

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

*Wydawca ministerstwa  
- prace I t. vol 1954r*

**PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

Nr 89 / 1982

WARSZAWA 1982

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

## SPIS TREŚCI

|             |  |    |
|-------------|--|----|
| Telewizja   | 1. Alina Karwowska-Lamparska — Optymalna częstotliwość próbkowania sygnału telewizji kolorowej systemu SECAM . . . . .       | 3  |
| Telefony    | 2. Jerzy Trechciński — Wybrane układy komutacji cyfrowej . . . . .   | 17 |
| Telefony    | 3. Tadeusz A. Jawor — Cechy specjalizacji maszyny cyfrowej do sterowania procesami czasu rzeczywistego w telefonii . . . . . | 33 |
| Mierzenia   | 4. Jadwiga Lech — Pomiar porównawczy średniej mocy szumów . . . . .  | 53 |
| Wzmacniacze | 5. Aleksander Orłowski — Obliczanie szerokopasmowych wzmacniaczy mocy wielkiej częstotliwości . . . . .                      | 71 |

## СОДЕРЖАНИЕ

|   |  |    |
|---|--|----|
| Радиокommunikacje<br>stacji i ruchomych | 1. Алина Карвовска-Лямпарска — Оптимальная частота дискретизации сигнала цветного телевидения системы SEKAM . . . . .  | 3  |
|   | 2. Ежы Трехциньски — Избранные схемы цифровой коммутации . . . . .   | 17 |
|   | 3. Тадеуш А. Явор — Вопросы специализации электронной цифровой вычислительной машины для управления процессами в реальном масштабе времени в телефонии . . . . . | 33 |
|   | 4. Ядвига Лех — Сравнительные измерения средней мощности шумов . . . . .   | 53 |
|   | 5. Александр Орловски — Расчёт широкополосных усилителей мощности высокой частоты . . . . .  | 71 |

## CONTENS

|  |  |    |
|--|--|----|
|  | 1. Alina Karwowska-Lamparska — Optimum sampling frequency of SECAM colour television signal . . . . .                | 3  |
|  | 2. Jerzy Trechciński — Some selected networks of digital switching . . . . .   | 17 |
|  | 3. Tadeusz A. Jawor — Distinctive features of the computer system for a real-time controlling in telephony . . . . . | 33 |
|  | 4. Jadwiga Lech — Comparative measurements of noise mean values . . . . .  | 53 |
|  | 5. Aleksander Orłowski — Calculation of wide band high frequency power amplifiers . . . . .                          | 71 |

## SOMMAIRE

|  |   |    |
|--|---|----|
|  | 1. Alina Karwowska-Lamparska — Fréquence optimum d'échantillonnage des signaux de télévision en couleur système SECAM . . . . . | 3  |
|  | 2. Jerzy Trechciński — Certains réseaux de connexion numérique . . . . .  | 17 |
|  | 3. Tadeusz A. Jawor — Caractéristiques de spécialisation du système digital le contrôle en temps réel en téléphonie . . . . .   | 33 |
|  | 4. Jadwiga Lech — Mesures comparatives de la puissance moyenne de bruit . . . . .   | 53 |
|  | 5. Aleksander Orłowski — Calcul des amplificateurs de puissance de haute fréquence à large bande . . . . .                      | 71 |

## INHALTSVERZEICHNIS

|  |   |    |
|--|---|----|
|  | 1. Alina Karwowska-Lamparska — Optimale Abtastfrequenz des SECAM-Farbfernsehsignals . . . . .   | 3  |
|  | 2. Jerzy Trechciński — Einige ausgewählte Zeitvielfachvermittlungsschaltungen . . . . .   | 17 |
|  | 3. Tadeusz A. Jawor — Spezialisierungseigenschaft einer digitalen Rechenmaschine zur Steuerung den Echtzeitprozessen in Fernsprechtechnik . . . . . | 33 |
|  | 4. Jadwiga Lech — Vergleichsmessungen der mittleren Rauschleistung . . . . .  | 53 |
|  | 5. Aleksander Orłowski — Berechnung der breitbändigen Verstärker der HF-Leistung . . . . .  | 71 |

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Nr 89

|    |      |              |    |      |             |
|----|------|--------------|----|------|-------------|
| 1  | 1954 | 110 I        | 17 | 1970 | 1-4 (57-60) |
| 2  | 55   | 1-2          | 18 | 1971 | 1-4 (61-64) |
| 3  | 56   | 1-4 (3-5)    | 19 | 1972 | 1-4 (65-68) |
| 4  | 57   | 1-3 (789)    | 20 | 1973 | 1-4 (69-72) |
| 5  | 58   | 1-4 (111213) | 21 | 1974 | 1-4 (73-76) |
| 6  | 59   | 1-4 (141516) | 22 | 75   | 1-4 (77-80) |
| 7  | 60   | 1-4 (171819) |    |      |             |
| 8  | 61   | 1-4 (202122) |    |      |             |
| 9  | 62   | 1-4 (232425) |    |      |             |
| 10 | 63   | 1-4 (262728) |    |      |             |
| 11 | 64   | 1-4 (293031) |    |      |             |
| 12 | 65   | 1-4 (323334) |    |      |             |
| 13 | 66   | 1-4 (353637) |    |      |             |
| 14 | 67   | 1-4 (383940) |    |      |             |
| 15 | 68   | 1-4 (414243) |    |      |             |
| 16 | 69   | 1-4 (444546) |    |      |             |

WARSZAWA 1982

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny  
Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. Lesław Kędzierski

Redaktorzy działów  
doc. mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko,  
doc. dr inż. Krystyn Plewko (Z-ca Redaktora Naczelnego)

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

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1982

ISBN 83-206-0324-2

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności  
Wydawnictwo nieperiodyczne

## OPTYMALNA CZĘSTOTLIWOŚĆ PRÓBKOWANIA SYGNAŁU TELEWIZJI KOLOROWEJ SYSTEMU SECAM

Manuskrypt dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dniu 15.08.1981 r.

W artykule omówiono proces próbkowania sygnałów wizyjnych oraz czynniki wpływające na wybór optymalnej częstotliwości próbkowania. Podano wyniki badań jakości obrazu dla różnych wartości częstotliwości próbkowania. Pomiary dotyczyły zarówno całkowitego sygnału telewizji kolorowej systemu SECAM, jak i oddzielnego próbkowania sygnału luminancji oraz sygnałów różnicowych. Wykazały one, że znacznie wyższą jakość odtwarzanego obrazu uzyskuje się w przypadku oddzielnego próbkowania sygnałów składowych. Optymalna częstotliwość próbkowania sygnału luminancji powinna wynosić ok. 13,5 MHz, zaś sygnałów różnicowych powinna być równa 1/2 częstotliwości próbkowania sygnału luminancji.

### 1. WSTĘP

Wprowadzenie techniki cyfrowej do produkcyjnych studio telewizji programowej pociąga za sobą konieczność ustalenia parametrów technicznych zastosowanego systemu w taki sposób, aby jakość uzyskiwanego obrazu co najmniej nie ustępowała jakości, jaką można osiągnąć w stosowanym systemie analogowym.

Jakość uzyskiwanego obrazu w punktach odbioru zależy przy tym, jak wiadomo, zarówno od przyjętych parametrów technicznych systemu, jak i od zniekształceń czy zakłóceń sygnału w procesie jego kształtowania czy transmisji.

W telewizyjnych systemach analogowych podstawowy wpływ na jakość obrazu mają przy tym parametry techniczne urządzeń nadawczych oraz transmisyjnych. W systemach cyfrowych natomiast zniekształcenia powstają przede wszystkim w procesach próbkowania, kwantowania i kodowania sygnału, a więc głównie przy przetwarzaniu sygnału analogowego na sygnał cyfrowy.

Jednym z podstawowych parametrów technicznych systemów cyfrowych jest przy tym częstotliwość próbkowania. Częstotliwość ta powinna umożliwiać uzyskiwanie przede wszystkim możliwie najwyższej jakości odtwarzanego obrazu z jednej strony, a jednocześnie powinna pozwolić na przesyłanie sygnału cyfrowego z możliwie najmniejszą prędkością bitową,

a więc przy najmniejszej szerokości zajętego pasma częstotliwości i przy możliwie prostej realizacji stosowanych układów (np. filtrów dolnoprzepustowych w układach kodera i dekodera).

## 2. ZALEŻNOŚCI ZACHODZĄCE PRZY PRÓBKOWANIU [6]

Próbkowanie sygnału polega, jak wiadomo, na zamianie sygnału zmieniającego się w funkcji czasu w sposób ciągły na sygnał dyskretny, tzn. określony jedynie w chwilach będących ciągiem dyskretnych punktów czasu  $T_n$ .

Wprowadzając pojęcie funkcji przełączania, realizującej proces próbkowania, która charakteryzuje się ciągiem impulsów próbkujących o okresie  $T_p$ , czasie trwania  $\tau \ll T_p$  i amplitudzie jednostkowej, można napisać, że dyskretny sygnał wyjściowy będzie

$$x_p(t) = x_a(t) \cdot p(t) = \frac{\tau}{T_p} [x_a(t) + 2A_1 x_a(t) \cos \omega_p t + 2A_2 x_a(t) \cos 2\omega_p t + \dots] \quad (1)$$

gdzie:  $x_a(t)$  — wejściowy sygnał analogowy,

$$p(t) = \frac{\tau}{T_p} \left( 1 + \sum_n 2A_n \cos \omega_p t \right),$$

$$\omega_p = 2\pi f_p,$$

$$A_n = \frac{\sin n\pi\tau}{n\pi\tau T_p}$$

Widmo takiego sygnału dyskretnego

$$X_p(f) = F[x_p(t)] = \frac{\tau}{T_p} \{X_a(f) + A_1[X_a(f-f_p) + X_a(f+f_p)] + A_2[X_a(f-2f_p) + X_a(f+2f_p)] + \dots\}, \quad (2)$$

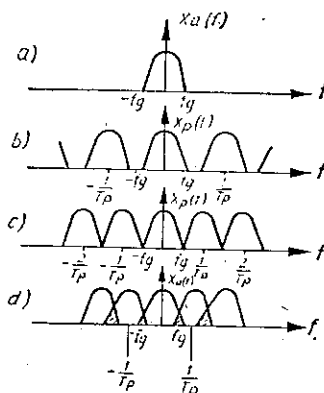
gdzie  $X_a(f) = F[x_a(t)]$  — jest widmem sygnału wejściowego.

Zależność (2) wynika z superpozycji transformaty Fouriera i zależności mnożenia oraz splotu.

Widmo sygnału dyskretnego stanowi więc superpozycję nieskończonego szeregu widm sygnału wejściowego, umieszczonych w odstępach częstotliwości równych  $f_p = \frac{1}{T_p}$  (rys. 1), o składowych mnożonych przez tzw. współczynnik skali, proporcjonalny do  $f_p$  (w przypadku próbkowania idealnego jest on równy 1). Równanie (2) pozwala na określenie widma sygnału dyskretnego, powstałego wskutek próbkowania. Jeśli np. sygnał analogowy  $x_a(t)$  ma widmo ograniczone do pasma częstotliwości  $\pm f_g^1$ , mogą wówczas — jak wiadomo — zaistnieć dwa przypadki:

<sup>1)</sup>  $f_g$  — górna częstotliwość graniczna analogowego sygnału wizyjnego.

- 1)  $f_g \leq \frac{1}{2T_p}$  (rys. 1a i b), czyli gdy częstotliwość próbkowania jest równa lub większa niż podwojona górna częstotliwość graniczna sygnału  $x_a(t)$ . Wówczas w przedziale  $-f_g \leq f \leq f_g$  widma sygnałów  $x_p(t)$  i  $x_a(t)$  są identyczne. W takim przypadku widmo sygnału wejściowego  $x_a(t)$  może być w sposób stosunkowo prosty wydzielone w dekoderze z widma sygnału dyskretnego za pomocą idealnego filtra dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej równej  $f_g$ ;



Rys. 1. Widmo sygnału dyskretnego przy:

a)  $\frac{1}{T_p} > 2f_g$ , b)  $\frac{1}{T_p} = 2f_g$ , c)  $\frac{1}{T_p} < 2f_g$

- 2)  $f_g > \frac{1}{2T_p}$  (rys. 1c), czyli gdy okres próbkowania jest za duży (zbyt mała częstotliwość próbkowania). Wówczas widma sygnału dyskretnego przeplatają się, tzn. „wstęgi boczne” sygnału  $x_p(t)$  zachodzą na siebie. Zjawisko to nosi nazwę przeplatania widm<sup>1)</sup>. W tym przypadku nie można prawidłowo odtworzyć sygnału wejściowego  $x_a(t)$  z ciągu próbek  $x_p(nT)$ .

