

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr _____

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XIV

ZESZYT 4(48)

WARSZAWA 1967

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

1. <i>Andrzej Dobrogowski</i> — Analiza jedno-i wielowartościowych charakterystyk kompresji	3
2. <i>Michał Nowicki</i> — Statystyczny analizator przebiegów. Model SAP-367	21
3. <i>Marian Ligmanowski</i> — Zagadnienie wyboru optymalnego wybieraka krzyżowego	35

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>A. Доброговски</i> — Анализ одно- и многозначных характеристик компрессии	18
2. <i>M. Новицки</i> — Статистический анализатор процессов. Модель SAP-367	32
3. <i>M. Лигмановски</i> — Вопрос выбора оптимального многократного координатного соединителя	52

CONTENTS

1. <i>A. Dobrogowski</i> — Analysis of the poly- and mono-valent compression characteristics	18
2. <i>M. Nowicki</i> — Statistical analyzer of random phenomena. Model SAP 367	33
3. <i>M. Ligmanowski</i> — Optimal crossbar switch assortment problem	53

SOMMAIRE

1. <i>A. Dobrogowski</i> — Analyse des caractéristiques de la compression mono-valentes et polyvalentes	19
2. <i>M. Nowicki</i> — Analyseur statistique des phénomènes aléatoires. Modèle SAP 367	33
3. <i>M. Ligmanowski</i> — Le problème du choix optimum d'un commutateur à barres transversales	53

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>A. Dobrogowski</i> — Analyse der kontinuierlichen und diskreten Kompressionscharakteristiken	19
2. <i>M. Nowicki</i> — Statistischer Vorgangeanalysator. Modell SAP-367	33
3. <i>M. Ligmanowski</i> — Die Frage der Wahl eines optimalen Koordinatenschalters	53

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIV

ZESZYT 4(48)

WARSZAWA 1967

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

K o m i t e t r e d a k c y j n y

Redaktor Naczelny — *prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski*

Redaktorzy działów:

adj. inż. Aleksy Brodowski

prof. mgr inż. Lesław Kędzierski

Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

A d r e s R e d a k c j i

Instytut Łączności, Warszawa — Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WNT Warszawa 1969. Wydanie 1. Nakład 580 egz. Ark. wyd. 5,2. Ark. druk. 3,5 (5,32/A). Format B-5. Papier ilustr. kl. V. 70 g. Oddano do składania 30.XI.68 r. Podpisano do druku w lutym 1969 r. Druk ukończono w lutym 1969 r. Symbol 80407/INB. Cena zł. 29,—

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu — 2403/68 — G-1/200

ANDRZEJ DOBROGOWSKI

621.376.56 : 621.391.883

ANALIZA JEDNO- I WIELOWARTOŚCIOWYCH CHARAKTERYSTYK KOMPRESJI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25.XI.1967 r.

W artykule omówiono rolę kompresji jako środka prowadzącego do uzyskania optymalnego stosunku średniej mocy sygnału do średniej mocy szumu kwantowania w systemach telekomunikacyjnych z modulacją kodowo-impulsową. Przedstawiono metodę obliczania tego stosunku.

Charakterystyka kompresji (i odpowiadającej jej ekspansji) przedstawia zależność szerokości przedziałów kwantowania od amplitudy sygnału. Charakterystyka kompresji może być określona bądź ciągłą funkcją monotoniczną (jednowartościowa charakterystyka kompresji), bądź nieciągłymi funkcjami (wielowartościowe charakterystyki kompresji).

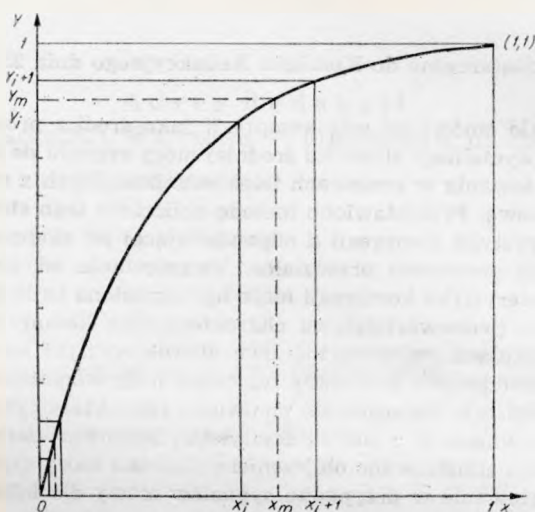
W artykule podano przykłady typowych jednowartościowych charakterystyk kompresji. Szczegółowo omówiono charakterystyki wielowartościowe i porównano je z charakterystykami jednowartościowymi.

Rozważania zilustrowano obliczeniem stosunku mocy sygnału do mocy szumu kwantowania w przypadku sygnałów mowy dla kilku grup parametrów określających charakterystykę czterowartościową.

1. WSTĘP

Poważnym źródłem zakłóceń przesyłanych sygnałów jest szum ośrodka transmisji. Metoda modulacji kodowo-impulsowej (PCM) umożliwiła transmisję zasadniczo niewrażliwą na ten szum. Cel ten osiąga się dzięki odpowiedniemu zakodowaniu sygnału i regenerowaniu impulsów kodu w pewnych odstępach wzdłuż drogi przesyłowej. Sygnał ciągły w pewnym przedziale czasu jest określony, ogólnie biorąc, przez nieprzeliczalny zbiór próbek (próbka przedstawia wartość sygnału w pewnej chwili; jest ona zdefiniowana położeniem na osi czasu i wartością amplitudy). Wartości, które mogą przyjąć poszczególne próbki, tworzą również nieprzeliczalny zbiór. Przedstawienie próbki sygnału, której wartość jest wzięta z nieprzeliczalnego zbioru wartości, za pomocą kodu o skończonej liczbie elementów, wymaga utworzenia kombinacji złożonej z nieskończenie wielkiej

ilości elementów. Ze względu na to, że szybkość transmisji elementów kodu każdego systemu jest skończona, nie można przesłać w zakodowanej formie wszystkich wartości sygnału, a tylko pewną jego reprezentację. Proces tworzenia takiej reprezentacji sygnału nosi nazwę kwantowania w czasie (próbkiwanie) i w amplitudzie. Jak wynika z twierdzenia o próbkowaniu, kwantowanie w czasie sygnału o ograniczonej wstędze nie powoduje żadnych zniekształceń, jeżeli sygnał jest próbkowany z częstotliwością przynajmniej dwukrotnie większą od najwyższej częstotliwości we wstędze.



Rys. 1. Ogólny kształt jednowartościowej charakterystyki kompresji (pokazano przebieg w pierwszym kwadrancie). x — sygnał przed kompresją; y — sygnał po kompresji; $x_i, x_{i+1}, y_i, y_{i+1}$ — poziomy decyzji; x_m, y_m — poziomy reprezentacji

Poważniejsze zakłócenia wnosi kwantowanie w amplitudzie, bowiem wszystkim wartościom sygnału leżącym w pewnym przedziale (stopniu) kwantowania odpowiada ta sama kombinacja cyfrowa. Po stronie odbiorczej każdej kombinacji cyfrowej jest przypisana tylko jedna wartość, będąca amplitudą odtworzonego sygnału. Powstała w ten sposób różnica pomiędzy sygnałem pierwotnym a sygnałem odtworzonym nosi nazwę szumu (uchybu) kwantowania. Szum ten w systemach PCM stanowi najpoważniejsze źródło zakłóceń. Zależy on od rozkładu prawdopodobieństwa amplitud sygnału oraz od rozkładu szerokości przedziałów kwantowania. Prawo definiujące ten ostatni rozkład nosi nazwę prawa kompresji (kodowania).

Układ kwantowania określony jest przez ustalenie amplitud decyzji i amplitud reprezentacji oraz zakresu kwantowania sygnału (rys. 1).

Amplitudy decyzji dzielą cały zakres kwantowania na przedziały

kwantowania. Amplituda reprezentacji leży pomiędzy dwiema sąsiednimi amplitudami decyzji i zastępuje wszystkie wartości sygnału leżące w tym przedziale.

Zakres kwantowania w przypadku transmisji telefonicznej różni się od zakresu sygnału, jest bowiem rzeczą nieekonomiczną przysyłać największe amplitudy, ponieważ występują one z małym prawdopodobieństwem.

Zakres kwantowania rozciąga się od ujemnej do dodatniej wirtualnej amplitudy decyzji. Wirtualna amplituda decyzji ma wartość, w przypadku sygnałów dodatnich, o jeden przedział kwantyzacji większą, a w przypadku sygnałów ujemnych o jeden przedział kwantyzacji mniejszą, od największej dodatniej lub najmniejszej ujemnej aktualnej amplitudy decyzji [3]. Jeżeli wszystkie przedziały są równe, ustalenie wirtualnych amplitud decyzji jest sprawą oczywistą. Przy niejednakowym stopniowaniu szerokość granicznych przedziałów określa się drogą ekstrapolacji w oparciu o prawo kompresji.

Sygnały przekraczające zakres kwantowania doznają tak zwanego obcinania szczytowego. Z procesem tym związany jest szum obcinania szczytowego.

Kwantowanie o niejednakowych przedziałach można uzyskać dwiema metodami. W metodzie pierwszej sygnał przed zakodowaniem przechodzi przez kompresor momentalny; kwantowanie sygnału na wyjściu kompresora w przedziałach o jednakowej szerokości jest jednoznaczne z kwantowaniem sygnału wejściowego w przedziałach o zmiennej szerokości. W drugiej metodzie niejednakowe przedziały kwantowania uzyskuje się w nieliniowym koderze. W obu przypadkach rozkład szerokości przedziałów kwantowania jest określony przez prawo kompresji.

2. MOC SZUMU KWANTOWANIA

Wskaźnikiem jakości procesu kwantowania jest stosunek mocy sygnału do mocy szumu kwantowania.

Moc szumu kwantowania można określić za pomocą rozumowania, które przeprowadzono poniżej [2].

Przypuśćmy, że sygnał o amplitudzie x zostaje kwantowany w przedziale o szerokości Δx . Jeżeli ilość stopni kwantyzacji jest wystarczająco duża, prawdopodobieństwo wystąpienia każdej wartości x sygnału z przedziału Δx jest w przybliżeniu jednakowe. Gęstość prawdopodobieństwa $p(x/\Delta x)$ zdarzenia, że sygnał przyjmie określoną wartość x , jeżeli mieści się w przedziale o szerokości Δx , określa wzór:

$$p(x/\Delta x) = \frac{1}{\Delta x} \quad (1)$$

Moc P_q szumu związanego z kwantyzacją sygnału o wartości chwilowej x w przedziale o szerokości Δx , w przypadku gdy amplitudą reprezentującą jest wartość środkowa x_m tego przedziału, wynosi średnio:

$$P_q = \int_{x_m - \frac{\Delta x}{2}}^{x_m + \frac{\Delta x}{2}} (x - x_m)^2 p(x/\Delta x) dx \quad (2)$$

Po podstawieniu zależności (1) i wykonaniu całkowania otrzymamy

$$P_q = \frac{[\Delta x]^2}{12} \quad (3)$$

Ponieważ w ogólności szerokość przedziału kwantowania jest funkcją amplitudy sygnału, $\Delta x = \Delta x(x)$, wzór (3) można zapisać w postaci

$$P_q = \frac{[\Delta x(x)]^2}{12} \quad (4)$$

Gdyby kwantowany sygnał stale mieścił się w przedziale o wartości środkowej x_m i szerokości Δx , to jak wynika ze wzoru (3), średnia moc szumu kwantowania wynosiłaby jedną dwunastą kwadratu szerokości stopnia kwantyzacji.

Rozkład amplitud sygnału jest jednak zmienną losową o zadanej gęstości prawdopodobieństwa $p(x)$. Przy wystarczająco dużej ilości stopni można z dobrym przybliżeniem uważać $\Delta x(x)$ i $P_q(x)$ za ciągłe funkcje x . Przy takim założeniu zdarzenia, że x przypadnie do przedziału o szerokości Δx oraz że moc szumu kwantowania wynosi $P_q(x)$, mają taką samą gęstość prawdopodobieństwa co zdarzenie, że sygnał przyjmie wartość x .

Wartość oczekiwana zmiennej losowej $P_q(x)$ stanowi średnią moc szumu kwantowania:

$$P_q = \int_{-\infty}^{+\infty} P_q(x) p(x) dx \quad (5)$$

Średnia moc sygnału wynosi:

$$S = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx = x_{sk}^2 \quad (6)$$

Stosunek mocy sygnału do mocy szumu kwantowania jest zatem określony zależnością:

$$\frac{S}{P_q} = \frac{x_{sk}^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_q(x) p(x) dx} \quad (7)$$

Charakterystyka kompresji $y(x)$ (gdzie y oznacza sygnał po kompresji, natomiast x — sygnał przed kompresją) została tak unormowana, że dodatnia i ujemna wirtualna amplituda decyzji wynosi odpowiednio $+1$ i -1 . Ponieważ sygnał wyjściowy kompresora jest kwantowany w l jednakowych przedziałach, zatem szerokość przedziału Δy wynosi:

$$\Delta y = \frac{2}{l} \quad (8)$$

Ponieważ

$$\frac{\Delta y}{\Delta x} \approx \frac{dy}{dx} = y'(x) \quad (9)$$

to po podstawieniu (8) do (9) i przekształceniu

$$\Delta x = \frac{2}{ly'(x)} \quad (10)$$

Podstawiając (10) do (4) otrzymamy:

$$P_q(x) = \frac{1}{3l^2[y'(x)]^2} \quad (11)$$

Jak podaje *Davenport* [5], gęstość prawdopodobieństwa amplitudy sygnałów mowy jest z dobrym przybliżeniem określona funkcją:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2} x_{sk}} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}} |x|\right) \quad (12)$$

Znajomość prawa kompresji $y(x)$, wartości skutecznej sygnału mowy x_{sk} i ilości przedziałów kwantowania l pozwala na podstawie wzorów (12), (11) i (7) obliczyć stosunek mocy sygnału do mocy szumu kwantowania.

Ponieważ $p(x)$ i $P_q(x)$ są funkcjami parzystymi, całka według wzoru (5) równa się podwójnej wartości całki liczonej w granicach od zera do nieskończoności.

Należy zwrócić uwagę, że wzór (5) odpowiada kwantowaniu w granicach od $-\infty$ do $+\infty$, podczas gdy rzeczywisty proces kwantowania zachodzi w przedziale od -1 do $+1$. Na zewnątrz tego przedziału, jak powiedziano powyżej, występuje obcinanie szczytowe. Całkowita moc szumu $\bar{P}(x_{sk})$ związanego z procesem kwantowania sygnału o wartości skutecznej x_{sk} jest więc sumą mocy szumu kwantowania $\bar{P}_q(x_{sk})$ i mocy szumu obcinania szczytowego $P_p(x_{sk})$

$$\begin{aligned} \bar{P}(x_{sk}) &= \bar{P}_q(x_{sk}) + \bar{P}_p(x_{sk}) = \\ &= 2 \int_0^1 P_q(x) p(x) dx + 2 \int_1^\infty P_p(x) p(x) dx \end{aligned} \quad (13a)$$

gdzie

$$P_p(x) = (x-1)^2 \text{ dla } x > 1 \quad (13b)$$

3. JEDNOWARTOŚCIOWE CHARAKTERYSTYKI KOMPRESJI

Każda ciągła jednowartościowa krzywa łącząca punkty o współrzędnych $(-1, -1)$ i $(1,1)$, symetryczna względem początku układu i mająca nachylenie w początku układu większe od jedności stanowi potencjalną charakterystykę kompresji. Krzywą taką pokazano na rys. 1.

