uwagi na uzyskany duży współczynnik korelacji pomiędzy $F(10)$ i 10% wartością wskaźnika refrakcji dla trasy Nasielsk-Miedzeszyn wydaje się uzasadnione wykorzystanie znajomości wskaźnika refrakcji w różnych regionach kraju do szacowania zmian wartości $F(10)$ natężenia pola.

WYKAZ LITERATURY

1. Szklarczyk Z.: Badanie czasowej zmienności natężenia pola fali zakresu 300 MHz w zasięgu do 100 km. Sprawozdanie z etapu A pracy 102.04.03.02. IŁ, Warszawa 1973.
2. Szklarczyk Z.: Badanie czasowej zmienności natężenia pola fali zakresu 300 MHz w zasięgu do 100 km. Sprawozdanie z etapu B pracy 102.04.03.02. IŁ, Warszawa 1973.
3. Szklarczyk Z., Kisło M.: Badanie czasowej zmienności natężenia pola fali zakresu 300 MHz w zasięgu do 100 km. Sprawozdanie z etapu C pracy 102.04.03.02. IŁ, Warszawa 1975.
4. CCIR. Courbes de propagation et statistiques pour le service mobile terrestre fonctionnant dans les bandes comprises entre 30 MHz et 1 GHz. Rapport 567. XIII^e Assemblée Plénière. Genève 1974.
5. CCIR. Courbes de propagation sur ondes métriques et décimétriques dans la gamme des fréquences comprises entre 30 et 1000 MHz. Avis 370-2. XIII^e Assemblée Plénière. Genève 1974.
6. Lisicki W.: Badania propagacji fali przyziemnej i tramposferycznej w zakresie 300-350 MHz dla potrzeb służby ruchomej lądowej. IŁ, Warszawa-Miedzeszyn 1969 r.

M. Kisło

ИСПЫТАНИЯ ВРЕМЕННОЙ ФЛУКТУАЦИИ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ 300 Мгц, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ В ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Резюме

В статье рассмотрены результаты испытаний распространения радиоволн проводимых на моделях трактов подвижной радиосвязи в диапазоне 300 Мгц. Проанализировано флуктуации условий распространения во времени.

Проведено оценку цифровых зависимостей между параметрами распространения и индексом отражения, рассчитанным на основании метеорологических данных.

Marian Kislo

TESTING OF THE FIELD INTENSITY VARIABILITY IN TIME IN THE FREQUENCY BAND USED FOR MOBILE RADIOCOMMUNICATIONS (ABOUT 300 MHz)

Summary

In the paper the results of propagation tests carried out on models of mobile radiocommunication routes in the frequency range of about 300 MHz have been presented.

The variability in the propagation conditions has been analysed. The numerical dependence between the propagation parameters and the refraction index, calculated on the basis of meteorological data, has been estimated.

Marian Kislo

ESSAIS DE LA VARIABILITÉ TEMPORÈLE DE L'INTENSITÉ DU CHAMP DANS LA BANDE DE FRÉQUENCES UTILISÉE POUR LA RADIOCOMMUNICATION MOBILE (D'ENVIRON 300 MHz) WW

Résumé

On a examiné les résultats des essais de propagation dans la bande de fréquences d'environ 300 MHz, effectués sur les modèles de trajets de la radiocommunication mobile. On a analysé la variabilité des conditions de propagation. On a évalué la dépendance numérique entre les paramètres de propagation et l'indice de réfraction, calculé à la base des données météorologiques.

Marian Kislo

PRÜFUNG DER ZEITVERÄNDERLICHKEIT DER FELDSTÄRKE IM FREQUENZBEREICH 300 MHz FÜR MOBILFUNK

Zusammenfassung

In der Arbeit wurden die Resultate der auf den Modellen der Mobilfunktrassen im Bereich 300 MHz geführten Ausbreitungsmessungen besprochen. Es wurde die Zeitveränderlichkeit der Ausbreitungsbedingungen analysiert. Es wurden auch die Zusammenhänge zwischen den Ausbreitungsparametern und dem auf Grund der meteorologischen Daten berechneten Brechungsindex geschätzt.

BEZPOŚREDNI POMIAR MAŁYCH ODBIĆ SYGNAŁU WYSTĘPUJĄCYCH W CZWÓRNIKACH I OBCIĄŻENIACH SZTUCZNYCH W PASMIE MIKROFALOWYM

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 5.II.1978 r.

W artykule opisano metodę pomiaru odbić sygnału występujących w czwórnikach i obciążeniach sztucznych w pasmie mikrofalowym. Metoda ta umożliwia rozdzielenie odbić sygnału wprowadzanych przez badany czwórnik od odbić sygnału pochodzących od sztucznego obciążenia. Metoda przesuwanego obciążenia jest jedyną metodą pomiarową pozwalającą na dokładne określenie odbić pochodzących od sztucznego obciążenia.

Pomiar małych odbić sygnału trudno jest przeprowadzić bezpośrednio. Trudność polega na niemożliwości dokładnego określenia pomiaru małych zmian napięcia w odcinku linii długiej ze szczeliną. Jeżeli nie dysponuje się dokładnie dopasowanym obciążeniem, to nie można stosować metody bezpośredniej, gdyż odbicia od niedoskonałego zakończenia przedostają się do detektora fali stojącej i nie można odróżnić ich od odbić wprowadzanych przez element badany.

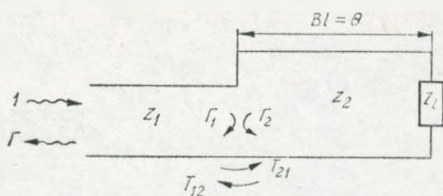
Zagadnienie to zostanie rozpatrzone w oparciu o rys. 1. Obciążenie o impedancji Z_L jest dołączone do linii pomiarowej o charakterystycznej impedancji Z_1 pośrednio poprzez sekcję badaną o elektrycznej długości $\beta l = \Theta$ i charakterystycznej impedancji Z_2 .

Dla powyższego układu współczynniki odbicia i transmisji są wyrażone wzorami:

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad \Gamma_2 = -\Gamma_1$$

$$T_{21} = 1 + \Gamma_1 = \frac{2 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad T_{12} = 1 + \Gamma_2 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

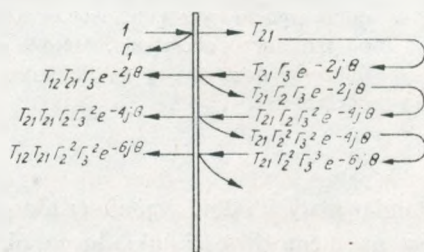
$$\Gamma_3 = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$$



Rys. 1. Mikrofalowy obwód z dwiema odbiciowymi przeszkodami

Założmy, że na wejściu układu (rys. 1) pada fala o jednostkowej amplitudzie, a całkowite odbicie fali ma amplitudę Γ równą całkowitemu współczynnikowi odbicia. Pierwszy skok impedancji jest przyczyną powstania fali stojącej. Część fali o amplitudzie Γ_1 ulega odbiciu, a część o amplitudzie T_{21} jest transmitowana dalej, do drugiego skoku impedancji. Znowu część fali jest odbita, amplituda fali odbitej jest równa $\Gamma_2 T_{21} e^{-2j\theta}$ (fala o tej amplitudzie porusza się teraz do pierwszego skoku impedancji).