Prawidłowe odtworzenie sygnału wejściowego jest więc możliwe jedynie w przypadku, gdy poszczególne częstotliwości widma szeregu nie zachodzą na siebie na osi częstotliwości, to jest gdy  $f_p - f_g \geq f_g$ , czyli  $f_p = \frac{1}{T_p} \geq 2f_g$ .

Pociąga to za sobą konieczność ograniczania częstotliwościowego widma sygnału wejściowego do wartości  $f_g$ , a więc zastosowania na wejściu układu próbkującego w koderze, filtra dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej  $f_g$ .

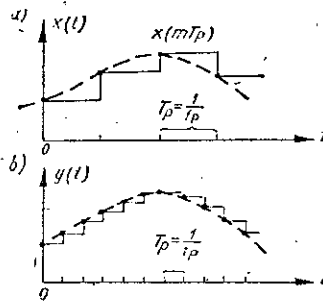
Podana wyżej teoria próbkowania odnosi się do przypadku idealnego, w którym:

- próbkujące impulsy prostokątne mają bardzo krótki czas trwania,
- filtry dolnoprzepustowe w koderze i dekoderze są filtrami idealnymi.

W praktyce jednak powyższe założenia są realizowane jedynie z pewnym przybliżeniem. Pierwszy z tych czynników wpływających na odtwo-

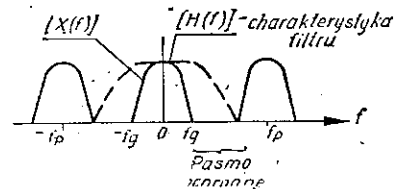
<sup>1)</sup> Termin angielski: *aliasing*.

zenie sygnału, a mianowicie kształt impulsów próbkujących jest w praktyce do pominięcia. Analiza kluczowania sygnałów [6] wykazuje bowiem, że mogą być stosowane zamiast teoretycznych impulsów Dirac'a, wąskie impulsy prostokątne, jak również impulsy o innych kształtach. Możliwe jest również po określeniu wartości próbki, utrzymywanie jej przez cały okres próbkowania  $T_p$  (rys. 2), czyli tzw. próbkowanie z pamięcią.



Rys. 2. Próbkowanie z pamięcią:

a) mała częstotliwość próbkowania, b) duża częstotliwość próbkowania



Rys. 3. Prawidłowy przebieg częstotliwościowej charakterystyki filtra w dekodzerze

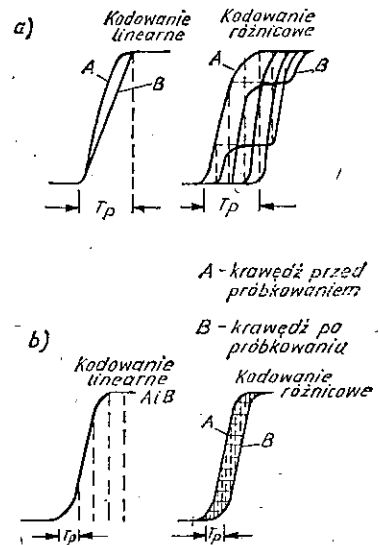
Spotykane natomiast w praktyce filtry rzeczywiste nie mają charakterystyk idealnych, tzn. nie mają wyraźnej granicy pomiędzy pasmem przepuszczanym a zaporowym, ani też wzmocnienia tożsamościowo równego zeru poza pasmem przepuszczanym. Składowe widma dla częstotliwości większych od  $f_g$  będą więc występowały na wyjściu zniekształcając odtworzony sygnał. Chcąc tego uniknąć, stosuje się tzw. pasma ochronne, czyli obszar przejściowy o dostatecznej szerokości pomiędzy  $f_g$  a  $f_p - 2f_g$ , w którym nie występują składowe widma (rys. 3).

W związku z tym, częstotliwość próbkowania  $f_p$  musi być na tyle większa od teoretycznej częstotliwości minimalnej, aby różnica częstotliwości  $f_g$  i  $f_p - 2f_g$  pozwalała „wpisać” w nią spadek charakterystyki częstotliwościowej filtra. Ponadto, ponieważ tłumienie pasma zaporowego filtra ma wartość skończoną, pewne składowe widma o częstotliwościach większych od  $f_p$  wystąpią na wyjściu. Są one jednak znacznie słabiej i wpływ ich jest wówczas pomijalny.

### 3. SPECYFIKA PRÓBKOWANIA SYGNAŁÓW WIZYJNYCH

Jak wynika z rozważań przeprowadzonych wyżej, niezniekształcające próbkowanie sygnałów wizyjnych pociąga za sobą konieczność stosowania częstotliwości próbkowania  $f_p \geq 2f_g$ , przy czym dla naszego przypadku  $f_g = 6$  MHz. W przypadku zbyt małych częstotliwości próbkowania





Rys. 4. Wpływ „przeplatania” na ruchliwość zbroczy w przypadkach:  
a) zbyt małej częstotliwości próbkowania, b) prawidłowej częstotliwości próbkowania

w sygnale wizyjnym powstaje dodatkowa składowa<sup>1)</sup>, która może spowodować szereg zniekształceń, jak np. efekt ruchliwości zbroczy (rys. 4a i b) [7].

Przy wyborze częstotliwości próbkowania sygnałów wizyjnych samo spełnienie warunku Nyquista nie daje jeszcze zadowalających wyników. Jest to spowodowane specyficznymi cechami obrazu telewizyjnego, a mianowicie, że:

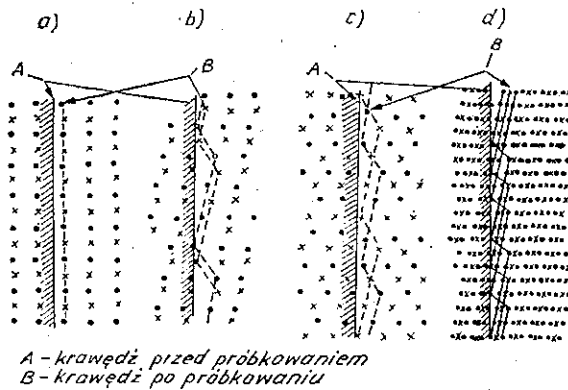
- obraz analizowany w kamerze telewizyjnej, jak i obraz odtwarzany na ekranie są obrazami dwuwymiarowymi;
- przesyłana informacja o obrazie jest funkcją tylko jednego parametru, a mianowicie czasu.

Prawidłowe odtworzenie obrazu jest więc możliwe jedynie dzięki przesyłaniu jednocześnie wiadomości o kolejności analizowania elementów obrazu i takiej samej kolejności ich odtwarzania (tzn. dzięki przesyłaniu sygnałów synchronizacji linii i pola).

W związku z tym istnieją następujące możliwości wzajemnego powiązania częstotliwości próbkowania sygnału wizyjnego z częstotliwościami sygnałów synchronizacji [7], a mianowicie:

- a) częstotliwość próbkowania może być zsynchronizowana z częstotliwością pola  $f_v$  (rys. 5b),
- b) częstotliwość próbkowania może być zsynchronizowana z częstotliwością pola  $f_v$  (rys. 5b),
- c) częstotliwość próbkowania może być zsynchronizowana z częstotliwością obrazu  $f_{obr}$  (rys. 5c),

<sup>1)</sup> Termin angielski: *alias component*.



Rys. 5. Położenie próbek przy próbkowaniu sygnału odpowiadającego czarno-białym krawędziom w przypadku różnych metod synchronizacji częstotliwości próbkowania:

a)  $f_p$  zsynchronizowane z częstotliwością linii  $f_H$ , b)  $f_p$  zsynchronizowane z częstotliwością pola  $f_v$ , c)  $f_p$  zsynchronizowane z częstotliwością obrazu  $f_{obr}$ , d)  $f_p$  nie zsynchronizowane

d) częstotliwość próbkowania nie zsynchronizowana z częstotliwością sygnałów synchronizacji (rys. 5d).

Jak widać z rys. 5 (przedstawiającego próbkowanie obrazu pasa czarno-białego), przy braku synchronizacji częstotliwości próbkowania z częstotliwością synchronizacji linii, lub pola położenie próbek jest wówczas różne dla kolejnych pól obrazu. Objawia się to na obrazie drzeniem krawędzi (rys. 5c i d). Zniekształceń tych można w znacznym stopniu uniknąć przyjmując częstotliwość próbkowania równą np. wielokrotności częstotliwości synchronizacji linii  $f_H$ .

W przypadku próbkowania całkowitego sygnału telewizyjnego dodatkowym czynnikiem, który należy brać pod uwagę przy wyborze częstotliwości próbkowania jest częstotliwość podnośnej koloru. Mogą tu wystąpić następujące przypadki:

- Częstotliwość próbkowania jest równa wielokrotności częstotliwości podnośnej koloru, np. trzeciej lub czwartej harmonicznej tej częstotliwości. Rozwiązanie takie daje pozytywne wyniki dla systemów NTSC i PAL, w których występuje jedna częstotliwość podnośnej koloru. Natomiast dla przyjętego u nas systemu SECAM, w którym mamy do czynienia z dwoma nie powiązаныmi wzajemnie częstotliwościami podnośnej koloru, takiego rozwiązania stosować nie można.
- Częstotliwość próbkowania nie jest powiązana z częstotliwością podnośnej koloru. Wówczas w widmie sygnału próbkowanego powstają oprócz składowych użytecznych, składowe stanowiące kombinację częstotliwości próbkowania z częstotliwością podnośnej koloru lub jej harmonicznymi. Szczególnie groźna jest tu składowa  $f_p - 2f_{podnośnej}$ , która ma wartość stosunkowo małą, leżącą w pasmie sygnału wizyjnego i może powodować zniekształcenia przetwarzanego obrazu. Zniekształcenia te są typu intermodulacyjnego. Powstające składowe „intermodulacyjne” o częstotliwościach leżących w kanale chrominancji tworzą

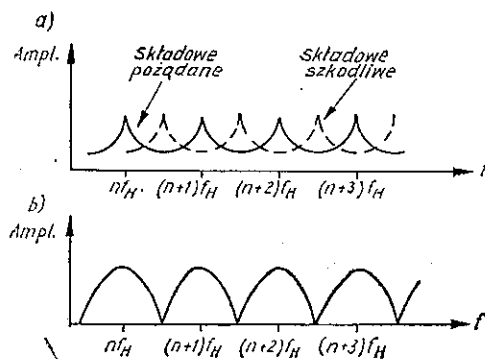
na ekranie różnobarwne wzory, zwane wzorami dudnień. Są one najbardziej zauważalne na obrazach zawierających duże powierzchnie o jednolitej barwie i stałym nasyceniu, jak np. na obrazie testowym pasów kolorowych. Stabilność tych wzorów na ekranie zależy od powiązania częstotliwości próbkowania z częstotliwością odchyłania linii lub pola.

Zniekształceń intermodulacyjnych można oczywiście uniknąć przez oddzielne próbkowanie i kodowanie sygnału luminancji i sygnałów różnicowych oraz niezależne ich przesyłanie współbieżnie w czasie.

Uwzględnienie wszystkich powyższych czynników prowadzi do wyboru częstotliwości próbkowania o wartości około 13,5 MHz, co z kolei pociąga za sobą konieczność stosowania bardzo dużych prędkości bitowych (np. przy 8-bitowej modulacji impulsowo-kodowej, przewyższających znacznie 100 Mbit/s), a więc i zajęcia bardzo szerokiego widma częstotliwości. Transmisja takich sygnałów na dalekie odległości, zarówno w sieciach zintegrowanych jak i w radiodyfuzji satelitarnej, jest trudna do praktycznej realizacji. Są więc prowadzone badania dotyczące możliwości zmniejszenia prędkości bitowej cyfrowych sygnałów wizyjnych. Jedną z takich metod jest zmniejszanie częstotliwości próbkowania, czyli tzw. próbkowanie podnyquistowskie. Prowadzi to jednak w konsekwencji do powstawania opisanych już wyżej zniekształceń.