Współczynnik wzmocnienia (y/x) , zdefiniowany jako stosunek chwilowej wartości sygnału po kompresji i przed kompresją, zmienia się od dużych wartości, dla małych amplitud sygnału, do jedności dla największej amplitudy. Tak więc kompresja modyfikuje rozkład amplitud impulsów w obrębie pewnego zakresu sygnału.

Nachylenie stycznej do charakterystyki w początku układu współrzędnych określa się mianem współczynnika kompresji K :

$$K = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=0} \quad (14)$$

Na rysunku 1 pokazano, jak kwantowanie w przedziałach o jednakowej szerokości (kwantowanie liniowe) sygnału po kompresji daje w efekcie kwantowanie o niejednakowej szerokości przedziałów (kwantowanie nieliniowe) w odniesieniu do sygnału wejściowego. Dla małych sygnałów szerokości przedziałów kwantyzacji są mniejsze niż w przypadku kwantowania liniowego. Uzyskuje się przez to zmniejszenie szumu kwantowania dla małych sygnałów, a ponieważ takie sygnały są w mowie najbardziej liczne, patrz wzór (12), uzyskuje się także poprawę stosunku mocy sygnału do mocy szumu kwantowania dla szerokiego zakresu wysterowań x_{sk} [2].

Należy także zwrócić uwagę na fakt, że słabe sygnały mają największe znaczenie z punktu widzenia zrozumiałości mowy o stałym natężeniu dźwięku.

Jeżeli sygnał jest kwantowany bez kompresji (kwantowanie liniowe), to jak wynika ze wzorów (11) i (7), stosunek sygnału do szumu kwantowania jest określony równaniem:

$$\frac{\bar{S}}{P_q} = 3l^2 x_{sk}^2 \quad (15)$$

Jest więc niezależny od statystycznych właściwości sygnału. Poniżej podano typowe charakterystyki kompresji.

Charakterystyka logarytmiczna typu A :

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A} \quad \text{dla} \quad 0 \leq x \leq \frac{1}{A}$$

$$y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} \quad \text{dla} \quad \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \quad (16)$$

gdzie A — parametr.

Jest to charakterystyka, która daje w najszerszym zakresie wysterowań w przybliżeniu stały stosunek sygnału do szumu kwantowania [4].

Charakterystyka logarytmiczna typu μ :

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (17)$$

Parametr μ określa stopień kompresji. Szczegółową analizę charakterystyki tego typu przeprowadził *B. Smith* w [6].

Charakterystyka hiperboliczna typu λ :

$$y = \frac{(1 + \lambda)x}{1 + \lambda x} \quad (18)$$

gdzie λ — parametr.

Niekorzystną cechą tej charakterystyki jest spadek stosunku sygnału do szumu kwantowania dla dużych wysterowań. Spadek ten jest tym większy, im większy jest współczynnik kompresji K .

Jeżeli jednak uwzględni się zjawisko obcinania szczytowego, to spadek stosunku sygnału do szumu kwantowania dla dużych wysterowań przy hiperbolicznej charakterystyce kompresji przestaje być sprawą istotną, bowiem obcinanie powoduje analogiczny efekt dla wszystkich typów charakterystyk kompresji.

Charakterystyka wykładnicza typu m :

$$y = \frac{1 - \exp(-mx)}{1 - \exp(-m)} \quad (19)$$

gdzie m — parametr.

Jak dowiódł *B. Smith* [6], charakterystyka ta umożliwiła przez dobór odpowiedniej wartości m uzyskanie maksymalnie możliwego stosunku sygnału do szumu kwantowania dla sygnałów mowy o określonej wartości skutecznej x_{sk} . Zakres wysterowań, przy których stosunek sygnału do szumu kwantowania przewyższa pewną wymaganą wartość (zakres dynamiki), jest jednak mały, co ogranicza stosowalność tej charakterystyki.

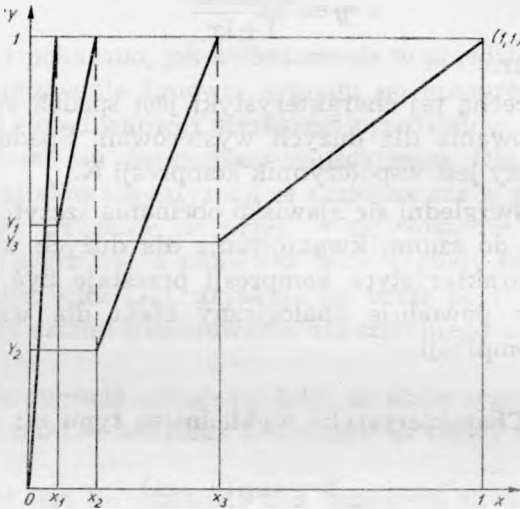
Obliczenia stosunku sygnału do szumu kwantowania w przypadku symetrycznych sygnałów prostokątnych, sygnałów sinusoidalnych i sygnałów mowy dla podanych charakterystyk kompresji przeprowadził *W. Bleickardt* [2].

Charakterystyki kompresji mogą być uzyskane w układach zawierających element nieliniowy o odpowiedniej charakterystyce albo w układach nieliniowych koderów. Układy nieliniowych koderów realizują charakterystyki linearyzowane odcinkowo. Technika otrzymywania takich charakterystyk pozwala na uzyskanie dobrej stałości czasowej i powtarzalności, co gwarantuje liniową transmisję systemu.

4. WIELOWARTOSCIOWE CHARAKTERYSTYKI KOMPRESJI

4.1. Opis charakterystyk

Wielowartościowa krzywa kompresji, podobnie jak krzywa jednowartościowa, łączy punkty o współrzędnych $(-1, -1)$ oraz $(1,1)$, jest syme-



Rys. 2. Czterowartościowa charakterystyka kompresji

tryczna względem początku układu i ma nachylenie w początku układu większe od jedności; nachylenie krzywej w przedziale $-1 \leq x \leq 0$ jest niemalejącą funkcją x , natomiast w przedziale $0 \leq x \leq 1$ jest nierosnącą funkcją x .

Na rysunku 2 pokazano krzywą czterowartościową, której poszczególne segmenty są odcinkami linii prostej.

Charakterystyka kompresji w pierwszym kwadrancie przebiega w sposób opisany poniżej.

Ze wzrostem zmiennej x od $x = 0$ do $x = x_{1-}$ zmienna y rośnie od $y = 0$ do $y = 1$. Krzywa w punkcie $x = x_1$ jest nieciągła i dla $x = x_{1+}$ rzędna przyjmuje wartość $y = y_1$. Dalszemu wzrostowi zmiennej niez-

leżnej od wartości $x = x_{1+}$ do wartości $x = x_{2-}$ towarzyszy wzrost zmiennej zależnej od $y = y_1$ do $y = 1$. Punkt $x = x_2$ jest znowu punktem nieciągłości krzywej: $y = 1$ dla $x = x_{2-}$ oraz $y = y_2$ dla $x = x_{2+}$. Dalszy przebieg krzywej jest analogiczny. Ostatni odcinek łączy punkty o współrzędnych (x_n, y_n) i $(1,1)$.

Z podanego opisu wynika, że charakterystyka mająca n punktów nieciągłości jest $(n + 1)$ — wartościowa. Oznacza to, że pewnemu przedziałowi wartości sygnału po kompresji odpowiada więcej niż jeden przedział wartości sygnału przed kompresją. Ta niejednoznaczność wymaga dla przeprowadzenia właściwej ekspansji przesłania dodatkowej informacji określającej przedział, do którego należy sygnał poddawany kompresji.

W systemie PCM informacja o sygnale jest przesyłana siedmioma bitami. Dwa z nich, w przypadku charakterystyki czterowartościowej, muszą wskazywać przedział wartości amplitud, z którego jest wzięta próbka podlegająca kompresji. Pięć pozostałych bitów niesie informację o przedziale kwantowania, w którym jest zawarta amplituda próbki po kompresji. Wynika stąd, że sygnał po kompresji może być kwantowany w $2^5 = 32$ stopniach.

Każda jednowartościowa krzywa kompresji może być przekształcona w krzywą wielowartościową identyczną z punktu widzenia kwantowania sygnału wejściowego i na odwrót, każda krzywa wielowartościowa posiada analogiczną krzywą jednowartościową. W przypadku krzywej czterowartościowej ilość stopni kwantyzacji sygnału po kompresji jest czterokrotnie mniejsza, $l = 32$, niż dla krzywej jednowartościowej, $l = 128$: aby moc szumu kwantowania dla jednowartościowej i czterowartościowej charakterystyki kompresji była taka sama, to, jak wynika ze wzoru (11), nachylenie charakterystyki czterowartościowej $y'(x)_4$ musi być cztery razy większe niż nachylenie charakterystyki jednowartościowej $y'(x)$:

$$y'(x)_4 = 4 y'(x)$$

Jeżeli warunek ten jest spełniony, krzywa jednowartościowa i czterowartościowa w odniesieniu do sygnału przed kompresją dają identyczny rozkład szerokości przedziałów kwantyzacji.

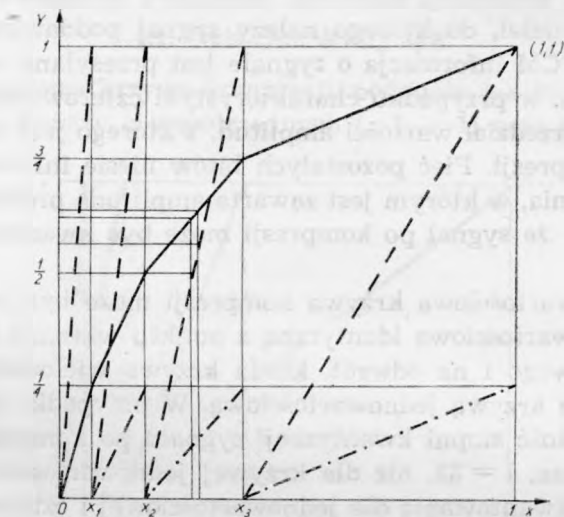
Z powyższych rozważań, a także z opisanego przebiegu krzywej wielowartościowej wynika sposób przekształcenia krzywej jednowartościowej w krzywą czterowartościową.

Krzywą kompresji z rys. 3 podzielono na segmenty w sposób pokazany na rysunku. Segmenty krzywej zawarte pomiędzy x_1 i x_2 , x_2 i x_3 oraz x_3 i 1 przesunięto równolegle wzdłuż osi rzędnych odpowiednio o $-\frac{1}{4}$, $-\frac{2}{4}$ i $-\frac{3}{4}$. Wszystkie wartości rzędnych pomnożono następnie czterokrotnie.

Uzyskaną w ten sposób wielowartościową charakterystykę kompresji po-

kazano na rys. 3 linią przerywaną. Kwantowanie sygnału po kompresji według krzywej czterowartościowej z rys. 3 w 32 równych przedziałach jest równoważne kwantowaniu sygnału po kompresji według krzywej jednowartościowej z rys. 3 w 128 równych przedziałach.

Dla znalezienia charakterystyki jednowartościowej analogicznej do danej charakterystyki czterowartościowej można posłużyć się niżej opisaną konstrukcją. W konstrukcji tej uwzględnia się fakt, że nachylenie krzywej jednowartościowej jest cztery razy mniejsze niż nachylenie krzywej czterowartościowej, a także to, że krzywa jednowartościowa jest funkcją ciągłą.

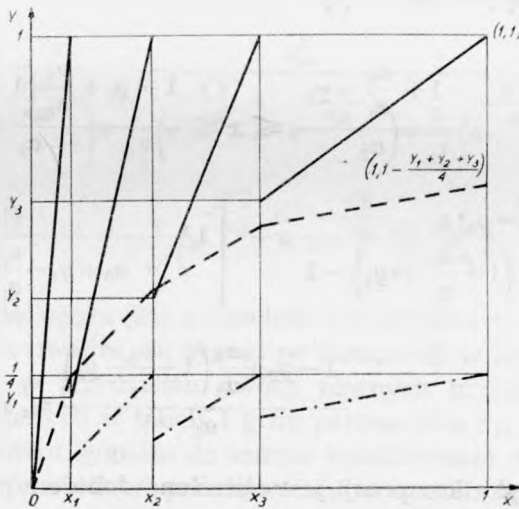


Rys. 3. Charakterystyka jednowartościowa (linia ciągła) i równoważna charakterystyka czterowartościowa (linia przerywana). Kwantowanie sygnału w przedziale nr 41 (licząc od początku układu) według jednowartościowej charakterystyki kompresji odpowiada kwantowaniu w przedziale nr 9 według trzeciego segmentu równoważnej czterowartościowej charakterystyki kompresji

Wartości rzędnych krzywej czterowartościowej z rys. 4 czterokrotnie zmniejszono. Segmenty $x_1 \div x_2$, $x_2 \div x_3$ i $x_3 \div 1$ nowo powstałej krzywej przesunięto wzdłuż osi rzędnych odpowiednio o $\frac{1-y_1}{4}$, $\frac{2-(y_1+y_2)}{4}$ i $\frac{3-(y_1+y_2+y_3)}{4}$. Powstała w ten sposób jednowartościowa krzywa kompresji łączy punkty o współrzędnych $(0,0)$ i $\left(1, 1 - \frac{y_1+y_2+y_3}{4}\right)$.

Przy czterowartościowej krzywej kompresji kwantowania sygnału, rozumiane w sensie przypisania pewnego przedziału danej wartości sygnału, odbywa się w dwóch etapach. Przed kompresją określa się, w którym z czterech przedziałów $0 \div x_1$, $x_1 \div x_2$, $x_2 \div x_3$, $x_3 \div 1$ zawarty jest sygnał. Drugim etapem jest kwantowanie sygnału po kompresji.

Analogiczne rozważania do przeprowadzonych powyżej dla czterowartościowej krzywej kompresji można przeprowadzić dla innej wielowartościowej krzywej kompresji. Ponieważ wielowartościowość krzywej wymaga przeznaczenia pewnej ilości bitów dla identyfikacji sygnału, rozsądnym wyborem jest, aby charakterystyka była 2^k — wartościowa, gdzie $k = 2 \div 6$. Wzrost wartościowości charakterystyki powoduje wzrost ilości przedziałów, w których może być zawarty sygnał i które należy zidentyfikować przed kompresją. W przypadku stosowania oddzielnego kompresora wydaje się, że najbardziej odpowiednimi są cztero lub osmiowartościowe charakterystyki kompresji.



