

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

№ 81/1987

WARSZAWA 1977

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

WARSZAWA 1977

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. *Lesław Kędziński*

Z-ca Redaktora Naczelnego — dr inż. *Krzysztof Plewko*

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. *Władysław Cetner*

doc. mgr inż. *Adam Montuszek*

Adres Redakcji:

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

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1977

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 2,38 Ark. druk. 2,75 Oddano do składania w sierpniu 1976. Podpisano do druku i druk ukończono w lutym 1977. Papier druk. sat. kl. V 70g 70×100. Zam. P/135/76. K/7865. Indeks 37002

Poznańskie Zakłady Graficzne im. Marcina Kasprzaka 2483/76—F-10/29

INFORMACJA A ODWZOROWANIE (SZKIC WYPOWIEDZI W DYSKUSJI NAD ISTOTĄ INFORMACJI)

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 16.10.1975 r.

W przedstawionym artykule autor dokonuje próby uporządkowania relacji zachodzących pomiędzy źródłem wiadomości a odbiorcą wiadomości — w najbardziej ogólnym znaczeniu. Autor rozpatruje zagadnienie szerzej, nie w aspekcie technik powstawania, przesyłania i odbioru informacji, lecz przede wszystkim z punktu widzenia niektórych procesów psychologicznych i biologicznych, występujących w trakcie zachodzenia wspomnianych relacji.

WPROWADZENIE

W rozważaniach na temat istoty pojęcia informacji coraz większą wagę przywiązuje się do aspektów pragmatycznych tego pojęcia, a w związku z tym dla wielu fachowców z dziedziny technik informacyjnych konieczne jest zapoznanie się z pewnymi pojęciami z pogranicza psychologii, teorii poznania, prakseologii itp. Jest to jednak olbrzymi i rozbudowany naukowo zakres problemów. Stąd też zachodzi potrzeba jakiegoś uproszczonego i dostępnego dla ścisłego inżynierskiego umysłu sposobu podejścia do tych zagadnień.

Wygodny wydaje się tu aspekt pojęciowy cybernetyki.

W prezentowanej wypowiedzi autor czyni próbę takiego właśnie podejścia do problematyki, którą trzeba brać pod uwagę zarówno w działalności technicznej jak i organizacyjnej w dziedzinie technik informacyjnych.

Rozważając zachowanie się człowieka pod wpływem dopływających do niego informacji w postaci różnorodnych bodźców z otaczającej go przestrzeni, można mówić o dwóch rodzajach reakcji: reakcjach wewnętrznych — prowadzących do procesów umysłowych, reakcjach zewnętrznych — prowadzących do działania efektorycznego.

Dopływające do człowieka informacje — bodźce — powodują odwzorowanie (odbicie) otaczającej w danej chwili człowieka rzeczywistości w dziedzinę jego skojarzeń psychicznych — w strefę „pamięci statycznej” i w strefę „pamięci operacyjnej”. Proces odwzorowania rzeczywistości w sfery świadomości przebiega według pewnego prawa — specyficznej funkcji transformacji, zależnej od cech dziedzicznych, wyrażających strategię biologiczną, oraz zależnej od zakumulowanej wiedzy w czasie nauki i wiedzy pochodzącej od własnych przeżyć i doświadczeń wynikających z celowego działania.

Świadomość ludzka jest więc odbiciem otaczającej rzeczywistości, ukształtowanym według pewnej reguły transformacji w zasadzie specyficznej dla każdej jednostki. Niemniej jednak można mówić o pewnych typach tego rodzaju odwzorowań, a w związku z tym i pewnych typach świadomości.

Można to zapisać symbolicznie: $T; U \rightarrow S$

gdzie T — oznacza pewną transformację,

U — wycinek rzeczywistości otaczającej danego osobnika,

S — świadomość osobnika, na którą składa się wiedza społeczna, własne doświadczenie oraz nastawienie wynikające z cech dziedzicznych.

Prowadząc tego rodzaju rozważania można więc założyć, że mamy do czynienia z dwiema „przestrzeniami” — przestrzenią świata fizycznego, przestrzenią pojęć i skojarzeń w świadomości oraz odwzorowaniem jednej przestrzeni w drugą, według pewnej reguły transformacji, będącej funkcją określonych parametrów:

$$T(c, d, w)$$

gdzie c — parametr dziedziczności,

d — parametr subiektywnych doświadczeń,

w — parametr wiedzy (wiedza społeczna skumulowana w procesie nauki).

Parametry te, różne dla każdego osobnika, zależne są ponadto od czasu.

Przypomnijmy sobie, jak w języku cybernetycznym opisuje się otaczającą nas przestrzeń fizyczną. Składa się ona ze zbioru „rzeczy”, tzn. przedmiotów istniejących w sensie fizycznym, często złożonych z pewnych elementów, części elementarnych, ze zbioru cech pozornych, czyli przypisywanych rzeczom przez obserwatorów, i cech strukturalnych — właściwych istocie rzeczy, oraz ze zbioru relacji, czyli zbioru związków i zależności zachodzących pomiędzy rzeczami, cechami oraz cechami i rzeczami.

Stanem rzeczy możemy nazywać zbiór cech przynależnych do danej rzeczy, nie zmieniających się w danej chwili. Każda zmiana stanu — to zdarzenie.

W otaczającej nas przestrzeni fizycznej można więc mówić o kategoriach: rzeczy, własności (cech), relacji, stanów i zdarzeń.

Jak można określić „przestrzeń świadomości”, z jakich składa się ona zbiorów i jakich elementów? Można chyba tu mówić o zbiorze „wyobrażeń”, czyli obrazów, odpowiadających głównie poprzednio omawianym „rzeczom” oraz „cechom”

tych rzeczy. Wyobrażenia te często łączymy w pewne podzbiory, które możemy nazwać „skojarzeniami”; odpowiadać one mogą relacjom z przestrzeni fizycznej*).

Zbiór „wyobrażeń” i zbiór „skojarzeń” — są elementami składowymi pamięci. Jeżeli dane wyobrażenie lub skojarzenie pozostaje w stanie nie ulegającym zmianie, jest w pewnym sensie trwałe, to można by to nazwać „pojęciem”, np. można mówić o pojęciu trójkąta, pojęciu dobroci itd.

Obok wymienionych elementów „przestrzeni świadomościowej” można mówić o „myślach”, które odpowiadałyby zdarzeniom w przestrzeni fizycznej.

W przestrzeni świadomościowej mamy więc do czynienia z kategoriami wyobrażeń, skojarzeń, pamięci, myśli. Jest to może bardzo uproszczone ujmowanie tak skomplikowanych i subtelných problemów, jakimi są problemy zjawisk psychicznych — wydaje się, że jest ono bliskie prostym „intuicjom” przeciętnego człowieka**).

Proces odwzorowania rzeczywistości z przestrzeni fizycznej do świadomości człowieka odbywa się bądź przez bezpośredni kontakt zmysłowy człowieka z elementami tej przestrzeni — wtedy pośredniczą tu takie zjawiska, jak wrażenia, odczucia, reakcje odruchowo-fizjologiczne, bądź za pośrednictwem „przestrzeni symbolicznej” — wtedy wyobrażenia i skojarzenia powstają pod wpływem oddziaływania symboli, np. ruchowych, słownych, gestów (odbywa się to zresztą także za pomocą wrażeń zmysłowych — wzroku i słuchu).

Kontakt bezpośredni ze światem fizycznym odbywa się przy zaangażowaniu wszystkich zmysłów i mechanizmów fizjologicznych całego organizmu, kontakt zaś pośredni — za pomocą przestrzeni symboli — za pośrednictwem głównie wzroku i słuchu jako bezpośrednich „wrót” do umysłu. „Kontakt fizjologiczny” świadomości z otaczającą rzeczywistością jest porządkowany i sterowany pracą umysłu; kontakt symboliczny — to „wejście” do świadomości przez pracę umysłu, który obejmuje i sterowanie, i przetwarzanie. W pierwszym przypadku umysł jest „elementem sterującym” wejścia do świadomości, w drugim sam stanowi to wejście. Kontakt bezpośredni uruchamia głównie zmysły jako mechanizmy przetwarzania, angażujące obok umysłu, jako elementu sterowniczego, procesy fizjologiczne.

Kontakt symboliczny uruchamia co prawda zmysły, ale angażuje głównie umysł jako mechanizm logiczny, zmysły zaś pełnią rolę „podawczą”.

Odwzorowanie bezpośrednie z przestrzeni fizycznej zostaje utrwalone w pamięci. Odwzorowania z przestrzeni symbolicznej nawiązują do zapamiętanych wydarzeń i skojarzeń pochodzących z bezpośrednich zmysłowo-fizycznych transformacji i powodują ich uaktywnienie się.

Zachodzi pytanie, czy jesteśmy w stanie ściśle wyznaczyć matematycznie postać transformacji $T: U \rightarrow S$? Weźmy pod uwagę bezpośrednie odwzorowanie, np. dźwięków. Działa tu prawo Webera-Fechnera, które mówi, że wrażenie intensywności

*) Od wyobrażenia należy odróżnić pojęcie „wrażenia”, które jest odczuciem powstałym pod wpływem bodźców pochodzących od receptorów.

***) Autor zdaje sobie sprawę z pewnych niezgodności proponowanych pojęć z podobnie brzmiącymi pojęciami, występującymi w naukach psychologicznych.

dźwięku (głośności) jest proporcjonalne do logarytmu wartości siły bodźca — tu do wartości ciśnienia akustycznego. Można więc napisać w tym przypadku, że T jest operatorem o postaci:

$$T = \{K(\lg)\}$$

Oczywiście operacji dokonujemy nad wielkością zmienną w czasie, a więc wynik operacji będzie zmienny w czasie; niezależnie od tego i sama operacja zmienia swą postać, np. z wiekiem zmienia się współczynnik K .

Gdybyśmy chcieli podać postać operatora transformacji jakiejś melodii pochodzącej od orkiestry, to zarówno wielkość odwzorowywana jak i odwzorowana mogłaby przybrać postać odpowiedniej macierzy, której elementami byłyby odpowiednie funkcje czasu i częstotliwości.

Na podstawie psychologii eksperymentalnej można podobnie określić operatory odwzorowań przy pośrednictwie innych zmysłów.

Wróćmy jednak do wrażeń słuchowych, które przeobrażają się w „wyobrażenia słuchowe”*) — a te mogą już być oderwane bezpośrednio od działania fizycznego bodźca, mogą być natomiast wywołane np. odczytaniem zapisu nutowego.

Jak to się dzieje, że symbole graficzne, oddziałujące na pośrednictwem wrażeń wzrokowych, powodują wyobrażenia słuchowe i skojarzenia tych „wyobrażeń w postaci melodii”? Często „wyobrażenie” melodii może wywołać nie zapis nutowy, ale wprost nazwa utworu i nazwisko autora (np. Bolero Ravela). Zmysł słuchu jako mechanizm fizjologiczno-fizyczny nie bierze w tym wypadku bezpośredniego udziału w tego rodzaju odwzorowaniu symbolicznym. Co najwyżej istnieć muszą w mózgu jakieś sprzężenia wewnętrzne pomiędzy obszarami percepcji słuchowej i wzrokowej. Warunkiem jest tu jednak istnienie w pamięci określonych wyobrażeń, do których można się odwołać. Zachodzi pytanie, czy jest możliwe uruchomienie fizjologicznego mechanizmu słuchowego i wrażeń słuchowych, a więc uruchomienie funkcji przetworzeniowych mechanizmu słuchowego przez pobudzenie wyłącznie symboliczne, a nie fizyczne i jakie warunki musiałyby być spełniane dla tego rodzaju odwzorowania. Wiadomo, że takie sytuacje zachodzą, a wtedy odpowiednie zjawiska noszą nazwę halucynacji słuchowych. Podobnie mogą zachodzić inne typy „sztucznych wrażeń zmysłowych”. Odpowiedź na te pytania należy jeszcze do przyszłości.

Zastanówmy się obecnie nad zasadniczym dla nas problemem: jak na tle takiego modelu „odbiciowego” określić procesy przekazywania informacji od jakiegoś osobnika O_n do osobnika O_m .

Zgodnie z obowiązującymi, opartymi na pojęciu cybernetycznym poglądami, przekazać informacje do osobnika O_m znaczy tyle, co wpłynąć na zmianę jego stanu, na jego świadomość lub zachowanie.

W zaprezentowanym układzie można sobie w danej chwili wyobrazić pewien

*) Termin nieściśły, ale potraktowany zastępczo.

stan informacyjny, tzn. założyć, że istnieje otaczający danego osobnika pewien od-cinek rzeczywistości, składający się ze zbiorów: rzeczy, własności, relacji. Odpowiednie dla tego wycinka rzeczywistości elementy są odwzorowane w powiązaniu z parametrem czasu w przestrzeni symboli, jakie wcześniej wytworzył sobie osobnik O_m i które istnieją w jego pamięci. Istnieje więc odpowiednie „odbicie” rzeczywistości w świadomości O_m . Stan ten może się zmienić, jeżeli w przestrzeni U zjawi się albo:

- 1) nowa „rzecz”
- 2) albo nowa własność,
- 3) albo nowa relacja (np. zmieniają się relacje istniejące).