Na pierwszym skoku impedancji część fali $T_{21} T_{21} \Gamma_2 e^{-2j\theta}$ jest transmitowana, a część $\Gamma_1 T_{21} T_{21} \Gamma_2 e^{-2j\theta}$ jest odbita z powrotem do obciążenia. Na rys. 2 pokazano



Rys. 2. Wielokrotne odbicia fali w układzie z dwiema odbiciowymi przeszkodami

kilka z nieskończonej ilości odbić fali, jakie zachodzą w rozpatrywanym układzie.

Całkowite odbicie fali o amplitudzie Γ jest sumą wszystkich fal częściowych transmitowanych przez pierwsze przejście (pierwszy skok impedancji) na lewo. Można to zapisać jako sumę:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \Gamma_1 + T_{12} T_{21} \Gamma_2 e^{-2j\theta} + T_{12} T_{21} \Gamma_2 \Gamma_2 + \dots = \\ &= \Gamma_1 + T_{12} T_{21} \Gamma_2 e^{-2j\theta} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_2^n \cdot \Gamma_2^n \cdot e^{-2jn\theta} \end{aligned}$$

Ten geometryczny szereg można zapisać w postaci:

$$\Gamma = \Gamma_1 + \frac{T_{12} T_{21} \Gamma_2 e^{-2j\theta}}{1 - \Gamma_2 \Gamma_2 e^{-2j\theta}}$$

Podstawiając zamiast $T_{12}: 1 + \Gamma_2 = 1 - \Gamma_1$ i zamiast $T_{21}: 1 + \Gamma_1$ mamy:

$$\Gamma = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2 e^{-2j\theta}}{1 + \Gamma_1 \Gamma_2 e^{-2j\theta}}$$

Jeżeli wartości $|\Gamma_1|$ i $|\Gamma_2|$ są małe w porównaniu z jednością to z dobrym przybliżeniem można zapisać, że:

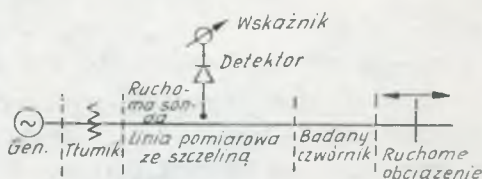
$$\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_2 e^{-2j\theta}$$

Jak można udowodnić, dokładność tego przybliżenia, jeżeli $|\Gamma_1| = |\Gamma_2| = 0,2$ daje błąd nie przekraczający 4%.

Współczynnik odbicia na wejściu traktu falowego Γ zależy od amplitudy i fazy fali odbitej od każdej niejednorodności w trakcie (elementu badanego i obciążenia sztucznego). Z tych powodów bezpośredni pomiar małych odbić trudno jest przeprowadzić, a w przypadku wymaganej dużej dokładności pomiaru jest to niemożliwe.

Istnieje jednak pewna odmiana metody bezpośredniej, która umożliwi rozdzielenie odbić wprowadzanych przez badany układ od odbić pochodzących od obciążenia. Jest to metoda przesuwania obciążenia. Pomiar przeprowadza się w układzie jak na rys. 3, w którym zapewniono możliwość ciągłego przesuwania obciążenia w zakresie co najmniej połówki fali w przewodnicy.

Rys. 3. Schemat układu do pomiaru impedancji metodą przesuwania obciążenia



Każdej impedancji zakończenia Z' określonej przez położenie obciążenia l' odpowiada określona impedancja wejściowa z' : przy przesuwaniu obciążenia w pewnych położeniach odbicia od obciążenia i od nieciągłości dodadzą się, natomiast przy dalszym przesuwaniu o ćwierć fali odbicia odejmą się. Pomiar przeprowadza się następująco: dla np. trzech dowolnych położzeń obciążenia określamy położenie minimum i wartość współczynnika fali stojącej, a następnie przesuwamy obciążenie o $\frac{\lambda}{4}$ w stosunku do każdego z trzech poprzednich położzeń.

Otrzymane wartości impedancji $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$ nanosimy na wykres Smitha. Tworzą one okrąg, w którym R_{max} i R_{min} są odpowiednio minimalną i maksymalną wartością pomierzonej rezystancji.

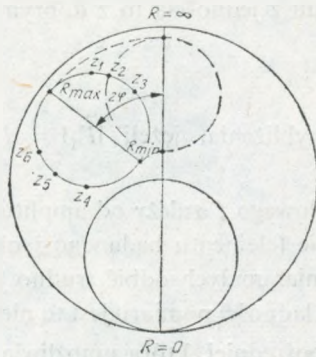
Oczywiście, ekstremalne wartości impedancji występującej w wyjściowej płaszczynie charakterystycznej A_2 (rys. 4) wyrażają się zależnością:

$$Z_{L1} = \rho'_0 Z_0 \quad \text{oraz} \quad Z_{L2} = \frac{Z_0}{\rho'_0}$$

gdzie:

ρ'_0 – współczynnik fali stojącej poruszającego się obciążenia.

Zgodnie z twierdzeniem o transformatorze po obu stronach nieciągłości istnieją dwie płaszczyny charakterystyczne A_1 i A_2 , w których współczynnik fali stojącej



Rys. 4. Zbiór impedancji na wykresie Smitha otrzymanych przy pomiarze impedancji metodą przesuwania obciążenia

wiąże obie impedancje. Impedancje wejściowe określa się z zależności.

$$R_{\max} = \varrho_o Z_{L1} \quad (1)$$

$$R_{\min} = \varrho_o Z_{L2} \quad (2)$$

gdzie:

ϱ_o – współczynnik fali stojącej badanego elementu.

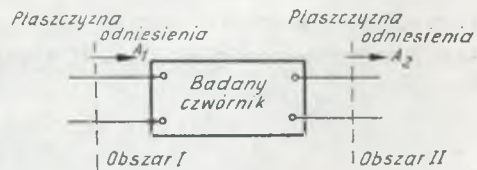
Ponieważ zbiór impedancji wyjściowych jest kołem, to również impedancje wejściowe muszą leżeć na kole. Iloczyn równań (1), (2) prowadzi do otrzymania wyrażenia na współczynnik fali stojącej ϱ_o , pochodzący od badanego elementu:

$$\varrho_o = \sqrt{\frac{R_{\min}}{Z_o} \cdot \frac{R_{\max}}{Z_o}}$$

a współczynnik fali stojącej ϱ'_o ruchomego obciążenia określa się wyrażeniem z (1) i (2):

$$\varrho'_o = \sqrt{\frac{R_{\max}}{R_{\min}}}$$

Koło na wykresie Smitha (rys. 4) można przesunąć o kąt 2φ aż do położenia symetrycznego względem osi wykresu (linia przerywana). Kąt otrzymany na wykresie Smitha odpowiada fazie mierzonego współczynnika odbicia.



Rys. 5. Ogólny czwórnik bezstratny

Metoda ruchomego obciążenia jest jedyną metodą pomiarową, pozwalającą na dokładne określenie (eksperymentalne) odbić pochodzących od sztucznego obciążenia.