Rys. 4. Charakterystyka czterowartościowa (linia ciągła) i równoważna charakterystyka jednowartościowa (linia przerywana)

Przebieg charakterystyki z rys. 2 jest opisany zestawem równań:

$$\begin{aligned}
 y &= a_1 x & \text{dla} & \quad 0 \leq x \leq x_{1-} \\
 y &= a_2 x + b & \text{dla} & \quad x_{1+} \leq x \leq x_{2-} \\
 y &= a_3 x + c & \text{dla} & \quad x_{2+} \leq x \leq x_{3-} \\
 y &= a_4 x + d & \text{dla} & \quad x_{3+} \leq x \leq 1
 \end{aligned} \tag{20}$$

Pamiętając, że dla:

$$\begin{aligned}
 x = x_{1-}, & \quad y = 1; & x = x_{1+}, & \quad y = y_1; \\
 x = x_{2-}, & \quad y = 1; & x = x_{2+}, & \quad y = y_2; \\
 x = x_{3-}, & \quad y = 1; & x = x_{3+}, & \quad y = y_3; \\
 x = 1, & \quad y = 1; & &
 \end{aligned} \tag{21}$$

otrzymamy po podstawieniu (21) do (20) i przekształceniu:

$$y = a_1 x \quad \text{dla} \quad 0 \leq x \leq \frac{1}{a_1}$$

$$y = a_2 x + \left(y_1 - \frac{a_2}{a_1} \right) \quad \text{dla} \quad \frac{1}{a_1} \leq x \leq \frac{1 - \left(y_1 - \frac{a_2}{a_1} \right)}{a_2}$$

$$y = a_3 x + \left[y_2 - \frac{a_3}{a_2} \left(1 + \frac{a_2}{a_1} - y_1 \right) \right]$$

$$\text{dla} \quad \frac{1 + \frac{a_2}{a_1} - y_1}{a_2} \leq x \leq \frac{1 - y_2 + \frac{a_3}{a_2} \left(1 + \frac{a_2}{a_1} - y_1 \right)}{a_3}$$

$$y = \frac{(1 - y_3) a_3}{a_3 + y_2 - \frac{a_3}{a_2} \left(1 + \frac{a_2}{a_1} - y_1 \right) - 1} x + \left[1 - \frac{(1 - y_3) a_3}{a_3 + y_2 - \frac{a_3}{a_2} \left(1 + \frac{a_2}{a_1} - y_1 \right) - 1} \right]$$

$$\text{dla} \quad \frac{1 - y_2 + \frac{a_3}{a_2} \left(1 + \frac{a_2}{a_1} - y_1 \right)}{a_3} \leq x \leq 1 \quad (22)$$

Charakterystyka kompresji jest określona doбором parametrów a_1 , a_2 , a_3 oraz y_1 , y_2 i y_3 .

Jeżeli poszczególne segmenty krzywej kompresji są odcinkami prostych przechodzącymi przez początek układu [4], to charakterystyka zostaje ustalona zespołem parametrów y_1 , y_2 i y_3 . Równania, które ją opisują, są szczególnym przypadkiem równań (22):

$$y = \frac{1}{y_1 y_2 y_3} x \quad \text{dla} \quad 0 \leq x \leq y_1 y_2 y_3$$

$$y = \frac{1}{y_2 y_3} x \quad \text{dla} \quad y_1 y_2 y_3 \leq x \leq y_2 y_3 \quad (23)$$

$$y = \frac{1}{y_3} x \quad \text{dla} \quad y_2 y_3 \leq x \leq y_3$$

$$y = x \quad \text{dla} \quad y_3 \leq x \leq 1$$

4.2. Stosunek mocy sygnału do mocy szumu kwantowania z uwzględnieniem obcinania szczytowego

Stosunek mocy sygnału do mocy szumu kwantowania z uwzględnieniem obcinania szczytowego jest określony związkiem

$$\frac{\bar{S}}{\bar{P}} = \frac{x_{sk}^2}{2 \int_2^1 P_q(x) p(x) dx + 2 \int_1^{\infty} P_p(x) p_1(x) dx} \quad (24)$$

Podstawiając do (24) związki (11), (12), i (13b), oraz uwzględniając (20) otrzymano:

$$\frac{\bar{S}}{\bar{P}} = \frac{x_{sk}^2}{\frac{1}{3!^2} \left[\frac{1}{a_1^2} \left(1 - e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}} x_1} \right) + \frac{1}{a_2^2} \left(e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}} x_1} - e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}} x_2} \right) + \frac{1}{a_3^2} \left(e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}} x_2} - e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}} x_3} \right) + \frac{1}{a_4^2} \left(e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}} x_3} - e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}}} \right) \right] + x_{sk}^2 e^{-\frac{\sqrt{2}}{x_{sk}}}} \quad (25)$$

Podstawiając do wzoru (25) odpowiednie zależności ze wzorów (22) lub (23) oraz mając na uwadze, że sygnał po kompresji w zakresie $(-1, +1)$ jest kwantowany w trzydziestu dwóch równych przedziałach ($l = 32$), znaleziono dla podanych w tabeli 1 grup parametrów a_1, a_2, a_3 oraz y_1, y_2 i y_3 przebieg stosunku sygnału do szumu kwantowania w funkcji wysterowania x_{sk} . Wyniki obliczeń przedstawiono w sposób uproszczony w tabeli 1. W obrębie każdej dekady przyjęto dwadzieścia wartości x_{sk} zmieniających się o równy skok w skali logarytmów dziesiętnych. W tabeli podano wartości wysterowania, dla których stosunek sygnału do szumu osiąga otoczenie 10 dB, 20 dB, 25 dB oraz wartość maksymalną.

Odpowiednie wartości skuteczne są oznaczone $x_{sk10}, x_{sk20}, x_{sk25}$ i $x_{sk \max}$. Podano także dokładne wartości stosunku sygnału do szumu w tych punktach.

Dla pewnych grup parametrów w przebiegu stosunku sygnału do szumu kwantowania występują oscylacje. Ponieważ nie przekraczają one 1,1 dB (większe od 1 dB tylko dla wiersza 4 tabeli), przeto nie zostały uwzględnione w tym uproszczonym przedstawieniu.

Wykonane obliczenia mają na celu zademonstrowanie wpływu doboru parametrów charakterystyki kompresji na przebieg stosunku sygnału do szumu kwantowania w funkcji wysterowania. Wiersze: 7, 8 i 9 tabeli odpowiadają charakterystykom kompresji, których sposób realizacji został podany w lit. [4].

Tabela 1

Punkty charakterystyczne krzywych $\frac{S}{P} = f(x_{sk})$ obliczone dla różnych czterwartościowych krzywych kompresji

Lp.	Dane	x_{sk10}	$10 \log \frac{S}{P}$	x_{sk20}	$10 \log \frac{S}{P}$	x_{sk35}	$10 \log \frac{S}{P}$	$x_{sk \max}$	$10 \log \frac{S}{P}$
1	$a_1 = 32; a_2 = 11,6;$ $a_3 = 4,2; y_1 = y_2 = y_3 = 0$	$1,778 \cdot 10^{-8}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10 9,7	$5,623 \cdot 10^{-8}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	20 19,3	$1 \cdot 10^{-8}$ $2,512 \cdot 10^{-1}$	24,6 24	$1,259 \cdot 10^{-1}$	32,7
2	$a_1 = 32; a_2 = 32;$ $a_3 = 6,4; y_1 = y_2 = y_3 = 0$	$1,778 \cdot 10^{-8}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10 9,7	$5,623 \cdot 10^{-8}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	20 19,1	$1 \cdot 10^{-2}$ $2,239 \cdot 10^{-1}$	25 25,4	$3,981 \cdot 10^{-2}$	31,1
3	$a_1 = 32; a_2 = 7,6; a_3 = 1,8$ $y_1 = y_2 = 0; y_3 = 13/16$	$1,778 \cdot 10^{-3}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10 9,7	$5,623 \cdot 10^{-3}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	19,9 19,2	$1,259 \cdot 10^{-2}$ $2,239 \cdot 10^{-1}$	25,2 25,7	$1,413 \cdot 10^{-1}$	29,2
4	$a_1 = 32; a_2 = 7,6; a_3 = 1,8$ $y_1 = 11/16; y_2 = 13/16; y_3 = 8/16$	$1,778 \cdot 10^{-3}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10 9,7	$5,623 \cdot 10^{-3}$ $2,512 \cdot 10^{-1}$	19,9 20,4	$1,259 \cdot 10^{-2}$ $1,585 \cdot 10^{-2}$	25 25	$1,413 \cdot 10^{-2}$	25,1
5	$a_1 = 32; a_2 = 10; a_3 = 2,2;$ $y_1 = 1/16; y_2 = 3/16; y_3 = 9/16;$	$1,778 \cdot 10^{-3}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10 9,7	$5,623 \cdot 10^{-3}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	20 19,1	$1,122 \cdot 10^{-2}$ $2,239 \cdot 10^{-1}$	25,3 25,6	$1,413 \cdot 10^{-1}$	29,2
6	$a_1 = 150; a_2 = 40; a_3 = 5$ $y_1 = 1/16; y_2 = 3/16; y_3 = 8/16;$	$3,981 \cdot 10^{-4}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10,4 9,7	$1,259 \cdot 10^{-3}$ $2,818 \cdot 10^{-1}$	20,4 19,7	$2,512 \cdot 10^{-3}$ $1,122 \cdot 10^{-2}$	25,2 25,2	$5,623 \cdot 10^{-3}$	27,5
7	$y_1 = y_2 = y_3 = 3/16$	$3,981 \cdot 10^{-4}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10,5 9,7	$1,259 \cdot 10^{-3}$ $2,818 \cdot 10^{-1}$	20,4 20,8	$4,467 \cdot 10^{-3}$ $1,995 \cdot 10^{-1}$	25 25	$5,012 \cdot 10^{-2}$	26,2
8	$y_1 = y_2 = y_3 = 5/16$	$1,778 \cdot 10^{-3}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	10,2 9,7	$5,623 \cdot 10^{-3}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	20,2 19,1	$1 \cdot 10^{-2}$ $2,239 \cdot 10^{-1}$	24,7 25,3	$8,913 \cdot 10^{-2}$	28,9
9	$y_1 = y_2 = y_3 = 0,5$	$7,079 \cdot 10^{-3}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	9,9 9,7	$2,239 \cdot 10^{-2}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	19,9 19,2	$3,981 \cdot 10^{-2}$ $2,239 \cdot 10^{-1}$	24,8 26	$1,413 \cdot 10^{-1}$	30,7
10	$y_1 = 3/16; y_2 = 5/16; y_3 = 0,5;$	$1,585 \cdot 10^{-3}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	9,5 9,7	$5,623 \cdot 10^{-3}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	20,5 19,2	$1,995 \cdot 10^{-2}$ $2,239 \cdot 10^{-1}$	25,1 25,7	$1,413 \cdot 10^{-1}$	29,2
11	$y_1 = 2/16; y_2 = 6/16; y_3 = 10/16;$	$1,585 \cdot 10^{-3}$ $6,310 \cdot 10^{-1}$	9,5 9,7	$5,623 \cdot 10^{-3}$ $3,162 \cdot 10^{-1}$	20,4 19,2	$5,012 \cdot 10^{-2}$ $2,239 \cdot 10^{-1}$	24,9 25,7	$1,585 \cdot 10^{-1}$	29

Dla małych wysterowań stosunek sygnału do szumu kwantowania zależy jedynie od nachylenia pierwszego segmentu charakterystyki kompresji (współczynnika kompresji $K = a_1$).

Własność ta wynika ze wzorów (7) i (11):

$$\left. \frac{\bar{S}}{P} \right|_{x_{sk} \rightarrow 0} = 3l^2 a_1^2 x_{sk}^2 \quad (26)$$

W tabeli 1 dla $a_1 = 32$ i $x_{sk} = 1,778 \cdot 10^{-3}$, $\frac{\bar{S}}{P} = 10$ dB; przy większym a_1 taka sama wartość stosunku sygnału do szumu kwantowania jest osiągana przy mniejszym wysterowaniu: dla $a_1 = 150$ i $x_{sk} = 3,981 \cdot 10^{-4}$,

$\frac{\bar{S}}{P} = 10,4$ dB. Dla wystarczająco dużego wysterowania x_{sk} stosunek sygnału do szumu kwantowania $\frac{\bar{S}}{P} \approx e^{\frac{12}{x_{sk}}}$, co jasno wynika ze wzoru (25)

(jest zresztą własność ogólna, niezależna od przyjętej charakterystyki kompresji). W tabeli dla $x_{sk} = 6,310 \cdot 10^{-1}$, $\frac{\bar{S}}{P} = 9,7$ dB dla wszystkich grup parametrów.

Należy podkreślić, że subiektywny efekt spadku stosunku mocy sygnału do mocy szumu kwantowania spowodowanego obcinaniem szczytowym przy dużych wysterowaniach jest mniejszy niż to wynika z obliczeń [2].

5. WNIOSKI

W artykule wykazano, że jednowartościowa i wielowartościowa krzywa kompresji mogą być równoważne z punktu widzenia kwantowania sygnału wejściowego. W ogólnym przypadku charakterystyka wielowartościowa odpowiada takiej charakterystyce jednowartościowej, która zmniejsza dynamikę sygnału. Cechą szczególną wielowartościowych charakterystyk kompresji jest konieczność określenia przed kompresją, w jakim przedziale wartości znajduje się sygnał wejściowy.

Wprowadzenie wielowartościowej charakterystyki kompresji dla koderów nieliniowych nie wnosi nic nowego; istotną nowością jest natomiast kompresor realizujący taką charakterystykę. Kształt charakterystyki czterowartościowej, której segmentami są odcinki linii prostej, zależy od doboru parametrów a_1, a_2, a_3 oraz y_1, y_2, y_3 .

Charakterystyki wielowartościowe mogą odtwarzać charakterystyki jednowartościowe wyszczególnione w rozdz. 3.

WYKAZ LITERATURY

1. *Bartlett C.J.C., Greszczuk J.*: Companding in a PCM System. Transmission aspects of communications networks organized by the Institute of Electrical Engineers Electronics Division, 24—28 February 1964 at Savoy Place, London, p. 183—186.
2. *Bleickardt W.*: Der Einfluss der Quantisierung in PCM-Systemen. Diss. ETH Zürich 1963.
3. *Blocki F.*: Sprawozdanie z posiedzenia Grupy XV, Genewa, luty, 1966.
4. *Cattermole K.W.*: Discussion... Proc. IEE, Nov 1962, vol. 109, Part B, p. 486.
5. *Davenport W.B.*: An Experimental Study of Speech — Wave Probability Distributions. Journal of the Acoustical Society of America, 1952, vol. 24, p. 390—399.
6. *Smith B.*: Instantaneous Companding of Quantized Signals. Bell System Techn. Journal, 1957, vol. 36, p. 653—709.

A. Доброговски

АНАЛИЗ ОДНО- И МНОГОЗНАЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПРЕССИИ

Резюме

В статье описана роль компрессии как средства, ведущего к получению оптимального отношения средней мощности сигнала к средней мощности шума квантования в системах связи с кодово-импульсной модуляцией. Представлен метод расчета этого отношения.

Характеристика компрессии (и соответствующей ей экспансии) представляет зависимость ширины интервалов квантования от амплитуды сигнала. Характеристика компрессии может быть определена или непрерывной монотонной функцией (однозначная характеристика компрессии), или прерывными функциями (многозначные характеристики компрессии).

В статье приведены примеры типовых однозначных характеристик компрессии. Подробно описаны многозначные характеристики и проведено сравнение их с однозначными характеристиками.

Рассуждения иллюстрированы расчетом отношения мощности сигнала к мощности шума квантования в случае сигналов речи для нескольких групп параметров, определяющих четырехзначную характеристику.

A. Dobrogowski

ANALYSIS OF THE POLY- AND MONO-VALENT COMPRESSION CHARACTERISTICS

Summary

The role of the compression is described as means to obtain the optimum ratio of the signal power mean value to the quantizing noise power mean value in the telecommunication systems with the pulse-code modulation.

A calculation method of this ratio is presented.

The compression characteristics (and that one of a corresponding expansion) present the width of quantizing sections as a function of a signal amplitude.

The compression characteristics may be defined by a continuous monotonous function (the mono-valent compression characteristics) or by discontinuous functions (the poly-valent compression characteristics).

The typical examples of the mono-valent compression characteristics are given.

The poly-valent compression characteristics are discussed in detail and compared with the mono-valent ones.