Wtedy następuje proces transformowania tej nowej sytuacji do świadomości bądź za pośrednictwem „odczucia” i „wrażenia” fizjologiczno-zmysłowego, bądź za pomocą opisu symbolicznego. W pierwszym wypadku u osobnika O_m następuje najpierw selekcja, rejestracja, a następnie przetworzenie oraz odpowiednia reakcja — w postaci działania efektorycznego lub umysłowego. Może jednak otrzymać je za pośrednictwem innego osobnika O_n , który w tym celu „wprowadza” do „prze-strzeni symbolicznej” osobnika O_m odpowiednie elementy odwzorujące rzeczy, cechy, relacje i zdarzenia z wycinka tej rzeczywistości, która otacza osobnika-nadawcę, przesyłane za pomocą „sygnałów” niosących pożądane symbole. Te symbole — to np. słowa, obrazy lub inne znaki umowne — znane zarówno nadawcy, jak i odbiorcy, tzn. znane jednocześnie osobnikom O_n i O_m . Obaj osobnicy muszą mieć więc „wspólną” symbolikę i wspólny kod sygnałowo-symboliczny.

Wypływa stąd wniosek: aby można przekazać informację pomiędzy pewnymi osobnikami O_n i O_m „stowarzyszone” z nimi przestrzenie symboliczne muszą być wspólne bądź mieć wspólne obszary. Jednak tego rodzaju wniosek pociąga za sobą również drugi warunek, a mianowicie oznacza to, że i odpowiednie „wycinki rzeczywistości”, w których „zanurzeni” są osobnicy O_n i O_m , muszą mieć wspólnę część.

Przestrzeń symboliczna wytwarzana jest przez każdego osobnika poprzez do-świadczanie zmysłowe, czyli wrażenia i odczucia o mechanizmie fizjologicznym; wytworzone pod ich wpływem w umyśle wyobrażenia są przyporządkowywane ustalonym „społecznie” symbolom — mowy, pisma, gestów — i które później służą jako bodźce wywoławcze.

Te pierwotne wyobrażenia mogą być dalej w umyśle kojarzone, tzn. mogą być tworzone między nimi pewne relacje nie znajdujące odbicia w aktualnie otaczają-cej osobnika rzeczywistości, jednak z tą rzeczywistością związane pośrednio. Tworzy-wem tych myślowych skojarzeń bowiem są tylko „transformaty” elementów i relacji występujących w rzeczywistości, które już kiedyś były przez osobnika od-czute. Stąd też zapewne zrodziło się twierdzenie, że dla wszystkiego, co pomyślane, istnieje możliwość realizacji w rzeczywistości. Z powyższego rozumowania wynika także wniosek, że i zakres odczuć fizjologicznych osobników wymieniających mię-dzy sobą informacje musi przynajmniej w części być wspólny. Jeżeli człowiek chce

porozumieć się ze zwierzętami, to na pewno musi się odwołać do tych symboli lub odruchów, które wynikają ze wspólnych odczuć i wrażeń. Na przykład podobne jest zapewne odczucie głodu, pragnienia, bólu, wrażenie głośności, wysokości, dźwięku.

Przekazać informacje — to znaczy móc zmienić „stan świadomości” u osobnika, któremu się informacje przekazuje, oddziałując bezpośrednio bądź na jego odczucia zmysłowo-fizjologiczne, bądź na jego przestrzeń symboliczną za pomocą sygnałów, noszących w sobie odpowiednie pobudzenie działające na wzrok, słuch, węch lub inne receptory i powiązanych pewnym kodem z układem symboli.

Zachodzi pytanie, czy można przekazać informację, gdy zakresy odczuć fizjologicznych nie mają części wspólnych.

Wydaje się, że jest niekonieczna taka wspólność w czasie, tzn. osobnik odbierający informacje może być np. głuchy, a jednak odbierać przekazy muzyczne na podstawie wyobrażeń dźwięków zapamiętanych. Człowiek, który stracił wzrok, może przekazać informacje obrazową, choć obecnie nie może on swoich wyobrażeń skonfrontować z rzeczywistością.

Jaką rolę gra parametr czasu?

Jeżeli informacja dochodzi do osobnika poprzez wrażenia fizjologiczne, to wrażenie (odczucie) trwa tak długo, jak długo trwa bodziec pobudzający receptory. Z chwilą gdy bodziec przestaje drażnić receptory, wrażenie przechodzi w wyobrażenie, bezpośrednio odczucie zmienia się w zapamiętane skojarzenie odpowiedniego symbolu, zastępującego zjawisko i przeżyte wrażenie. Odczucie zmysłowe odwzorowane zostaje w przestrzeni symbolicznej.

Czy jest możliwe odwzorowanie odwrotne, tzn. czy pod wpływem symboli (np. słownych) mogą wystąpić zjawiska odczucia fizjologicznego — odczuwanie bólu, wrażenie dźwięku o pewnej głośności i wysokości, określone wrażenie wzrokowe itp.

Jak niektórzy twierdzą, tego typu zjawiska mogą występować, np. w hipnozie lub pod wpływem narkotyków. Żeby móc coś konkretnego powiedzieć na ten temat, trzeba by pod tym kątem dokładnie prześledzić i poznać mechanizm powstawania wrażeń zmysłowych.

Weźmy pod uwagę wrażenia słuchowe. Wiadomo, że fale głosowe docierające do błony bębenkowej ucha wywołują jej drganie przenoszące się przez organy wewnętrzne ucha do tzw. komórek włoskowych, połączonych z włókiemkami nerwów słuchowych. Komórki włoskowe pobudzane drganiami wywołują impulsy we włóknach nerwowych, które przenosząc się wzdłuż nich docierają do celowych obszarów mózgu, powodując wrażenie dźwiękowe.

Należy sądzić, że gdybyśmy umieli wywołać odpowiednie impulsy wprost we włóknach nerwów słuchowych, to moglibyśmy wywołać wrażenie dźwiękowe bez występowania drgań akustycznych w przestrzeni fizycznej. Idąc dalej można wnioskować, że ten sam efekt można by uzyskać wywołując odpowiednie impulsy wprost w obszarze mózgu odpowiedzialnym za uczucie słuchowe. Gdy drażnienie impulsa-

mi ustaje, wrażenie dźwiękowe przechodzi w „wyobrażenie” zapamiętywane, zakodowane w jakiś sposób w komórkach mózgowych. Wyobrażenie to jest skojarzone z pewnym symbolem (np. słowem), który staje się bodźcem wywołującym to wyobrażenie jako reakcję.

Zachodzi tu pewna kolejność zjawisk:

bodziec fizyczny — podrażnienie nerwu słuchowego — podrażnienie odpowiedniego ośrodka mózgu — wrażenie dźwięku — zarejestrowanie wrażenia w pamięci jako „wyobrażenie” — skojarzenie go z pewnym symbolem.

Upraszczając ten łańcuch przyczynowo-skutkowy możemy zapisać go w postaci: „wrażenie” — „wyobrażenie” — „symbol”.

Zjawisko „wrażenia” lub odczuwania fizjologicznego czy inaczej reagowania na drażniący nas bodziec wywołane jest zapewne pewnymi przemianami biochemicznymi lub bioelektrycznymi w komórkach mózgowych. Te przemiany z kolei powodują powstanie wyobrażeń pamięciowych. Jeżeli chcielibyśmy odwrócić kolejność w poprzednio podanym łańcuchu zjawisk i uzyskać odczucia oraz wrażenia takie, jakie występują przy percepcji zmysłowej, to musielibyśmy rozszyfrować:

- 1) biomechanizm wywoływania wyobrażenia przez symbol,
- 2) istotę przemian biochemicznych i bioelektrycznych występujących przy odwzorowaniu wrażeń na wyobrażenia w komórkach mózgowych,
- 3) możliwości odwracania poznanych przemian.

Э. Ковальчик

РОЛЬ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ВОСПРОИЗВЕДЕНИИ

Резюме

В статье автор пытается упорядочить соотношения, существующие в самом широком смысле, между источником информации и их потребителем.

Автор рассматривает этот вопрос более широко не в смысле техники образования, передачи и приема информации, но прежде всего с точки зрения некоторых психологических и биологических процессов, имеющих место в тракте реализации выше упомянутых соотношений.

E. Kowalczyk

THE ROLE OF INFORMATION IN REPRESENTATION

Summary

In the paper the author endeavours to arrange relations occurring between the source and the consumer of information in the most general meaning.

The author develops the problem further not in the techniques of arising, transmitting and receiving of information but primarily from the point of view of certain psychological and biological processes occurring within the mentioned relations.

E. Kowalczyk

ROLE D'INFORMATION EN RECONSTITUTION

Résumé

Dans l'article on essaie de classer de façon générale les relations existant entre la source d'information et celui qui reçoit cette information.

On examine cette question de manière plus ample, pas seulement du point de vue de la technique de formation, de transmission et de réception de l'information, mais tout d'abord du point de vue de certains processus psychologiques et biologiques apparaissant aux cours des relations mentionnées.

E. Kowalczyk

ROLLE DER INFORMATION BEI DER „ABBILDUNG“

Zusammenfassung

In dem Artikel versucht der Autor im allgemeinen Sinne die zwischen der Informationsquelle und dem Informationsempfänger vorkommenden Relationen anzuordnen.

Der Autor betrachtet das Problem breiter, nicht im Aspekt der Entstehungs-, Übertragungs- und Empfangstechnik der Information, sondern vor allem vom Gesichtspunkt einiger psychischen und biologischen Prozesse, die während der genannten Relationen entstehen.

STANISŁAW BRYNDA
EWA SZWED

621.396.43 :624.97

OPTYMALIZACJA WYSOKOŚCI WIEŻ WIELOODCINKOWEJ LINII RADIOWEJ

Rękopis dostarczony do Komitetu Redakcyjnego dnia 13.11.1975 r.

Znajdowanie optymalnych, w sensie techniczno-ekonomicznym, wysokości wież linii radiowych stanowi bardzo ważny element prac projektowych. Dotychczasowe metody, stosowane w projektowaniu linii radiowych, z racji ogromnej pracochłonności były uproszczone i nie gwarantowały uzyskania rozwiązań optymalnych.

Opisany algorytm i program umożliwiają wyznaczenie wysokości wież linii radiowej o minimalnym koszcie przy założeniu spełnienia warunków transmisji. Dopuszcza się możliwość istnienia w danej linii radiowej kilku wież o zadanych wysokościach.

1. WSTĘP

Koszty budowy wież linii radiowej horyzontowej naziemnej stanowią znaczną część ogólnych kosztów budowy całej linii. Biorąc pod uwagę wysoki koszt budowy linii radiowej, należy dążyć do opracowania metod i narzędzi pozwalających uzyskać rozwiązania optymalne w sensie techniczno-ekonomicznym. Artykuł zawiera opis algorytmu wyznaczania optymalnych wysokości wież (tzn. takich wysokości wież, które zapewniają dobrą jakość transmisji sygnału, przy czym łączny koszt ich budowy jest minimalny) oraz opis programu realizującego ten algorytm. Program napisany jest w języku FORTRAN na maszynie serii ODRA 1300.

Minimalne wysokości wież są uzależnione głównie od wysokości i lokalizacji przeszkód wzdłuż trasy między kolejnymi wieżami linii radiowej, od częstotliwości fali nośnej sygnału transmitowanego oraz od wielkości wymagań w stosunku do niezawodności propagacyjnej. Odległości między dwiema kolejnymi wieżami wynoszą zazwyczaj około 20 ... 50 km. Wynika stąd konieczność uwzględnienia współczynnika krzywizny Ziemi oraz obszarów odbić. Krzywizna Ziemi została uwzględniona przez zastąpienie rzeczywistego promienia Ziemi tzw. promieniem zastępczym (efektywnym).

Ponieważ pierwsza strefa Fresnela jest tym obszarem, który decyduje o jakości transmisji sygnału, przyjęto, że jakość ta będzie scharakteryzowana tzw. prześwitem równym długości małej półosi elipsoidy, wyznaczonej przez pierwszą strefę Fresnela, pomnożonej przez współczynnik liczbowy, którego wartość zależy od częstotliwości fali nośnej sygnału transmitowanego oraz od wielkości wymagań w stosunku do niezawodności propagacyjnej.

Obszary odbić są wyznaczone w sposób niezależny od procedury optymalizacji wysokości wież w tym sensie, że są one wyznaczone dopiero po ustaleniu wysokości wież. Podejście takie wynika z następujących przesłanek. Po pierwsze, obszary odbić powinny być przedmiotem gruntownej analizy na etapie projektowania linii radiowej i decyzja człowieka jest tu co najmniej wskazana. Po drugie, charakterystyka trasy danego odcinka linii nie uwzględnia takich elementów, jak przeszkody wodne czy rodzaj gruntu, które w szczególnych przypadkach mogą mieć decydujący wpływ na jakość transmisji sygnałów. Uwzględnienie tych elementów w celu badania wpływu odbić od powierzchni ziemi na jakość transmisji i optymalizację wysokości wież wymagałoby znacznego skomplikowania procedur obliczeniowych oraz bardziej dokładnego opisu trasy. Ostatnim elementem, niezbędnym do ustalenia optymalnych wysokości wież linii radiowej, jest funkcja uzależniająca koszt budowy wieży od jej wysokości. Charakter tej funkcji z punktu widzenia wymagań algorytmu jest nieistotny. Postać tej funkcji jest jednak bardzo ważna w trakcie przeprowadzania obliczeń optymalizacyjnych dla konkretnej linii radiowej. Przykładowy wykres takiej funkcji wyznaczonej empirycznie podany jest na rys. 3.