WYKAZ LITERATURY

1. *Panecki M., Litwin R., Drozdowicz L.*: Teoria i technika mikrofalowa. Warszawa, WNT- 1971.
2. *Feldsztejn A., Jawicz L., Smirnov V.*: Spravočnik po elementach volnovodnoj techniki. Moskva 1967.
3. *Collin Robert E.*: Foundations for microwave engineering. New York: Mc Graw-Hill 1966

Ян Богуцки

НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЗНАЧИТЕЛЬНЫХ ОТРАЖЕНИЙ СИГНАЛА
САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН В ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКАХ И В СХЕМАХ
ИСКУССТВЕННОЙ НАГРУЗКИ

Резюме

Описан здесь метод измерения отражений сигнала сантиметровых волн, возникающих в четырехполосниках и в искусственной нагрузке.

Метод позволяет различать отражения сигнала, возникающие в испытуемом четырехполоснике от отражений возникающих в искусственной нагрузке.

Метод обоснованный на применении передвижной искусственной нагрузки является единственным способом точного измерения отражений, возникающих из-за этой нагрузки.

Jan Bogucki

DIRECT MEASURES OF SMALL MICROWAVE SIGNAL REFLECTIONS OCCURRING
ON FOUR-TERMINAL NETWORKS AND ON DUMMY LOADS

Summary

A method has been presented of measuring reflections of the microwave signal occurring on four-terminal networks and on dummy loads.

The method allows to discern the signal reflexions resulting from the measured four-terminal network from those of the dummy load. The method based on displacing of dummy load is the only measuring method allowing accurate determination of the reflections occurring on the dummy load.

J. Bogucki

MESURES DIRECTES DE PETITES RÉFLEXIONS DU SIGNAL DE MICRO-ONDES
SUR LES QUADRIPOLES ET SUR LA CHARGE ARTIFICIELLE

Résumé

On présente la méthode de mesure des réflexions du signal de micro-ondes sur les quadripôles et la charge artificielle.

La méthode permet de discerner les réflexions du signal provenant des quadripôles mesurés et celles de la charge artificielle.

La méthode basée sur le déplacement de la charge présente le moyen unique, qui permet de mesurer les réflexions provenant de la charge artificielle.

Jan Bogucki

DIREKTE MESSUNG DER KLEINEN SIGNALREFLEXIONEN, DIE IN VIERPOLEN
UND KUNSTBELASTUNGEN IM MIKROWELLENBEREICH AUF TRETEN

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Messmethode der in Vierpolen und Kunstbelastungen im Mikrowellenbereich auftretenden Signalreflexionen beschrieben. Die Methode ermöglicht die Verteilung der durch geprüften Vierpol eingeführten Signalreflexionen von den Reflexionen, die von Kunstbelastung herrühren. Die Methode der verschobenen Belastung ist die einzige Messmethode, die genau die von Kunstbelastung herrührenden Reflexionen zu bestimmen ermöglicht.

JAN BOGUCKI
ZBIGNIEW SZKLARCZYK

621.373

WYSOKOSTABILNY GENERATOR PASMA X

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 15.9.1977 r.

W artykule omówiono rozwiązanie wysokostabilnego generatora pasma X z uwypukleniem najistotniejszych zagadnień związanych ze stabilnością częstotliwości w tym zakresie. Opisano wzorzec częstotliwości wykonany w generatorze oraz metodę stabilizacji jego częstotliwości.

Ponadto zaproponowano nową metodę pomiaru stałości częstotliwości wykorzystywaną przy badaniach wykonanego generatora.

1. WPROWADZENIE

W celu osiągnięcia dużej czułości i zredukowania szumów własnych odbiorniki pomiarowe sygnałów o dużej częstotliwości są konstruowane na wąskie pasmo częstotliwości. Wynikły stąd wymagania na dużą stałość częstotliwości sygnału odbieranego i własnej heterodyny, której nie spełniają proste generatory klistronowe. Generatory te mają jednak wiele zalet takich, jak: łatwość strojenia, dobre właściwości szumowe i odpowiednią moc, co powoduje, że są obecnie chętnie stosowane w technice pomiarowej [1]. Opracowany został generator wielkiej częstotliwości typ GWSX-01 z przeznaczeniem do badań zmienności przestrzennej natężeń pól. Jest on źródłem promieniowania pasma X, o dużej długoterminowej stałości częstotliwości. Tor wielkiej częstotliwości jest zbudowany na przewodnicy falowodowej, a układy m.cz. na elementach półprzewodnikowych i układach scalonych.

2. PRZYCZYNY NIESTAŁOŚCI CZĘSTOTLIWOŚCI GENERATORÓW MIKROFALOWYCH I METODY ICH STABILIZACJI

Czynniki, które wpływają na częstotliwość sygnału generowanego w układzie generatora klistronowego można podzielić ogólnie na dwie grupy: 1) czynniki wpływające na częstotliwość rezonansową wnęki; 2) czynniki związane głównie z warunka-

mi zasilania lampy oraz termiczne, wpływające na elementy układu poza wnęką. Np. zmiany napięć zasilających powodują odchylenie częstotliwości rezonansowej o wielkość Δf określoną równaniem:

$$\Delta f = \frac{f}{2Q_L} \operatorname{tg} \Phi$$

gdzie:

Q_L – dobroć wnęki obciążonej,

Φ – przesunięcie w fazie grupy elektronów nadlatujących w stosunku do max. wartości napięcia hamującego.

Dewiację częstotliwości spowodowaną tymi zjawiskami można zmniejszyć przez ograniczenie przyczyn niestabilności lub przez zastosowanie zewnętrznego układu stabilizującego. Dla uzyskania dużej stałości częstotliwości można posługiwać się szeregiem metod [2]. Zdecydowano, że ze względu na prostotę układu i bardzo dobre parametry jako wzorzec częstotliwości zostanie wykonany skompensowany rezonator wnękowy.

3. OGÓLNY UKŁAD STABILIZOWANEGO GENERATORA

3.1. Zasada działania urządzenia

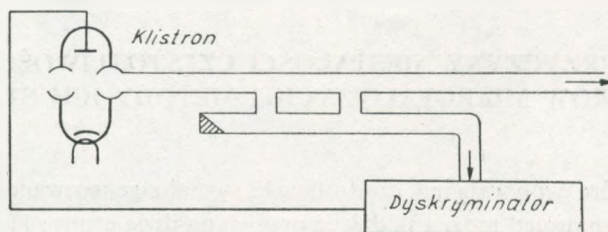
Ogólną zasadę działania urządzenia (porównywanie częstotliwości źródła z częstotliwością wzorca) wyjaśnia rys. 1. Jako wzorzec częstotliwości skonstruowano rezonator wnękowy z rodzajem drgań E_{011} [2], [4]. Częstotliwość rezonansowa takiego rezonatora jest określona zależnością [3]:

$$f = \sqrt{\left(\frac{cX_{mn}}{D}\right)^2 + \left(\frac{cn}{2L}\right)^2}$$

gdzie:

c – prędkość światła;

l, m, n – wskaźniki określające rodzaj fali;



Rys. 1. Zasada pracy generatora z elektroniczną stabilizacją częstotliwości

- D – średnica rezonatora;
 L – długość rezonatora;
 X_{mn} – jest wartością pierwiastka funkcji Bessela,
 m, n – indeksy:
 m – oznaczający rząd funkcji,
 n – numer porządkowy pierwiastka.