Istnieją wprawdzie pewne możliwości korekcji występujących zniekształceń przeplatania, które wykorzystują zjawisko prążkowej struktury sygnału wizyjnego [2, 3], w którym energia widma jest skupiona wokół prążków będących harmonicznymi częstotliwości linii  $f_H$ . Jeśli więc wybierze się częstotliwość próbkowania równą nieparzystej harmonicznej połowy częstotliwości linii  $f_p = (2n-1) \frac{f_H}{2}$ , to w sygnale odbieranym istnieje możliwość rozdzielenia sygnału o pasmie podstawowym i sygnału wstęgi bocznej próbkowania za pomocą filtru grzebieniowego (rys. 6).

Ponieważ w widmie rzeczywistego sygnału wizyjnego pewna, choć niewielka ilość energii występuje jednak również i w środkowej części



Rys. 6. Korekcja zniekształceń „przeplatania”:

a) składowe sygnały w odtworzonym sygnale wizyjnym, b) pożądana charakterystyka filtru grzebieniowego

obszaru między kolejnymi prążkami, korzystnym jest przepuszczenie przez filtr grzebieniowy również sygnału analogowego przed jego próbkowaniem. Metoda ta wymaga więc stosowania dwóch filtrów grzebieniowych przed próbkowaniem i przy odtwarzaniu sygnału analogowego z ciągu próbek chwilowych, a każdy filtr grzebieniowy włączany w tor wizyjny daje pogorszenie rozdzielczości pionowej obrazu, a więc pogorszenie jego jakości.

Powyższa metoda korekcji daje zadowalające wyniki w przypadku sygnałów monochromatycznych. Natomiast przy próbkowaniu całkowitych sygnałów telewizji kolorowej powstają trudności wskutek występowania w sygnale analogowym sygnału podnośnej koloru.

W systemach NTSC i PAL prążki widma sygnału podnośnej przeplatają się z prążkami widma sygnału luminancji. W sygnale NTSC są one przesunięte względem siebie o  $\frac{1}{2} f_H$ , a w sygnale PAL o  $\frac{1}{4} f_H$ . W związku z tym w przypadku sygnału NTSC powinno się stosować częstotliwość próbkowania równą

$$f_p = 2f_{\text{podn}} \pm \frac{1}{4} f_H$$

natomiast w przypadku sygnału PAL najlepsze wyniki uzyskano stosując częstotliwość próbkowania równą drugiej harmonicznej częstotliwości podnośnej koloru  $f_p = 2f_{\text{podn}} \cong 8,86$  MHz, dobierając jednocześnie fazę impulsów próbkujących.

Dla systemu SECAM natomiast, w którym przyjęto modulację częstotliwościową sygnału podnośnej, struktura sygnału staje się quasi-prążkowa i praktycznie filtrów grzebieniowych stosować nie można.

Wówczas decyzja o zmniejszeniu częstotliwości próbkowania musi być poprzedzona dokładnym zbadaniem wpływu, jaki to będzie miało na jakość odtwarzanego obrazu.

#### 4. WYNIKI PRZEPROWADZONYCH BADAŃ

W Instytucie Łączności od kilku lat są prowadzone eksperymentalne badania własności telewizyjnych systemów cyfrowych zarówno bez ograniczenia nadmiaru informacji, jak i z ograniczeniem nadmiaru informacji dla potrzeb transmisyjnych. Jednym z kierunków prowadzonych badań jest przy tym określenie wpływu częstotliwości próbkowania sygnału wizyjnego na jakość odtwarzanego obrazu kolorowego [4, 5, 8]. Wyniki tych badań są przedmiotem niniejszego artykułu.

Pomiary przeprowadzono metodą subiektywną zgodnie z Zaleceniem nr 500-1 CCIR [1]. Badania wykonywane zarówno dla całkowitego sygnału telewizji kolorowej systemu SECAM, jak i niezależnie dla sygnału luminancji oraz sygnałów różnicowych kolorowości obrazu. Podane tu wy-

niki liczbowe stanowią średnią arytmetyczną z ocen dokonywanych przez 10 standardowych obserwatorów specjalistów telewizyjnych z użyciem 5-stopniowej skali zauważalności zniekształceń oraz w 7-stopniowej skali porównawczej.

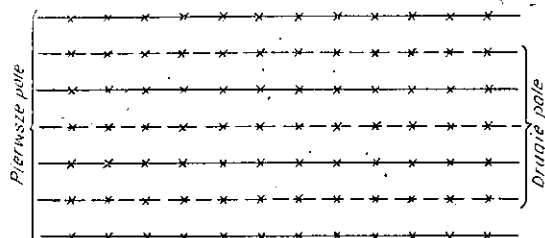
Ocenianymi obrazami były typowe przezrocza szwajcarskiej poczty (PTT). Z zestawu znormalizowanych przezroczy wybrano obrazy, na których zniekształcenia próbkowania są najbardziej widoczne, a mianowicie:

- dziewczynę w kapeluszu,
- parę narciarzy,
- dziewczynę obierającą pomarańcze w kuchni,
- kobietę z dzieckiem w ogrodzie,
- chłopca z zabawkami.

Ponadto oceniano również obraz kontrolny pasów kolorowych.

Zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi w pkt. 3, częstotliwości próbkowania były zsynchronizowane z częstotliwością linii wybierania, tj. stanowiły jej wielokrotność i wynosiły: 13 MHz = 832  $f_H$ ; 10,08 MHz = 645  $f_H$ ; 8,87 MHz = 568  $f_H$ ; 7,39 MHz = 473  $f_H$ . Natomiast częstotliwości próbkowania sygnałów różnicowych były przyjmowane jako 1/2 lub 1/4 częstotliwości próbkowania sygnału luminancji.

Rozkład próbek na obrazie tworzył tzw. strukturę ortogonalną, tzn. że próbki umieszczone na kolejnych liniach obu pól obrazu były rozmieszczone wzdłuż linii pionowych (rys. 7).



Rys. 7. Ortogonalna struktura próbkowania

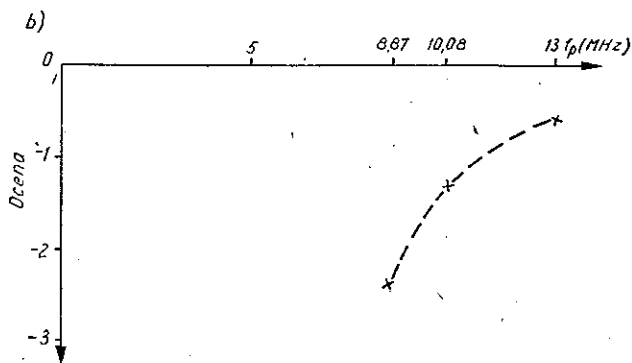
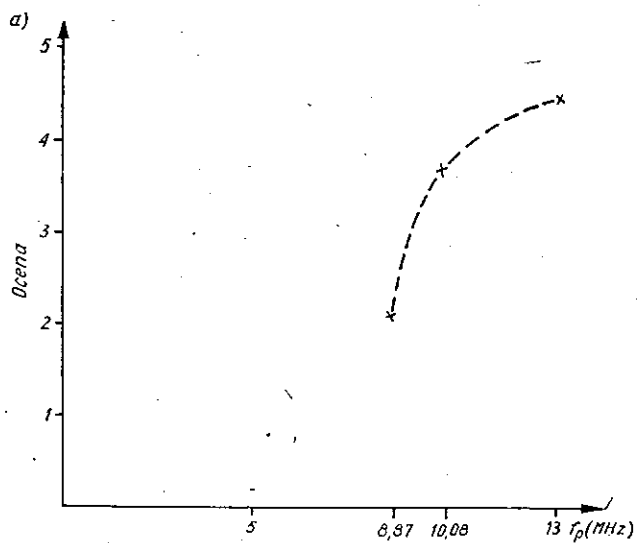
Ciąg próbek chwilowych z wyjścia układu próbkującego, po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy, doprowadzono do wejścia monitora wizyjnego. Obserwatorzy oceniali jakość obrazu odtwarzanego na ekranie monitora. Obrazem odniesienia, stanowiącym podstawę dla oceny stopnia degradacji obrazu, był przy tym obraz analogowy o jakości odpowiadającej sygnałowi wizyjnemu o częstotliwości granicznej równej 6 MHz.

Uzyskane wyniki pomiarów wpływu częstotliwości próbkowania całkowitego sygnału telewizji kolorowej systemu SECAM na jakość odtwarzanego obrazu podano w tablicy 1 i na rys. 8, a wpływu częstotliwości próbkowania sygnału luminancji i sygnałów różnicowych w tablicy 2 i na rys. 9.

Tabela 1

Wpływ częstotliwości próbkowania całkowitego sygnału telewizyjnego systemu SECAM na jakość odtwarzanego obrazu

| Częstotliwość próbkowania (MHz) | Skala zauważalności zniekształceń |                        | Skala porównawcza |                        |
|---------------------------------|-----------------------------------|------------------------|-------------------|------------------------|
|                                 | wartość średnia                   | odchylenie standardowe | wartość średnia   | odchylenie standardowe |
| 13,00                           | 4,53                              | 0,50                   | -0,60             | 0,69                   |
| 10,08                           | 3,78                              | 0,78                   | -1,27             | 0,86                   |
| 8,87                            | 2,15                              | 0,71                   | -2,38             | 0,56                   |

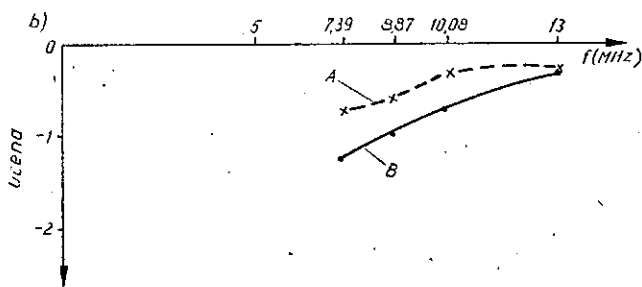
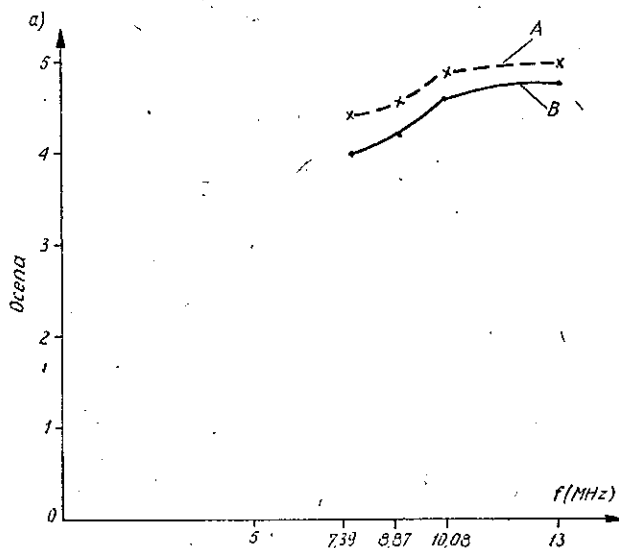


Rys. 8. Wpływ częstotliwości próbkowania całkowitego sygnału telewizyjnego systemu SECAM na jakość odtwarzanego obrazu:  
 a) stosowana skala zauważalności zniekształceń, b) stosowana skala porównawcza jakości obrazu

Tablica 2

Wpływ częstotliwości próbkowania sygnału luminancji i sygnałów różnicowych na jakość odtwarzanego obrazu

| Częstotliwość próbkowania sygnału luminancji (MHz) | Częstotliwość próbkowania sygnałów różnicowych (MHz) | Skala zauważalności zniekształceń |                        | Skala porównawcza |                        |
|--|--|-----------------------------------|------------------------|-------------------|------------------------|
|  |  | wartość średnia                   | odchylenie standardowe | wartość średnia   | odchylenie standardowe |
| 13,00  | 6,50   | 4,88                              | 0,42                   | -0,24             | 0,51                   |
|  | 3,25   | 4,63                              | 0,49                   | -0,35             | 0,52                   |
| 10,08  | 5,04   | 4,82                              | 0,39                   | -0,35             | 0,62                   |
|  | 2,52   | 4,57                              | 0,53                   | -0,73             | 0,92                   |
| 8,87   | 4,435  | 4,42                              | 0,59                   | -0,60             | 0,62                   |
|  | 2,2175   | 4,13                              | 0,60                   | -0,95             | 0,70                   |
| 7,39   | 3,695  | 4,35                              | 0,48                   | -0,74             | 0,68                   |
|  | 1,8475   | 3,96                              | 0,43                   | -1,22             | 0,76                   |



Rys. 9. Wpływ częstotliwości próbkowania sygnału luminancji na jakość odtworzonego obrazu przy próbkowaniu sygnałów różnicowych z częstotliwością  $1/2 f_{lum}$  (A) i  $1/4 f_{lum}$  (B)  
 a) stosowana skala zauważalności zniekształceń b) stosowana skala porównawcza

Jak wynika z rys. 8, zmniejszanie częstotliwości próbkowania całkowitego sygnału kolorowego systemu SECAM wywołuje szybką degradację jakości obrazu. Kontury przedmiotów są nieostre oraz występują smużenia i ruchome prążki poziome za pionowymi krawędziami przedmiotów.