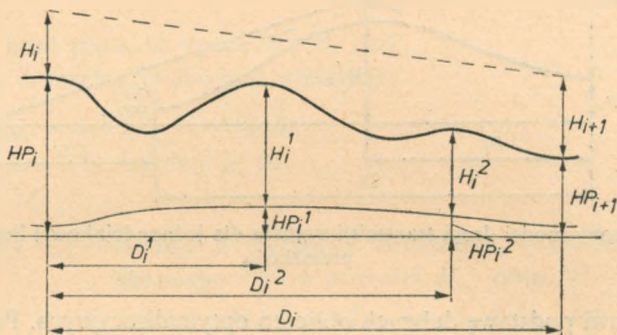
2. OGÓLNY OPIS ZAGADNIENIA OPTYMALIZACJI WYSOKOŚCI WIEŻ

Oznaczamy:

- L_1, L_2, \dots, L_{n+1} — miejsca lokalizacji wież W_1, W_2, \dots, W_{n+1} ,
- H_1, H_2, \dots, H_{n+1} — wysokości wież W_i $i \in I = \{1, 2, \dots, n+1\}$,
- $HP_1, HP_2, \dots, HP_{n+1}$ — wysokości npm miejsc L_i ($i \in I$),
- $\langle L_i, L_{i+1} \rangle$ — uporządkowana para punktów lokalizacji dwóch kolejnych wież, wyznaczająca i -ty odcinek linii radiowej $i \in J = \{1, 2, \dots, n\}$,
- D_1, D_2, \dots, D_n — długość kolejnych odcinków linii,
- $H_i^1, H_i^2, \dots, H_i^{P_i}$ — wysokości npm przeszkód terenowych i -tego odcinka ($i \in J$),
- $HP_i^1, HP_i^2, \dots, HP_i^{P_i}$ — różnice między wysokościami przeszkód terenowych i -tego odcinka, odniesionymi do ziemi płaskiej, a wysokościami tych przeszkód, odniesionymi do poziomu morza ($i \in J$),
- $D_i^1, D_i^2, D_i^3, \dots, D_i^{P_i}$ — odległość kolejnych przeszkód terenowych i -tego odcinka L_i ($i \in J$).

W celu graficznego zilustrowania opisanych wielkości, na rys. 1 przedstawiono typową drogę transmisji sygnału dla jednego odcinka wraz z zaznaczeniem tych wielkości.

Zgodnie z informacjami podanymi we wstępie, jakość transmisji sygnału jest uzależniona od prześwitu. Znajomość wzoru na wielkość prześwitu umożliwia nam wyznaczenie minimalnej wysokości wieży W_{i+1} dla zadanej wysokości W_i . Zasada ta jest podstawą prezentowanej metody optymalizacji wysokości wież.



Rys. 1. Droga transmisji sygnału dla jednocinkowej linii radiowej

Zgodnie z [2] prześwit dla danej przeszkody, wyznaczonej przez parę (D_i^1, H_i^1) , wyraża się wzorem:

$$P = W \cdot F_1 = W \cdot C \sqrt{\frac{D_i^1 (D_i - D_i^1)}{F \cdot D_i}} \quad (1)$$

gdzie: P — prześwit,

F_1 — długość małej półosi pierwszej strefy Fresnela,

W — współczynnik zależny od wymagań w stosunku do niezawodności eksploatacyjnej danej linii radiowej,

C — stała,

F — częstotliwość transmisji.

Uproszczony model drogi transmisji sygnału dla jednocinkowej linii radiowej zawierającej jedną przeszkodę, przedstawiony na rys. 2, ilustruje sposób wyznaczania minimalnej wysokości wieży W_{i+1} , jeśli zadana jest wysokość wieży W_i .

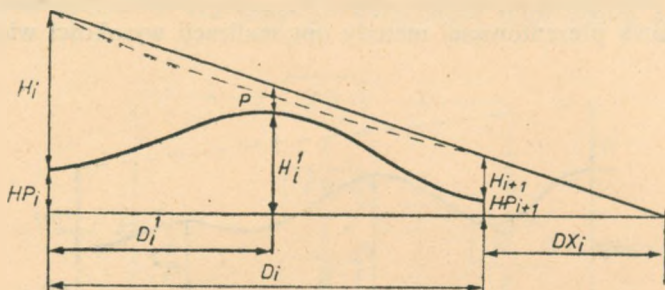
Z zależności geometrycznych przedstawionych na rys. 2 mamy:

$$DX_i = D_i \cdot \frac{H_{i+1} + HP_{i+1}}{H_i + HP_i - H_{i+1} - HP_{i+1}}$$

$$P = \frac{(H_i + HP_i) (D_i - D_i^1) + (H_{i+1} + HP_{i+1}) D_i^1}{D_i} - (H_i^1 + HP_i^1) \quad (2)$$

Wyznaczając z (1) i (2) H_{i+1} otrzymujemy:

$$H_{i+1} = \frac{W \cdot C \sqrt{\frac{D_i \cdot D_i^1 \cdot (D_i - D_i^1)}{F}} + H_i^1 + HP_i^1 - (H_i + HP_i)(D_i - D_i^1)}{D_i^1} - HP_{i+1}^1 \quad (3)$$



Rys. 2. Uproszczony model drogi transmisji sygnału dla jednoducinkowej linii radiowej z jedną przeszkodą

Wzór (3) stanowi podstawę dalszych obliczeń optymalizacyjnych. Przyjmując, że zadane są wielkości D_i , D_i^1 , F , HP_i , HP_{i+1} , zależność podaną wzorem (3) możemy traktować jako funkcję zmiennych H_i oraz H_i^1 . Fakt ten zapiszemy w postaci wzoru:

$$H_{i+1}^{\circledast} = f(H_i, H_i^1) \quad (4)$$

Górny wskaźnik wielkości H_{i+1}^{\circledast} , ujęty w kółko, związany jest z numerem przeszkody.

Przyjmując, że dla danego odcinka $\langle L_i, L_{i+1} \rangle$ istnieją przeszkody o wysokościach $H_i^1, H_i^2, \dots, H_i^P$, obliczamy wysokość wieży W_{i+1} dla zadanej wysokości wieży W_i w następujący sposób:

$$\begin{aligned} H_{i+1}^{\circledast} &= f(H_i, H_i^k) \quad k = 1, 2, \dots, P_i \\ H_{i+1} &= \max_k H_{i+1}^{\circledast} = \max_k f(H_i, H_i^k) = g(H_i) \end{aligned} \quad (5)$$

Zachodzi oczywista uwaga o funkcjach f i g . Funkcje f i g są funkcjami malejącymi względem zmiennej H_i . Własności te wynikają z faktu, że

$$\frac{\partial f}{\partial H_i} < 0 \text{ oraz ze wzoru (5).}$$

Przyjmując, że funkcja wyrażająca koszt budowy wieży w zależności od jej wysokości jest oznaczona przez KOSZT, zadanie optymalizacji kosztów budowy wieży linii radiowej możemy sformułować następująco: znaleźć minimum funkcji

$$K(H_1, H_2, \dots, H_{n+1}) = \sum_{i=1}^{n+1} \text{KOSZT}(H_i) \quad (6)$$

przy ograniczeniach

$$H_{i+1} \geq g(H_i) \wedge$$

3. ALGORYTM

W celu rozwiązania zadania sformułowanego przez zależności (5) i (6) dokonamy dyskretyzacji zmiennych oznaczających wysokości wież.

Niech $H_i \in Z_i = \langle A_i, B_i \rangle$, $A_i, B_i \in \mathbb{R}^+$, ($i \in I$)

Oznaczamy

$$H_{i,j} = A_i + (j-1)r \quad r \ i \in I$$

$$j \in M_i = \{1, 2, \dots, m_i\}$$

gdzie

r — stały krok podziału wysokości H_i ($i \in I$),

m_i — liczba naturalna spełniająca własności:

$$1) H_{i,m_i} = A_i + (m_i - 1)r \leq B_i$$

$$2) H_{i,m_i} + 1 = A_i + m_i \cdot r > B_i$$

$$R_i = \{H_{i,j}\} \ j \in M_i$$

$H_{i+1,k}^l = f(H_{i,j}, H_i^l)$ — funkcja f wyrażona zależnością (4), odniesiona do dyskretnego zbioru wartości $H_{i,j}$ oraz H_i^l
($i \in I, j \in M_i, k \in M_{i+1}, l = 1, 2, \dots, P_i$)

$\overline{H_{i+1,k}} = g(H_{i,j}) = \max_{l=1, 2, \dots, P_i} f(H_{i,j}, H_i^l)$
funkcja g odniesiona do dyskretnego zbioru wartości $H_{i,j}$ i H_i^l .

$$H_{i+1,l} = \begin{cases} \overline{H_{i+1-k}} & \text{jeśli } \overline{H_{i+1,k}} = A_{i+1} + (l-1)r \text{ dla pewnego } l \in M_i \\ A_{i+1} + (l-1) \cdot r & \text{jeśli } A_{i+1} + (l-2)r < \overline{H_{i+1,k}} < A_{i+1} + (l-1)r \end{cases} \quad (7)$$

$H_{i+1,l}$ możemy traktować jako funkcję zmiennej $H_{i,j}$

$$H_{i+1,l} = h(H_{i,j}) \quad (8)$$

Funkcja $h(H_{i,j})$ jest funkcją nie rosnącą, ponieważ funkcje f i g są funkcjami nie rosnącymi.

Aby zbadać warunki istnienia rozwiązania optymalnego, wprowadzimy następujące definicje:

Definicja 1

Uporządkowaną parę $\langle H_{i,j}, H_{i+1,k} \rangle$ nazywamy lokalnym rozwiązaniem dopuszczalnym, jeśli $H_{i,j} \in R_i$, $H_{i+1,k} \in R_{i+1}$ oraz $H_{i+1,k} \geq h(H_{i,j})$

Definicja 2

Układ $\langle H_{1,j_1}, H_{2,j_2}, \dots, H_{n+1,j_{n+1}} \rangle$ nazywamy globalnym rozwiązaniem dopuszczalnym, jeśli $\bigwedge_{i \in I}$ pary $\langle H_{i,j_i}, H_{i+1,j_{i+1}} \rangle$ są lokalnymi rozwiązaniami dopuszczalnymi. Zachodzi oczywiste twierdzenie.

Globalne rozwiązanie dopuszczalne istnieje wtedy i tylko wtedy, gdy $\bigwedge_{i \in I}$ istnieją lokalne rozwiązania dopuszczalne.

Jeśli istnieje globalne rozwiązanie dopuszczalne, to automatycznie istnieją lokalne rozwiązania dopuszczalne. Odwrotnie, jeśli pary $\langle H_{1,j_1}, \overline{H_{2,j_2}} \rangle$, $\langle \overline{H_{2,j_2}}, H_{3,j_3} \rangle$, $\langle H_{3,j_3}, \overline{H_{4,j_4}} \rangle \dots \langle \overline{H_{n,j_n}}, \overline{H_{n+1,j_{n+1}}} \rangle$ są lokalnymi rozwiązaniami dopuszczalnymi, to wystarczy przyjąć

$$H_{1,j_1} = H_{1,j_1}$$

$$H_{i,j_i} = \max(\overline{H_{i,j_i}}, \overline{H_{i,j_i}}) \quad i = 1, 2, \dots, n$$

$$H_{n+1,j_{n+1}} = \overline{H_{n+1,j_{n+1}}}$$

Ponieważ funkcja h jest funkcją malejącą, więc układ $\langle H_{1,j_1}, H_{2,j_2}, H_{3,j_3}, \dots, H_{n+1,j_{n+1}} \rangle$ jest globalnym rozwiązaniem dopuszczalnym.

Optymalnym rozwiązaniem zadania nazywamy takie globalne rozwiązanie dopuszczalne, dla którego koszt budowy jest minimalny. Dokładniej, układ $\langle H_{1,j_1}, \overline{H_{2,j_2}}, \dots, \overline{H_{n+1,j_{n+1}}} \rangle$ nazywamy rozwiązaniem optymalnym, jeśli:

1. Układ ten jest globalnym rozwiązaniem dopuszczalnym

$$2. \sum_{i=1}^{n+1} \text{KOSZT}(H_{i,j_i}) = \min_{q_i \in M_i} \sum_{i=1}^{n+1} \text{KOSZT}(H_{i,q_i})$$

$$\text{przy ograniczeniach } H_{i+1,q_{i+1}} \geq h(H_{i,q_i}) \bigwedge_{i \in J}$$

Zbiór rozwiązań dopuszczalnych R jest podzbiorem zbioru skończonego $R_1 \times R_2 \times R_3 \dots \times R_{n+1}$. Wynika z tego, że jeśli zbiór rozwiązań dopuszczalnych nie jest pusty, to istnieje rozwiązanie optymalne.