Natomiast zmianę częstotliwości drgań wywołaną zmianą wymiarów rezonatora ($\Delta L, \Delta D$) określa zależność:

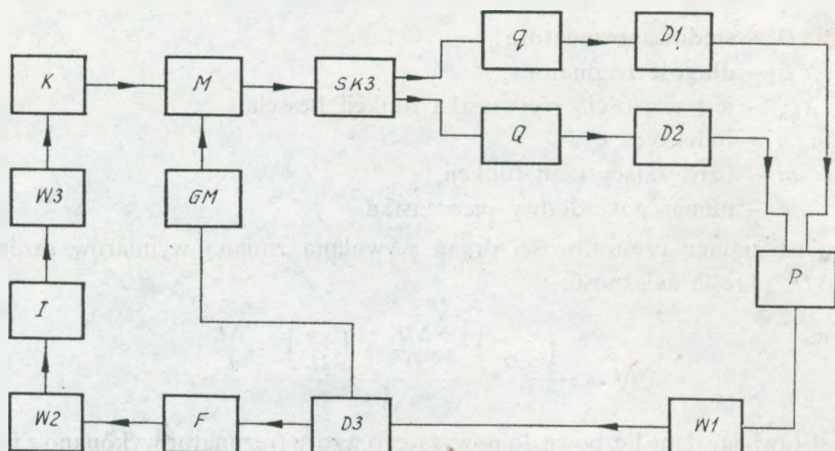
$$\Delta f = \frac{\left(\frac{cX_{mn}}{D}\right)^2 \cdot \frac{\Delta D}{D} + \left(\frac{cn}{2L}\right)^2 \cdot \frac{\Delta L}{L}}{f}$$

Podstawiając dane liczbowe do powyższego wzoru (rezonator wykonano z inwaru) można wykazać, że rezonator zapewnia względną niestalość częstotliwości 10^{-7} w zakresie temperatur pokojowych. Aby zapewnić dużą dobroć oraz związaną z tym odpowiednią czułość układów dostrojczych, rezonator posrebrzono. Dzięki temu uzyskano dobroć wnęki $Q \cong 30\,000$.

3.2. Zasada stabilizacji częstotliwości

Generatorem mocy mikrofalowej jest klustron typ TV2212. Klustron ten jest zasilany stabilizowanym napięciem, przez co uzyskuje się wstępną stabilizację częstotliwości, usuwając główną przyczynę wpływającą na wahania częstotliwości. Dokładna stabilizacja częstotliwości jest realizowana w pętli sprzężenia zwrotnego. Zawiera ona obwody kontrolujące dokładnie częstotliwość generowanego sygnału i dostarcza napięcia korygującego do generatora klustronowego. Generator klustronowy posiada elektrodę, do której doprowadzone są te napięcia korygujące i powodujące drobne korekty jego częstotliwości pracy. Schemat działania stabilizacji częstotliwości przedstawia rys. 2.

Zespół elementów SK, Q i $D2$ tworzy układ, na którego wyjściu wartość napięcia zależy od częstotliwości sygnału wejściowego, zaś zespół elementów SK, q i $D1$ jest układem na którego wyjściu wartość napięcia nie zależy od częstotliwości sygnału wejściowego w zakresie częstotliwości pracy generatora głównego. Sygnały z detektorów $D1$ i $D2$ są dostarczane do układu porównania wartości sygnałów, przy czym zespół elementów SK, q i $D1$ jest traktowany jako zespół kompensujący inne niż częstotliwościowe wpływy na wartość sygnału na wyjściach detektorów $D1$ i $D2$. Zmiany częstotliwości generatora głównego K , wywołane rozgrzewaniem się, starzeniem, zmianami temperatury otoczenia itp., powodują zmianę wartości sygnału wyjściowego na wyjściu filtra Q i odpowiednie zmiany wartości sygnału na wyjściu układu porównania P . Sygnał ten jest następnie wzmacniany i detekowany w zespołach $W1$ i $W2$. Przy czym detektor $D3$ jest detektorem synchronicznym



Rys. 2. Schemat działania stabilizacji częstotliwości

K – klistron, *M* – modulator, *SK3* – sprzęgacz kierunkowy, *q* – filtr szerokopasmowy, *Q* – filtr wąskopasmowy, *D1* i *D2* – detektor, *P* – układ porównania, *W1* – wzmacniacz, *D3* – detektor synchroniczny, *GM* – generator modulujący, *F* – filtr, *W2* – wzmacniacz prądu stałego, *I* – izolator galwaniczny, *W3* – wzmacniacz wysokonapięciowy

wobec zastosowania w torze dodatkowej modulacji amplitudowej sygnału z głównego generatora.

Modulacja, zrealizowana przez zespoły *GM* i *M*, umożliwia uzyskanie bardzo dużej czułości układów, pozwalającej na wykrycie nawet bardzo małych odchyłek częstotliwości pracy głównego generatora i wytworzenie sygnałów do korekty jego częstotliwości. Sygnał na wyjściu detektora *D3*, służący do korekty częstotliwości, posiada już składową stałą i jest doprowadzony przez filtr odfiltrowujący częstotliwość modulującą do wzmacniacza prądu stałego *W2*. Następnie realizowane jest przesunięcie za pomocą układu *I* z izolacją galwaniczną, sygnału korygującego o wartości około kilku woltów do poziomu napięć pracy generatora klistronowego, a więc około 1000 V.

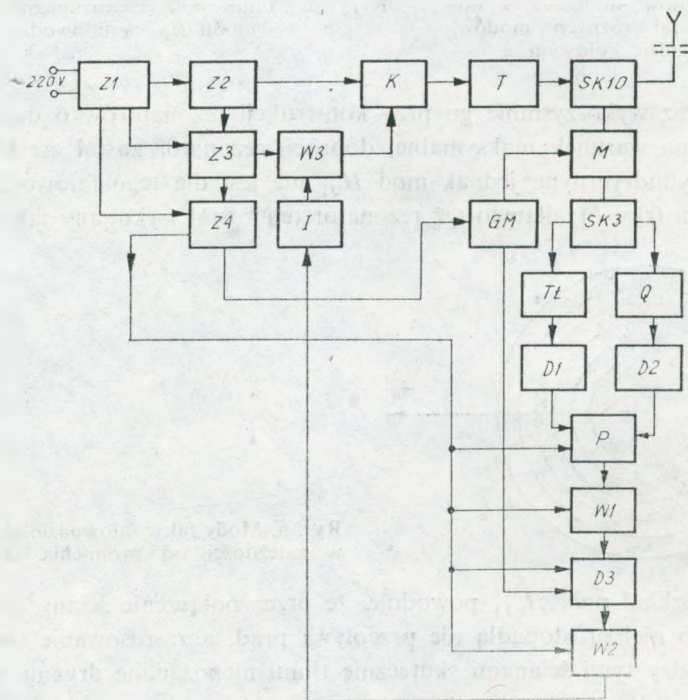
Na tym korygowanym poziomie napięć pracuje ostatni wzmacniacz wysokonapięciowy *W3* i wyjście tego wzmacniacza jest dołączone do elektrody korygującej częstotliwość w głównym generatorze klistronowym. W celu uzyskania bardzo dużej czułości na odchylenia częstotliwościowe całego układu dostrojenia, wykorzystywany jest nie wierzchołek, lecz zbocze w najbardziej stromej części krzywej rezonansowej wzorcowego filtra wąskopasmowego *Q*, poprzez odpowiednie ustawienie układu porównania *P* sygnałów z detektora *D1* i *D2*.