W przypadku niezależnego próbkowania sygnału luminancji i sygnałów różnicowych zmniejszanie częstotliwości próbkowania sygnału luminancji wywołuje wprawdzie pewną utratę rozdzielczości obrazu, to jednak ma to stosunkowo niewielki wpływ na oceny obserwatorów. Natomiast zmniejszenie częstotliwości próbkowania sygnałów różnicowych z wartości równej  $1/2$  częstotliwości próbkowania sygnału luminancji ma wartość równą  $1/4$  częstotliwości próbkowania sygnału luminancji powoduje powstawanie za krawędziami przedmiotów zniekształceń w postaci zrywania się i migotania linii oraz występowania prążków poziomych. Jakość odtwarzanego obrazu wówczas maleje znacznie.

## 5. WNIOSKI

Jak wynika z przeprowadzonych badań, zmniejszanie częstotliwości próbkowania całkowitego sygnału telewizji kolorowej systemu SECAM ma znacznie większy wpływ na jakość odtwarzanego obrazu kolorowego niż w przypadku oddzielnego kodowania sygnałów składowych luminancji i sygnałów różnicowych. Uzasadnia to proponowaną w projekcie standardu telewizji cyfrowej dla studio koncepcję niezależnego kodowania sygnałów składowych.

Przeprowadzone badania wykazują ponadto, że zadowalającą jakość odtwarzanego obrazu można uzyskać przy częstotliwości próbkowania sygnału luminancji równej 13 MHz. Wówczas jednak wymagana stromość charakterystyki filtrów dolnoprzepustowych w koderze i dekoderze powyżej częstotliwości  $f_0$  pociągałaby za sobą konieczność budowy wieloczęstotliwościowych układów trudnych do praktycznej realizacji i kosztownych. Z tego względu proponuje się przyjęcie częstotliwości próbkowania sygnału luminancji równą 13,5 MHz, co pozwala znacznie uprościć konstrukcję omawianych filtrów. Natomiast częstotliwość próbkowania sygnałów różnicowych powinna być równa połowie częstotliwości próbkowania sygnału luminancji, czyli 6,75 MHz.

## WYKAZ LITERATURY

1. CCIR — Avis 500-1: Méthode d'évaluation subjective de la qualité des images de télévision. Kyoto 1978.
2. CCIR — doc. CMTT/17: Digital video signals: Sub-Nyquist sampling of PAL colour signals, 1974—1978.



3. CCIR — doc. 11/67: Sub-Nyquist encoding of PCM NTSC colour television signals. 1974—1978.
4. CCIR — doc. 11/89 (CMTT/61): Picture quality as a function of bandwidths limiting and sampling frequency. 1978—1982 (dokument zgłoszony przez administrację PRL).
5. CCIR — doc. 11/302 (CMTT/262): Reproduced colour picture quality as a function of sampling frequencies and structures. 1978—1982 (dokument zgłoszony przez administrację PRL).
6. *Frederick D. K., Bruce Carlson A.*: Układy liniowe w telekomunikacji i automatyce. WNT, Warszawa 1976.
7. *Kobayashi V.*: Effects of DPCM coding on videotelephone picture quality. Review of the Electrical Communication Laboratories, 1975, t. 23, No 1—2, s. 16—17.
8. OIRT — dok. ТК-III-1397: Вклад ПНР: Основные параметры цифровой системы телевидения для студии. 1981.

*Alina Karwowska-Lamparska*

#### ОПТИМАЛЬНАЯ ЧАСТОТА ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ СИСТЕМЫ СЕКАМ

##### Резюме

В работе представлено процесс дискретизации телевизионных сигналов, а также факторы влияющие на выбор оптимальной частоты дискретизации. Представлены результаты испытаний качества изображения для разных величин частоты дискретизации. Испытания касаются так полного сигнала цветного телевидения системы СЕКАМ, как и отдельной дискретизации сигнала яркости и цвето-разностных сигналов. Показывается, что значительно лучшее качество воспроизводимого изображения получается в случае отдельной дискретизации составных сигналов. Оптимальная частота дискретизации сигнала яркости должна быть равной приблизительно 13,5 Мгц, а частота дискретизации светоразностных сигналов должна быть равна половине частоты дискретизации сигнала яркости.

*Alina Karwowska-Lamparska*

#### OPTIMUM SAMPLING FREQUENCY OF SECAM COLOUR TELEVISION SIGNAL

##### Summary

The paper deals with a sampling process of television signals and factors influencing the choice of the optimum sampling frequency. The results of picture quality tests for various values of sampling frequency are discussed. The tests concerned the composed SECAM colour television signal as well as separate coding of luminance and colour-difference signals. The results have shown that the quality of the reproduced picture is much better in the case of a separate coding of signal

components. The optimum luminance signal sampling frequency should be equal to about 13,5 MHz, while that of the colour-difference signal sampling should amount to half that value.

*Alina Karwowska-Lamparska*

#### FRÉQUENCE OPTIMUM D'ÉCHANTILLONAGE DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION EN COULEUR SYSTÈME SECAM

##### Résumé

On a discuté le procès d'échantillonnage des signaux de télévision ainsi que les facteurs ayant influence sur le choix de la fréquence optimum d'échantillonnage. On a présenté aussi les résultats des essais de la qualité de l'image pour différentes valeurs de fréquence d'échantillonnage. Les signaux composés de télévision en couleur système SECAM, de même que l'échantillonnage séparé du signal luminance et celui des signaux de différence de couleur, ont été l'objet des essais. Les essais ont démontré que la qualité de l'image est bien meilleure dans le cas d'échantillonnage séparé des signaux composants. La fréquence optimum d'échantillonnage du signal luminance doit être égale à 13,5 MHz environ, tandis que celle d'échantillonnage des signaux de différence de couleur doit être égale à la demi-fréquence d'échantillonnage du signal luminance.

*Alina Karwowska-Lamparska*

#### OPTIMALE ABTASTFREQUENZ DES SECAM-FARBFERNSEHSIGNALS

##### Zusammenfassung

In dem Artikel wurde das Abtastverfahren der Videosignale und die Auswahl der optimalen Abtastfrequenz beeinflüßenden Faktoren besprochen. Es wurden die Resultate der Untersuchungen der Bildqualität bei verschiedenen Abtastfrequenzen angegeben. Die Messungen betrafen die Abtastung sowohl des gesamten SECAM-Farbfernsehsignals wie auch die getrennte Abtastung der Luminanz- und Differenzsignale. Die Messungen haben gezeigt, daß bei getrennter Abtastung der Signale höhere Qualität des wiedergegebenen Signals erlangt wird. Die optimale Abtastfrequenz des Luminanzsignals soll ca. 13,5 MHz betragen und die Abtastfrequenz der Differenzsignale soll 1/2 der Abtastfrequenz des Luminanzsignals sein.

621.395.36

Jerzy Trehciański

## WYBRANE UKŁADY KOMUTACJI CYFROWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego 4 maja 1981 r.

Omówiono układy komutacji cyfrowej typów T, T-S i T-S-T oraz równoważne im odpowiedniki układów komutacji przestrzennej.

Zestawiono ruchowe parametry omawianych układów wykonanych w nowoczesnej technice elektronicznej i przeprowadzono porównanie ich kosztów odniesienia.

### 1. UKŁADY KOMUTACYJNE CZASOWE TYPU T

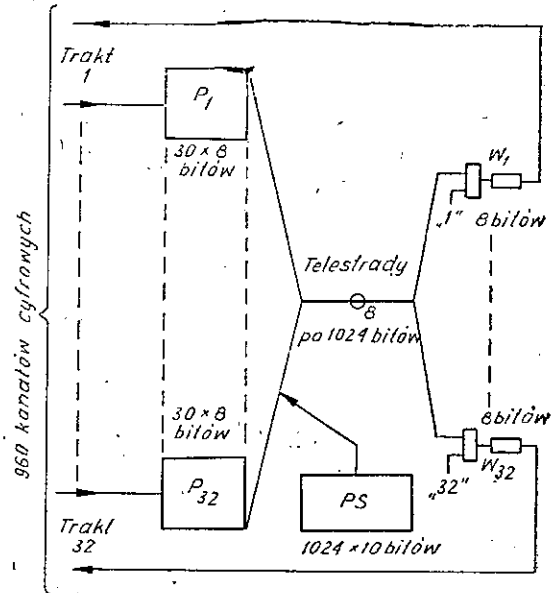
Komutacja elektroniczna w rozdziale czasowym wiąże się z zestawianiem dróg do transmisji informacji między parami kanałów rozmównych, doprowadzonych do danego układu komutacyjnego, w kolejnych po sobie następujących kanałowych szczelinach czasowych, realizowanych na uwielokrotnionych w czasie drogach transmisyjnych, zwanych telestradami. Wspomniane kanały rozmówne mogą być też ustawione w określonych pozycjach czasowych w swoich traktach cyfrowej telefonii wielokrotnej. Jeżeli do układu komutacyjnego jest doprowadzony tylko jeden trakt telefonii wielokrotnej, wtedy każdy komutowany kanał ma różną pozycję czasową. Między wyżej wymienionymi parami kanałów musi występować transmisja informacji, np. dzięki przesunięciu w czasie informacji przyścisiowej do pozycji czasowej kanału wyjściowego i nadaniu jej wtedy w ten kanał. Żądany przebieg można uzyskać przez zastosowanie odpowiednich pamięci buforowych, do których zapisuje się informacje napływające z danego traktu w różnych kanałowych szczelinach czasowych. Informacje z pamięci buforowych odczytuje się w takich pozycjach czasowych, które odpowiadają żądanym kanałom wyjściowym. Czas pozostawiania informacji we wspomnianej pamięci jest mniejszy od okresu powtórzenia, nazwanego w systemie cyfrowej telefonii wielokrotnej — ramką.

W przypadku doprowadzenia do układu komutacyjnego szeregu traktów telefonii wielokrotnej proces komutacji jest nieco bardziej złożony, bo odpowiadające sobie kanały czasowe w różnych traktach występują w tych samych pozycjach czasowych, a długości ramek są w zasadzie takie same. W omawianych układach komutacyjnych stosuje się oddzielne

pamięci buforowe dla poszczególnych traktów i do każdej takiej pamięci zapisywane są informacje przychodzące ze wszystkich kanałów czasowych danego traktu.

Cechą charakterystyczną omawianych układów komutacyjnych czasowych typu T jest przesuwanie informacji przyściowej jedynie w czasie. Po zapisie tej informacji w pamięci buforowej występuje po określonym czasie jej odczyt we właściwej kanałowej szczelinie czasowej telestrady. Poprzez tę telestradę omawiana informacja zostaje przetransmitowana do pamięci chwilowej żadanego traktu wyjściowego w momencie poprzedzającym żądany kanał. Z pamięci chwilowej informacja zostaje następnie przetransmitowana do właściwej kanałowej szczeliny czasowej traktu liniowego, a pamięć chwilowa jest gotowa do zapisu informacji przeznaczonej dla następnej kanałowej szczeliny czasowej danego traktu.