Poniżej zostanie podany algorytm wyznaczenia rozwiązania optymalnego.

ALGORYTM

$$1. i := 1$$

$$2. F(1, j) := \text{KOSZT}(H_{1,j}) \bigwedge_{j \in P_1}$$

$$3. j := 1$$

$$4. T(l) := 0 \quad (l = 1, 2, \dots, \max \overline{M}_l); \text{ gdzie } i \in I, \text{ a } \overline{M}_l \text{ oznacza moc zbioru } M_l$$

$$5. H_{i+1,k} = h(H_{i,j}), \text{ jeśli } T(j) \neq M \text{ i } H_{i+1,k} \in Z_{i+1}, \text{ jeśli nie, skocz do 7}$$

$$6. T(k) := \min(T(k), j)$$

$$7. j := j+1, \text{ jeśli } j \in M_i, \text{ skocz do 5}$$

$$8. j := 1$$

$$9. F(i+1, j) := \begin{cases} M, & \text{jeśli } T(l) = 0 \text{ dla } l = 1, 2, \dots, j, \text{ gdzie } M = \infty \\ \text{KOSZT}(H_{i+1,j}) + \min_{\substack{m \geq T(j) \\ m \in M_{i+1}}} F(i, m) \end{cases}$$

$$G(i+1, j) := T(j)$$

$$10. j := j+1, \text{ jeśli } j \in M_{i+1}, \text{ skocz do 9}$$

$$11. i := i+1, \text{ jeśli } i \in I, \text{ skocz do 3}$$

12. $WM := \min F(n+1, j)$
13. $HOPT(n+1) := H_{m+1, k_{n+1}}$
gdzie k_{n+1} jest taką liczbą całkowitą, należąca do M_{n+1} , że $WM = F(n+1, k_{n+1})$
14. $i := n$
15. $WM := WM - \sum_{j=i+1}^{n+1} \text{KOSZT}(HOPT(i))$
16. $KOPT(i) := H_{i, k_n}$, gdzie k_n jest taką liczbą całkowitą, należąca do M_i , że $WM = F(i, k_n)$ oraz $k_n \geq G(i+1, k_{n+1})$
17. $i := i-1$, jeśli $i > 1$, skocz do 15.
18. STOP

Wielkości $HOPT(i)$ ($i \in I$) są optymalnymi wielkościami wież W_1, W_2, \dots, W_{n+1} . Dobierając odpowiednio małą wartość r , możemy wyznaczyć optymalne wysokości wież z dowolną, zadaną dokładnością. Przedstawiony powyżej algorytm zapewnia uzyskanie rozwiązania optymalnego, natomiast dopuszcza możliwość istnienia kilku rozwiązań optymalnych. Zależy to od tego, czy w p. 13 i 16 istnieje dokładna jedna wartość zmiennej k , spełniająca warunek $WM = F(i, k)$, czy wartości takich jest więcej. Należy zauważyć, że występujące w praktyce ograniczenia związane z narzuceniem a priori wysokości jednej lub kilku wież nie zmieniają algorytmu, a wymagają jedynie podstawienia w p. 9 odpowiednio dużych wartości na pewne $F(i, j)$.

Obecnie należy wykazać, że otrzymane rozwiązanie jest rozwiązaniem optymalnym. Wykażemy, że

$$F(l, j) = \min_{\substack{J_1 \in M_1 \\ J_2 \in M_2 \\ J_{l-1} \in M_{l-1}}} \left(\sum_{i=1}^{l-1} \text{KOSZT}(H_{i, J_i}) + \text{KOSZT}(H_{l, j}) \right) \quad (8)$$

$$H_{i+1, J_{i+1}} \geq h(H_{i, J_i}) \quad i = 1, 2, \dots, l-2$$

$$H_{l, j} \geq h(H_{l-1, J_{l-1}})$$

dla $j = 1, 2, \dots, m_l$.

Dla $l = 2$ i dowolnego, ustalonego $j \in M_n$, mamy (na podstawie p. 9 algorytmu):

$$F(2, j) = \min_{j_1 \in I_1} (\text{KOSZT}(H_{1, j_1}) + \text{KOSZT}(H_{2, j}))$$

gdzie $I_1 = \{k_1, k_{1+1}, k_{1+2}, \dots, k_{m_1}\}$ jest zbiorem takich liczb, że $\bigwedge_{k \in I_1}$ para $\langle H_{1, k}, H_{2, j} \rangle$ jest lokalnym rozwiązaniem dopuszczalnym, natomiast dla każdego $l < k_1$ para $\langle H_{1, l}, H_{2, j} \rangle$ nie jest lokalnym rozwiązaniem dopuszczalnym. Wartość k_1 jest wyznaczona w p. 6 algorytmu.

Warunki ograniczające $i \in I_1$ oraz $j \geq h(H_{1, j_1})$ dla $j_1 \in M_1$ są równoważne dla ustalonego j . Ponieważ zbiór M_1 jest skończony, istnieje więc pewne $l \in M_1$ takie, że $H_{2, j} \geq h(H_{1, l})$ oraz $H_{2, j} < h(H_{1, l-1})$.

Funkcja h jest funkcją nie malejącą, dla każdego więc $k > l$ nierówność ostatnia jest spełniona, tzn. $H_{2,j} \geq h(H_{1,k})$. Musi być $l = k_1$, ponieważ warunek $H_{2,j} \geq h(H_{1,l})$ jest równoważny warunkowi, że para $\langle H_{1,l}, H_{2,j} \rangle$ jest lokalnym rozwiązaniem dopuszczalnym.

Wynika z tego, że

$$\begin{aligned} F(2, j) &= \min_{j_1 \in I_1} (\text{KOSZT}(H_{1,j_1}) + \text{KOSZT}(H_{2,j})) = \\ &= \min_{\substack{j_1 \in M_1 \\ H_{2,j} \geq h(H_{1,j_1})}} \text{KOSZT}(H_{1,j_1}) + \text{KOSZT}(H_{2,j}) \end{aligned} \quad (9)$$

Ponieważ j było dowolne, (9) zachodzi więc dla dowolnego $j \in M_2$. Załóżmy, że dla pewnego k zachodzi (8) (dla $j \in M_k$). Zgodnie z p. 9 algorytmu, dla dowolnego $j \in M_{k+1}$, mamy:

$$F(k+1, j) = \min_{m \in I_m} F(k, m) + \text{KOSZT}(H_{k+1,j})$$

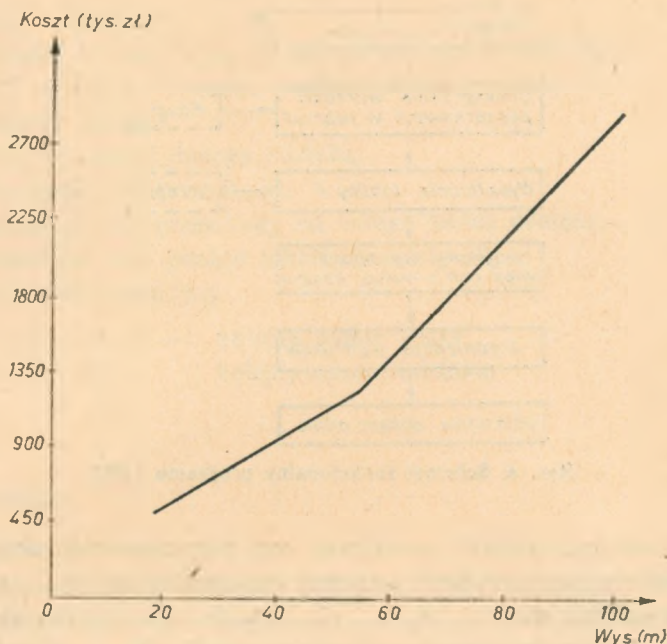
I_m — podzbiór zbioru M_k , a dokładniej zbiór liczb $\{k_1, k_1+1, k_1+2, \dots, k_{m_k}\}$, dla których pary

$\langle H_{k,l_1}, H_{k+1,j} \rangle$ dla $l_1 \in I_m$ są rozwiązaniami lokalnymi dopuszczalnymi, a $\langle H_{k,l_2}, H_{k+1,j} \rangle$ nie są rozwiązaniami dopuszczalnymi dla $l_2 \notin I_m$.

Wykorzystując założenie indukcyjne mamy:

$$\begin{aligned} F(k+1, j) &= \min_{m \in I_{k+1}} (F(k, m) + \text{KOSZT}(H_{k+1,j})) = \\ &= \min_{m \in I_m} \left(\min_{\substack{j_1 \in M_1 \\ j_2 \in M_2 \\ j_{k-1} \in M_{k-1} \\ H_{i+1, j_{i+1}} \geq h(H_{i, j_i}) \\ H_{k,m} \geq h(H_{k-1, j_{k-1}})} \sum_{i=1}^{k-1} \text{KOSZT}(H_{i, j_i}) + \text{KOSZT}(H_{k,m}) + \text{KOSZT}(H_{k+1,j}) \right) = \\ &= \min_{\substack{m \in M_{k+1} \\ H_{k+1,j} \geq H_{k,m}}} \left(\min_{\substack{j_2 \in M_1 \\ j_2 \in M_2 \\ j_k \in M_k \\ H_{i+1, j_{i+1}} \geq h(H_{i, j_i}) \quad (i=1, 2, \dots, k)}} \sum_{i=1}^k \text{KOSZT}(H_{i, j_i}) + \text{KOSZT}(H_{k+1,j}) \right) = \\ &= \min_{\substack{H_{k+1,j} \geq h(H_{k,l}) \\ j_1 \in M_1, j_2 \in M_2, \dots, j_{k+1} \in M_{k+1} \\ H_{i+1, j_{i+1}} \geq h(H_{i, j_i}) \quad (i=1, 2, \dots, k+1)}} \left(\sum_{i=1}^k \text{KOSZT}(H_{i, j_i}) + \text{KOSZT}(H_{k+1,j}) \right) \end{aligned} \quad (10)$$

Powyższa zależność jest oczywista, ponieważ wartość $F(k+1, j)$ jest wyznaczona jako suma wielkości stałej $\text{KOSZT}(H_{k+1,j})$ i minimalnej wartości $F(k, l)$, gdzie l należy do zbioru takich liczb, że $\langle H_{k,l}, H_{k+1,j} \rangle$ stanowi rozwiązanie dopuszczalne. Wartości $F(k, l)$ są wartościami optymalnymi na podstawie założenia indukcyjnego.



Rys. 3. Koszt budowy wieży w zależności od jej wysokości

4. OPIS PROGRAMU LIR1

4.1. Działanie programu

Program LIR1 wyznacza optymalne (w sensie minimalizacji kosztu budowy) wysokości wież wieloodcinkowej linii radiowej.

Zbudowany jest z segmentu głównego o nazwie LIRA oraz dwóch podprogramów: KOSZT i STREFA.

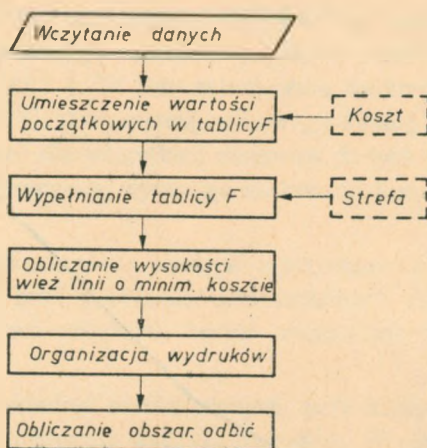
Podprogram KOSZT realizuje opisaną wcześniej funkcję KOSZT, która oblicza koszt budowy wieży o wysokości H według następującego wzoru

$$\text{KOSZT}(H) = \begin{cases} 18.1 \cdot H + 115, & \text{gdy } H \leq 55 \\ 35.3 \cdot H - 835, & \text{gdy } H > 55 \end{cases}$$

Podprogram STREFA wykorzystuje zdefiniowaną na stronie 21 funkcję $g(H)$ do wyznaczenia wysokości następnej wieży w zależności od charakterystyki trasy oraz wysokości poprzedniej wieży.

Segment LIRA dokonuje optymalizacji oraz wyznacza obszary odbić. Jego strukturę przedstawia poniższy schemat funkcjonalny.

Program LIR1 dokonuje procesu optymalizacji na drodze dwustopniowej eliminacji rozwiązań. Proces ten realizowany jest przy wykorzystaniu tablicy kosztów



Rys. 4. Schemat funkcjonalny programu LIR1

linii F . Pierwszy jego stopień, powtarzany przy rozpatrywaniu każdego odcinka, polega na wyborze przy chwilowo ustalonej wysokości wieży H_{k+1} dokładnie jednego ciągu wysokości wież H_1, H_2, \dots, H_k . Żąda się, aby możliwa była transmisja między L_1 i L_{k+1} oraz aby łączny koszt budowy wież H_1, H_2, \dots, H_k był najmniejszy. Drugi stopień polega na wybraniu ze skonstruowanego przez program repertuaru linii opisanego w tablicy F linii o minimalnym koszcie globalnym.