Układ ten został ustawiony w ten sposób, że nie wytwarza napięcia błędu, gdy częstotliwość pracy generatora głównego odpowiada dokładnie częstotliwości nominalnej. Częstotliwość nominalna odpowiada najbardziej stromej tej części zbocza krzywej rezonansowej, której pochodna jest ujemna, a więc od strony większej częstotliwości. Wybór znaku pochodnej, a więc zbocza na krzywej rezonansowej, następuje w układzie porównania *P* przez odwrócenie fazy sygnału porównawczego.

3.3. Opis schematu blokowego

Schemat blokowy urządzenia przedstawia rys. 3. Podstawowym elementem jest lampa generacyjna *K*. Jest to klitron typ TV2212 firmy Thomsona – CSF. Klitron jest żarzony napięciem zmiennym 6,3 V; napięcie wnetki wynosi 720 V, a reflektora 1100 V.

Klitron generuje moc wielkiej częstotliwości, której pewna część jest doprowadzona do dyskryminatora częstotliwości poprzez sprzęgacz kierunkowy. Na



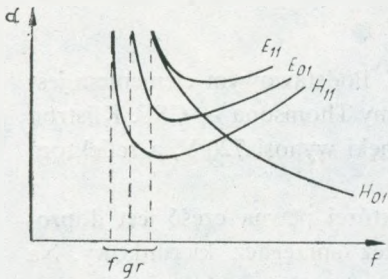
Rys. 3. Schemat blokowy generatora

Z1 – zasilacz prądu stałego, *Z2* – zasilacz – 720 V, *Z3* – zasilacz – 1100 V, *Z4* – zasilacz niskiego napięcia, *K* – klitron, *T* – transformator, *SK10* – sprzęgacz kierunkowy, *M* – modulator, *SK3* – sprzęgacz kierunkowy, *GM* – generator modulujący, *I* – izolator galwaniczny, *W3* – wzmacniacz wysokonapięciowy, *TL* – tłumik, *Q* – filtr wąskopasmowy, *D1* i *D2* – detektor, *P* – układ porównania, *W1* i *W2* – wzmacniacz, *D3* – detektor synchroniczny

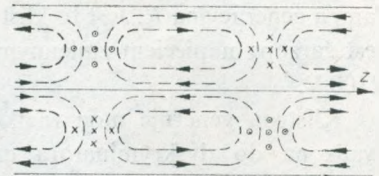
wyjściu dyskryminatora częstotliwości, którego zasadniczym elementem jest rezonator *Q*, otrzymujemy sygnał błędu. Sygnał błędu jest doprowadzony do regulacji napięcia reflektora klitronu.

4. OPACOWANIE REZONATORA WZORCOWEGO

Analizując zależność od częstotliwości tłumienia fal różnych modów w przewodnicach falowych, zwraca uwagę mod H_{01} w falowodzie kołowym (rys. 4). Przebieg tłumienia modu H_{01} (rys. 5) uzasadnia przesyłanie tym modem sygnałów na większe

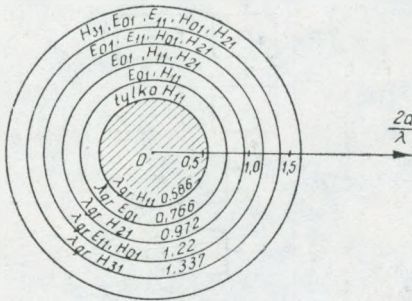


Rys. 4. Zależność tłumienia α od częstotliwości fal różnych trybów w falowodzie kołowym



Rys. 5. Linie pola elektromagnetycznego fali modu H_{01} w falowodzie

odległości oraz wykorzystanie go przy konstrukcji rezonatorów o dużej dobroci. Ze względu na warunek maksymalnej dobroci, rezonator został zrealizowany na falowodzie cylindrycznym, jednak mod H_{01} nie jest dla tego falowodu rodzajem podstawowym (rys. 6); dlatego też rezonator ten został wykonany jako przestrza-



Rys. 6. Mody fal w falowodzie okrągłym w zależności od promienia falowodu

jany, gdyż rozkład pola H_{011} powoduje, że przez połączenie ściany cylindrycznej ze ścianką do niej prostopadłą nie przepływa prąd, a zastosowanie szczeliny powietrznej między tymi ścianami skutecznie tłumi niepożądane drgania modu E_{11} . Promień falowodu wynosi (rys. 6):

$$\frac{\lambda_{gr}}{a} > 1,495$$

a długość

$$L = \frac{\lambda_f}{2} = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{gr}}\right)^2}}$$

gdzie:

λ_{gr} – długość fali krytycznej jest określona [5], [6] zależnością:

λ_f – długość fali w falowodzie,

λ_0 – długość fali w wolnej przestrzeni,

$$\lambda_{gr} = \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{X_{mn}}$$

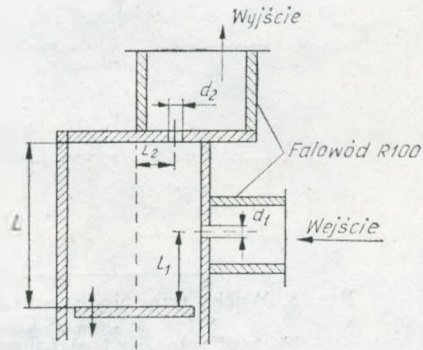
w której X_{mn} jest wartością pierwiastka funkcji Bessela,

m, n – indeksy,

m – oznaczający rząd funkcji,

n – numer porządkowy pierwiastka.

Również zasilanie linii zrealizowano w ten sposób, żeby nie wzbudzały się inne mody [7], [8], [9]. Rozmieszczenie otworów sprzęgających jest podane na rys. 7 oraz w literaturze [10]:



Rys. 7. Rezonator cylindryczny

$L_1 = \frac{L}{2n}$ gdzie: n – liczba połówek fali, które odłożą się wzdłuż rezonatora

$$L_2 = 0,2403 \cdot 2a \quad L; L_1, L_2 - \text{z rysunku 7}$$

Wpływ linii wejściowej na dobroć rezonatora wyrazi się zależnością:

$$\frac{1}{Q} = 1,322 \frac{(\lambda_0)^2 \cdot d_1^6}{f \cdot w \cdot h \cdot (2a)^4 \cdot L}$$

gdzie:

w – dłuższy bok falowodu,

h – węższy bok.