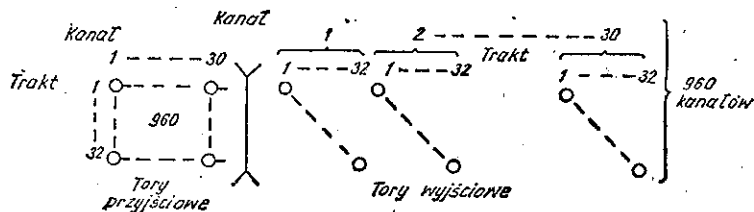
Występująca w układzie komutacyjnym telestrada lub zbiór telestrad może obejmować łącznie nie mniejszą liczbę kanałów czasowych niż liczba kanałów wyjściowych i wtedy układ komutacyjny pracuje bez blokady wewnętrznej. W takiej sytuacji do komutacji wielu traktów telefonii wielokrotnej stosuje się zwykle rozwiązania z telestradami o większej liczbie kanałów czasowych niż w typowym trakcie telefonii wielokrotnej. Wspomniane telestrady mogą transmitować w jednej podstawowej ramce 1024 bity (trakt liniowy PCM 30/32 — 256 bitów) i wtedy zbiór 8 telestrad może być użyty do transmitowania 1024 kanałów czasowych o ośmiobitowych słowach kodowych (rys. 1). W układzie tym kanałowe słowa kodowe transmitowane są w sposób równoległy z pamięci buforowych P1...P32 po stronie przyściowej układu poprzez zbiór telestrad do pamięci chwilowych W1...W32 po stronie wyjściowej. W czasie odpowiadającym kanałowej szczelinie czasowej traktu liniowego telefonii wielokrotnej transmituje się poprzez zastosowane telestrady zbiór bitów 32 kanałów różnorodnych. Wszystkie te bity zapisuje się do wyjściowych pamięci chwilowych 32 traktów liniowych i w następnej kanałowej szczelinie czasowej transmituje w szeregowym układzie bitów do wszystkich traktów. Zwrócić można tu uwagę na fakt, że stosowane w omawianych układach pamięci buforowe i chwilowe są pamięciami o adresowym zapisie i odczycie. W tym samym czasie może występować tylko bądź przebieg zapisu, bądź odczytu. W tej sytuacji obok 1024 procesów odczytu informacji z pamięci buforowych poprzez telestrady do pamięci chwilowych powinny występować 32 procesy zapisu informacji do bloków pamięci buforowych poszczególnych traktów oraz 32 procesy odczytu informacji z pierwszego członu pamięci chwilowych i zapisu do drugiego członu tych pamięci. Z tej drugiej części informacja jest potem bezpośrednio nadawana w szeregowym układzie bitów w tor wyjściowy traktu liniowego. Realizacja wspomnianych przebiegów 1088 zapisu i odczytu w czasie ramki 125  $\mu$ s może



Rys. 1. Układ typu T do komutacji 960 kanałów (łączy) cyfrowych

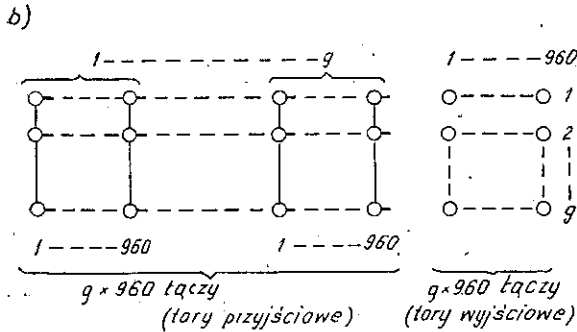
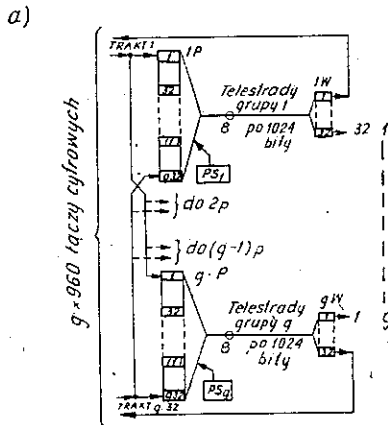
mieć miejsce przy wykorzystaniu elementów o szybkości przełączania rzędu 10 Mbit/s.

W omawianych układach typu T można, praktycznie biorąc, mówić o odpowiedności wzajemnej kanałów w telestradzie i kanałów w wyjściowych traktach liniowych, co z kolei oznacza, że ekwiwalentnym układem przestrzennej komutacji jest układ o komutacji bezpośredniej (rys. 2).



Rys. 2. Układ o komutacji przestrzennej ekwiwalentny do układu z rys. 1

Powiększenie pojemności w ramach tej samej zasady komutacji można uzyskać przez zwiększenie liczby telestrad i zastosowanie odpowiedniego podziału na grupy. Taki układ w ogólnej postaci z podziałem na  $g$  grup może być zbudowany z zastosowaniem w nim  $g \times 8$  telestrad po 1024 bity w każdej (rys. 3). W każdej grupie komutuje się 960 kanałów rozmownych w warunkach braku blokady wewnętrznej. Informacje z komutowanych we wszystkich grupach  $g \times 960$  kanałów są zapisywane jednocześnie w przyjsiowych pamięciach buforowych wszystkich grup, które obej-



Rys. 3. Układ typu T i równoważny układ o komutacji przestrzennej do komutacji  $g \times 960$  łączy

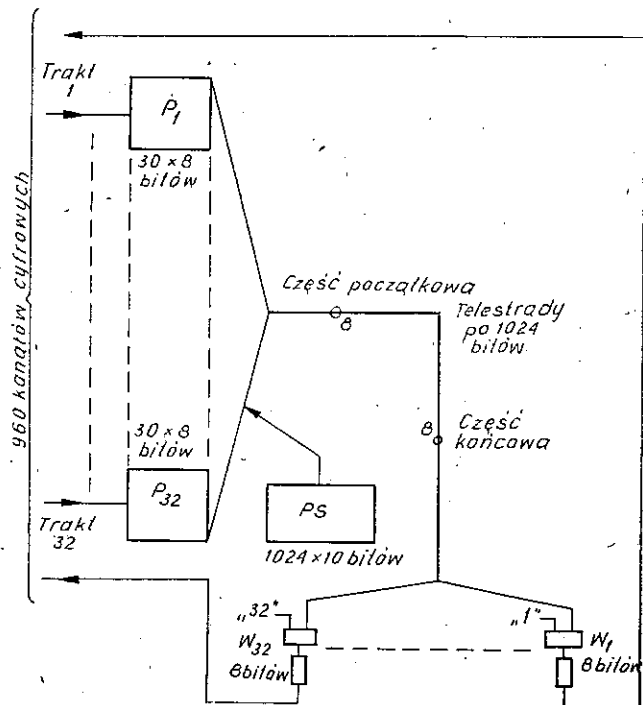
mują wobec tego po  $g \times 32 \times 30$  wierszy pamięci. W ten sposób pojemność wejściowa każdej grupy w układzie komutacyjnym wynosi  $g \times 960$  kanałów, a pojemność wyjściowa 960 kanałów. Wspomniane  $g \times 960$  kanały przyściowe wprowadzone są równolegle na wejścia wszystkich grup w układzie. Dodajmy, że kanałowe słowo kodowe, wpisane jednocześnie do pamięci wszystkich grup układu komutacyjnego, jest praktycznie tylko w jednej grupie komutowane do pamięci chwilowej W. Zapisy w pamięciach buforowych innych grup są natomiast kasowane przez informację zapisywaną w następnej ramce. Takie rozwiązanie jest prostsze, bo nie wymaga w procesie zapisu selekcji informacji ze względu na grupę, w której znajduje się kanał wyjściowy.

Podkreślamy jeszcze raz, że omawiane tu układy komutacyjne cyfrowe typu T są równorzędne przestrzennym układom komutacyjnym o bezpośredniej komutacji  $g \times 960$  łączy dwutorowych między sobą.

W praktycznych rozwiązaniach, ze względu na niezawodność układu komutacyjnego, może być zastosowana podwójna liczba telestrad między pamięciami buforowymi i chwilowymi w każdej grupie. W takim przypadku pamięć buforowa jest niejednokrotnie dzielona na dwie części z doprowadzeniem do jednej parzystych, a do drugiej nieparzystych traktów liniowych. Jedna ze wspomnianych dwóch telestrad komutuje kanały traktów parzystych, a druga — nieparzystych. Każda z części pamięci obsługiwana jest przez oddzielną, mniejszą o połowę, pamięć sterowania połączeniem PS.

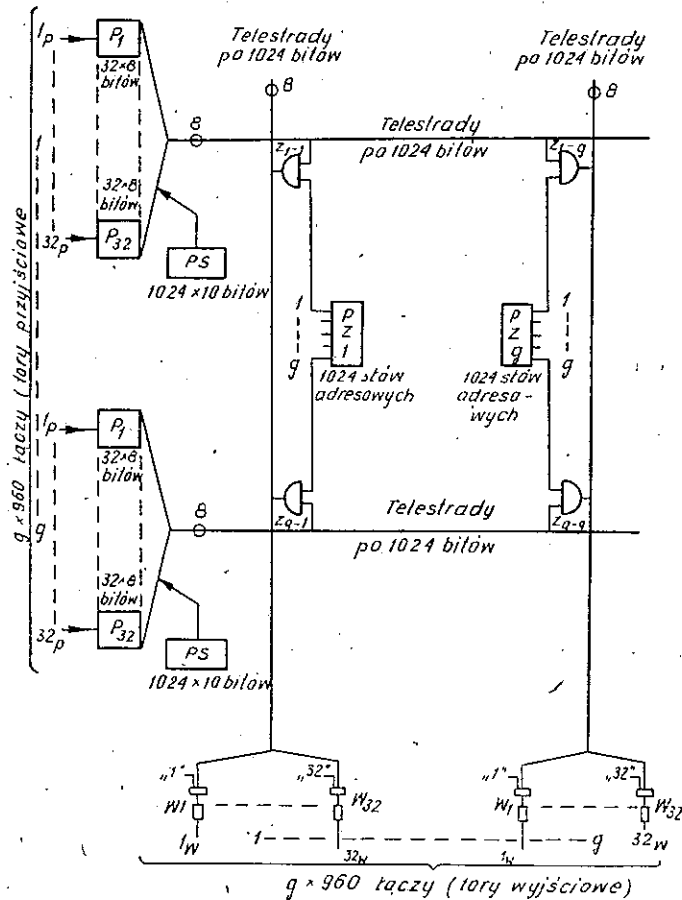
## 2. UKŁADY KOMUTACYJNE CZASOWO-PRZESTRZENNE TYPU T-S

Rozpatrujemy tu na wstępie jeszcze raz układ typu T komutujący 960 łączy cyfrowych, lecz w takim ujęciu graficznym, że wyodrębnia się początkową i końcową część telestrad w układzie komutacyjnym (rys. 4). Gdy z kolei rozłączymy tę część telestrad, a jednocześnie rozpatrywać będziemy współlistnienie  $g$  przejściowych elementów układu oraz  $g$  wyjściowych elementów, wtedy telestrady mogą wejść w układ matrycy komutacyjnej. W proponowanym więc układzie telestrady związane z przy-



Rys. 4. Inne ujęcie graficzne układu z rys. 1

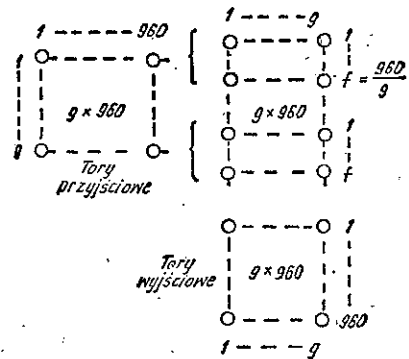
ściowymi pamięciami buforowymi i telestrady związane z wyjściowymi pamięciami chwilowymi wprowadzone są do układu matrycy, w której komutacja telestrad realizowana jest za pomocą zestyków elektronicznych o dynamicznym działaniu (rys. 5).