The discussions are illustrated by the calculation of the ratio of the signal power to the quantizing noise power in case of speech signals for some parameter groups determining the fourvalent characteristics.

A. Dobrogowski

ANALYSE DES CARACTÉRISTIQUES DE LA COMPRESSION MONOVALENTES ET POLYVALENTES

R é s u m é

On expose le rôle de la compression comme moyen permettant d'obtenir un rapport optimal entre la puissance moyenne du signal et celle du bruit de quantification dans les systèmes des télécommunications à modulation codée par impulsions.

On présente une méthode du calcul de ce rapport.

Une caractéristique de la compression (ou celle de l'expansion correspondante) présente une relation de la largeur des sections de quantification de la valeur d'amplitude du signal.

La caractéristique de la compression peut être définie soit par la fonction monotone continue (la caractéristique de la compression monovalente), soit par des fonctions discontinues (les caractéristiques de la compression polyvalentes).

On présente les exemples typiques des caractéristiques de la compression des fonctions monotoniques.

Des caractéristiques polyvalentes sont traitées ici en détail et comparées avec celles monovalentes.

La discussion est illustrée par un calcul du rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit de quantification dans le cas des signaux de la parole pour quelques groupes de paramètres déterminant les fonctions quadrivalentes.

A. Dobrogowski

ANALYSE DER KONTINUIERLICHEN UND DISKRETEN KOMPRESSIONSCHARAKTERISTIKEN

Z u s a m m e n f a s s u n g

Die Rolle der Kompression in PCM-Systemen, als Mittel, das zur Gewinnung des optimalen Verhältnisses der mittleren Signalleistung zur mittleren Geräuschleistung bei Quantisierung führt, wird beschrieben.

Die Berechnungsmethode dieses Verhältnisses wird gestellt.

Presser (und Dehner) — charakteristik ist die Abhängigkeit der Breite der Quantisierungsabschnitten von der Signalamplitude.

Kompressionscharakteristik kann entweder als kontinuierliche monotone Funktion (einwertige Kompressioncharakteristik) oder als diskrete (unstätige) Funktion dargestellt werden.

Im Aufsatz werden manche Beispiele der typischen monotonen Kompressionscharakteristiken dargestellt.

Es wurde genau die diskrete Charakteristik besprochen und mit den monotonen verglichen.

Die Betrachtungen werden durch Berechnung des Verhältnisses der Signalleistung zur Geräuschleistung im Fall der Sprachsignale für einige, die vierwertige Charakteristik bestimmende Parametergruppen erläutert.

MICHAŁ NOWICKI

621.317.799 : 681.3 : 519.2

STATYSTYCZNY ANALIZATOR PRZEBIEGÓW MODEL SAP-367

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 3.I.1968 r.

Artykuł zawiera opis i zasadę działania nowego, tranzystorowego modelu statystycznego analizatora przebiegów SAP-367, opracowanego w Instytucie Łączności w roku 1967.

Zadaniem analizatora jest wyznaczanie rozkładów prawdopodobieństwa liczby oraz czasu trwania przekroczeń określonych poziomów napięciowych przez zmieniający się w czasie badany przebieg napięcia elektrycznego.

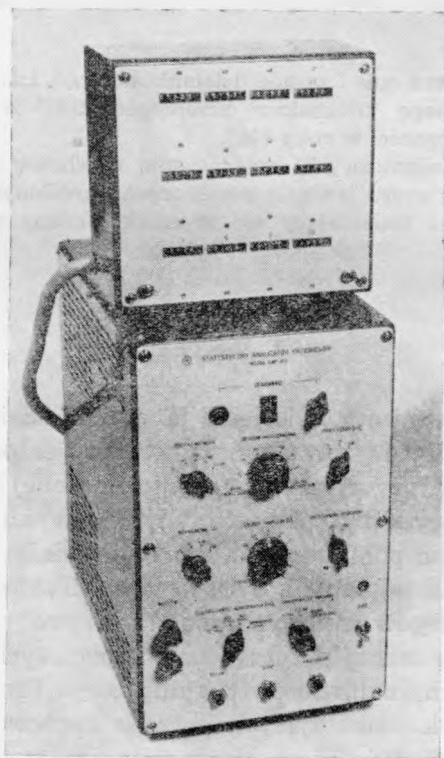
1. WSTĘP

Na przestrzeni ostatnich dziesięciu lat w Zakładzie Propagacji Fal Instytutu Łączności były prowadzone prace projektowe nad konstrukcją elektronicznej aparatury pomiarowej, przeznaczonej do badań statystycznych. Taki stan rzeczy był podyktowany niezwykle szybkim rozwojem statystycznych metod pomiarowych, które ułatwiały lub zgoła umożliwiały rozwiązanie wielu zagadnień. Opracowano kilka modeli statystycznych analizatorów przebiegów, będących podstawowymi przyrządami do badań statystycznych oraz szereg przyrządów pomocniczych. Szczegółowe opisy wyżej wymienionych analizatorów znajdują się w Pracach Instytutu Łączności [1,2]. Wskutek narastających potrzeb opracowana aparatura okazała się jednak niewystarczającą. Brakowało przyrządu niewielkiego, podręcznego, który by umożliwiał wykonywanie analiz statystycznych bezpośrednio u źródeł badanych zjawisk. Taki przyrząd — analizator — powinien być prosty w obsłudze oraz umożliwiać otrzymanie wyniku pomiarowego w sposób szybki, bezpośrednio po zakończeniu pomiaru nawet kosztem rezygnacji z pewnej jego dokładności. Potrzeba posiadania takiego przyrządu doprowadziła do opracowania nowego modelu statystycznego analizatora przebiegów SAP-367. Opis tego analizatora jest przedmiotem tego artykułu.

2. OPIS OGÓLNY I PRZEZNACZENIE

Analizator jest przeznaczony do statystycznego analizowania zmieniających się w czasie przebiegów napięcia elektrycznego dowolnego kształtu, nieskorelowanych z częstotliwością sondowania (rozd. 3). Analizator umożliwia zasadniczo wyznaczanie dwóch następujących wielkości:

- a) liczby przekroczeń danego poziomu przez badany przebieg napięciowy;
- b) sumarycznego czasu, podczas którego badany przebieg napięciowy przekracza dany poziom napięcia.



Rys. 1. Widok statystycznego analizatora przebiegów

Analizator umożliwia analizowanie przebiegu w postaci takiej, w jakiej został ten przebieg doprowadzony do wejścia analizatora albo też w postaci odpowiednio przekształconej. W związku z tym istnieją różne sposoby analizowania przebiegu:

- a) przebiegu nieprzekształconego o częstotliwości od 0 Hz do 10 kHz przy galwanicznym sprzężeniu wejścia;

- b) przebiegu nieprzekształconego o częstotliwości od 20 Hz do 10 kHz przy pojemnościowym sprzężeniu wejścia;
- c) przebiegu dwupołówkowo wyprostowanego (dodatniej połówki i obróconej o 180° połówki ujemnej);
- d) dodatniej połówki przebiegu;
- e) wartości średniej przebiegu dwupołówkowo wyprostowanego;
- f) wartości średniej dodatniej połówki przebiegu;
- g) wartości skutecznej przebiegu;
- h) wartości skutecznej dodatniej połówki przebiegu;
- i) wartości maksymalnej przebiegu dwupołówkowo wyprostowanego;
- j) wartości maksymalnej dodatniej połówki przebiegu.

Przekształcenie przebiegu badanego w przebieg jego wartości średniej, skutecznej lub maksymalnej może się odbywać ze stałą czasu całkowania równą 2, 20 lub 200 ms.

Widok analizatora (mod. SAP-367) jest przedstawiony na rys. 1. Analizator składa się z dwóch paneli: panela głównego i panela liczników. Ten ostatni zawiera wyłącznie elektromagnetyczne liczniki impulsów, z których odczytuje się wynik pomiaru.

Budowa analizatora jest oparta całkowicie na elementach półprzewodnikowych. W porównaniu z modelami uprzednio opracowanymi ten analizator posiada stosunkowo mniejsze wymiary i mniejszy ciężar. Pomimo to umożliwia on dokonywanie analiz statystycznych jednocześnie na 11 poziomach napięciowych.

3. ZASADA DZIAŁANIA

Zasada działania analizatora SAP-367 jest nieco odmienna od zasady działania modeli poprzednich analizatorów SAP-160, SAP-264 i SAP-264a. Główna różnica polega na stosowaniu odmiennej częstotliwości impulsów sondujących, służących do próbkowania badanych przebiegów elektrycznych.

Rozpatrzmy rysunek 2 przedstawiający przykładowo badany przypadkowy przebieg (w czasie) napięcia elektrycznego $u = f(t)$, który zostaje poddany analizowaniu. Ten przebieg przekracza dany poziom napięcia u , w pewnych momentach czasu $t'_1, t''_1, t'_2, t''_2, t'_3, t''_3 \dots t'_x, t''_x$.

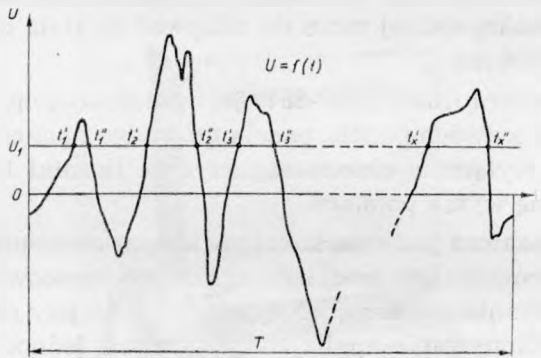
Zadaniem analizatora jest:

- a) znalezienie liczby jednostronnych przekroczeń danego poziomu u_1 przez badany przebieg, czyli wartości x w ciągu danego okresu pomiarowego;
- b) znalezienie względnego czasu trwania przekroczenia danego poziomu

mu u_1 , tj. stosunku sumy przedziałów czasowych, podczas których poziom u_1 jest przekroczony, do całkowitego okresu czasu pomiaru T , czyli:

$$\frac{\sum_{i=1}^x (t_i'' - t_i')}{T}$$

Wyznaczanie liczby przekroczeń we wszystkich modelach analizatorów odbywa się w podobny sposób. Odpowiedni komparator porównujący chwilowe wartości napięć badanego przebiegu z wartością określonego napięcia powoduje wysłanie impulsów w momentach zrównania tych napięć; impulsy te zostają zliczone przez liczniki.



Rys. 2. Analizowany przebieg napięcia elektrycznego

Wyznaczanie względnego czasu trwania przekroczenia poziomu w analizatorze SAP-367 odbywa się w nieco odmienny sposób. W analizatorach poprzednich pomiar przedziałów czasowych odbywał się za pomocą impulsów o stałym i wiadomym okresie impulsowania. Miarą długości mierzonych przedziałów czasowych była liczba impulsów, zawartych w danym przedziale. Przy czym zakładano, że w każdym mierzonym przedziale czasowym powinien się mieścić co najmniej jeden impuls.

W modelu analizatora SAP-367 częstotliwość impulsów sondujących jest znacznie mniejsza, o wiele mniejsza od przeciętnej częstotliwości przekroczeń danego poziomu przez badany przebieg. Z tego wynika, że będzie istniała duża liczba przekroczeń, podczas trwania których nie będzie występował ani jeden impuls sondujący, inaczej mówiąc nie będziemy posiadali żadnej informacji o tych przekroczeniach. Jeżeli jednak liczba impulsów sondujących będzie dostatecznie duża w ciągu trwania okresu pomiarowego, można z praktycznie wystarczającą dokładnością wyciągać wnioski o badanym przebiegu na podstawie wyników wysondowanych przez impulsy sondujące.

Zagadnienie sprowadza się więc do zdobycia informacji o populacji generalnej, którą stanowi zbiór chwilowych wartości napięcia badanego przebiegu na podstawie wniosków wyciągniętych podczas badania próbki. Próbkę tę stanowi zbiór chwilowych wartości napięć przebiegu w momentach występowania impulsów sondujących. Informacja, którą daje impuls sondujący jest typu zero-jedynkowego. Impuls sondujący stwierdza jedynie, czy dany poziom w określonej chwili jest przekroczony czy nie. Podczas trwania pomiaru liczone są jedynie te impulsy, przy których dany poziom jest przekroczony.

Błąd popełniany przy pomiarze tą metodą zależy od wielkości próbki. Im liczniejsza będzie próbka, tym błąd będzie oczywiście mniejszy. W praktyce chodzi więc o znalezienie najmniejszej, wystarczającej liczby impulsów sondujących (stanowiących próbkę), aby wyniki pomiaru były praktycznie do przyjęcia. W tym celu należy oprzeć się na teorii estymacji i rachunku prawdopodobieństwa [3].

W przypadku bardzo ogólnym, gdy rozkład statystyczny badanego przebiegu nie jest znany, można skorzystać z twierdzenia *Chinczyna*, na podstawie którego można wyznaczyć wielkość próbki, czyli w danym przypadku najmniejszą wystarczającą liczbę impulsów sondujących. Liczba ta wynosi:

$$n = \frac{p \cdot q}{\Delta^2 (1 - P)} \quad (1)$$

gdzie:

- p — prawdopodobieństwo, z jakim dany poziom jest przekroczony przez badany przebieg;
- q — prawdopodobieństwo, z jakim dany poziom nie jest przekroczony przez badany przebieg;
- Δ — dopuszczalny błąd pomiaru;
- P — prawdopodobieństwo, że błąd pomiaru będzie mniejszy lub równy Δ .