Tablica kosztów linii F może również służyć do przechowywania informacji o już istniejących na rozpatrywanej trasie wieżach. Umożliwia to wykorzystanie programu LIR1 do optymalnego uzupełnienia brakujących wież w przypadku częściowo zbudowanej linii radiowej.

Może się zdarzyć, iż z uwagi na zbyt wysokie przeszkody lub zbyt niską, a już wybudowaną wieżę, lokalne rozwiązanie dopuszczalne nie będzie istniało. Ponieważ nie istnieje wtedy żadne globalne rozwiązanie dopuszczalne, program przerywa działanie informując użytkownika o odcinku, na którym niemożliwa jest transmisja.

4.2. Opis danych wejściowych

Dane do programu LIR1 dają się podzielić na trzy grupy. Pierwsza z nich opisuje narzucone przez użytkownika warunki. Są to:

- stały krok podziału wysokości wieży DL ,
- dolne ograniczenia wysokości wieży $X1$,
- górne ograniczenia wysokości wieży $X2$.

Do drugiej grupy należą opisujące transmisję parametry KL, WW, FN . Trzecia grupa danych stanowi opis trasy oraz punktów lokalizacji wież. Składają się na nią następujące wielkości:

N	liczba odcinków,
$D(k)$	wysokość wieży w L_k (\emptyset gdy jeszcze nie wybudowana),
NAZWA (n, i) $i = 1, \dots, 4$	nazwa punktu lokalizacji wieży W_n ,
$DW(k)$	długość odcinka,
$LP(k)$	ilość przeszkód danego odcinka,
$HP(k, i)$	wysokość i -tej przeszkody,
$DP(k, i)$	odległość i -tej przeszkody od lewego końca odcinka,
$HW(n)$	wysokość npm punktu lokalizacji wieży W_n ,
TEKST	nazwa linii radiowej,

gdzie $n = 1, 2, \dots, N, N+1$ kolejny numer wieży,
 $k = 1, 2, \dots, N$ kolejny numer odcinka.

4.3. Opis wyników

Wyznaczone w trakcie działania programu LIR1 optymalne wysokości wież linii radiowej drukowane są w postaci tabeli wraz z kosztem budowy oraz miejscem lokalizacji każdej wieży. Na tej samej stronie drukowane są również: nazwa linii radiowej, liczba odcinków oraz łączny koszt budowy. Od początku nowej strony program drukuje parametry opisujące obszary odbić dla każdego odcinka trasy.

Dla sprawdzenia poprawności obliczeń można posłużyć się wydrukami pośrednimi. W skład wydruków pośrednich dla jednego odcinka wchodzi wydruk kontrolne podprogramu STREFA oraz wydruk odpowiednich dwu wierszy macierzy F . Dla ostatniego przęsła drukowane są dodatkowo wielkości występujące przy odczytywaniu z tablicy F wysokości wież linii o minimalnym koszcie globalnym. Przykładowy wydruk wyników dla danych wejściowych z tablicy 1 zamieszczony jest w tablicach 2 i 3.

Przy wypełnianiu kart kodowych należy przestrzegać poniższych zasad:

1. Zera nie znaczące powinny być zastępowane spacjami.
2. Wpisywanie wielkości będących zerami można pominąć.
3. Przy wpisywaniu wielkości tekstowych należy zwrócić uwagę na właściwe rozmieszczenie znaków.
4. Każdemu odcinkowi odpowiada dokładnie jeden zestaw trzech kart dziurkowanych opisujących dany odcinek. Występująca w tym zestawie nazwa odnosi się do miejsca lokalizacji wieży o tym samym numerze co numer odcinka, a odległość przeszkody jest odległością mierzoną od tego właśnie miejsca.

W tablicy 1 podano wynik listowania programem # XRLP przykładowego zestawu kart dziurkowanych z danymi do programu LIR1.

Tablica 1

GENERAL LISTING (XRLP) 15/05/76

1	1,	20,	100,	,8	,289	6,	MIASTO E
2	4					254,4	
3		MIASTO A		42,4	3		
4	153,4	25,5	156,	12,3	162,7	7,3	
5							
6		MIASTO B		35,5	3		
7	187,4	26,5	169,8	18,7	167,5	5,9	
8							
9		MIASTO C		45,5	2		
10	162,7	33,3	174,	14,7			
11							
12		MIASTO D		40,4	3		
13	137,4	28,9	147,	15,3	160,	5,5	
14							
15	185,7	161,1	193,7	152,7	90,9		
16		MIASTO A	-----	MIASTO E			
17	-1,						

Tablica 2

OPTYMALNE WYSOKOSCI WIEZ LINII RADIOWEJ :

MIASTO A ----- MIASTO E

ILOSC PRZESEL 4

I	LOKALIZACJA WIEZY	I	WYSOKOSC WIEZY (W M.)	I	KOSZT BUDOWY (W TYS. ZL.)	I
I	MIASTO A	I	20,00	I	477,000	I
I	MIASTO B	I	38,00	I	802,800	I
I	MIASTO C	I	39,00	I	820,900	I
I	MIASTO D	I	56,00	I	1141,800	I
I	MIASTO E	I	71,00	I	1671,300	I

LACZNY KOSZT BUDOWY RADIOLINII:

4913,800

Tablica 3

OBSZARY ODBIC		
ODCINEK NR 1		
K=2/3	21,4737	20,9263
K=3/4	21,4801	20,9199
K=MIESK	21,5457	20,8543
ODCINEK NR 2		
K=2/3	16,5712	18,9288
K=3/4	16,5517	18,9483
K=NIESK	16,3688	19,1312
ODCINEK NR 3		
K=2/3	23,7189	21,7811
K=3/4	23,7427	21,7573
K=MIESK	23,9870	21,5130
ODCINEK NR 4		
K=2/3	22,2285	18,1715
K=3/4	22,2757	18,1243
K=NIESK	22,7509	17,6491

5. REALIZACJA OBLICZEŃ NA EMC

Program LIR1 został napisany w języku FORTRAN 1900 i zajmuje 10666 słów pamięci operacyjnej. Jako urządzenie wejściowe wykorzystuje czytnik kart dziurkowanych, a jako urządzenia wyjściowe — drukarkę wierszową oraz konsolę operatorską.

Program uruchamia się na podstawie instrukcji GO # LIR1 2Ø. Obliczenia mogą być wykonywane w sposób ciągły dla więcej niż jednego kompletu danych. Należy w tym celu umieścić w czytniku kart dziurkowanych zestawy danych w takiej kolejności, w jakiej mają być liczone, a jako ostatnią dołożyć kartę z liczbą — 1, wyperforowaną w 2, 3 i 4 kolumnie.

W trakcie działania programu na konsoli operatorskiej wypisywane są komunikaty PRZESŁO k , gdzie $k = 1, \dots, N$. W celu uzyskania wydruków pośrednich pewnej części programu dla ostatnio wczytanego zestawu danych należy, po komu-

STR.1

KARTA KODOWA - DANE DO PROGRAMU LIR 1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80
KROK PODZIAŁU		WYSOKOŚĆ WIEŻY		MINIMALNA WYSOKOŚĆ WIEŻY (m)		MAKSYMALNA WYSOKOŚĆ WIEŻY (m)		PARAMETRY TRANSMISJI		NAZWA MIEJSCA LOKALIZACJI		OSTATNIEJ WIEŻY		Przygotował:		Data		Podpis																																																													
19 21		43		KL		FN (MHZ)		WW																																																																							

WYSOKOŚCI WYSUDOWANYCH WIEŻ

WIEŻA 1 (m)	WIEŻA 2 (m)	WIEŻA 3 (m)	WIEŻA 4 (m)	WIEŻA 5 (m)	WIEŻA 6 (m)	WIEŻA 7 (m)	WIEŻA 8 (m)	WIEŻA 9 (m)	WIEŻA 10 (m)	WIEŻA 11 (m)

WYSOKOŚCI (N.P.M.) PUNKTÓW LOKALIZACJI WIEŻ (N.M.)

WIEŻA 1 (m)	WIEŻA 2 (m)	WIEŻA 3 (m)	WIEŻA 4 (m)	WIEŻA 5 (m)	WIEŻA 6 (m)	WIEŻA 7 (m)	WIEŻA 8 (m)	WIEŻA 9 (m)	WIEŻA 10 (m)	WIEŻA 11 (m)

NAZWA LINII RADIOWEJ

--

Rys. 5. Karta kodowa strona pierwsza

STR.....

KARTA KODOWA - DANE DO PROGRAMU LIR 1

ODCINEK NR.....

Przygotował:

DATA

PODPIS

NAZWA MIEJSCA
LOKALIZACJI
WIEŻY NR.....

DŁUGOŚĆ
ODCINKA
(km)

PRZESZKODA

39 40

28

32 34

16 18

48 50

64 66

80

PRZESZKODA 1

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

16 18

PRZESZKODA 2

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

32 34

PRZESZKODA 3

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

48 50

PRZESZKODA 4

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

64 66

PRZESZKODA 5

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

80

PRZESZKODA 6

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

16 18

PRZESZKODA 7

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

32 34

PRZESZKODA 8

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

48 50

PRZESZKODA 9

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

64 66

PRZESZKODA 10

WYSOKOŚĆ (m)

ODLEGŁOŚĆ (km)

80

Rys. 6. Karta kodowa strony dalsze

nikacie odnoszącym się do pierwszego z odcinków (przesel), dla których przebieg obliczeń ma być kontrolowany, ustawić 1 bit słowa przełącznikowego na podstawie instrukcji ON # LIR1 1. W celu zakończenia drukowania wyników pośrednich należy wyzerować 1 bit słowa przełącznikowego według instrukcji OFF # LIR1 1. Po wykonaniu obliczeń dla wszystkich zestawów danych program automatycznie kasuje się z pamięci operacyjnej, wypisując na konsoli komunikat KONIEC PROGRAMU.

W pewnych przypadkach może wystąpić zatrzymanie NIEMOŻLIWA TRANSMISJA, sygnalizujące brak rozwiązań dopuszczalnych dla ostatnio wczytanego zestawu danych. Działanie programu będzie wznowione po napisaniu instrukcji GO # LIR1.

Dla umożliwienia dokładnej analizy danych, przy których wystąpiło powyższe zatrzymanie, mogą być przydatne wydruki pośrednie. W celu otrzymania ich należy przed ponownym uruchomieniem programu podłożyć do czytnika interesujący nas zestaw kart, a następnie ustawić 1 bit słowa przełącznikowego.

Czas działania programu LIR1 dla pięciiodcinkowej linii radiowej wynosi około 10 min.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

Opracowany algorytm i program optymalizacji wysokości wież linii radiowej stanowią konkretne, użytkowe narzędzie dla projektantów linii radiowych.

Biorąc pod uwagę stosunkowo wysoki koszt budowy wież linii radiowych, oszczędności nawet rzędu kilkuset tysięcy złotych — z racji znalezienia wariantu optymalnego — powinny być zawsze rozpatrywane i ewentualnie wykorzystane. Program umożliwia także bardziej efektywne projektowanie linii radiowych przez szybkie badania wielu wariantów rozwiązania, z których każdy jest optymalny przy założonych warunkach początkowych w zakresie lokalizacji wież, przeszkód terenowych i parametrów transmisji.

WYKAZ LITERATURY

1. *Doluchanow M.* Rozchodzenie się fal radiowych.
2. *Brynda St., Gęborys L., Hernik St.* Planowanie sieci linii radiowych. Metodyka planowania i projektowania przy zastosowaniu ETO. Warszawa, 1973 r. Prace Biura Studiów i Projektów Radia i Telewizji

C. Brynda

Э. Швед

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ВЫСОТ БАШЕН В МНОГОУЧАСТКОВОЙ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ

Резюме

Определение оптимальных высот, в технично-экономическом значении, башен радиорелейных линий представляет очень важный элемент проектирования. Применяемые до сих пор методы проектирования радиорелейных линий, в виду очень большой трудоемкости, являлись методами упрощенными и не гарантировали оптимальных решений.

Описанные в статье алгоритм и программа позволяют определять высоты башен радиорелейных линий с точки зрения минимализации затрат и выполнения требований на качество передачи. Допускается возможность существования в данной радиорелейной линии нескольких башен заданной высоты.

S. Brynda

E. Szwed

SPECIFYING OPTIMAL TOWER HEIGHTS IN A MULTISECTIONAL RADIO LINK

Summary

Specifying of technically and economically optimal heights of towers in radio links presents a very important element of their designing. Methods applied until now for designing the radio links were simplified in view of the enormous scope of labour involved and could not assure optimal solutions.

The described algorithm and program enable specifying the optimum cost heights of radio link towers, assuring the fulfillment of the transmission conditions.

The possibility is admitted of existing in a radio link several towers of given heights.

S. Brynda

E. Szwed

OPTIMALISATION DE LA HAUTEUR DES TOURS DANS UNE ARTÈRE DE FAISCEAUX HERTZIENS A PLUSIEURS RELAIS

Résumé

La détermination de la hauteur des tours d'une artère des faisceaux hertziens, optimale du point de vue technique et économique, est un élément très important de planification d'une telle artère.