Rys. 5. Układ typu T-S do komutacji  $g \times 960$  łączy

Istotną cechą układu jest poza tym „sztywny” przydział kanałów w poszczególnych telestradach na wiązki łączy między poszczególnymi torami przyściowymi traktów liniowych i torami wyjściowymi. Liczba kanałów między konkretnymi torami wynosi przy tym praktycznie  $f = 960 : g$  (rys. 6). Wobec tej ograniczonej liczby kanałów między wiązkami łączy przyściowych i łączy wyjściowych w omawianym układzie występuje zjawisko blokady wewnętrznej, tak jak w każdym układzie dwusekcyjnym, co powoduje brak możliwości, w ramach w zasadzie sto-





Rys. 6. Układ dwusekcyjny o komutacji przestrzennej ekwiwalentny do układu z rys. 5

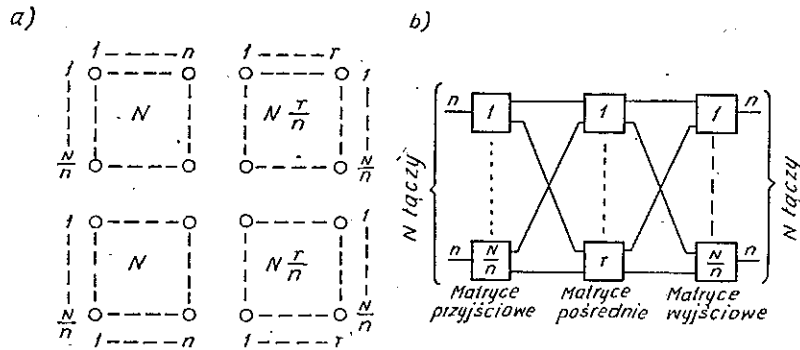
sunkowo niewielkiej liczby przypadków, zestawienia połączenia między konkretnym kanałem przyściowym i dowolnym wolnym kanałem wyjściowym.

Omawiany układ realizuje w pierwszej części przesunięcie informacji w czasie, a w drugiej części — w przestrzeni. Takie przebiegi kwalifikuje się jako następujące po sobie dwa rodzaje komutacji: komutacja czasowa typu T oraz komutacja przestrzenna typu S. Układ ten może być wobec tego nazwany układem komutacji czasowo-przestrzennej typu T-S.

Natłok w rozpatrywanym układzie typu T-S można określać na podstawie znanych metod, stosowanych dotychczas powszechnie do obliczeń stopni komutacyjnych systemu Crossbar, w przypadku pracy, szczególnie przy większych pojemnościach pól T-S, z kompresją. Orientacyjnie można liczyć, że prawdopodobieństwo natłoku w takim cyfrowym stopniu grupowym wynosi  $2 \times 10^{-3}$  przy średnim obciążeniu 0,75 Erl na komutowane łącze.

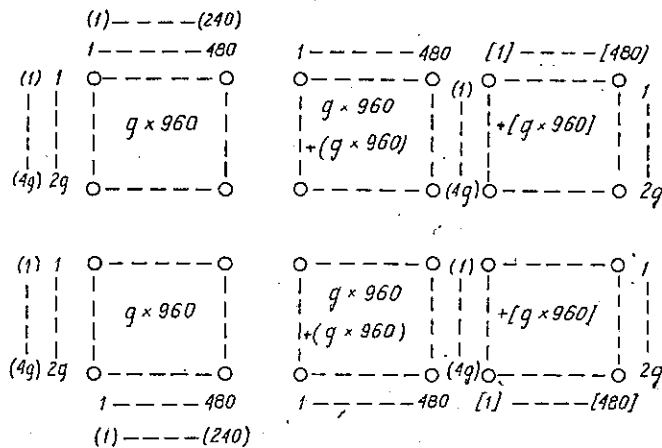
### 3. UKŁADY KOMUTACYJNE CZASOWO-PRZESTRZENNE TYPU T-S-T

Rozpatrywane tu układy komutacyjne czasowo-przestrzenne podobne są do trzysekcyjnych układów o przestrzennej komutacji (rys. 7). Istotnym parametrem w tym układzie jest stosunek między wielkością wiązki przyściowej i wyjściowej  $n$  oraz wiązki łączy pośrednich  $r$ . Minimalny układ bez blokady wewnętrznej, w którym przy większym obciążeniu brak blokady wewnętrznej może być uzyskiwany drogą tzw. przestrojenia, może mieć wielkość  $r$  równą  $n$ . W przypadku zaś pełnego braku blokady wewnętrznej w każdym przypadku zestawienia połączenia, trzeba korzystać z układów, w których  $r$  jest co najmniej równe  $2n - 1$ , a praktycznie często —  $r = 2n$ .



Rys. 7. Układ trzysekccyjny o przestrzennej komutacji — zasada rozwiązania

W omawianych przypadkach układów o czasowej komutacji o wielkości  $r$  może też decydować szybkość zapisu i odczytu informacji do pamięci buforowych stosowanych w tych układach. W układzie T-S-T wystąpić musi pamięć pośrednia, do której w czasie ramki musi nastąpić zapis i odczyt wszystkich informacji komutowanych w danej grupie. W tej sytuacji można mówić o konieczności zastosowania grupowania traktów komutowanych przez układ T-S-T w dwa razy mniejsze niż w układach typu T i typu T-S grupy, tzn. tylko po 16 traktów w każdej grupie. W równoważnym układzie minimalnym o przestrzennej komutacji (rys. 8) występ-



Uwaga: bez nawiasów liczby taczy dla końcowych przypadków

( ) - pierwszy rodzaj układu „podwójnego”

[ ] - drugi rodzaj układu „podwójnego”

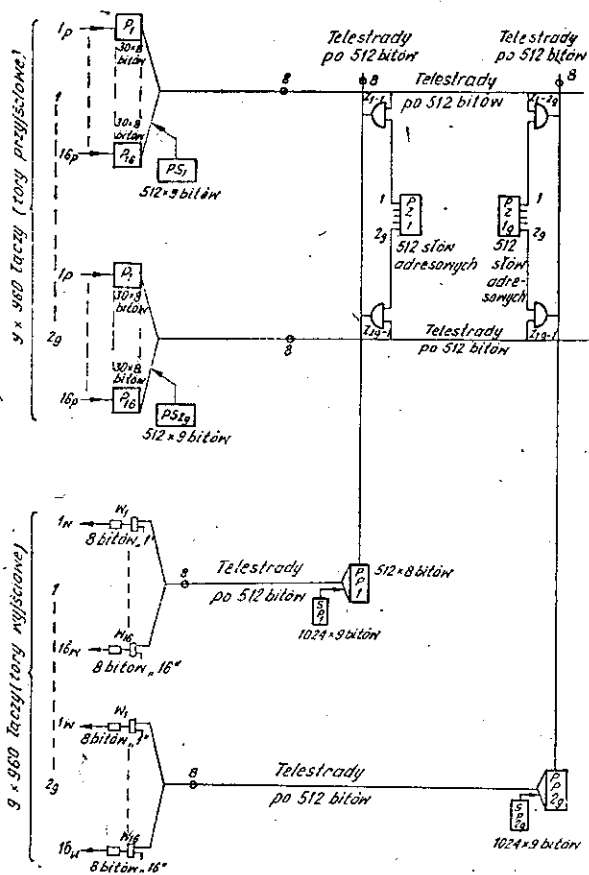
Rys. 8. Różne rozwiązania układów trzysekccyjnych do komutacji  $g \times 960$  łączy: minimalny i dwie odmiany układów o podwójnej liczbie dróg połączeniowych

pują zatem wiązki łączy  $n$  oraz  $r$  o wielkości  $16 \times 30 = 480$ . W układzie komutującym, takim jak poprzednio omawiane, dla  $g \times 960$  łączy cyfrowych, występuje więc  $2g$  podstawowych wiązek łączy. W tym minimalnym układzie występuje w pierwszej sekcji  $2g$  układów komutujących 480 łączy z 480 łączami, w drugiej sekcji — 480 układów komutujących  $2g$  łączy z  $2g$  łączami oraz w trzeciej sekcji —  $2g$  układów komutujących 480 łączy z 480 łączami.

Rozpatrzmy teraz dwie możliwe wersje układów trzysekcyjnych, w których w sekcji środkowej ma istnieć dwa razy więcej dróg połączeniowych niż komutowanych łączy przyjsciovych i wyjściowych. W pierwszej wersji trzeba zmniejszyć wiązki przyjsciove i wyjściowe po to, aby zachować dotychczasowe wielkości wiązki w środkowej części układu. Układ komutacyjny o pojemności  $(g \times 960) \times (g \times 960)$  realizuje się w omawianym przypadku z zastosowaniem  $4g$  wiązek po  $8 \times 30 = 240$  łączy po stronie przyjsciovej i wyjściowej. W tym układzie występuje w pierwszej sekcji  $4g$  układów komutujących 240 łączy z 480 łączami, w drugiej sekcji — 480 układów komutujących  $4g$  łączy z  $4g$  łączami oraz w trzeciej sekcji —  $4g$  układów komutujących 480 łączy z 240 łączami. W drugiej wersji nie zmniejsza się liczby łączy w wiązkach przyjsciovych i wyjściowych, a zwiększa wiązki w środkowej części układu. Tak więc w tej drugiej wersji występują takie same wiązki przyjsciove i wyjściowe, jak w układzie minimalnym. W układzie występuje teraz w pierwszej sekcji  $2g$  układów komutujących 480 łączy z 960 łączami, w drugiej sekcji — 960 układów komutujących  $2g$  łączy z  $2g$  łączami oraz w trzeciej sekcji —  $2g$  układów komutujących 960 łączy z 480 łączami.

Analogiczny do układu minimalnego układ komutacyjny typu T-S-T (rys. 9) realizuje się przy doprowadzeniu do niego  $2g$  grup po 16 traktów PCM 30. Komutacja odbywa się z zastosowaniem po stronie przyjsciovej pamięci buforowych  $P$ , matrycy komutacyjnej złożonej z dynamicznych zestyków elektronicznych  $Z$ , pamięci pośrednich  $PP$  oraz po stronie wyjściowej pamięci chwilowych  $W$ . Wszystkie te elementy powiązane są właściwymi telestradami o 512 kanałach czasowych każda. Zwróćmy tu uwagę na pamięci  $PP$  o pojemności  $512 \times 8$  bitów, do adresowania których trzeba mieć łącznie do zapisu i odczytu 1024 adresów, nadawanych przez pamięć połączenia  $SP$  o pojemności  $1024 \times 9$  bitów. Spośród 1024 kanałów czasowych np. nieparzyste, mogą służyć do zapisu, a parzyste — do odczytu lub odwrotnie. Dodajmy, że bez zastosowania przestrajania układ minimalny pracuje z blokadą wewnętrzną. Prawdopodobieństwo natłoku w tym cyfrowym stopniu grupowym wynosi ok.  $10^{-6}$  przy średnim obciążeniu 0,8 Erl na komutowane łącze.

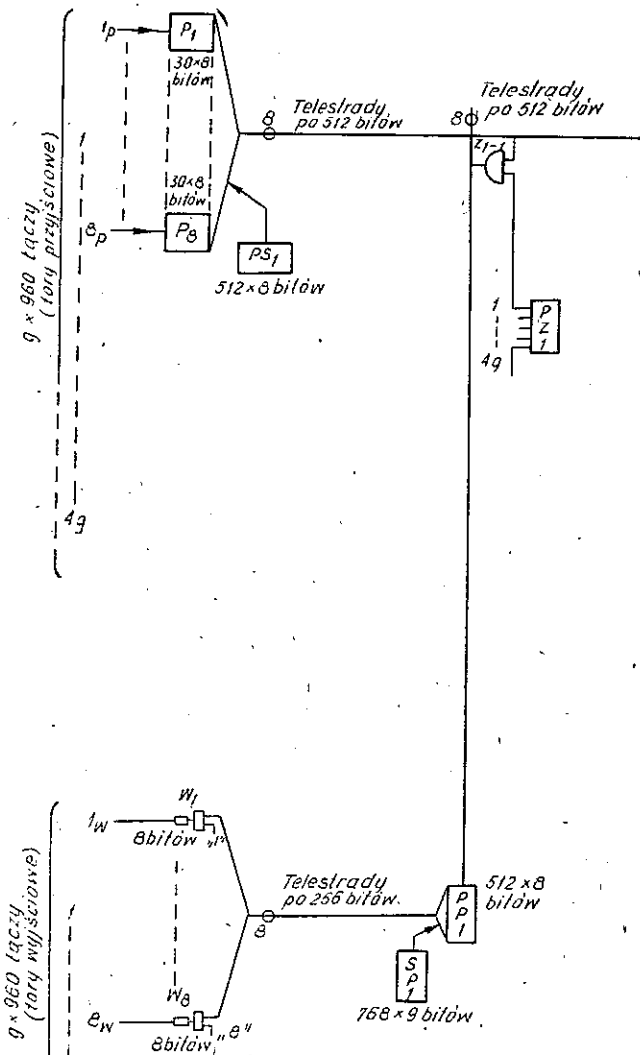
Układ T-S-T o podwójnej liczbie dróg połączeniowych przez łącza pośrednie w tym układzie może być zrealizowany, podobnie do wyżej opi-



Rys. 9. Układ minimalny typu T-S-T do komutacji  $g \times 960$  łączy

sanego układu o przestrzennej komutacji, z zastosowaniem grupowania łączy przyściowych i wyjściowych po 8 traktów (rys. 10). W omawianym układzie występuje  $4g$  takich grup. Między pamięciami buforowymi i matrycą zestyków dynamicznych oraz między tą matrycą i pamięciami pośrednimi zastosowane są telestrady o 512 kanałach czasowych. Między pamięciami pośrednimi i pamięciami chwilowymi po stronie wyjściowej mogą wystarczyć telestrady o 256 kanałach czasowych.