Podstawiając dane:

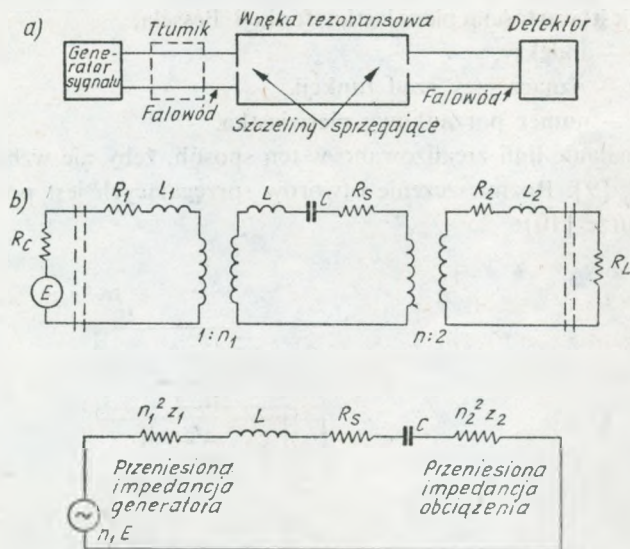
$$Q' = \frac{314}{d_1^6 [\text{cm}]} \quad d_1 - \text{z rysunku 7}$$

Dla linii wyjściowej:

$$\frac{1}{Q''} = 0,464 \frac{(\lambda_0)^6 \cdot d_2^6}{f \cdot w \cdot h \cdot (2a)^2 \cdot L^3}$$

$$Q'' = \frac{920}{d_2^6 [\text{cm}]} \quad d_2 - \text{z rysunku 7}$$

Z powyższych zależności wynika, że przy odpowiednio małych otworach sprzęgających, dobroć wnęki może być bardzo duża. Na rys. 8 pokazano schemat zastępczy wnęki z dwoma wyjściami. Sprzężenie pomiędzy wnęką a przewodnicami falowymi



Rys. 8. Wnęka transmisyjna sprzężona z torem falowodowym

- a) schemat ideowy,
 b) obwód zastępczy z idealnymi transformatorami,
 c) obwód zastępczy z pominięciem indukcyjności własnych obwodu generatora i obciążenia oraz przy założeniu dopasowania generatora i obciążeniu

przedstawiono za pomocą szczelin. Na rys. 8b pokazano obwód zastępczy wnętrza, przedstawiający sprzężenie między wnętrzem a torem falowodowym za pomocą transformatorów idealnych. Własności rezonansowe wnętrza dla modów TE określono za pomocą parametrów L , C i R_S . Elementy L_1 , L_2 , R_1 i R_2 przedstawiają indukcyjności i straty własne otworów sprzęgających. Z rysunku 8c można wyciągnąć wniosek, że warunek minimalnego współczynnika fali stojącej na wejściu wnętrza dostrojonej do rezonansu określony jest przez:

$$n^2 Z_1 = R_S + n^2 Z_2 \quad (1)$$

a wprowadzając współczynnik sprzężenia wnętrza z torem

$$B_1 = 1 + B_2 \quad (2)$$

gdzie:

$$B_1 = n_1^2 Z_1$$

$$B_2 = n_2^2 Z_2$$

Warunek wydzielania maksymalnej mocy w detektorze jest:

$$n_2^2 Z_2^2 = R_S + n_1^2 Z_1 \quad (3)$$

$$B_2 = 1 + B_1 \quad (4)$$

Jak widać z wyrażeń (2) i (4) równoczesne spełnianie warunków jest niemożliwe. Spełnienie tylko jednego warunku prowadzi do projektowania niejednakowych otworów sprzęgających. Stosunek mocy generowanej do mocy dysponowanej

generatora jest współczynnikiem transmisji wężki. Wyraża się on następującym wzorem:

$$T(\omega) = \frac{nB_1 B_2}{(1 + B_1 + B_2)^2 + 4Q_0 \delta^2}$$

gdzie:

$$\delta - \text{odstrojenie względne: } \delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0},$$

Q_0 – dobroć wężki nieobciążonej,

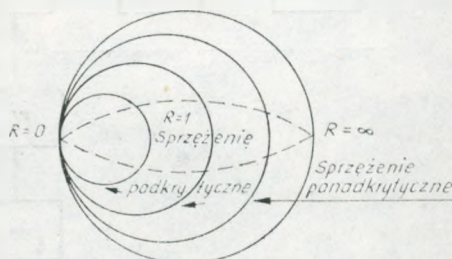
ω – pulsacja sygnału,

ω_0 – pulsacja rezonansowa.

W przypadku dostrojenia wężki do rezonansu:

$$T(\omega_0) = \frac{4B_1 B_2}{(1 + B_1 + B_2)^2}$$

Dobór wielkości średnic otworów sprzęgających można przeprowadzić jedynie doświadczalnie, bowiem wzory wyrażające wielkość sprzężenia, zamieszczone w literaturze prowadzą do znacznych błędów.



Rys. 9. Impedancja wejściowa wężki rezonansowej odniesiona do punktu położenia zwarcia przy rozstrajaniu, naniesiona na wykresie Smitha

Pewną pomoc przy dobieraniu średnic otworów stanowi wykres impedancji wejściowej wężki rezonansowej, mierzonej przy rozstrajaniu wężki dla różnych wartości sprzężenia, przedstawiony na rys. 9. Średnice otworów wykonanego rezonatora mają po 7,8 mm.

5. METODA POMIARU STAŁOŚCI CZĘSTOTLIWOŚCI

Dokładne pomiary wahań częstotliwości pracy generatora w zakresie częstotliwości powyżej 10 GHz wymagają bardzo kosztownej aparatury wysokiej klasy.

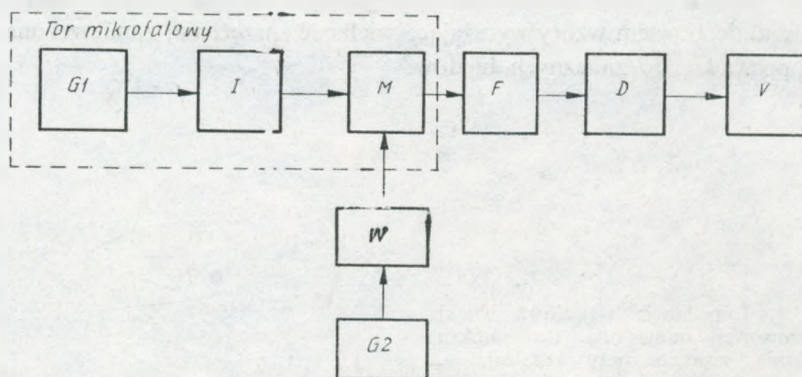
Ogólnie wahania częstotliwości możemy umownie podzielić na wahania wolne, których okres zmian jest rzędu sekund, minut lub dłuższy, oraz wahania szybkie, czyli drgania częstotliwości, których okres zmian jest krótszy i trudny do obserwacji.

Ze względu na wymogi eksploatacyjne a także możliwości pomiarowe, te dwa rodzaje wahań częstotliwości mogą być rozpatrywane osobno zwłaszcza, że zwykle

wymagania na odpowiednią, związaną z tym długo i krótkoterminową stałość częstotliwości, różnią się o rząd wielkości.

Przy opracowywaniu oraz badaniach generatora typ GWSX-01, którego częstotliwość pracy wynosi około 12 GHz stosowano właśnie dwie różne metody dla pomiarów wahań częstotliwości. Dla pomiarów wolnych wahań wykorzystywany jest przyrząd pozwalający na określenie średniej częstotliwości chwilowej. Ta metoda jest ograniczona przez zmysł wzroku, słuchu lub dotyku człowieka i pozwala na określenie wahań częstotliwości o okresie rzędu sekund lub dłuższym. W wymienionym przypadku wykorzystywano falomierz heterodynowy.