Les méthodes utilisées jusqu'à présent pour la planification des artères de faisceaux hertziens étaient très simplifiées car elles exigeaient beaucoup de travail et ainsi elles n'assuraient pas de solutions optimales.

L'algorithme et le programme présentés permettent de déterminer la hauteur des tours d'une artère des faisceaux hertziens, la réalisation de la spécification de transmission étant satisfaisante et les frais étant réduits au minimum.

Dans une artère de faisceaux hertziens à plusieurs relais on peut admettre existence de quelques tours ayant les hauteurs prévues.

S. Brynda

E. Szwed

OPTIMIERUNG DER TURMHÖHEN DER VIELABSCHNITTIGEN RICHTFUNKSTRECKE

Zusammenfassung

Die Berechnung der optimalen im technisch-ökonomischen Sinn Höhen der Richtfunktürme ist ein sehr wichtiges Element in den Projektierungsarbeiten. Die bisher angewandten Methoden bei der Projektierung der Richtfunkstrecken waren wegen des grossen Arbeitsaufwandes vereinfacht und sicherten nicht optimale Resultate zu erreichen.

Der beschriebene Algorithmus und das Programm ermöglichen die Höhen der Richtfunktürme bei minimalen Kosten und bei Erfüllung der Übertragungsbedingungen zu berechnen.

Es wird eine Möglichkeit zugelassen, dass in einer bestimmten Richtfunkstrecke einige Türme mit angegebenen Höhen vorhanden sind.

WOJCIECH STĘPNIEWSKI
HUBERT TRZASKA

621.376.25
621.396.74

CYFROWO-FAZOWE KSZTAŁTOWANIE SYGNAŁU JEDNOWSTĘGOWEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 22.10.1975 r.

W artykule przedstawiono wady dotychczas stosowanych układów kształtowania sygnału jednowstęgowego oraz korzyści wynikające ze stosowania do kształtowania sygnału jednowstęgowego takiego układu, który może być przestrajany w szerokim zakresie częstotliwości. Zbudowanie takiego układu było dotychczas niewykonalne ze względu na brak przesuwników fazowych, dających stałe przesunięcie fazy $\pm \frac{\pi}{2}$ w szerokim zakresie częstotliwości. Zaproponowano wykorzystanie do tego celu przesuwników fazowych, pracujących na przerzutnikach. Ponadto przedstawiono również możliwość wykorzystania harmonicznych mieszacza zrównoważonego, sterowanego przebiegiem wielkiej częstotliwości o kształcie prostokątnym.

1. WSTĘP

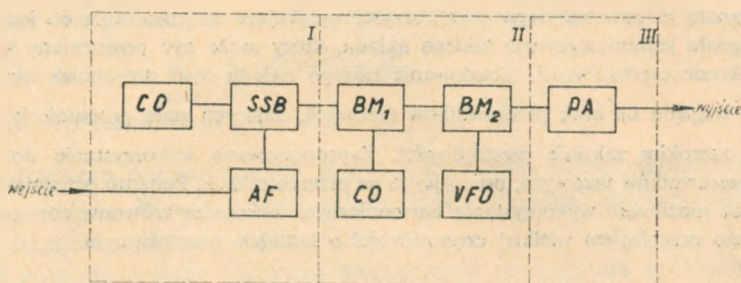
Zagęszczenie stacji nadawczych, pracujących w zakresach częstotliwości przeznaczonych dla radiokomunikacji i radiofonii; a także mała sprawność energetyczna nadajników spowodowały całkowite wyeliminowanie tradycyjnej modulacji amplitudowej (A3) w radiokomunikacji; podobne tendencje występują również w radiofonii [1]. Zamiast przebiegów typu A3 wprowadza się najczęściej modulację jednowstęgową z wytłumioną falą nośną (A3j), którą najkrócej można by określić jako modulację przenoszącą jedynie sygnał zawierający informację, przy czym maksymalnie zawęża się wskutek tego szerokość zajmowanego kanału.

Rozwój zastosowań modulacji jednowstęgowej w wymienionych służbach, a także i w wielu innych (np. telefonia wielokrotna), spowodował duże zainteresowanie zagadnieniem optymalizacji układów kształtowania sygnału jednowstęgowego i to zarówno z punktu widzenia parametrów tego sygnału, jak też i możliwości maksymalnego uproszczenia oraz potanienia zarówno samego układu kształtującego, jak i całego urządzenia nadawczego [4, 5]. W niniejszej pracy zostały krótko przedstawione wady i zalety układów kształtowania sygnału jednowstęgowego metodą

fazową oraz za pomocą filtru. Zaproponowano również nowy sposób kształtowania takiego sygnału, oparty na wykorzystaniu techniki cyfrowej [8]. Proponowany sposób (cyfrowo-fazowy) pozwala na znaczne uproszczenie konstrukcji urządzeń nadawczych, co jest szczególnie istotne, zwłaszcza przy budowie urządzeń radiokomunikacji ruchomej (zmniejszenie ciężaru) lub telefonii wielokrotnej (ujednoczenie aparatury).

2. BUDOWA NADAJNIKA Z MODULACJĄ JEDNOWSTĘGOWĄ

Typowy schemat blokowy nadajnika radiokomunikacyjnego z modulacją jednowstęgową pokazano na rys. 1. Nadajnik taki składa się z układu kształtującego sygnał jednowstęgowy (I), jednego lub więcej układów przesuwania widma częstotli-



Rys. 1. Schemat blokowy nadajnika z modulacją jednowstęgową.

CO — generator o stabilizacji kwarcowej, SSB — układ kształtowania sygnału jednowstęgowego, BM_1 i BM_2 — mieszacze zrównoważone, PA — wzmacniacz mocy, AF — wzmacniacz przebiegu modulującego

wości (II) oraz ze wzmacniacza wyjściowego (III) [4, 6]. Rozwiązanie przedstawione na rys. 1 jest dzisiaj powszechnie stosowane, a poszczególne wersje budowanych fabrycznie urządzeń różnią się od siebie jedynie drobnymi szczegółami technologicznymi. W dobie powszechnego stosowania układów syntezy częstotliwości może się wydawać, że układ z rys. 1 jest układem stosunkowo prostym, a dalsze jego upraszczanie nie ma już znaczenia praktycznego. Tak jednak nie jest. Kształtowanie bowiem sygnału jednowstęgowego odbywa się na jednej określonej częstotliwości, a następnie sygnał ten jest poddawany mieszaniu (jedno- lub wielokrotnemu). Powoduje to zarówno wzrost zniekształceń tego sygnału, jak i (co ważniejsze) wzrost liczby prążków o niepożądanych częstotliwościach. Są one następnie doprowadzane do wzmacniacza końcowego, a ich odfiltrowywanie jest niekiedy niezmiernie kłopotliwe [6]. Nie bez znaczenia jest tu także dążenie do uproszczenia konstrukcji, a więc i zmniejszania gabarytów urządzenia, jak i zwiększania niezawodności jego działania.

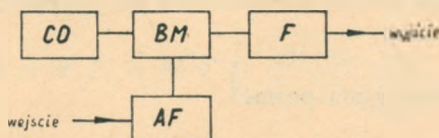
Z przedstawionych względów jest celowa taka modyfikacja układu pokazanego na rys. 1, aby:

- 1) wyeliminować układ przesuwania widma częstotliwości (II),
- 2) doprowadzić do wzmacniacza wyjściowego (III) sygnał tak przygotowany, aby było możliwe stosowanie szerokopasmowego stopnia wyjściowego.

Spełnienie powyższych wymagań stwarza konieczność opracowania układu kształtowania, który mógłby pracować na dowolnej częstotliwości, aby uzyskać na jego wyjściu tylko jedno widmo częstotliwości modulujących, przesunięte do pożądanej częstotliwości nośnej, oraz aby był możliwy wybór dolnej lub górnej wstęgi bocznej modulacji. Dla zilustrowania koniecznych do wprowadzenia zmian konstrukcyjnych w istniejących układach kształtowania sygnału jednowstęgowego zostaną poniżej krótko omówione metody stosowane dotychczas do tego celu.

2.1. Kształtowanie sygnału jednowstęgowego metodą filtrową

Schemat blokowy układu kształtowania sygnału jednowstęgowego za pomocą filtru pokazano na rys. 2 [4]. Sygnał wielkiej częstotliwości z generatora o kwarcowej stabilizacji częstotliwości doprowadza się do mieszacza zrównoważonego *BM* równocześnie z sygnałem modulującym małej częstotliwości (*AF*). Na wyjściu mieszacza otrzymuje się sygnał o wytłumionej fali nośnej i o dwu symetrycznych wstęgach bocznych. Jedna ze wstęg bocznych jest następnie eliminowana przez filtr środkowoprzepustowy *F*.



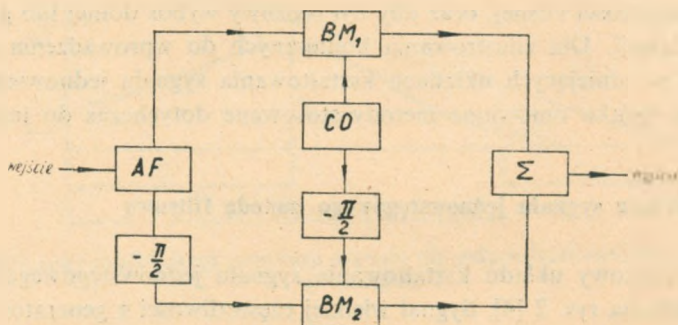
Rys. 2. Schemat blokowy układu kształtowania sygnału jednowstęgowego metodą filtrową
F — filtr środkowoprzepustowy, *AF* i *BM* — jak na rys. 1.

Zmianę dolnej wstęgi bocznej modulacji na górną uzyskuje się przez zmianę częstotliwości generatora kwarcowego, tj. przez zmianę „kwarcu pilotującego”. Dobór częstotliwości generatora jest taki, aby w obu przypadkach wstęga dolna lub górna sygnału wyjściowego mieszacza zrównoważonego odpowiadała pasmu przenoszenia filtru.

Podstawowymi wadami układu pokazanego na rys. 2 jest z jednej strony konieczność pracy układu przy określonej częstotliwości fali nośnej (ze względu na niemożliwość zbudowania przestrajanego filtru o odpowiednich parametrach), a z drugiej pewne straty energetyczne, wynikające z wytłumiania niepożądanego wstęgi bocznej. Mimo wymienionych wyżej wad kształtowanie sygnału jednowstęgowego za pomocą filtru jest dziś najpowszechniej stosowane ze względu na prostotę układu i łatwość jego uruchomienia [6].

2.2. Kształtowanie sygnału jednowstęgowego metodą fazową

Schemat blokowy układu do formowania sygnału jednowstęgowego metodą fazową, pokazany na rys. 3 [4], składa się z pary modulatorów zrównoważonych BM_1 i BM_2 . Do jednego z nich doprowadza się sygnał wielkiej częstotliwości z generatora fali nośnej i sygnał modulujący ze wzmacniacza AF — podobnie jak w układzie pokazanym na rys. 2. Do drugiego modulatora doprowadza się natomiast



Rys. 3. Schemat blokowy układu kształtowania sygnału jednowstęgowego metodą fazową

te same sygnały, lecz przesunięte w fazie o $\pm \frac{\pi}{2}$ w stosunku do faz odpowiednich sygnałów, doprowadzanych do modulatora pierwszego. W przykładzie pokazanym na rys. 3 zarówno sygnał wielkiej częstotliwości jak i sygnał modulujący mają przesunięcie fazy $-\frac{\pi}{2}$.

Jeżeli sygnał modulujący ma postać

$$u_m = U_m \cdot \sin \omega t \quad (1)$$

a sygnał wielkiej częstotliwości ma postać:

$$u_n = U_n \cdot \sin \Omega t \quad (2)$$

gdzie:

U_m i U_n — amplitudy sygnałów modulującego i nośnego,
 ω i Ω — pulsacje sygnałów modulującego i nośnego.

to na wyjściu modulatora zrównoważonego BM_1 otrzymamy

$$u_1 = k_1 \cdot u_m \cdot u_n = K_1 [\cos(\Omega - \omega)t + \cos(\Omega + \omega)t] \quad (3)$$

gdzie: k_1 — transmitancja mieszacza BM_1 , a

$$K_1 = \frac{k_1 \cdot U_m \cdot U_n}{2} \quad (4)$$

Uwzględniając opóźnienie o $\frac{\pi}{2}$ przebiegów doprowadzonych do mieszacza zrównoważonego BM_2 , napięcie na jego wyjściu wyniesie

$$u_2 = k_2 \cdot u_m \cdot u_n = K_2 [\cos(\Omega - \omega)t - \cos(\Omega + \omega)t] \quad (5)$$

gdzie: k_2 = transmitancja mieszacza BM_2 , a

$$K_2 = \frac{k_2 \cdot U_m \cdot U_n}{2} \quad (6)$$

W przedstawionym wyliczeniu przyjęto, że amplitudy sygnałów modulującego (U_m) i nośnego (U_n), doprowadzanych do obu mieszaczy zrównoważonych, są identyczne. Ponadto dla uproszczenia pominięto fazy początkowe przebiegów u_n i u_m . Jeżeli obecnie przyjmiemy, że transmitancje obu zrównoważonych mieszaczy są identyczne zarówno jeśli idzie o fazę jak i amplitudę, a więc $k_1 = k_2 = k$, to na wyjściu układu sumującego otrzymamy

$$u_w = 2K \cdot \cos(\Omega - \omega)t \quad (7)$$

lub
$$u_w = 2K \cdot \cos(\Omega + \omega)t \quad (8)$$

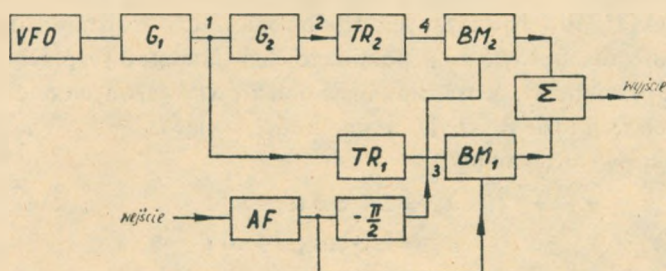
zależnie od tego, czy napięcie wyjściowe u_w jest sumą, czy też różnicą napięć wyrażonych wzorami (3) i (5).