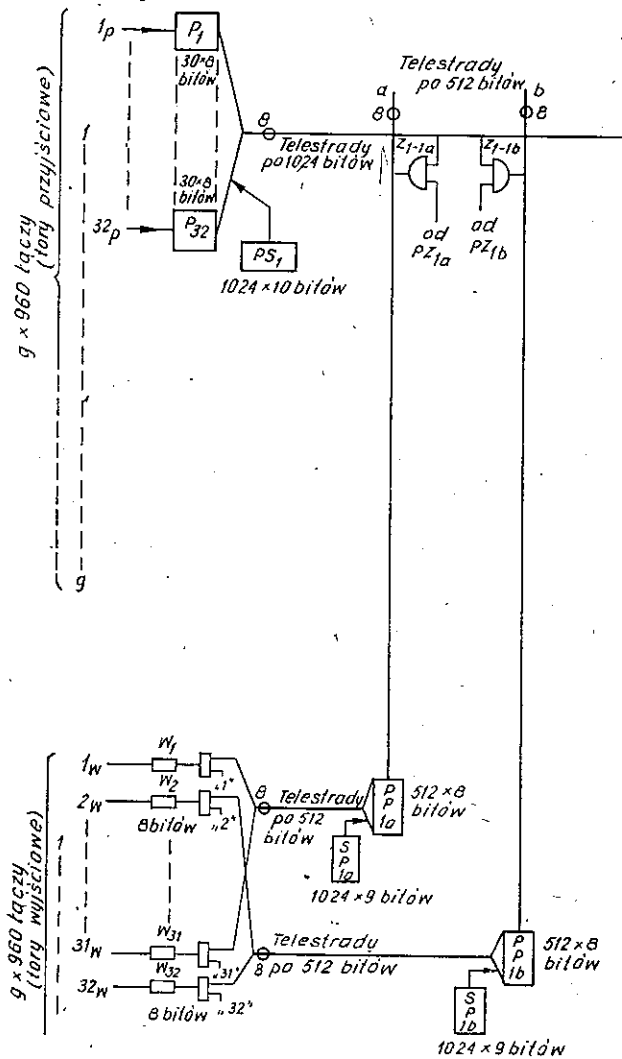
Druga odmiana układu T-S-T o podwójnej liczbie dróg połączeniowych przez łącza pośrednie (rys. 11) może być zrealizowana z zastosowaniem grupowania łączy przyściowych i wyjściowych po 16 traktów. W omawianym przypadku telestrady między przyściowymi pamięciami buforowymi i matrycą zestykową mogą obejmować po 1024 kanały czasowe. Na każdą taką telestradę przypadają dwie telestrady po 512 kanałach czasowych między matrycą i pamięciami pośrednimi. Również poprzez



Rys. 10. Fragment pierwszego rozwiązania układu „podwójnego” typu T-S-T

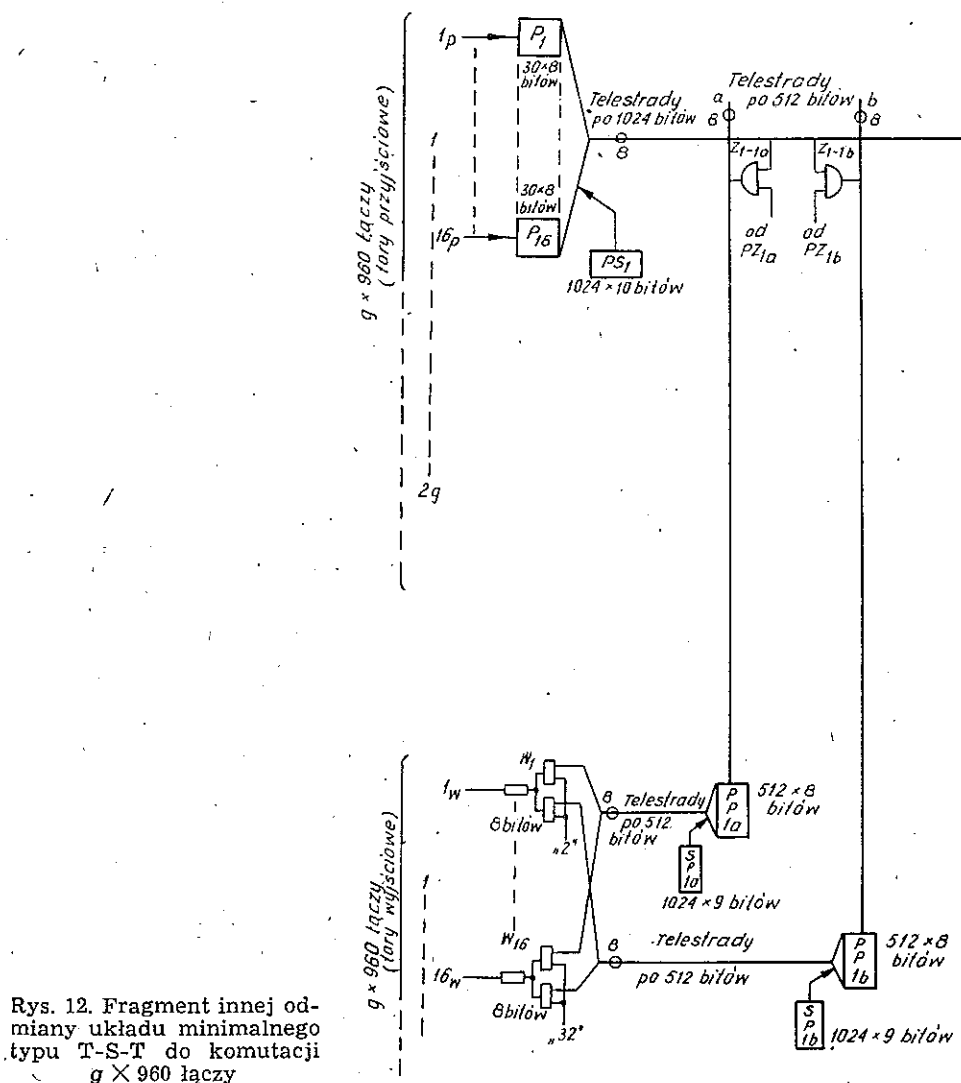
dwie telestrady transmitowane są informacje między pamięciami pośrednimi w danej grupie i 16 traktami wyjściowymi.

Ostatnie rozwiązanie z jedną telestradą o większej pojemności i dwoma o mniejszej w dalszej części układu nasuwa propozycję rozwiązania minimalnego układu T-S-T (rys. 12) o nieco lepszej niezawodności niż wyżej przedstawiony. Koszt jego jest nieznacznie większy, przy czym głównie w matrycy zestykowej.



Rys. 11. Fragment drugiego rozwiązania układu „podwójnego” typu T-S-T

Dodajmy, że celem zmniejszenia liczby elementów zestykowych można przy większych pojemnościach stosować przestrzenne układy dwu- lub trzysekcyjne. Otrzymane w ten sposób układy komutacyjne czasowo-przestrzenne oznaczają się T-S-S-T lub T-S-S-S-T. Te ostatnie, podobnie jak układy T-S-T, mogą być zrealizowane bez blokady wewnętrznej, z zastosowaniem mniejszej liczby zestyków niż analogiczne układy T-S-T, kosztem jednak bardziej nieco skomplikowanego sterowania.



#### 4. RÓWNOWAŻNIKI KOSZTU CYFROWYCH UKŁADÓW KOMUTACYJNYCH

Rozpatrzmy teraz reprezentatywne układy o bezpośredniej komutacji typu T (rys. 3), które w całym zakresie ich pojemności cechują się brakiem blokady wewnętrznej oraz układy wielosekcyjne minimalne typu T-S-T (rys. 12) oraz T-S-T bez blokady wewnętrznej (rys. 11). Do szeregu informacji podanych wyżej dodajmy równoważniki kosztu zależne od po-

jemności omawianych układów w interesującym przedziale od 960 łączy do  $64 \times 960 = 61440$  komutowanych łączy cyfrowych.

W przypadku układów typu T do określenia równoważnika kosztu może być brana pod uwagę liczba bitów w pamięci resynchronizacji, w przyściowej pamięci buforowej oraz pamięci połączenia. W przypadku układów typu T-S-T trzeba jeszcze wziąć pod uwagę liczbę bitów w pamięciach pośrednich oraz elementów w przestrzennych matrycach komutacyjnych. Oznaczmy przy tym liczbę bitów pamięci na jedno komutowane łącze odpowiednio  $P_1$ ,  $P_2$  i  $P_3$ , a liczbę zestyków —  $Z_2$  i  $Z_3$ .

W wyniku obliczeń otrzymuje się zestawienie równoważników kosztu przedstawione w tablicy 1.

Tablica 1

**Zestawienie równoważników kosztu wybranych układów komutacyjnych**

| Liczba łączy | 960 | 1920 | 3840  | 7680  | 15360 | 30720 | 61440 |
|--------------|-----|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $g$          | 1   | 2    | 4     | 8     | 16    | 32    | 64    |
| $P_1$        | 26  | 35   | 52    | 85    | —     | —     | —     |
| $P_2$        | —   | —    | 54    | 55    | 56    | 57    | 58    |
| $Z_2$        | —   | —    | 0,008 | 0,015 | 0,031 | 0,063 | 0,125 |
| $P_3$        | —   | —    | 94    | 96    | 98    | 100   | 102   |
| $Z_3$        | —   | —    | 0,031 | 0,063 | 0,125 | 0,25  | 0,5   |

Przedstawione w tablicy 1 liczby wskazują, że do pojemności  $4 \times 960 = 3840$  komutowanych łączy najbardziej interesujące są układy typu T. Z kolei przy większych pojemnościach — od  $8 \times 960 = 7680$  komutowanych łączy — interesujące mogą być układy T-S-T. W związku z tym w systemach o przewadze mniejszych centrów komutacyjnych, a nielicznych dużych centrach, stosuje się cyfrowe stopnie grupowe składane z modułów typu T, a z kolei w systemach o przewadze większych centrów — typu T-S-T.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Trechciński J.: Przyczynek do rozwiązań czasowych układów komutacyjnych. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 11/12, 1980.
2. Trechciński J.: Telekomutacja czasowa. W: Teletransmisyjne systemy cyfrowe (praca zbiorowa). WKŁ, Warszawa 1976.
3. Trechciński J.: Uwagi do optymalizacji układów komutacyjnych. Prace IŁ, nr 2, 1974.



*Jerzy Trehciński*

### ИЗБРАННЫЕ СХЕМЫ ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ

#### Резюме

Рассмотрены схемы цифровой коммутации типов Т, Т—S и Т—S—Т а также соответствующие эквивалентные схемы пространственной коммутации.

Составлены параметры трафика рассматриваемых схем выполненных в современной электронной технике и проведено сравнение относительной их стоимости.

*Jerzy Trehciński*

### SOME SELECTED NETWORKS OF DIGITAL SWITCHING

#### Summary

Some digital switching networks have been examined of the types T, T-S and T-S-T as well as their equivalent ones of the spatial switching.

The traffic parameters of the examined networks in the modern electronic technics have been assembled as well as their relative costs have been compared.

*Jerzy Trehciński*

### CERTAINS RÉSEAUX DE CONNEXION NUMÉRIQUE

#### Résumé

L'article concerne la question des réseaux de connexion numérique système T, T-S et T-S-T avec leurs équivalents de connexion spatiale.

On présente les paramètres de trafic et les coûts respectifs des réseaux de connexion discutés.

*Jerzy Trehciński*

### EINIGE AUSGEWÄHLTE ZEITVIELFACHVERMITTLUNGSSCHALTUNGEN

#### Zusammenfassung

Es wurden die Zeitvielfachvermittlungsschaltungen T, T-S und T-S-T und deren Raumvielfachvermittlungsäquivalenten besprochen. Es wurden auch die Verkehrsparameter der besprochenen in der modernen elektronischen Technik ausgeführten Schaltungen zusammengestellt und deren Kostäquivalenten verglichen.