Dla określenia szybkich wahań częstotliwości zastosowano inną, niżżej opisaną metodę. Układ pomiarowy, w którym metoda została zrealizowana przedstawia rys. 10. Metoda pozwala na określenie szybkich wahań częstotliwości generatora badanego, gdy znana jest już w przybliżeniu jego średnia częstotliwość. Polega ona



Rys. 10. Układ do pomiaru szybkich wahań częstotliwości w zakresie mikrofalowym
 $G1$ – generator badany, I – izolator kierunkowy, M – mieszacz, F – filtr, D – demodulator częstotliwości,
 V – wskaźnik, W – wzmacniacz, $G2$ – generator wzorcowy

na zmieszaniu sygnału z badanego generatora z sygnałem o częstotliwości wzorcowej oraz na określeniu szybkich wahań na częstotliwości różnicowej tych sygnałów. Istotną cechą jest to, że tor bardzo wielkiej częstotliwości zakresu mikrofalowego kończy się na mieszaczu, to znaczy, że obejmuje generator badany G , izolator kierunkowy I i mieszacz M . Pozostałe bloki według schematu pracują w mniejszych od mikrofalowych zakresach częstotliwości, gdzie aparatura jest powszechniejsza i dokładniejsza. Wykorzystywany generator wzorcowy również pracuje w mniejszym zakresie częstotliwości i może to być generator kwarcowy z termostatem, zapewniający dużą stałość częstotliwości i czystość sygnału.

Pomiędzy generatorem wzorcowym a mieszaczem zastosowano wzmacniacz W w celu dostatecznego wysterowania mieszacza. Mieszacz ten jest jednocześnie powielaczem częstotliwości dla sygnału z generatora wzorcowego, a wykorzystywana

jest ta harmoniczna sygnału wzorcowego, której częstotliwość jest możliwie bliska częstotliwości sygnału badanego.

Przy praktycznej realizacji pomiarów generatora GWSX-01 wykorzystywano produkt mieszania sygnału z generatora GWSX-01 z 72 harmoniczną sygnału doprowadzonego z generatora wzorcowego.

Produkt przemiany o częstotliwości różnicowej jest wydzielony z mieszacza M za pomocą filtra F oraz doprowadzony do demodulatora częstotliwości D , na którego wyjściu czasowy przebieg napięcia odpowiada wahaniom częstotliwości generatora badanego. Jako filtr F i jednocześnie demodulator D może być wykorzystywany dostatecznie stabilny odbiornik pomiarowy, posiadający demodulator częstotliwości. Ograniczenie możliwości pomiarowych szybkich wahań częstotliwości generatora badanego, będzie odpowiadało bezpośrednio szerokości pasma wzmacniacza pośredniej częstotliwości w odbiorniku pomiarowym.

Jako wskaźnik końcowy „V” (rys. 10) może być wykorzystany np. woltomierz szczytowy, woltomierz międzyszczytowy, oscylograf z kamerą fotograficzną ewentualnie inne. Przy badaniach generatora GWSX wykorzystywano oscylograf pamięciowy o wyzwalanej podstawie czasu.

5. WNIOSKI

Opracowane urządzenie spełnia wymaganie małej niestalości częstotliwości sygnału. Uzyskano niestalość częstotliwości pracy (godzinową) $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ w normalnych warunkach pracy, przy szybkości zmian temperatury do $5^\circ\text{C}/\text{godz}$.

Uzyskano tak dobre wyniki, dzięki opracowaniu nowego systemu stabilizacji częstotliwości generatorów klustronowych, który w sposób zasadniczy różni się od systemów już opisanych w literaturze [10], [11], [12], [13], [14].

Odnosnie przyjętej zasady stabilizacji częstotliwości z wykorzystaniem pętli sprzężenia zwrotnego należy stwierdzić, że zasada ta doskonale nadaje się do stabilizacji częstotliwości w tym zakresie, a sama pętla jest łatwa do regulacji. Dzięki opracowaniu unikalnych rozwiązań uzyskano bardzo dużą stabilność pracy oraz dużą czułość reagowania na drobne odchylenia częstotliwości. Przyjęte rozwiązania mogą być zastosowane również w innych zakresach częstotliwości, a dzięki zastosowaniu w pętli sprzężenia zwrotnego wyłącznie półprzewodników uzyskano również bardzo dużą niezawodność pracy.

WYKAZ LITERATURY

1. Bogucki J.: Źródła promieniowania mikrofalowego. Wiad. Telekom. nr 2, 1977.
2. Bogucki J.: Wzorzec częstotliwości w pasmie X. Wiadom. Telekom. nr 9, 1976,
3. Bogucki J., Szklarczyk Z.: Rezonator wńękowy kompensowany termicznie w rodzaju drgań TE_{011} . Wiad. Telekom. nr 3, 1978.

4. *Bogucki J.*: Rezonator wñękowy o dużej dobroci. Warszawa IŁ, 1976.
5. *Litwin R., Suski M.*: Technika mikrofalowa. Warszawa WN-T 1972.
6. *Javič L. P., Smirnov V. P., Feldštejn A. Ĺ.*: Spravočnik po elementam volnovodnoj tehniki. Moskva, Gosenergoisdat 1967.
7. *Gawron T.*: Zasady radiolokacji – falowody i rezonatory wñękowe – zeszyt 8, Warszawa PWN 1960.
8. *Harwej A. F.*: Technika svierchvysokich častot. T. I, Moskva, Izdatelstvo „Sovietskoe radio”, 1965.
9. *Wilson I. G., Schramm C. W., Kinzer I. P.*: High Q resonant cavities for microwave testing. Bell Syst. tech. J. 1946 Vol. 25 nr 3.
10. *Pound R. V.*: Electronic frequency stabilization of microwave oscillators. Rev. Sci. Instrum. 1946, nr 17.
11. *Pircher G.*: Stabilization of frequency with microwave discriminators. Onde Elect. 1951, nr 31.
12. *Pound R. V.*: Frequency stabilization of microwave oscillators. Proc. IRE. 1947, nr 35.
13. *Granat E. F.*: An analysis of the method of automatic frequency control for microwave oscillators. Proc. IRE. 1949, nr 37.
14. *Gerard G. G.*: A microwave relay communication system. RCA Rev. 1946, nr 7
15. *Bogucki J., Szklarczyk Z., Skowyrza T.*: Generator wysokostabilny pasma X. Warszawa IŁ 1977.

*Ян Богуцки
Збигнев Шклярчик*

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР ПОЛОСЫ ЧАСТОТ X

Резюме

В статье представлено решение высокостабильного генератора для полосы частот X с особым учетом существенных проблем стабилизации частоты в этом диапазоне.

Описано применяемый эталон частоты и соответственный метод стабилизации его частоты. Кроме того предложен здесь новый метод измерения стабильности частоты, используемый для испытания разработанного генератора.

*Jan Bogucki
Zbigniew Szklarczyk*

HIGH STABILITY GENERATOR OF THE X FREQUENCY BAND

Summary

In the paper the solution of a high stability generator in X frequency band has been discussed with special regard to the most essential problems of frequency stabilization of this range.

The frequency standard, applied in the generator, as well as the method of frequency stabilization have been described.

Finally, a new method of frequency stability measurements has been proposed for researches of the generator concerned.

J. Bogucki
Z. Szklarczyk

GÉNÉRATEUR DE HAUTE STABILITÉ DANS LA BANDE DE FRÉQUENCE X

Résumé

Dans l'article on a examiné la solution d'un générateur de haute stabilité de fréquence dans la bande X, en soulignant les problèmes les plus essentiels de stabilité de fréquence dans cette gamme.

On a décrit l'étalon de fréquence appliqué dans le générateur ainsi que la méthode de stabilisation de fréquence.

De plus, on a présenté une nouvelle méthode de mesure de la stabilité de fréquence, appliquée par les essais du générateur en question.