Zważywszy, że $q = 1 - p$ oraz że iloczyn $p \cdot q$ osiąga maksimum, gdy $p = q = 0,5$ znajdujemy, że maksymalna wartość, jaką może przybrać iloczyn $p \cdot q$, wynosi 0,25. Podstawiając obliczoną wartość pq do wzoru (1), otrzymamy wzór na najmniejszą liczbę impulsów sondujących obliczony dla przypadku najmniej korzystnego:

$$n = \frac{1}{4\Delta^2 (1 - P)} \quad (2)$$

Wzór (2) jest wyprowadzony przy bardzo ostrożnych założeniach. W praktyce spotykamy się często z przebiegami elektrycznymi, których rozkłady statystyczne są bardzo zbliżone do rozkładów normalnych. Jeżeli zatem rozkład statystyczny badanego przebiegu ma postać rozkładu

normalnego, wtedy najmniejszą liczbę impulsów sondujących można wyznaczyć ze wzoru

$$n = \frac{t^2}{4\Delta^2} \quad (3)$$

gdzie t — argument funkcji rozkładu normalnego:

$$\Phi(t) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = P \quad (4)$$

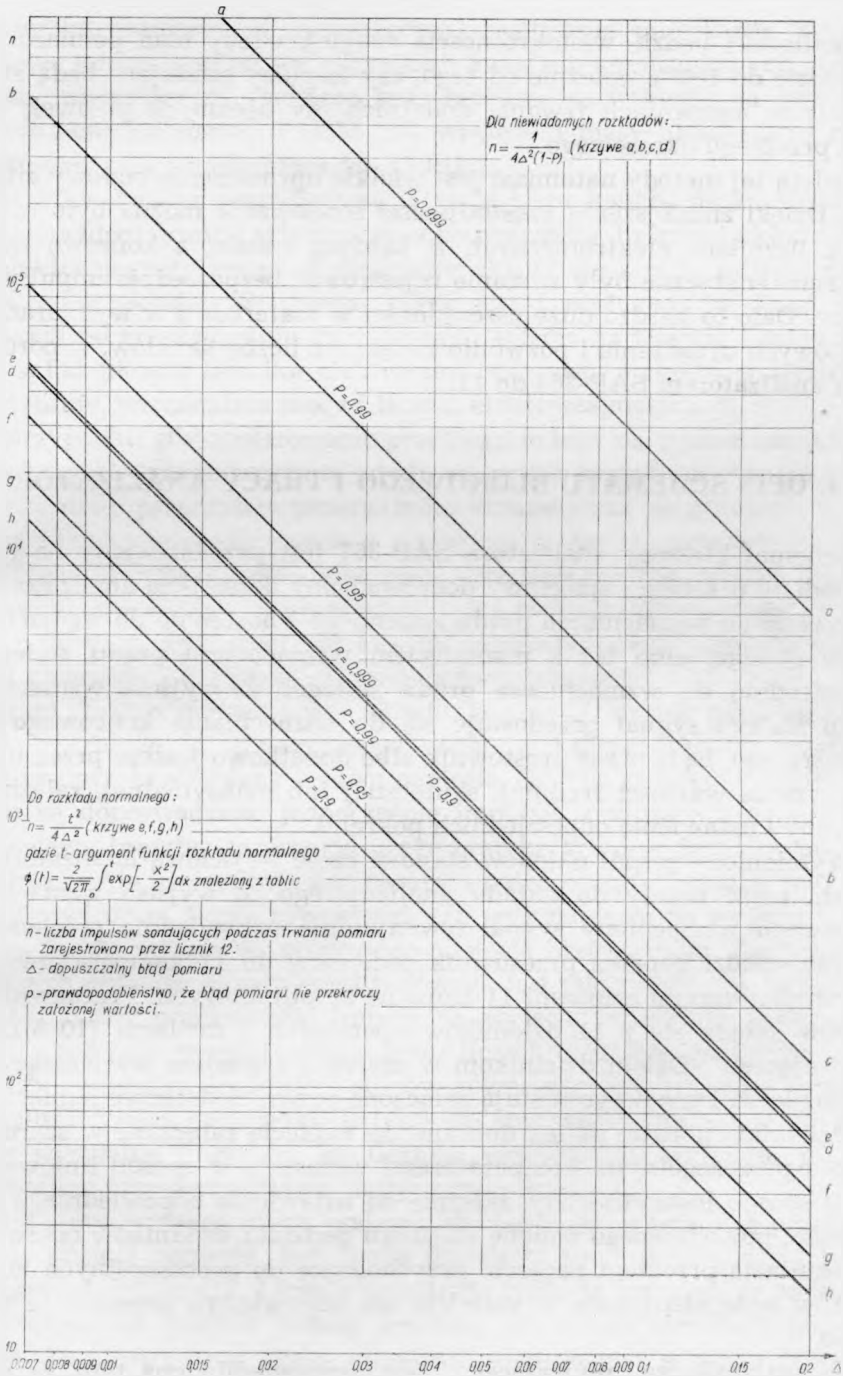
znaleziony z tablic dla założonej wartości prawdopodobieństwa.

Wzór (3) jest słuszny przy pobieraniu próbki ze zwracaniem lub przy pobieraniu próbki bez zwracania, gdy $N \geq n$, tj. gdy liczba całego zbioru jest dużo większa od próbki. W danym przypadku mamy do czynienia z tą drugą ewentualnością, gdyż impulsy sondujące odpowiadają próbkom bez zwracania, ponieważ dają informację w pewnych momentach czasu, które już nigdy później nie zostaną powtórzone. Warunek $N \geq n$ jest spełniony, czego dowodzi następujące rozumowanie. Szerokość impulsów sondujących wynosi 5 μ s, a największa ich częstotliwość stosowana w analizatorze równa się 16,7 Hz. Dzieląc 1 sekundę na 200 000 przedziałów pięciomikrosekundowych widzimy, że impulsy sondujące w ciągu 1 sekundy przynoszą informację o badanym przebiegu tylko w szesnastu pięciomikrosekundowych przedziałach czasu, natomiast pozostałe pięciomikrosekundowe przedziały czasu w liczbie 200 000 — 16 = 199 984 nie są sondowane. Przyjmując liczbę przedziałów pięciomikrosekundowych zawartych w 1 sekundzie jako $N = 200\ 000$, a liczbę impulsów sondujących jako $n = 16$ otrzymujemy, że $N \geq n$.

Na rysunku 3 są przedstawione zależności $n = f(P, \Delta)$ dla $P = 0,9; 0,95; 0,99$ i $0,999$ oraz dla obydwu wzorów (2) i (3).

Rozpatrzmy realny przykład. Analizowany jest przebieg napięciowy o rozkładzie statystycznym normalnym. Żądamy, aby z prawdopodobieństwem $P = 0,95$ można było twierdzić, że wynik pomiaru będzie obciążony błędem nie większym niż $\Delta = 0,02$. Podstawiając wartości P i Δ do wzorów (3) i (4) otrzymujemy, że liczba próbek, czyli impulsów sondujących, powinna być równa lub większa od $n = 2400$. Wynika z tego, że przy częstotliwości impulsowania 16,7 Hz warunki założone na P i Δ zostaną spełnione przy okresie czasu pomiaru trwającym co najmniej 2,4 min.

Metoda sondowania przebiegu małą częstotliwością stosowana w analizatorze SAP-367 ma swoje wady i zalety. Wadą tej metody jest to, że nie nadaje się ona do analizowania przebiegów okresowych, skorelowanych z częstotliwością sondowania. Jeżeli bowiem częstotliwość badanego przebiegu będzie się równała częstotliwości sondowania lub jedna z tych



Rys. 3. Zależność liczby impulsów sondujących podczas trwania pomiaru od dopuszczalnego błędu pomiarowego oraz prawdopodobieństwa, że błąd ten nie przekroczy założonej wartości

częstotliwości będzie wielokrotnością drugiej, wtedy błąd pomiaru może dochodzić do 100%, zależnie od tego, czy impulsy sondujące będą się pojawiały w momentach trwania dodatnich czy ujemnych połówek badanego przebiegu okresowego.

Zaletą tej metody natomiast jest wielkie uproszczenie budowy analizatora. Dzięki zmniejszeniu częstotliwości sondowania można było nie stosować liczników elektronicznych w każdym kanale, a końcowe liczniki elektromagnetyczne były w stanie rejestrować bezpośrednio impulsy sondujące. Dało to bardzo duże oszczędności w materiale i w wymiarach gabarytowych urządzenia i pozwoliło zwiększyć liczbę kanałów, w porównaniu z analizatorem SAP-264 do 11.

4. OPIS SCHEMATU BLOKOWEGO I PRACY ANALIZATORA

Schemat blokowy analizatora SAP-367 jest przedstawiony na rys. 4.

Badany przebieg napięciowy doprowadzony do wejścia analizatora jest kierowany do wzmacniacza prądu zmiennego i następnie do wzmacniacza prądu stałego, albo też z pominięciem wzmacniacza prądu zmiennego bezpośrednio do wzmacniacza prądu stałego. Z wyjścia wzmacniacza prądu stałego sygnał przedostaje się do wzmacniacza końcowego bądź bezpośrednio, bądź przez prostownik albo dodatkowo jeszcze przez układy odtwarzania wartości średniej, skutecznej lub maksymalnej, zależnie od potrzeby i ustawienia odpowiednich pokręteł.

Wymieniony zespół układów stanowi część wejściową analizatora, pozostała część należy do układu analizującego. Z wyjścia wzmacniacza końcowego wzmocniony sygnał (ewentualnie odpowiednio przekształcony) przechodzi poprzez przesuwnik poziomów do 11 komparatorów, będących pierwszymi członami 11 kanałów amplitudowych. Przesuwnik poziomów składa się z 11 dzielników oporowych i zasilacza (10 V), tzw. „pływającego”. Dzięki dzielnikom w szereg z sygnałem wychodzącym ze wzmacniacza końcowego zostają załączone pewne dodatkowe napięcia stałe. Dzielniki oporowe są tak dobrane, że napięcia załączane w szereg kolejno z poszczególnymi komparatorami wzrastają w sposób liniowy albo też w sposób logarytmiczny, zależnie od ustawienia odpowiedniego przełącznika, powodującego zmianę stosunku podziału dzielników oporowych. W rezultacie przebiegi napięcia przychodzące do poszczególnych komparatorów będą identyczne w kształcie, ale odpowiednio przesunięte napięciowo.

Nazwa zasilacza „pływającego” jest usprawiedliwiona tym, że napięcie na nim w stosunku do ziemi nie jest stałe, lecz zmienia się (pływa) zgodnie ze zmianą badanego napięcia wejściowego. Takie rozwiązanie

przesuwnika poziomów z „pływającym” zasilaczem umożliwiło jednolitą budowę komparatorów we wszystkich kanałach amplitudowych. Zastosowanie „pływającego” zasilacza było możliwe ze względu na jego stosunkowo małą pojemność (~ 150 pF) względem masy układu oraz małą częstotliwość pracy analizatora (do 10 kHz).

Wszystkie kanały amplitudowe, z wyjątkiem kanału dwunastego, są zbudowane identycznie i składają się z komparatora, bramki i układu licznika elektromagnetycznego. Komparator składa się z przerzutnika dwustabilnego w układzie Schmidta, który jest przerzucany w drugi stan równowagi po przekroczeniu określonego napięcia na wejściu komparatora. W skład układu licznika elektromagnetycznego wchodzi przerzutnik jednostabilny, wzmacniacz mocy i licznik elektromagnetyczny.

W przypadku gdy analizowanie przebiegu polega na wyznaczeniu liczby przekroczeń danego poziomu, wtedy wszystkie bramki są otwarte i impuls wywołany przerzutem przerzutnika komparatora po przejściu przez otwartą bramkę wyzwoli impuls o szerokości 20 ms w przerzutniku jednostabilnym układu licznika elektromagnetycznego. Ten ostatni impuls po wzmocnieniu spowoduje przeskok licznika elektromagnetycznego o jedną cyfrę. W ostatecznym wyniku liczniki będą wskazywały sumy przekroczeń 11 poziomów napięciowych przez badany przebieg.

Inaczej nieco przebiega praca układu, gdy analizowanie przebiegu polega na wyznaczeniu sumarycznego czasu, w którym badany przebieg napięciowy przekracza dany poziom napięcia. Czynne są wtedy bramki, do których są doprowadzane jednocześnie impulsy sondujące z generatora impulsowego. Impulsy te przejdą przez bramkę tylko w tym przypadku, gdy jednocześnie przerzutnik komparatora połączonego z bramką znajdzie się w odpowiednim stanie równowagi, tzn. gdy napięcie na wejściu komparatora będzie wyższe od progowego napięcia przerzutnika. Zachowanie się dalszych układów kanału amplitudowego jest takie same, jak przy wyznaczeniu liczby przekroczeń. Impuls na wyjściu bramki w końcowym rezultacie zostanie zarejestrowany przez licznik elektromagnetyczny.

Należy zauważyć, że zmiany stanów równowagi przerzutnika komparatora służą w tym przypadku jedynie do sterowania bramki, a nie powodują wysyłania impulsów do licznika elektromagnetycznego, jak to miało miejsce przy wyznaczeniu liczby przekroczeń.

Miarą sumarycznego czasu, podczas którego badany przebieg przekracza dany poziom napięcia, jest liczba impulsów sondujących, zarejestrowana przez dany licznik. Licznik rejestruje tylko te impulsy, w momencie występowania których badany przebieg przekracza określony poziom napięcia. Zarejestrowana liczba impulsów sondujących w ciągu trwania okresu pomiarowego stanowi wynik pomiaru; jest to właśnie próbka statystyczna, o której była mowa w rozdz. 3.

Dwunasty kanał amplitudowy różni się od pozostałych tym, że nie zawiera komparatora; zlicza on wszystkie impulsy wychodzące z generatora. Wskazania licznika 12 są zatem proporcjonalne do czasu trwania pomiaru i służą jako punkt odniesienia. Licznik 12 ma kontakty zwierające, które są zwierane po zliczeniu 1000 impulsów. Zwarcie tych kontaktów powoduje automatyczne wstrzymanie pracy analizatora. Istnieje również możliwość przerywania pomiaru w sposób ręczny, po zliczeniu przez licznik 12 dowolnej liczby impulsów.

Generator impulsów sondujących składa się zasadniczo z multiwibratora astabilnego i przerzutnika jednostabilnego. Impulsy z multiwibratora astabilnego, pracującego na jednej z trzech częstotliwości 1,67 Hz, 5,55 Hz lub 16,7 Hz, sterują multiwibratorem jednostabilnym, na którego wyjściu powstają impulsy sondujące o szerokości 5 μ s i częstotliwości powtarzania równej częstotliwości pracy multiwibratora astabilnego. Istnieje również możliwość sterowania zewnętrznego za pomocą generatora sinusoidalnego lub prostokątnego o częstotliwości od 0 do 20 Hz lub też za pomocą mechanicznego zwierania kontaktów. Do tego celu stosuje się tzw. układ sterowania zewnętrznego, składający się z przerzutnika dwustabilnego. Układ ten, sterowany impulsami zewnętrznymi, steruje z kolei przerzutnik jednostabilny generatora impulsowego.

5. WAŻNIEJSZE DANE TECHNICZNE

Zakres analizowanego napięcia: $0 \div \pm 7$ V.

Zakres częstotliwości:

- a) przy wyznaczaniu liczby przekroczeń danego poziomu przez badany przebieg: od 0 do 20 Hz
- b) przy wyznaczaniu sumarycznego czasu, podczas którego badany przebieg przekracza dany poziom napięcia: od 0 do 10 kHz.

Impedancja wejściowa:

- a) przy galwanicznym sprzężeniu wejścia: 10 k Ω
- b) przy pojemnościowym sprzężeniu wejścia: 100 k Ω .

Stała czasu całkowania przy analizowaniu wartości średniej, skutecznej lub maksymalnej: 2,20 lub 200 ms.

Liczba poziomów napięciowych, na których może być jednocześnie dokonywana analiza przebiegu: 11.

Rozstawienie poziomów: liniowe lub logarytmiczne co 3 dB.

Częstotliwość powtarzania impulsów sondujących: 1,67 Hz; 5,55 Hz lub 16,7 Hz (przy zastosowaniu sterowania zewnętrznego: od 0 do 20 Hz)

Szerokość impulsów sondujących: 5 μ s.

Czas trwania pomiaru przy pracy z automatycznym przerywaniem pomiaru: 1, 3 i 10 min.

Kasowanie wskazań liczników: elektryczne przez naciśnięcie odpowiedniego przycisku.

Niedokładność ustawienia poziomów napięciowych: $\sim 5\%$.

Zasilanie: 220 V, 50 Hz, 37 ÷ 73 VA.

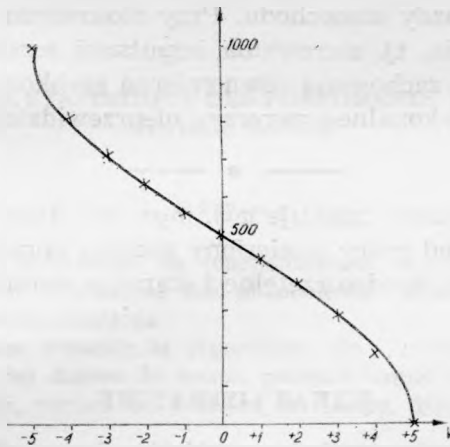
Wymiary i ciężar:

a) panel główny: 25 × 40 × 43 cm 22,5 kg

b) panel liczników: 25 × 23 × 13 cm 9 kg.