Przełączanie wstęg bocznych otrzymuje się tu przez zmianę przesunięć faz sygnałów doprowadzanych do mieszaczy zrównoważonych, bądź też przez zmianę sumy na różnicę w układzie sumującym. Wyjściowy przebieg o modulacji jednowstęgowej, opisany wzorem (6) lub (7), powstaje przez wektorowe sumowanie dwu innych przebiegów opisanych zależnościami (3) i (5). Nie ma więc potrzeby wycinania w przebiegu wyjściowym pewnego widma częstotliwości. Pozostała jednak podstawowa wada także i w metodzie fazowej, polegająca na konieczności pracy na jednej częstotliwości nośnej. Niewielka bowiem zmiana częstotliwości nośnej powoduje zmiany fazy sygnałów wielkiej częstotliwości, doprowadzanych do obu mieszaczy zrównoważonych, a więc i spadek tłumienia sygnałów niepożądanych [5, 6]. Budowane są wprawdzie szerokopasmowe przesuwniki fazowe, pracujące w szerokim zakresie częstotliwości, jednak stałość ich przesunięcia fazy jest zbyt mała, aby uzyskać tłumienia sygnałów niepożądanych w granicach dopuszczalnych ustaleniami międzynarodowymi.

3. KSZTAŁTOWANIE SYGNAŁU JEDNOWSTĘGOWEGO METODĄ FAZOWĄ Z CYFROWYM PRZESUWNIKIEM FAZY

Wielu autorów podkreśla celowość sterowania mieszaczy zrównoważonych sygnałem wielkiej częstotliwości o kształcie prostokątnym [6]. Tego rodzaju sterowanie znacznie poprawia warunki pracy mieszacza (pracuje on wtedy jako prze-

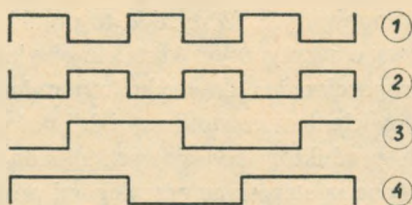
łącznik) i w znacznym stopniu uniezależnia jego pracę od doboru parametrów stosowanych w nim elementów półprzewodnikowych. Stosowanie sygnału wielkiej częstotliwości o kształcie prostokątnym i oparcie konstrukcji przesuwnika fazy wielkiej częstotliwości na technice cyfrowej pozwala na znaczne uproszczenie konstrukcji zarówno układu kształtowania sygnału jednowstęgowego, jak i układów z nim współpracujących, a więc nadajnika radiokomunikacyjnego. Na rysunku 4 pokazano schemat blokowy układu kształtowania sygnału jednowstęgowego metodą cyfrowo-fazową [8].



Rys. 4.

Schemat blokowy układu kształtowania sygnału jednowstęgowego metodą cyfrowo-fazową G_1 i G_2 — bramki, TR_1 i TR_2 — przerzutniki, VFO — przestrajany generator fali nośnej. Pozostałe oznaczenia jak na rys. 1 i 2

Układ pokazany na rys. 4 jest pod względem działania identyczny z układem pokazanym na rys. 3. Zastosowane modyfikacje idą tu w kierunku uzyskania przesunięcia fazy sygnału wielkiej częstotliwości, niezależnego od częstotliwości i wynoszącego $\frac{\pi}{2}$. Brak możliwości zmian częstotliwości fali nośnej w układzie pokazanym na rys. 3 stanowił jego podstawową wadę. Napięcie wielkiej częstotliwości, pobierane z przestrajanego generatora fali nośnej VFO, jest doprowadzane do układu bramkującego G_1 (lub kilku takich układów połączonych kaskadowo) w celu nadania mu kształtu prostokątnym steruje przerzutnik TR_1 oraz układ bramkujący G_2 , z którego sygnał wyjściowy steruje przerzutnik TR_2 . Układ bramkujący G_2 powoduje opóźnienie sygnału wyjściowego pobieranego z G_1 o π . Po podzieleniu częstotliwości w przerzutnikach TR_1 i TR_2 opóźnienie sygnału na wyjściu przerzutnika TR_2 w stosunku do wyjścia sygnału z przerzutnika TR_1 wynosi $\frac{\pi}{2}$. Częstotliwość sygnałów na wyjściach obu przerzutników jest jednak dwukrotnie mniejsza niż częstotliwość na wyjściu generatora fali nośnej. Stałość przesunięcia fazy jest duża w znacznym przedziale częstotliwości i zależy jedynie od rodzaju stosowanych przerzutników oraz układów bramkujących. Dalsza część układu pokazanego na rys. 4 jest identyczna z układem z rys. 3. Na rysunku 5 pokazano przebiegi czasowe napięć w punktach 1-4, oznaczonych na rys. 4.



Rys. 5. Przebiegi czasowe napięć w punktach 1, 2, 3 i 4, oznaczonych na rys. 4

Powszechnie stosowane w technice TTL scalone układy przerzutnikowe pracują poprawnie w zakresie częstotliwości do 30 MHz i więcej. W związku z tym jest możliwe zbudowanie wzbudnicy opartej o przedstawioną koncepcję, która mogłaby pracować w pasmie częstotliwości do około 30 MHz. Pewien problem stanowi tu jedynie budowa odpowiednio szerokopasmowych mieszaczy zrównoważonych oraz konieczność stosowania generatora fali nośnej, pracującego na częstotliwości większej niż częstotliwość wyjściowa układu kształtowania.

4. POWIELANIE CZĘSTOTLIWOŚCI NOŚNEJ SYGNAŁU A3j

Jednym z problemów w przedstawionym wyżej układzie kształtowania sygnału jednowstęgowego metodą cyfrowo-fazową jest podział częstotliwości generatora fali nośnej w przesuwniku fazowym wielkiej częstotliwości. Wada ta stanowi pewne utrudnienie w budowie wzbudnicy i nieco komplikuje jej układ elektryczny. Nie jest to jednak powodem niestabilności pracy wzbudnicy, co wynika z braku parzystych harmonicznych w widmie sygnału wyjściowego [1, 5]. Widmo to zawiera tylko częstotliwości odpowiadające nieparzystym harmonicznym częstotliwości podstawowej.

Dokładna analiza widma sygnału wyjściowego układu sumującego wskazuje możliwość wykorzystania układu kształtowania sygnału jednowstęgowego z rys. 4, także jako powielacza częstotliwości fali nośnej. Można mianowicie wykazać, że przy zachowaniu pewnych warunków możliwe jest powielanie częstotliwości modulowanej amplitudowo (A_3) fali nośnej bez wprowadzenia zniekształceń obwiedni większych niż np. w przypadku wzmacniania takiego sygnału [3]. Podobne obliczenia, przeprowadzone przez autorów dla przebiegów A3j, wykazały, że nie jest możliwe powielenie częstotliwości fali nośnej takiego przebiegu bez znacznych zniekształceń (przywracanie przebiegu nośnego powoduje wzrost zniekształceń nieliniarnych).

W dodatku 1 wykazano, że widmo sygnału na wyjściu wzbudnicy pokazanej na rys. 4 zawiera prążki odpowiadające przesunięciu częstotliwości przebiegu modulującego do częstotliwości fali nośnej (ze względu na stosowany przesuwnik fazowy częstotliwość ta jest równa połowie częstotliwości wyjściowej generatora fali nośnej)

oraz jej nieparzystych harmonicznyc. Wszystkie te prążki odpowiadają sygnałom z modulacją jednowstęgową o identycznym kształcie obwiedni, przy czym ich amplituda jest odwrotnie proporcjonalna do rzędu harmonicznej. Oczywiście, przedstawiony proces nie jest powielaniem częstotliwości fali nośnej sygnału A_{3j} , lecz wykorzystaniem istniejących produktów wyjściowych układu kształtującego, w którym mieszacze zrównoważone są sterowane przebiegami prostokątnymi. Ze względu na zmniejszanie się amplitud sygnałów harmonicznyc jest konieczne zastosowanie na wyjściu układu kształtującego wzmacniacza selektywnego, którego wzmocnienie powinno się zmieniać równocześnie z przełączaniem krotności wybieranej harmonicznej. Przyjmując, że jest możliwe wykorzystanie czterech pierwszyc nieparzystyc harmonicznyc (1, 3, 5, 7), będzie konieczne stosowanie wzmacniacza o wzmocnieniu regulowanym w granicach $1 \div 7$. Zmiana wzmocnienia układu tego rzędu może być także uzyskana w układzie kompresji modulacji.

Można wykazać [7], że wypadkowa dobroć obwodu rezonansowego, stosowanego we wzmacniaczu selektywnym (potrzebna dla wystarczającego wytłumienia niepożądanych harmonicznyc), powinna być $Q_w \geq 15$. Ze względu na to, że sprawność tego obwodu nie jest najważniejszym jego parametrem, można więc stosować obwody o znacznie większej dobroci wypadkowej. Prowadzi to do możliwości zbudowania nadajnika z jednym tylko obwodem rezonansowym, właśnie we wzmacniaczu selektywnym, natomiast wzmacniacz końcowy będzie wówczas pracował jako wzmacniacz szerokopasmowy.

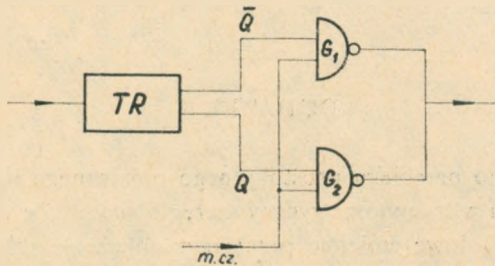
5. MIESZACZ ZRÓWNOWAŻONY

Przy opracowywaniu zrównoważonego mieszacza zostały przebadane możliwości zastosowania dwu rozwiązań, tj. mieszacza zrównoważonego, pracującego w układzie modulatora pierścieniowego [5], oraz układu opartego na wykorzystaniu linearyzowanych układów bramkujących.

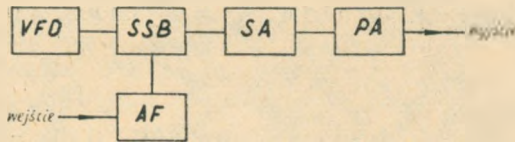
Modulatory pierścieniowe są dokładnie znane z literatury i nie ma potrzeby ich szerszego opisywania. Wykonany przez autorów model mieszacza pracował poprawnie w zakresie częstotliwości do ponad 30 MHz. Jego wadą jest konieczność stosowania transformatora wyjściowego, który jest podstawowym czynnikiem, ograniczającym szerokość pasma roboczego oraz stosowanie odmiennej technologii niż w pozostałych fragmentach wzbudnicy.

Wykorzystanie linearyzowanych bramek w układach mieszających, pracujących w bardzo szerokim pasmie częstotliwości, jest znane z literatury [2]. Pewien problem stanowi tu wykorzystanie bramek do mieszaczy zrównoważonych. Zastosowany układ mieszacza na linearyzowanych bramkach pokazano na rys. 6. Do dwu bramek doprowadza się z przerzutnika sygnały wzajemnie zanegowane (\bar{Q} i Q), równocześnie drugie wejścia bramek zasila się przebiegiem modulującym. Wyjścia obu bramek są zwarte dla wielkiej częstotliwości. Układ ten pracuje w znacznie szerszym

pasmie częstotliwości niż modulator kołowy, jednak amplituda napięcia wyjściowego jest tu mniejsza i pewne kłopoty sprawia konieczność zabezpieczenia układu przed przenikaniem przez bramki sygnałów niepożądanych, jak np. sygnału Q do bramki G_2 przez bramkę G_1 .