Jan Bogucki
Zbigniew Szklarczyk

HOCHSTABILER GENERATOR FÜR X – BAND

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Lösung des hochstabilen Generators für X – Band mit Hervorhebung der wesentlichsten Probleme der Frequenzstabilität in diesem Bereich besprochen. Das in dem Generator verwendete Frequenzmodell und Methode der Frequenzstabilisierung wurden beschrieben.

Ausserdem wurde eine neue bei Prüfungen des Generators verwendete Messmethode der Frequenzstabilität vorgeschlagen.

AUTORZY



Dr inż. ELŻBIETA FERENSTEIN urodziła się 25 października 1949 r. w Warszawie. W latach 1967–1972 odbyła studia magisterskie na Studium Podstawowych Problemów Techniki na specjalności elektrotechnika. Od 1972 r. do 1975 r. była słuchaczką studiów doktoranckich przy Politechnice Warszawskiej na specjalności Automatyka i Automatykacja Procesów. W 1975 r. rozpoczęła pracę w Instytucie Matematyki Politechniki Warszawskiej. Od 1978 r. pracuje na stanowisku adiunkta po uzyskaniu stopnia doktora nauk matematycznych.



Mgr inż. EDWARD DUMANIA urodził się w 1922 r. Studia na Wydziale Elektrycznym (kierunek radiotechnika) Politechniki Gdańskiej ukończył w 1950 r. W latach 1946–1951 pracował w radiostacji Polskiego Radia w Gdańsku i przez krótki okres w Radiofonizacji Kraju w Gdańsku. Od 1952 r. pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie, w charakterze pracownika naukowo-badawczego; od 1957 r. pełni funkcję kierownika pracowni, a od 1962 r. zajmuje stanowisko adiunkta.

Główny przedmiot jego zainteresowań stanowią urządzenia, systemy i sieci linii radiowych. Jest autorem wielu opracowań i publikacji z tej dziedziny.



Dr inż. NGUYEN KIM SACH urodził się w 1943 r. w Wietnamie. Szkołę średnią ogólnokształcącą ukończył w Wietnamie w 1962 r. Studia wyższe rozpoczął w 1963 r. na Wydziale Elektroniki Uniwersytetu Technicznego w Dreźnie i ukończył je w 1969 r., uzyskując tytuł inżyniera dyplomowanego. W 1969 r. wrócił do kraju i podjął pracę zawodową w Komitecie d/s Radia i Telewizji Wietnamskiej Republiki Demokratycznej, gdzie pracował do 1974 r., ostatnio na stanowisku zastępcy kierownika Grupy Technicznej w Ośrodku Telewizyjnym w Hanoi.

W 1974 r. w drodze konkursu uzyskał stypendium doktoranckie Rządu Polskiego i po odbyciu przyspieszonego kursu języka polskiego został przez Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego i Techniki, za zgodą Ministerstwa Łączności, skierowany do Instytutu Łączności w celu wykonania pracy doktorskiej. W czerwcu 1978 r. uzyskał stopień doktora nauk technicznych.



Mgr inż. **MARIAN KISŁO** urodził się 25 sierpnia 1943 r. Studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej ukończył w 1967 r. Od 1967 r. pracuje nieprzerwanie w Instytucie Łączności w Warszawie: obecnie pełni funkcję kierownika Pracowni Stacjonarnych Badań Propagacji Troposferycznej.

Zajmuje się badaniami propagacyjnymi, a głównie zmiennością czasową warunków propagacyjnych oraz wpływu na te warunki czynników meteorologicznych. Jest autorem i współautorem wielu prac naukowo-badawczych dotyczących badań zmienności czasowej warunków propagacyjnych w zakresie fal decymetrowych oraz autorem dokumentu CCIR na temat badań propagacyjnych z zakresu częstotliwości 300 MHz.



Mgr inż. **ZBIGNIEW SZKLARCZYK** urodzony dn. 24.08.1940 r ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej w 1963 roku. Po studiach podjął pracę w Instytucie Łączności, gdzie pracuje do chwili obecnej. Od 1972 r. pełni funkcję kierownika pracowni i specjalizuje się w opracowaniach przyrządów specjalistycznych dla potrzeb metrologii, mających zastosowanie w pracach badawczych oraz kontroli produkcji podzespołów i urządzeń. Jest autorem opracowań wielu urządzeń wykonanych i wdrożonych do eksploatacji. Obecnie pracuje nad zagadnieniem automatyzacji procesów badaniowych oraz opracowaniami bezobsługowych stanowisk pomiarowych.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1979

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 8. Ark. druk. 8,75 (11,64A). Oddano do składania w kwietniu 1979. Podpisano do druku w listopadzie 1979. Druk ukończono w grudniu 1979. Papier druk. sat. kl. V, 70g. 70×100 cm. Zam. P/60/79. K/8547.

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka 170/79

SOMMAIRE

1. E. Kowalczyk — Notion de quantité d'informations basée sur l'entropie peut-elle constituer la mesure du degré d'organisation de la matière?	3
2. J. Dudziewicz, R. Białobrzeski — Erreurs de quantification de l'appareil de mesure de la puissance moyenne des signaux aléatoires	11
3. D. J. Bem — Antennes émettrices de télévision pour les ondes décimétriques (Base de stratégie et d'information)	27
4. E. Ferenstein, P. Szablowski, K. Wydro — Caractéristique de variabilité du trafic téléphonique description et utilisation	55
5. E. Dumania — Les distortions des signaux à modulation angulaire causées par la largeur de bande de fréquences restreinte	67
6. N. K. Sach — Distorsions des signaux de mesure du type \sin^2 en train de génération	77
7. M. Kisło — Essais de la variabilité temporelle de l'intensité du champ dans la bande de fréquences utilisée pour la radiocommunication mobile (D'environ 300 MHz)	105
8. J. Bogucki — Mesures directes de petites réflexions du signal de micro-ondes sur les quadripôles et sur la charge artificielle	117
9. J. Bogucki, Z. Szklarczyk — Générateur de haute stabilité dans la bande de fréquence X.	123

INHALTSVERZEICHNIS

1. E. Kowalczyk — Kann der auf Entropie gestützte Begriff der Informationsmenge das Mass des Organisationsgrades der Materie sein?	3
2. J. Dudziewicz, R. Białobrzeski — Quantisierungsfehler des Messers der mittleren Leistung der zufälligen Signale	11
3. D. J. Bem — Fernsehsendeantennen für Dezimeterwellen (strategisch informatische Basis)	27
4. E. Ferenstein, P. Szablowski, K. Wydro — Beschreibung und Ausnutzung der Veränderlichkeiten — charakteristiken des Fernsprechverkehrs	55
5. E. Dumania — Die durch Begrenzung der Bandbreite des Signals mit Winkelmodulation hervorgerufenen Verzerrungen.	67
6. N. K. Sach — Verzerrungen der Messsignale \sin^2 während der Generation	77
7. M. Kisło — Prüfung der Zeitveränderlichkeit der Feldstärke im Frequenzbereich 300 MHz für Mobilfunk	105
8. J. Bogucki — Direkte Messung der kleinen Signalreflexionen, die in Vierpolen und Kunstbelastungen im Mikrowellenbereich auftreten	117
9. J. Bogucki, Z. Szklarczyk — Hochstabiler Generator für X — Band	123

ISBN-83-206-0020-0