6. ZAKOŃCZENIE

Model SAP-367 analizatora okazał się w praktyce cennym przyrządem szczególnie w tych przypadkach, gdy wymagane było szybkie otrzymanie wyniku pomiarowego. Stosunkowo niewielkie wymiary i ciężar



Rys. 5. Rozkład prawdopodobieństwa czasu trwania przekroczeń poziomów dla przebiegu sinusoidalnego

Punkty oznaczone krzyżykami — wynik pomiaru

Linia ciągła — krzywa teoretyczna

analizatora umożliwiły w łatwy sposób przeprowadzanie analiz bezpośrednio u źródła badanych przebiegów z pominięciem często stosowanej i skądinąd mającej wiele zalet metody analizowania pośredniego, polegającej na nagrywaniu przebiegu na taśmie i następnie jej analizowaniu.

Dokładność analizowania przebiegu metodą powolnego sondowania okazała się w praktyce wystarczająca. Na rys. 5 jest przedstawiony dla przykładu wynik analizowania okresowego przebiegu sinusoidalnego

o częstotliwości akustycznej, lecz nie skorelowanego z częstotliwością sondowania. Z rysunku wynika, że błędy pomiaru w porównaniu z krzywą obliczoną teoretycznie są niewielkie.

Analizator znalazł zastosowanie między innymi przy pomiarach rozkładów natężenia pola w funkcji odległości od stacji nadawczej w ramach planowania i projektowania sieci radiokomunikacyjnej i radiodifuzyjnej w Polsce.

Należy zwrócić uwagę, że przystosowanie analizatora do sterowania impulsami sondującymi za pomocą zwierania kontaktów zewnętrznych pozwala na dokonywanie analiz przebiegów napięciowych nie będących funkcjami czasu. Przykładem takiego sposobu analizowania może być właśnie analiza statystyczna zmian natężenia pola elektromagnetycznego w funkcji odległości. Na samochodzie pomiarowym instaluje się miernik natężenia pola oraz analizator, który jest sterowany impulsami zewnętrznymi, pochodzącymi z impulsatora mechanicznego (zwieracza), sprzężonego z kołami samochodu. Takie rozwiązanie uniezależnia wyniki analizy od szybkości jazdy samochodu. Przy stosowaniu zwykłego bowiem sposobu analizowania, tj. sterowania impulsami sondującymi z generatora, musiałaby być zachowana równomierna szybkość jazdy samochodu, co nie zawsze jest wykonalne z przyczyn nieprzewidzianych.



Na zakończenie autor dziękuje *adj. mgr inż. Andrzejowi Łazarkiewiczowi* za wielki wkład pracy poniesiony podczas opracowywania analizatora, a szczególnie za bardzo rzetelne i staranne opracowanie poszczególnych układów.

WYKAZ LITERATURY

1. *Nowicki M.*: Statystyczny analizator przebiegów. Prace Instytutu Łączności, 1963, nr 1, s. 3—53.
2. *Nowicki M.*: Statystyczny analizator przebiegów. Model SAP-264a. Prace Instytutu Łączności, 1966 nr 1, s. 3—22.
3. *Hellwig Z.*: Elementy rachunku prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej. Warszawa, 1965.

М. Новицки

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗАТОР ПРОЦЕССОВ, МОДЕЛЬ SAP-367

Резюме

Статья заключает описание и принцип действия новой, транзисторной модели статистического анализатора процессов SAP-367, разработанного Институтом связи в 1967 году.

Заданием анализатора является определить распределения вероятности числа и продолжительности превышений определенных уровней напряжения, изменяющимся с течением времени исследуемым ходом электрического напряжения.

M. Nowicki

STATISTICAL ANALYZER OF RANDOM PHENOMENA MODEL SAP-367

Summary

The article contains a description and operation principles of a new transistorized model of a statistical analyzer type SAP 367, elaborated in the Institute of Telecommunications in 1967.

The task of the analyzer consists in determining the number and duration probability distributions of excesses of a considered, varying in time electrical tension over some definite tension levels.

M. Nowicki

ANALYSEUR STATISTIQUE DES PHÉNOMÈNES ALÉATOIRES MODÈLE SAP-367

Résumé

La description et le principe du fonctionnement d'un nouveau modèle transistorisé de l'analyseur statistique des phénomènes aléatoires SAP 367, réalisé à l'Institut des Télécommunications.

L'analyseur permet d'établir la répartition des probabilités d'un nombre de dépassements ou des durées de temps, pendant lequel les tensions électriques d'un processus analysé, variant en fonction du temps, dépassent certains niveaux de tension de seuil.

M. Nowicki

STATISTISCHER VORGÄNGEANALYSATOR MODELL SAP-367

Zusammenfassung

Der Artikel enthält die Beschreibung und das Wirkungsprinzip eines neuen, transistorisierten Modells des statistischen Vorgängeanalysators SAP-367, der im Institut für Nachrichtenwesen bearbeitet wurde.

Die Aufgabe des Analysators ist die Festlegung der Wahrscheinlichkeitsverteilung der Zahl und der Zeitdauer der Überschreitungen von bestimmten Spannungspegeln durch den untersuchten, in der Zeit veränderlichen Verlauf der elektrischen Spannung.

MARIAN LIGMANOWSKI

621.395.344.6

ZAGADNIENIE WYBORU OPTYMALNEGO WYBIERAKA KRZYŻOWEGO

* Wpłynęło do Komitetu Redakcyjnego dn. 15. II. 1968 r.

Praca wskazuje czynniki, które wpływają na wybór optymalnego wybieraka krzyżowego dowolnej konstrukcji przy uwzględnieniu kryteriów ekonomicznych. Podany został sposób wyznaczenia najodpowiedniejszej pojemności mostka oraz właściwy dobór parametrów konstrukcyjnych wybieraka, związany z minimalizacją kosztów produkcji typowych ugrupowań łączeniowych, w których wybierak będzie zastosowany.

1. WSTĘP

Wyberak krzyżowy może być scharakteryzowany przez trzy zasadnicze parametry konstrukcyjne:

- 1) liczbę mostków wybieraka — m ,
- 2) liczbę drążków wybieraka — D ,
- 3) liczbę listw stykowych jednego mostka — s .

Wybór optymalnego wybieraka można sprowadzić do wyznaczenia trzech wymienionych parametrów. W tej pracy zostanie rozważone kryterium najmniejszych kosztów produkcji układu łączeniowego z wybierakami krzyżowymi. W zależności od zastosowania i zadań, jakie ma spełniać taki układ, stosuje się różne sposoby połączeń, mostków (różne rodzaje układów ogniowych). Na wybór optymalnego wybieraka ma wpływ struktura układu łączeniowego, tzn. że dany układ będzie tańszy, jeżeli zostanie zrealizowany za pomocą odpowiednio dobranych wybieraków.

W telefonii o wyborze optymalnego wybieraka decyduje również wielkość ruchu telefonicznego, jaki ma być załatwiany przez układ łączeniowy. Od natężenia ruchu zależy bowiem optymalna pojemność mostka P (liczba wyjść z jednego mostka).

Ruch telefoniczny S abonentów może być załatwiony z dopuszczalnymi stratami B przy użyciu np. mostków o dużej pojemności, dzięki czemu zmniejsza się potrzebna liczba wybieraków, ale wzrasta ogólna liczba zestyków wszystkich mostków. Stosowane wybieraki są wówczas droższe, ale ich liczba jest mała. Przy wykorzystaniu natomiast mostków o małej pojemności liczba mostków wzrasta, a maleje liczba zestyków, co oznacza, że wybieraków potrzeba więcej, ale będą one tańsze. Istnieje więc pewna optymalna pojemność mostka, przy której ogólny koszt mostków, tj. koszt elektromagnesów i zestyków jest najmniejszy.

Można przyjąć bez większego błędu, że koszt jednego mostka zawiera dwa składniki. Jeden składnik obejmuje tylko koszt samych zestyków mostka, a drugi — pozostałą część kosztu (głównie koszt elektromagnesu), który jest prawie niezależny od ilości zestyków.

Przy założeniu, że do załatwienia ruchu telefonicznego grupy S abonentów przy dopuszczalnych stratach B potrzeba N mostków oraz z przewodów (zestyków) wykorzystywanych dla jednego połączenia, to ogólny koszt mostków K można wyrazić przybliżonym wzorem:

$$K = k_e N + k_z NPz \quad (1)$$

gdzie:

k_e — oznacza koszt jednego mostka bez zestyków (elektromagnesu mostkowego),

k_z — koszt jednego zestyku,

P — pojemność mostka.

Koszt drążków i elektromagnesów drążkowych może być włączony do kosztu zestyków lub w dokładniejszej analizie wyodrębniony we wzorze (1) w postaci trzeciej składowej.

W celu określenia czynników, które wpływają na wybór optymalnego wybieraka krzyżowego zostaną przeanalizowane niektóre proste układy łączeniowe.

2. UKŁADY JEDNOSEKCYJNE

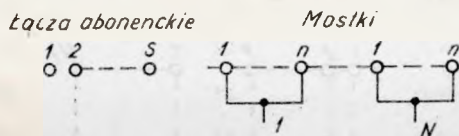
W centralach małej pojemności do około kilkudziesięciu numerów najbardziej celowe okazuje się stosowanie układów jednosekcyjnych. Na wstępie należy określić, przy jakiej ilości grup abonenckich n (wielkość grupy określona jest przez pojemność mostka) całkowity koszt mostków układu będzie najmniejszy.

Jeżeli liczba łączy abonenckich danej centrali wynosi S , to pojemność mostka P określona jest zależnością

$$P = \frac{S}{n} \quad (2)$$

przy czym liczba grup może przyjmować wartości $n = 1, 2, 3, \dots$

W układzie jednosekcyjnym pokazanym na rys. 1 mostki poszczególnych grup są ze sobą połączone równoległe w ten sposób, że za pomocą n mostków uzyskuje się pełną dostępność do S łączy. Wiązka N łączy (ze-



Rys. 1. Układ jednosekcyjny pełnodostępny

społów połączeniowych), niezbędnych do załatwienia określonego ruchu telefonicznego z dopuszczalnymi stratami B , stanowi więc wiązkę doskonałą, co jest celowe z uwagi na małą liczbę łączy (zespołów) dla kilkudziesięciu abonentów.

Liczba N łączy jest funkcją natężenia ruchu S abonentów i strat B

$$N = F(Sa, B)$$

gdzie a oznacza ruch przypadający na jedno łącze abonenckie. Całkowita liczba mostków $N_c = nN$, natomiast ich koszt, na podstawie wzorów (1) i (2)

$$K = k_e nN + k_z nNPz = k_e \frac{S}{P} N + k_z NSz = SN \left(\frac{k_e}{P} + zk_z \right) \quad (3)$$

Wzór (3) wskazuje, że najmniejszy koszt mostków uzyskuje się wtedy, gdy pojemność mostka P będzie największa (tj. równa S). Dla danych warunków (rys. 1) optymalna pojemność mostka nie zależy od wielkości ruchu telefonicznego. Ma to miejsce jednak tylko wtedy, gdy zespoły połączeniowe są pełnodostępne dla wszystkich abonentów; należy wówczas stosować liczbę grup $n = 1$. Wartość $n > 1$ stosuje się tylko wtedy, gdy jest nieopłacalne stosowanie mostków o innej pojemności dla układów jednosekcyjnych niż dla układów wielosekcyjnych. Ponadto przyjęcie $n > 1$ wymaga porównania kosztu ugrupowania jednosekcyjnego z analogicznym ugrupowaniem ogniwowym dla danej wielkości S .

Układ jednosekcyjny może być również niepełnodostępny, to znaczy, gdy istnieje podział abonentów na grupy, przy czym ruch poszczególnych

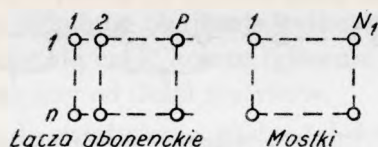
grup obsługiwany jest przez oddzielne wiązki łączy (rys. 2). Jeżeli S jest całkowitą liczbą abonentów, a P pojemnością mostka, to liczba grup abonentów n wyraża się wzorem (2). Całkowita liczba mostków

$$N_c = nN_1$$

gdzie $N_1 = F(Pa, B)$.

Koszt mostków można wyrazić również wzorem (3), jedynie zamiast N należy podstawić N_1 :

$$K = Sk_e \frac{F(Pa, B)}{P} + Szk_z F(Pa, B) \quad (4)$$



Rys. 2. Układ jednosekcyjny złożony z n grup abonentów

Pierwszy składnik występujący po prawej stronie wzoru (4) maleje ze wzrostem P (licznik wprowadzie rośnie, ale wolniej niż mianownik). Drugi składnik rośnie ze wzrostem P . Wskazuje to na istnienie pojemności mostka P_{opt} , dla której $K = \min$.

Dla wybieraka polskiej konstrukcji, według danych uzyskanych ze ZWUT-u, wielkość

$$\beta = \frac{k_z}{k_e}$$

okazuje się rzędu 0,005. β zależy przy tym od sposobu tworzenia danej pojemności mostka. Przy zwiększeniu liczby listew stykowych β maleje, natomiast przy zwiększaniu liczby drążków — rośnie. Wartość $\beta = 0,005$ należy traktować więc jako orientacyjną, pozwalającą wstępnie ustalić zakres pojemności, w którym znajduje się pojemność optymalna.

Koszt K dany wzorem (4) można wyrazić jako

$$K = Sk_e K'$$

gdzie

$$K' = \frac{F(Pa, B)}{P} + z\beta F(Pa, B)$$

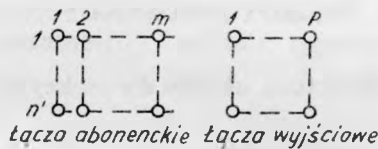
Przybliżone minimum wielkości K' znaleziono przez wyznaczenie liczby łączy $N_1 = F(Pa, B)$ na podstawie krzywych według wzoru *Engseta-Frya* dla pojemności mostka $P = 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70$ (tabl. 1). Założono przy tym $z = 3, \beta = 0,005, a = 0,16$ Erl, $B = 1\%$. Wpływ mini-

mum na koszt K jest duży ze względu na duży współczynnik Sk_e , który dla rozpatrywanego układu może być rzędu 10^4 , a nawet większy. Z tabl. 1 wynika, że pojemność optymalna dla powyższych danych wypada w pobliżu 40.

TABLICA 1

P	N	K'
10	5	0,575
20	8	0,520
30	10	0,483
40	12	0,480
50	14	0,490
60	16	0,507
70	18	0,527

Optymalizacja pojemności mostka przeprowadzona na podstawie wzoru (4) jest słuszna tylko dla układu jednosekcyjnego rozpatrywanego w odosobnieniu. Chcąc ocenić ekonomikę ugrupowania jednosekcyjnego w zakresie małych pojemności central (do około 100 numerów) należy we wzorze (4) uwzględnić jeszcze koszt układu związanego z łączami wyjściowymi. Koszt tego układu będzie tym mniejszy, im większa jest pojemność P ; najmniejsza liczba łączy wynosi $N = F(Sa, B)$.