Rys. 6. Schemat blokowy modulatora zrównoważonego zbudowanego na bramkach. Oznaczenia jak na rys. 1 ... 5



Rys. 7. Schemat blokowy nadajnika z modulacją jednowstęgową z wykorzystaniem metody cyfrowo-fazowej

SA — wzmacniacz selektywny

6. ZAKOŃCZENIE

Na podstawie przedstawionej koncepcji kształtowania sygnału jednowstęgowego został zbudowany model nadajnika o mocy wyjściowej 1 W, pracujący na wybranych zakresach w pasmie częstotliwości $3 \div 30$ MHz. Schemat blokowy nadajnika pokazano na rys. 7. Nadajnik składa się z układu kształtującego, pracującego w układzie pokazanym na rys. 4, przy czym mieszacze zrównoważone są opracowane na linearyzowanych bramkach, pracujących w układzie pokazanym na rys. 6. Do wyjścia układu kształtowania jest dołączony szerokopasmowy wzmacniacz końcowy, sterowany przez wzmacniacz selektywny. Generator fali nośnej jest zbudowany na obwodzie scalonym 7400, przy czym dwie bramki pracują jako generator RC fali prostokątnej, przestrający w zakresie częstotliwości $4,5 \div 8,5$ MHz. Natomiast dwie pozostałe bramki pracują jako układ kształtujący i separujący.

Pomierzone na wyjściu nadajnika poziomy sygnałów niepożądanych są mniejsze od -40 dB, co w pełni odpowiada przyjętym warunkom pracy [4]. Przełączanie wstęgi dolnej i górnej odbywa się przez zastosowanie dodatkowego stopnia wzmacniającego w torze sygnału modulującego. Pozwala to na przełączanie przesunięcia fazy w torze małej częstotliwości na $-\frac{\pi}{2}$ lub $+\frac{\pi}{2}$.

W całym urządzeniu jest tylko jeden obwód rezonansowy LC we wzmacniaczu selektywnym. Możliwość jego wyeliminowania autorzy na razie nie widzą.

Podstawową trudnością, jaka wystąpiła przy uruchomieniu nadajnika, było uzyskanie odpowiedniej stałości częstotliwości generatora RC .

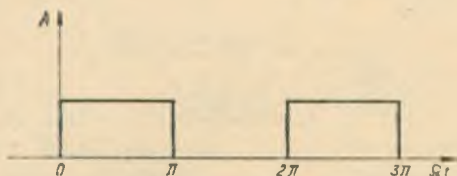
DODATEK 1

Rozpatrzmy widmo przebiegu prostokątnego pokazanego na rys. 1d przez rozłożenie tego przebiegu w trygonometryczny szereg *Fouriera*. Ze względu na to, że interesują nas tylko składowe zmienne przebiegu, obliczenie składowej stałej pominiemy. Odpowiednie amplitudy składowych zmiennych wyniosą:

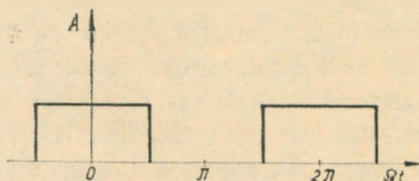
$$A_n = \frac{A}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos n \Omega t d(\Omega t) = \frac{A}{n\pi} \sin nx \Big|_0^{\pi} = 0 \quad (1d)$$

oraz:

$$B_n = \frac{A}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin n \Omega t d(\Omega t) = -\frac{A}{n\pi} \cos nx \Big|_0^{\pi} = \begin{cases} 0 & \text{dla } n = 2, 4, 6 \dots \\ \frac{2A}{n\pi} & \text{dla } n = 1, 3, 5 \dots \end{cases} \quad (2d)$$



Rys. 1d. Przebieg prostokątny o fazie początkowej $\varphi_0 = 0$



Rys. 2d. Przebieg prostokątny o fazie początkowej $\varphi_0 = -\frac{\pi}{2}$.

Policzmy obecnie współczynniki rozkładu w szereg *Fouriera* przebiegu prostokątnego, pokazanego na rys. 2d. Przebieg ten jest opóźniony o $\frac{\pi}{2}$ w stosunku do przebiegu pokazanego na rys. 1d.

Współczynniki te wynoszą:

$$A_n = \begin{cases} 0 & \text{dla } n = 2, 4, 6 \dots \\ \frac{2A}{n\pi} & \text{dla } n = 1, 3, 5 \dots \end{cases} \quad (3d)$$

$$B_n = 0 \quad (4d)$$

Przebiegi czasowe napięć poszczególnych harmoniczných wynoszą więc:

$$u_{nn} = \frac{B}{n} \sin n \Omega t \quad (5d)$$

$$u'_{nn} = \frac{B}{n} \cos n \Omega t \quad (6d)$$

gdzie: u_{nn} — napięcie n -tej harmonicznęj fali nośnej,

u'_{nn} — napięcie n -tej harmonicznęj fali nośnej po przesunięciu fazy $-\frac{\pi}{2}$
dla częstotliwości podstawowej ($n = 1$),

B — amplituda; $B = \text{const.}$

Jak widać ze wzorów (5d) i (6d), poszczególne harmoniczne przebiegu nośnego są wzajemnie ortogonalne. Podstawiając wzory (5d) i (6d) do wzorów (3) i (5) otrzymamy:

$$u_{1n} = \frac{C}{n} [\cos (n\Omega - \omega) t + \cos (n\Omega + \omega) t] \quad (7d)$$

$$u_{2n} = \frac{C}{n} [\cos (n\Omega - \omega) t - \cos (n\Omega + \omega) t] \quad (8d)$$

gdzie $C = \text{const.}$

Biorąc sumę lub różnicę przebiegów wyjściowych modulatorów zrównoważonych wyrażonych wzorami (7d) i (8d) otrzymamy:

$$u_{wn} = \frac{2C}{n} \cdot \cos (n\Omega - \omega) t \quad (9d)$$

lub

$$u_{wn} = \frac{2C}{n} \cos (n\Omega + \omega) t \quad (10d)$$

co odpowiada dolnej (9d) lub górnej (10d) wstędze bocznej.

WYKAZ LITERATURY

1. Hahn S.: Podstawy radiokomunikacji, WKŁ 1964
2. Hermanowicz E., Matuszewicz A.: Praca bramki logicznęj NAND w układzie mieszcząca sygnałów analogowych, Elektronika, tom XV, nr 5 (1974)

3. Huchla J., Stepniewski W., Trzaska H.: Zwielokrotnianie częstotliwości sygnałów o modulowanej amplitudzie (w druku)
4. Janulis R.: Jednowstęgowy system łączności, WKŁ 1970
5. Lathi B. P.: Systemy telekomunikacyjne, WNT 1972
6. Papenfus E. W., Bruene W. B., Shoenike E. O.: Single Sideband Principles and Circuits, Mc-Graw-Hill Book Co. 1964
7. Ryżko S., Ebert J.: Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy w.cz., WNT 1968
8. Stepniewski W., Trzaska H.: Układ formowania sygnałów z modulacją jednowstęgową, zgł. pat. nr P-180965

В. Степневски

Х. Тржаска

ДИСКРЕТНО — ФАЗОВОЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ

Резюме

В статье рассмотрено недостатки схем, применяемых до сих пор для формирования сигналов с одной боковой полосой. Рассмотрены здесь тоже выгоды, истекающие из применения перестраиваемой схемы, способной работать в широком диапазоне частот.

Реализация таких схем не являлась до сих пор возможной из-за отсутствия фазовращателей с постоянным в широком диапазоне частот сдвигом фазы равным $\pm \frac{\pi}{2}$.

Для синтеза сигнала с одной боковой полосой — авторы предлагают применять фазовращатели работающие по фазоцифровому методу на триггерных схемах. Кроме того рассмотрена здесь также возможность использования гармонических частот, возникающих в балансном смесителе, в случае использования несущей волны в виде прямоугольных импульсов.

W. Stepniewski

H. Trzaska

DIGITAL AND PHASE METHODS OF FORMING SINGLE SIDE BAND SIGNALS

Summary

The paper presents the shortcomings of the so far used methods of forming single sideband signals.

Also presented are the advantages of applying for this purpose schemes with circuits tuned in wide frequency range.

The construction of such schemes was until now impossible because of lack of phase shifters able to produce a phase shift equal to $\pm \frac{\pi}{2}$, constant in a wide range of frequencies.

In the paper the authors propose using for forming single sideband signals a phase-digital method, utilizing the phase shifters based on the flip-flop multivibrators.

Furthermore a possibility has been presented of utilizing harmonic frequencies resulting in the balanced mixer, fed with high frequency current of rectangular form.

W. Stepniowski

H. Trzaska

METHODE DE PHASE ET NUMERIQUE DE FORMATION DES SIGNAUX A BANDE LATÉRALE UNIQUE

Résumé

Dans l'article sont présentées les imperfections des schémas employés à présent pour la formation des signaux à bande latérale unique.

On y traite aussi les avantages de la formation d'un signal à bande unique au moyen d'un schéma, qui peut être accordé dans une large étendue de fréquences.

Jusqu'à présent la réalisation d'un tel schéma était impossible à défaut des déphaseurs à déphasage, ayant la valeur $\pm \frac{\pi}{2}$, constant dans une grande étendue de fréquences.

Dans l'article on propose dans ce but une méthode numérique utilisant les déphaseurs basés sur l'application des multivibrateurs, qui permet la formation du signal à bande latérale unique.

En outre, on y a présenté la possibilité d'utiliser les fréquences harmoniques provenant d'un mélangeur symétrique, alimenté en courant de haute fréquence à caractéristique rectangulaire.

W. Stepniowski

H. Trzaska

DIGITAL — PHASENGESTALTUNG EINES EINBANDSIGNALS

Zusammenfassung

In dem Artikel wurden die Fehler der bisher verwendeten Schaltungen zur Gestaltung eines Einbandsignals dargestellt.

Es wurden auch die Vorteile solch einer zu diesem Zweck angewandten Schaltung dargestellt, die im breiten Frequenzbereich durchgestimmt werden kann.

Die Realisierung solch einer Schaltung war bisher nicht möglich wegen des Fehlens der Phasenschieber, die konstante Phasenschiebung $\pm \frac{\pi}{2}$ im breiten Frequenzbereich geben.

Die Autoren schlagen zu diesem Zweck vor, die mit den Durchschaltern arbeitenden Phasenschieber auszunutzen, was eine Digital-Phasengestaltung eines Einbandsignals ermöglicht. In dem Artikel wurde auch die Möglichkeit der Ausnutzung der harmonischen Frequenzen gezeigt, die in einer mit Hochfrequenzrechtecksignal gesteuerten symmetrischen Mischstufe entstehen.

AUTORZY

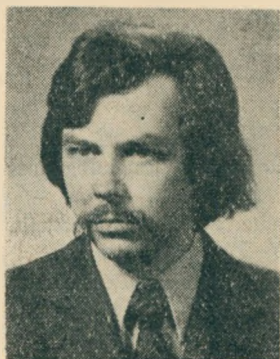
2-23

EWA SZWED



Ukończyła studia na sekcji metod numerycznych Wydziału Matematyki i Mechaniki Uniwersytetu Warszawskiego. Od 1974 roku pracuje w Resortowym Ośrodku Elektronicznego Przetwarzania Danych w Instytucie Łączności. Zajmuje się problematyką wykorzystania metod komputerowych do optymalizacji sieci telekomunikacyjnych.

WOJCIECH STĘPNIOWSKI



Inż. Wojciech Stępniewski urodził się w r. 1945 w Cieplicach Śl. Zdr. W roku 1972 ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej, specjalność radiotechnika. Obecnie jest starszym asystentem naukowo-badawczym w Zakładzie Badań Materiałów Elektronicznych Instytutu Technologii Elektrownowej Politechniki Wrocławskiej. Jest autorem 5 artykułów i 5 patentów.

SPIS TREŚCI

1. Edward Kowalczyk — Informacja a odwzorowanie (szkic wypowiedzi w dyskusji nad istotą informacji)	3
2. Stanisław Brynda, Ewa Szwed — Optymalizacja wysokości wież wieloodcinkowej linii radiowej	11
3. Wojciech Stępniewski, Hubert Trzaska — Cyfrowo-fazowe kształtowanie sygnału jednowstęgowego	29

СОДЕРЖАНИЕ

1. Э. Ковальчик — Роль информации при воспроизведении	3
2. С. Брында, Э. Швед — Определение оптимальных высот башен в многоучастковой радиорелейной линии	11
3. Степневски, Х. Трзаска — Дискретно-фазовой метод формирования сигналов с одной боковой полосой	29

CONTENTS

1. E. Kowalczyk — The role of information in representation	3
2. S. Brynda, E. Szwed — Specifying optimal tower heights in a multisectional radio link	11
3. W. Stępniewski, H. Trzaska — Digital and phase methods of forming single sideband signals	29

SOMMAIRE

1. E. Kowalczyk — Role d'information en reconstitution	3
2. S. Brynda, E. Szwed — Optimisation de la hauteur des tours dans une artere de faisceaux hertziens à plusieurs relais	11
3. W. Stępniewski, H. Trzaska — Méthode de phase et numérique de formation des signaux à bande laterale unique	29

INHALTSVERZEICHNIS

1. E. Kowalczyk — Rolle der Information bei der „Abbildung“	3
2. S. Brynda, E. Szwed — Optimierung der Turmhöhen der vielabschnittigen Richtfunkstrecke	11
3. W. Stępniewski, H. Trzaska — Digital — Phasengestaltung eines Einbandsignals	29