Rys. 3. Inny wariant układu jednosekcyjnego

Układ jednosekcyjny z rys. 2 może być zmodyfikowany w ten sposób, że mostki będą dołączone nie do łączy wyjściowych, a do łączy wejściowych, to jest łączy abonenckich (rys. 3). Koszt takiego układu jednosekcyjnego (koszt wszystkich mostków układu) jest równy

$$K = Sk_e + SPzk_z \quad (5)$$

Koszt ten (5) maleje przy zmniejszaniu pojemności mostka P . Pojemność P nie może być jednak zbyt mała, gdyż wtedy mała jest ilość m

abonentów obsługiwanych przez wspólną wiązkę łączy wyjściowych i duża liczba n' wiązek łączy wyjściowych. Prowadzi to do gorszego wykorzystania łączy, a tym samym zwiększenia niezbędnej ich ilości. Podobnie, jak dla układu z rys. 2, optymalną pojemność mostka można znaleźć uwzględniając jeszcze koszt związany z łączami wyjściowymi. Wówczas koszt całkowity

$$K = Sk_e + SPzk_z + k'n'P \quad (6)$$

gdzie k' oznacza koszt wyposażenia związanego z jednym łączem wyjściowym,

$$n' = \frac{S}{m}$$

oraz

$$P = F(ma, B) \quad (7)$$

Wzór (6) dogodniej jest przedstawić w postaci

$$K = Sk_e + Szk_z F(ma, B) + k'S \frac{F(ma, B)}{m} \quad (8)$$

Ze wzrostem m drugi składnik we wzorze (8) rośnie, a trzeci maleje, co wskazuje na istnienie optimum m , a tym samym pojemności mostka P zależnej od m według wzoru (7).

Powyższe rozważania mogłyby być wykorzystane przy opracowaniu systemu central abonenckich małej pojemności (poniżej 100 numerów) z wybierakami krzyżowymi i ugrupowaniu jednosekcyjnym.

3. UKŁADY DWUSEKCYJNE

3.1. Struktura układu dwusekcyjnego

Struktura układu dwusekcyjnego może być przedstawiona w sposób podany na rys. 4.

Układ ogniowy składający się z dwu sekcji A i B da się scharakteryzować za pomocą parametrów:

n_1 — liczba grup sekcji A ,

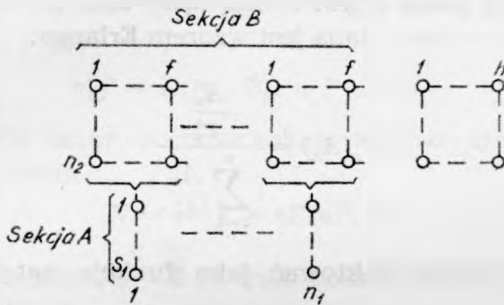
n_2 — liczba grup sekcji B ,

S_1 — liczba wejść w każdej grupie sekcji A ,

f — liczba łączy wewnętrznych, za pomocą których jedna grupa sekcji A jest powiązana z jedną grupą sekcji B ,

h — liczba wyjść z jednej grupy sekcji B .

Jeżeli wyjścia są podzielone na dwa kierunki (dla ruchu wychodzącego i przychodzącego), to $h = q_1 + q_2$, gdzie q oznacza średnią liczbę wyjść w danym kierunku, dostępnych dla jednej grupy sekcji B .



Rys. 4. Ogólna struktura układu dwusekcyjnego

Określenie optymalnej pojemności mostka ma istotne znaczenie zwłaszcza dla central małej pojemności, dlatego można przyjąć upraszczające założenie, że rozpatrywane układy dwusekcyjne dotyczą central, w których nie jest stosowany stopień wybierania grupowego.

Za pomocą radzieckiej metody obliczania wyposażenia central systemów krzyżowych [1] straty B_w w ruchu wychodzącym od abonentów, występujące w układach dwusekcyjnych SL-SL lub SL-WW (szukacz-szukacz lub szukacz-wyberak), można określić uproszczonym wzorem

$$B_w = \gamma(B_1 + B_2) \quad (9)$$

gdzie

B_1 — określa straty wynikłe z braku wolnych wyjść z sekcji A ,

B_2 — oznacza straty spowodowane brakiem wolnych wyjść z sekcji B ,

γ — współczynnik uwzględniający wpływ blokady wewnętrznej, zależny od parametrów układu ogniowego oraz stosunku

strat $\frac{B_1}{B_2}$

$$\gamma = \gamma \left(n'_2, f', \frac{B_1}{B_2} \right) \quad (10)$$

Straty B_1 i B_2 oblicza się za pomocą wzorów:

$$B_1 = E_{n'_2 f'}(A_1) \quad (11)$$

$$B_2 = E_{n'_2 q_1}(A_w) \quad (12)$$

$$A_1 = \frac{A_w + A_p}{n} \quad (13)$$

w których

n'_2, f' — parametry układu dla ruchu wychodzącego,

q_1 — średnia liczba łączy wyjściowych dla ruchu wychodzącego, dostępnych dla jednej grupy sekcji B ,

A_1 — natężenie ruchu jednej grupy sekcji A ,

A_w — całkowite natężenie ruchu wychodzącego od abonentów,

A_p — całkowite natężenie ruchu przychodzącego do abonentów.

Zależność $E_x(A_x)$, gdzie x jest ilością łączy oraz A_x natężeniem ruchu oferowanego wiązce x łączy, dana jest wzorem Erlanga:

$$E_x(A_x) = \frac{\frac{A_x^x}{x!}}{\sum_{i=0}^x \frac{A_x^i}{i!}}$$

Ilość łączy x można traktować jako funkcję natężenia ruchu A_x i strat B :

$$x = F(A_x, B)$$

W układzie SL-WW straty w ruchu przychodzącym B_p , jeżeli ruch ten jest załatwiany za pomocą wiązki łączy pełnodostępnej dla wszystkich mostków sekcji B , wyrażają się zależnością:

$$B_p = B_1 = E_{n_2''} f''(A_1) \quad (14)$$

gdzie n_2'' , f'' — parametry układu dla ruchu przychodzącego; zachodzi przy tym związek

$$n_2'' f'' = n_2' f' \quad \text{oraz} \quad n_2'' = 1$$

W celu uproszczenia wyznaczenia optymalnej pojemności mostka rozpatrzony zostanie przykładowo tylko układ SL-WW, w którym ruch przychodzący jest załatwiany w podany wyżej sposób.

Jeżeli założone są straty B_w i B_p , to na podstawie wzorów (9), (10) i (14) mogą być określone straty B_2 jako funkcja

$$B_2 = B_2(B_w, B_p, n_2 f) \quad (15)$$

Parametry n_2 i f we wzorze (15) określają poszukiwaną strukturę układu ogniowego.

3.2. Wyznaczenie P_{opt} ze względu na minimalny koszt mostków K

Niech liczba abonentów dołączonych w polu wyjść mostków sekcji A układu SL-WW wynosi S . Wówczas liczba grup abonenckich

$$n = \frac{S}{S_1} = \frac{S}{P} \quad (16)$$

przy czym $S_1 = P$ oznacza dostępność mostków (sekcji A jak i B).

Całkowite natężenie ruchu jednego łącza abonenckiego a zgodnie ze wzorami (13) i (16)

$$a = \frac{A_w + A_p}{S} = \frac{A_1}{P} \quad (17)$$

Ze wzorów (11) i (17)

$$n'_2 f' = F(A_1, B_1) = F(aP, B_1)$$

W układzie SL-WW liczba mostków sekcji A (liczba łączy międzysekcyjnych) dana jest wzorem

$$N = nn'_2 f' = nF(aP, B_1) \quad (18)$$

Ogólna liczba mostków $N_c = 2N$, więc koszt tych mostków na podstawie wzorów (1) i (18)

$$K = 2Nk_c + 2NPzk_z = 2nk_c [F(aP, B_1) + \beta PzF(aP, B_1)] \quad (19)$$

gdzie $\beta = \frac{k_z}{k_c}$ oznacza koszt względny.

Pojemność mostka $P = P_{opt}$ wtedy, gdy koszt mostków K przypadający na jedną linię abonencką jest minimalny. Z (19) i (16)

$$\frac{K}{S} = \frac{K}{nP} = 2k_c \left[\frac{1}{P} F(aP, B_1) + \beta zF(aP, B_1) \right] \quad (20)$$

Wyrażenie występujące we wzorze (20)

$$\frac{1}{P} F(aP, B_1)$$

jest funkcją malejącą względem zmiennej P , natomiast

$$\beta zF(aP, B_1)$$

jest funkcją rosnącą. Wobec tego można znaleźć taką wartość P , przy której suma występująca w nawiasie wzoru (20)

$$\frac{1}{P} F(aP, B_1) + \beta zF(aP, B_1) = \min$$

Stąd wniosek, że $P_{opt} = f(a, B_1, \beta, z)$.

Optymalna pojemność mostka zależy od średniego natężenia ruchu a jednego łącza abonenckiego, współczynnika strat B_1 oraz od wielkości z i β .

Pojemność mostka może być dobrana nie tylko ze względu na minimalny koszt ogólnej ilości mostków, ale również ze względu na mniejszy koszt zespołów połączeniowych (łączy wychodzących i przychodzących układu).

3.3. Wyznaczenie P_{opt} ze względu na minimalny koszt K_c wyposażenia centrali

Jeżeli:

k_w — oznacza koszt jednego zespołu połączeniowego dla ruchu wychodzącego,

k_p — koszt jednego zespołu połączeniowego dla ruchu przychodzącego,

to ogólny koszt mostków i zespołów połączeniowych przy uwzględnieniu wzorów (16) i (19)

$$K_c = 2S \left[\frac{k_c}{P} F(aP, B_1) + zk_z F(aP, B_1) \right] + k_w n'_2 q_1 + k_p n''_2 q_2 \quad (21)$$

gdzie

n'_2, q_1 — parametry układu dla ruchu wychodzącego,

n''_2, q_2 — parametry układu dla ruchu przychodzącego.

Liczba łączy wychodzących wyznaczona ze wzoru (12)

$$n'_2 q_1 = F(A_w, B_2) \quad (22)$$

Liczba łączy przychodzących jest określona przez natężenie ruchu kierowane do rozpatrywanej grupy S abonentów, który ma być załatwiony z określonymi stratami B_p . Jeżeli centrala składa się tylko z jednej takiej grupy (nie ma stopnia grupowego), to liczba łączy przychodzących równa się liczbie zespołów połączeniowych (liczbie łączy wychodzących).

Wobec tego: $k_w = k_p$ i $n'_2 q_1 = n''_2 q_2$.

Na podstawie wzorów (21) i (22) koszt układu:

$$K_c = 2S \left[\frac{k_c}{P} F(aP, B_1) + zk_z F(aP, B_1) \right] + 2k_w F(A_w, B_2)$$

będzie najmniejszy, gdy funkcja

$$\frac{K_c}{S} = 2k_e \left[\frac{1}{P} F(aP, B_1) + z\beta F(aP, B_1) + \frac{\delta}{nP} F(a_w nP, B_2) \right] \quad (23)$$

osiąga minimum.

Zastosowanie oznaczenia:

$$\delta = \frac{k_w}{k_c}, \quad a_w = \frac{A_w}{S}$$

Otrzymana zależność (23) pozwala wybrać właściwą proporcję między liczbą zespołów połączeniowych oraz liczbą mostków o najodpowiedniejszej pojemności ze względu na stosunek ich kosztów przy zapewnieniu

określonej sprawności usługowej wyrażonej przez współczynnik strat dla ruchu wychodzącego B_w i dla ruchu przychodzącego B_p .

Koszt dany wzorem (23) zmienia swą wartość w zależności od pojemności centrali. Przy zwiększeniu liczby łączy abonenckich maleje bowiem ostatni człon występujący w nawiasie tego wyrażenia. Dlatego P_{opt} zależy tu od wielkości $S = nP$ i może być wyznaczone dla określonego rzędu $S \approx \text{const}$. Istnieją czynniki pozakonstrukcyjne, decydujące o wyborze pojemności centrali. Należą do nich przede wszystkim struktura użytkowników danego typu centrali (np. centrale wiejskie lub abonenckie) i zapotrzebowanie ilościowe na łącza telefoniczne. Ustalone stąd pojemności mogą być następnie skorygowane przez właściwe dobranie struktury układu ogniowego z dopasowanym do niej wybierakiem [2].

Ze wzorów (23) i (14) widać, że dla danej struktury układu można dobrać taką pojemność mostka (zależną od wielkości ruchu telefonicznego, dopuszczalnych strat oraz wielkości z , β i δ), że układ będzie najtańszy. Następnie przez odpowiednią zmianę struktury układu możliwe jest dalsze zmniejszenie wskaźnika kosztów, tj. kosztu przypadającego na jedno łącze abonenckie i określenie optymalnej pojemności mostka. Tym samym uzyskuje się odpowiedni pod względem ekonomicznym dobór ilości mostków oraz ilości zespołów połączeniowych.

3.4. Wnioski

1. Analiza prostego układu dwusekcyjnego wykazuje, że rodzaj i struktura układu ogniowego określa optymalną dla tego układu pojemność mostka, przy której układ jest najbardziej ekonomiczny.
2. Optymalna pojemność mostka jest funkcją wielkości ruchu telefonicznego, charakteryzującego jedno łącze abonenckie, dopuszczalnych strat i czynników konstrukcyjnych (kosztów względnych oraz liczby przewodów przejścia przez układ łączeniowy).
3. W celu określenia optymalnej pojemności mostka należy znać zależność strat od natężenia ruchu i struktury układu ogniowego (można tu korzystać z radzieckiej metody obliczania wyposażenia central systemów krzyżowych), a następnie wyrazić liczbę mostków, liczbę zestyków oraz liczbę łączy wyjściowych za pomocą wielkości, wymienionych w rozdz. 2. Przez odpowiedni dobór struktury układu można wyznaczyć optymalną pojemność mostka ze względu na minimalny wskaźnik kosztów dla określonego rzędu pojemności centrali ($S \approx \approx \text{const}$).

3.5. Zastosowanie

Podany sposób wyznaczenia optymalnej pojemności mostka ma znaczenie przede wszystkim dla central małej pojemności, w których nie stosuje się stopni wybierania grupowego. Ważnym zagadnieniem jest wówczas właściwy pod względem ekonomicznym wybór grupy podstawowej, co umożliwi utworzenie ciągu pojemności będących krotnościami wielkości tej grupy podstawowej. Minimum kosztów osiąga się nie tylko przez odpowiedni dobór rodzaju i struktury układu ogniowego, ale również przez zastosowanie właściwego wybieraka. Jest zatem możliwe określenie optymalnych pojemności central z punktu widzenia techniczno-ekonomicznego. Oczywiście opłacalność produkcji kilku typów wybieraków jest zagadnieniem odrębnym, bo decydują o tym również koszty związane z uruchomieniem nowej produkcji. Należy jednak oceniać, że przy wprowadzeniu standaryzacji central, opartej na powielaniu grupy podstawowej w interesującym zakresie pojemności, należy przewidywać najwyżej jeden lub dwa typy wybieraków, odmiennych od stosowanych w centralach dużych (ze stopniem grupowym), tj. jeden typ dla central z układem wybierczym wielosekcyjnym i ewentualnie drugi typ — dla central z układem jednosekcyjnym.

4. WYBÓR PARAMETRÓW KONSTRUKCYJNYCH WYBIERAKA

Gdy ustalona jest optymalna pojemność mostka, należy z kolei wybrać pozostałe parametry konstrukcyjne, charakteryzujące wybierak krzyżowy. Liczba mostków wybieraka m jest podyktowana przez wielkości ruchowe i może być ustalona ściślej dla wybranych najkorzystniejszych układów ogniowych, w których dany wybierak będzie stosowany.

Liczba drążków D oraz liczba listew stykowych mostka s może być dobrana dla warunku minimalnego kosztu mostka o znanej pojemności optymalnej P . Ta sama pojemność mostka może być bowiem zrealizowana przez zastosowanie większej ilości listew stykowych, a mniejszej ilości drążków lub odwrotnie.

Przy wyprowadzeniu wzorów na optymalne wartości s i D stosowane będą następujące oznaczenia:

k_z — koszt przypadający na jeden zestyk,

k_d — koszt jednego drążka,

k_{11} — przypadająca na jeden mostek część kosztu drążka, która obejmuje koszt samego drążka i koszt palców nastawczych (z wyłączeniem kosztu elektromagnesu drążkowego),

k_o — część kosztu drążka obejmującego elektromagnes oraz ze sprężynami ruchowymi,

k_{1d} — całkowity koszt drążka przypadający na jeden mostek,

z — liczba zestyków (przewodów) przewidzianych dla jednego wyjścia,

E_w — liczba elektromagnesów drążków wybierczych,

E_p — liczba elektromagnesów drążków przełączających.

Z przyjętych oznaczeń wynikają następujące zależności:

$$k_d = k_o + mk_u \quad (24)$$

$$k_{1d} = \frac{k_d}{m} \quad (25)$$

$$E_w + E_p = 2D \quad (26)$$

Zasadniczo ilości elektromagnesów E_w i E_p są liczbami parzystymi, bo na każdy drążek przypadają dwa elektromagnesy. W przypadku jednak ogólnym, gdy nie wszystkie pozycje drążków przełączających wykorzystuje się do przełączania wyjść, ale np. jeden drążek spełnia funkcje zarówno drążka wybierczego jak i przełączającego, liczba grup wyjść, których listwy stykowe są wspólne, jest określona liczbą elektromagnesów E_p (ich liczba może być nieparzysta).

Ilość grup g określa zarazem podział mostka na części (grupy wyjść):

$$g = \frac{s}{z}$$

Ogólna liczba wyjść mostka równa jest iloczynowi liczby grup wyjść oraz liczby elektromagnesów wybierczych E_w . Nie wszystkie z tych wyjść mogą być jednak wykorzystane, jeżeli jeden z drążków jest drążkiem wybierczym dla części grup i przełączającym dla pozostałej grupy.

W przypadku gdy E_w jest liczbą parzystą, pojemność mostka P_1 będzie

$$P_1 = \frac{s}{z} E_w \quad (27)$$

Ilość elektromagnesów przełączających

$$E_{p1} = \frac{s}{z} \quad (28)$$

powinna być wówczas również parzysta, aby drążki były całkowicie wykorzystane.

Dla nieparzystej liczby elektromagnesów wybierczych pojemność mostka P_2 wyniesie

$$P_2 = \frac{s}{z} E_w - 1 \quad (29)$$

natomiast liczba elektromagnesów przełączających

$$E_{p2} = \frac{s}{z} \quad (30)$$

będzie w tym przypadku nieparzysta.

Pojemność mostka może być ujęta jednym wzorem ogólnym:

$$P = \frac{s}{z} E_w + \frac{(-1)^{E_w} - 1}{2}$$

Całkowita ilość drążków D da się wyznaczyć ze wzorów (27), (28) i (26):

$$D_1 = \frac{E_w + E_{p1}}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{z}{s} P_1 + \frac{s}{z} \right) \quad (31)$$

lub na podstawie (29), (30) i (26)

$$D_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{z}{s} (P_2 + 1) + \frac{s}{z} \right] \quad (32)$$

Minimalnie niezbędna liczba zestyków mostka o pojemności P wynosi:

$$Pz + gz = z(P + E_p)$$

natomiast możliwa liczba zestyków ze względu na stosowanie D drążków jest większa i wynosi $2Ds$.

Przy użyciu tylko niezbędnej liczby zestyków koszt mostka może być określony wzorem:

$$K = k_c + k_z z(P + E_p) + k_{1d} D \quad (33)$$

$k_{1d} \cdot D$ — oznacza koszt wszystkich drążków przypadający na jeden mostek,

k_c — koszt mostka bez zestyków (głównie elektromagnesu mostkowego),

We wzorach (24) i (25) koszt

$$K_{1d} = \frac{k_o}{m} + k_u$$

można uważać za stały, bo $m = \text{const.}$ i z dużą dokładnością $k_u \approx \text{const.}$, jako praktycznie niezależny od liczby listew stykowych mostka.

Przypadek 1

Liczba elektromagnesów wybierczych E_w jest parzysta.
Wtedy $P = P_1$, $D = D_1$.

Ze wzoru (33)

$$K = k_c + zk_z(P_1 + E_{p1}) + k_{1d}D_1$$

Przy uwzględnieniu (31) i (28)

$$K = k_c + zk_z\left(P_1 + \frac{s}{z}\right) + \frac{1}{2}k_{1d}\left(\frac{z}{s}P_1 + \frac{s}{z}\right) \quad (34)$$

Dla danej pojemności mostka P_1 można dobrać taką wartość $S = S_{opt}$, że $K = K_{min}$. Wielkości k_c , k_z , k_{1d} i z mogą być przy tym uważane za stałe.

Z warunku $\frac{dK}{ds} = 0$ otrzymuje się

$$S_{1opt} = z\sqrt{\frac{P_1}{1 + 2\lambda z}} \quad (35)$$

gdzie $\lambda = \frac{k_z}{k_{1d}}$ oznacza koszt względny.

Przypadek 2

Ilość elektromagnesów wybierczych E_w jest nieparzysta.

Wówczas $P = P_2$, $D = D_2$.

Ze wzorów (27) i (29) wynika, że $P_2 = P_1 - 1$,
stąd

$$S_{2opt} = z\sqrt{\frac{1 + P_2}{1 + 2\lambda z}} \quad (36)$$

W celu wyznaczenia liczby drążków D oraz liczby elektromagnesów E_w i E_p dla danej dostępności mostka P należy najpierw obliczyć ze wzorów (35) i (36) stopień podziału mostka na grupy. Ponieważ stosunek $\frac{s}{z}$ powinien być liczbą całkowitą, wobec tego

$$g_1 = \check{E}\left(\frac{S_{1opt}}{z} + \frac{1}{2}\right) \quad (37)$$

oraz

$$g_2 = \check{E}\left(\frac{S_{2opt}}{z} + \frac{1}{2}\right) \quad (38)$$

Symbol $\check{E}(x)$ oznacza największą liczbę całkowitą nie większą od x .

Jeżeli $g_1 = g_2$ i są to liczby parzyste liczbę drążków należy ustalić ze wzoru (31)

$$D_1 = \tilde{E} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{P}{g_1} + g_1 \right) + \frac{1}{2} \right] \quad (39)$$

Dla $g_1 = g_2$ nieparzystych (z wyjątkiem $g = 1$) liczbę drążków oblicza się ze wzoru (32)

$$D_2 = \tilde{E} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{P+1}{g_2} + g_2 \right) + \frac{1}{2} \right] \quad (40)$$

Gdy $g_1 \neq g_2$, tzn. $g_2 = g_1 + 1$ i $g_1 > 1$ jest nieparzyste, ze wzorów (31) i (32) otrzymuje się dwie wartości na D :

$$D_2 = \tilde{E} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{P+1}{g_1} + g_1 \right) + \frac{1}{2} \right] \quad (41)$$

oraz

$$D_1 = \tilde{E} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{P}{g_1+1} + g_1 + 1 \right) + \frac{1}{2} \right] \quad (42)$$

Okazuje się, że jeżeli $g_1^2 \geq P + 1$, to $D_2 \leq D_1$ i należy stosować wzór (41), bo wtedy koszt mostka K jest mniejszy. Gdy $g_1^2 < P + 1$, to $D_2 \geq D_1$. W tym przypadku przy wyborze wielkości s i D trzeba skorzystać z warunku na minimum kosztu mostka danego wzorem (33), tzn. określić, czy korzystniej jest przyjąć $E_p = g_1$, czy też $E_p = g_2$. Dla liczby grup g_1 oraz liczby drążków D_2 pojemność mostka dana jest wzorem (29), w którym ilość elektromagnesów E_w można wyznaczyć z (26):

$$E_w = 2D_2 - E_p = 2D_2 - g_1$$

Koszt mostka na podstawie wzoru (33)

$$K_1 = k_e + k_z [g_1(2D_2 - g_1) - 1]z + zk_z g_1 + k_{1d} D_2$$

W przypadku gdy $g = g_2 = g_1 + 1$, $D = D_1$, $P = P_1$, koszt mostka

$$K_2 = k_e + k_z [(g_1 + 1)(2D_1 - g_1 - 1)z + z(g_1 + 1)] + k_{1d} D_1$$

Można wykazać, że $K_1 > K_2$, jeżeli spełniony jest warunek

$$2g_1 > \frac{z\lambda(2D_1 + 1) - (D_2 - D_1)}{z\lambda(1 + D_2 - D_1)} \quad (43)$$

Gdy zachodzi nierówność (43), należy przyjąć $g = g_2$ i $D = D_1$; w innych przypadkach korzystniejsze jest rozwiązanie $g = g_1$ i $D = D_2$.

Analogicznie należy postępować, gdy g_1 jest liczbą parzystą.

Jeżeli $g = 1$, to nie potrzeba stosować drążków przełączających ($E_p =$

$= D$), a pojemność mostka wyraża się prostą zależnością $P = E_w$ (E_w — liczba parzysta). Wobec tego liczba drążków $D = \frac{1}{2} E_w$.

Przyjęcie kryteriów ekonomicznych przy wyborze optymalnego wybieraka jest dogodne z uwagi na uzależnienie parametrów wybieraka nie od bezwzględnych kosztów elementów, ale ich wartości względnych, które podlegają mniejszym zmianom.

Przedstawiona metoda może być wykorzystana w analizie nowych rozwiązań układów łączeniowych i posłużyć również do oceny dotychczasowych. Otrzymane wyniki pozwolą ustalić, jakie typy wybieraków powinny być w istniejących warunkach produkowane.

Poza tym podane zależności analityczne mogą być zastosowane do obliczenia wszystkich możliwych dostępności mostka, jakie można uzyskać dla dowolnego typu wybieraka krzyżowego, również w przypadku, gdy występują oprócz (lub zamiast) drążków przełączających dodatkowe przekaźniki spełniające tę samą rolę.

Warto zwrócić uwagę, że wzór (35) jest uogólnieniem wzoru podanego w [3], który przy stosowanych tu oznaczeniach przyjmuje postać

$$P = g^2$$

lub

$$g_{opt} = \frac{s_{opt}}{z} = \sqrt{P} \quad (44)$$

W [3] nie rozpatruje się kosztu realizacji pojemności P , który zmienia się nie tylko w zależności od liczby grup stykowych, związanych z elektromagnesami drążkowymi, ale także od liczby zestyków w jednej grupie, to jest wielkości s . Wzór wyprowadzony w [3] jest słuszny przy założeniu, że koszt mostka zależy jedynie od liczby drążków D . Odpowiada to pominięciu we wzorze (34) drugiego składnika wobec trzeciego, co jest możliwe dla $k_z \ll k_{1d}$, czyli $\lambda \approx 0$. Wówczas z (35) wynika, że $s_{1opt} \approx z \sqrt{P_1}$, co jest zgodne ze wzorem (44). Wzór (36) uwzględnia przypadek użycia jednego drążka jako wybierczego i zarazem przełączającego, przy pełnym wykorzystaniu wszystkich drążków wybieraka, co oznacza, że liczba grup stykowych powinna być zawsze parzysta. Warunek taki, specyficzny dla wybieraka krzyżowego, w [3] nie został uwzględniony.

Na podstawie danych uzyskanych ze ZWUT ustalono, że $k_e = 59$, $k_z = 0,417$ i $k_{1d} = 50,1$. Stąd $\lambda = 0,0083$ i na przykład dla $z = 3$, $2\lambda z \ll 1$, a więc ze wzoru (35)

$$S_{1opt} \approx z \sqrt{P_1} \quad (45)$$

Na podstawie wzoru (45) łatwo ustalić, że należy dążyć do uzyskania dużego s . Względę pozaekonomiczne konstrukcyjne i niezawodnościowe

ograniczają możliwość stosowania większej liczby listew stykowych. Po uwzględnieniu tych czynników można ustalić stopień g podziału mostka i ilość drążków w oparciu o wzory (39) — (42).

Autor wyraża wdzięczność kierownictwu Wydzielonego Biura Rozwojowego T2 ZWUT w Warszawie, a szczególnie p. mgr inż. Z. Drozdowi za zestawienie i udostępnienie danych, umożliwiających przeprowadzenie analizy ekonomicznej konstrukcji polskiego wybieraka krzyżowego. Dane te powinny także umożliwić ocenę ekonomiczną konstrukcji central abonenckich systemu krzyżowego, zwłaszcza małej pojemności.

WYKAZ LITERATURY

1. Metodika rascziota oborudowanija ATS koordinatnych sistem. Informacjonnyj sbornik. Technika Swiazi. Swiazizdat, Moskwa 1961.
2. Analiza optymalnej pojemności mostka z punktu widzenia konstrukcji wybieraka krzyżowego. Załącznik do opracowania Zakładu Teletechniki Łączyeniowej Politechniki Gdańskiej pt. Centrale abonenckie z wybierakami krzyżowymi, część I, Analiza i wybór najodpowiedniejszych pojemności i układów ogólnych CA abonenckich dla warunków polskich. Gdańsk 1962.
3. *Palczewski A.*: Automatyczne centrale telefoniczne systemu crossbar. Warszawa 1965.

M. Ligmanowski

ВОПРОС ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО МНОГОКРАТНОГО КООРДИНАТНОГО СОЕДИНИТЕЛЯ

Резюме

Статья показывает факторы, влияющие на выбор оптимального многократного координатного соединителя любой конструкции с учетом экономических критериев.

Дается способ определения оптимальной ёмкости вертикали и соответствующий подбор конструкционных параметров многократного координатного соединителя, связанный с минимализацией стоимости производства типовых коммутационных группообразований, в которых соединитель будет применяться.

M. Ligmanowski

OPTIMAL CROSSBAR SWITCH ASSORTMENT PROBLEM

Summary

The paper points to the factors influencing the assortment of an optimal crossbar switch of any construction taking in consideration economical criteria.

A way of determining the most suitable capacity of the vertical and the proper assortment of construction parameters of a switch connected with the minimization of the production costs of typical switching systems in which the switch will be applied.

M. Ligmanowski

L PROBLÈME DU CHOIX OPTIMUM D'UN COMMUTATEUR

À BARRES TRANSVERSALES

Résumé

Le travail indique les facteurs qui exercent une influence sur le choix d'un commutateur à barres transversales de chaque construction, prenant en considération les critères économiques.

On a présenté le moyen de désigner la capacité la plus convenable du pont ainsi que le choix propre des paramètres de la construction du commutateur, tenant compte de la minimalisation des frais de la production des groupements de connexion typiques dans lesquels le commutateur sera utilisé.

M. Ligmanowski

DIE FRAGE DER WAHL EINES OPTIMALEN KOORDINATENSCHALTERS

Zusammenfassung

In der Arbeit werden die Faktoren angezeigt, welche bei Berücksichtigung der ökonomischen Kriterien die Wahl des optimalen Koordinatenschalters beeinflussen.

Es wird eine Methode der Bestimmung der geeignetsten Vertikalkapazität und die richtige Auswahl der Konstruktionsparameter des Koordinatenschalters, die mit den niedrigsten Produktionskosten der typischen Schaltergruppierungen mit diesem Koordinatenschalter verbunden ist.

Cena zł 20,-