## CECHY SPECJALIZACJI MASZYNY CYFROWEJ DO STEROWANIA PROCESAMI CZASU RZECZYWISTEGO W TELEFONII

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 15.III.1981 r.

W artykule przeprowadzono ogólną analizę funkcji maszyny cyfrowej w zastosowaniu do sterowania procesami czasu rzeczywistego w telefonii. Na tej podstawie sformułowano szereg wymagań na taką maszynę, określających ogólne cechy jej specjalizacji.

### 1. WPROWADZENIE

Ważnym problemem polskiej telekomunikacji jest potrzeba opracowania systemu cyfrowych maszyn sterujących o charakterze telekomutacyjnym. Można ją uzasadnić następująco.

1. Złożoność sterowania systemu E10 w aktualnej postaci czyni go niepodatnym na rozwój funkcjonalny. Procesory sterujące: ELS [31], multirejestr [28], przelicznik [29], taryfikator [30], każdy o innej organizacji i liście rozkazów, programowane są na poziomie mikrooperacji, co wymaga od programisty znajomości złożonych schematów logicznych. Nie istnieją efektywne środki automatyzacji programowania, nawet na poziomie języka symbolicznego. Procesory powiązane są ze sobą w złożoną sieć wieloboczną za pomocą łączy o transmisji szeregowej. Pamięci operacyjną multirejestru, przelicznika i taryfikatora mają formę rejestrów przesuwanych.

Wymienione cechy systemu sprawiają, że wyposażenie go w nową funkcję jest w praktyce zadaniem trudnym. Rozwojowość funkcjonalna jest istotną cechą systemu, ze względu na jego wieloletni okres funkcjonowania. Jej stopień można by w odniesieniu do E10 zwiększyć drogą:

- unifikacji procesorów sterujących,
  - podniesienia poziomu organizacji list rozkazów, z poziomu sterowania mikrooperacjami do poziomu rozkazów typowych dla maszyn cyfrowych uniwersalnych,
    - stworzenia systemów automatyzacji programowania,
    - racjonalizacji powiązań międzyprocesorowych,
- co jest w praktyce równoważne postulatowi opracowania nowej maszyny sterującej.

2. Szeroko rozumiany rozwój licencji wymaga opracowania systemów nowych, uzupełniających E10, np. systemów abonenckich, systemów o pojemnościach przewyższających pojemność E10, systemów zintegrowanych funkcjonalnie, etc. Technologia E10 może być z powodzeniem wykorzystana do stworzenia SDR nowego systemu, nie jest jednak przydatna dla systemu sterowania — wynika to ze zbyt wysokiego stopnia specjalizacji procesorów E10 i trudności programowania, o których wspomniano wyżej.

Prowadzi to również do postulatu opracowania nowej maszyny bądź maszyn.

W nowych konstrukcjach można stosować procesory oryginalne, bądź produkowane przez przemysł komputerowy procesory o charakterze uniwersalnym, przede wszystkim w wersji „mikro”.

Przykładami systemów z procesorami sterującymi oryginalnymi, zaprojektowanymi przez wytwórców sprzętu telefonicznego są: No1 ESS [15], No2 ESS [20], No3 ESS [23], No4 ESS [7], D10 [1], Metaconta [8], [4], [2], EWS [19], E10. Przykładami systemów, w których wykorzystuje się wyłącznie mikroprocesory (zarówno na poziomie peryferyjnym jak i na poziomie centralnym) są: ITT 1230 [18], E10S [10].

Podstawą dyskusji nad alternatywą: konstrukcje oryginalne — konstrukcje z procesorami uniwersalnymi, a także warunkiem racjonalności konstrukcji oryginalnych jest wskazanie cech specjalizacji maszyny sterującej. W opracowaniu niniejszym podjęto to zagadnienie. Celem jest charakterystyka programowanego sterowania central telefonicznych i sformułowanie wymagań na maszynę sterującą, precyzujących ogólne cechy jej specjalizacji. Odpowiada to jednej spośród idei wyrażonych w [26], a także stanowi nawiązujące do realnej konstrukcji rozwinięcie treści [6].

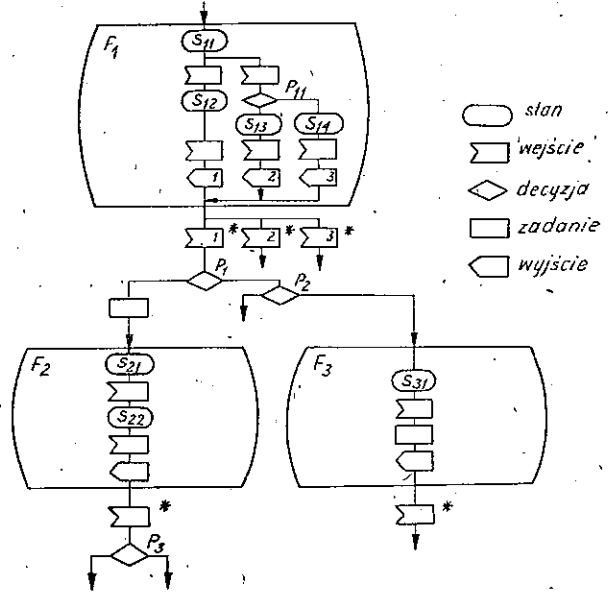
## 2. PROCESY KOMUTACYJNE

Proces rozumiany jest tutaj jako sekwencja związanych ze sobą funkcjonalnie działań wewnętrznych systemu oraz jego interakcji z otoczeniem jak np. wywołanie od abonenta wewnętrznego, wywołanie przychodzące, etc.

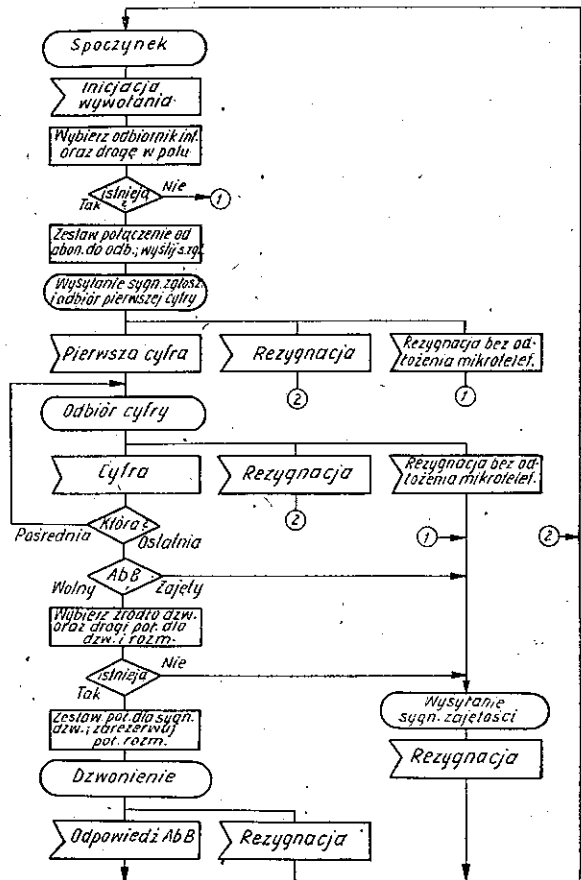
Dowolnemu procesowi można przyporządkować opis w postaci diagramu stanów [5, 16, 17], którego formę zilustrowano na rys. 1.

Stany  $F_i$  reprezentują funkcje typu dzwonicie, rozmowa, etc. Wejścia oznaczone (\*) odpowiadają wiadomościom typu inicjacja wywołania, cyfra, odpowiedź abonenta wywoływane, etc. Odebranie wiadomości powoduje wyjście ze stanu wzdłuż właściwego łuku. Decyzje  $P_i$ ,  $P_{ij}$  reprezentują programowe rozgałęzienia procesu zależne od danych przechowywanych w pamięci. Węzły  $S_{ij}$  reprezentują stany, w ramach których prowadzony

Cechy specjalizacji masz. cyfr. do sterow. procesami czasu rzeczywistego w telefonii



Rys. 1. Forma graficzna diagramu stanów wywołania telefonicznego

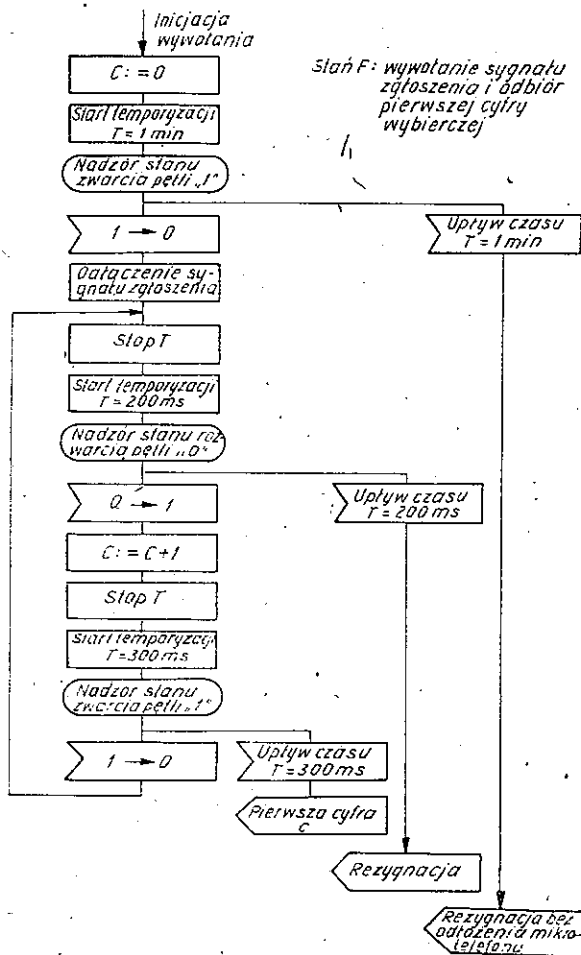


Rys. 2. Część przykładowego diagramu stanów

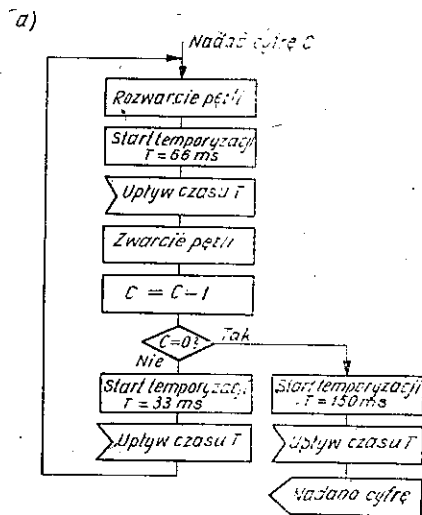
jest nadzór punktów przepatrywania i /lub odmierzenie czasów, bądź trwa oczekiwanie na wiadomość przekazywaną w wydzielonym kanale sygnalizacyjnym. Wejścia związane ze stanami nadzoru punktów przepatrywania odpowiadają zdarzeniom typu zmiana stanu punktu, upływ czasu.

Liczba stanów typu  $F_i$  diagramów rzeczywistych procesów komutacyjnych zawiera się w granicach od kilkudziesięciu do kilkuset [14].

Przykład diagramu ze stanami typu  $F_i$  oraz przykłady diagramów wewnętrznych dla stanów tego rodzaju podano na rysunkach 2, 3 i 4. Przyjęta symbolika jest zgodna z zalecaną dla języka SDL [9].



Rys. 3. Diagram stanów wewnętrznych dla stanu „wysyłanie sygnału zgłoszenia i odbiór pierwszej cyfry wybierczej” z rys. 2



Rys. 4. Diagram stanów procesu nadawania serii impulsów wybierczych (a) oraz sekwencja stanów pętli sterowanej wg tego diagramu (b)

### 3. ORGANIZACJA OPROGRAMOWANIA

Czasy przebywania procesów w stanach  $F_i$ ,  $S_{ij}$  są:

- nieokreślone — w przypadkach gdy wyjście ze stanu następuje przez wiadomość z otoczenia,
- ustalone w granicach od milisekund do minut — w przypadkach gdy wyjście ze stanu następuje przez wewnętrzny „time-out”.

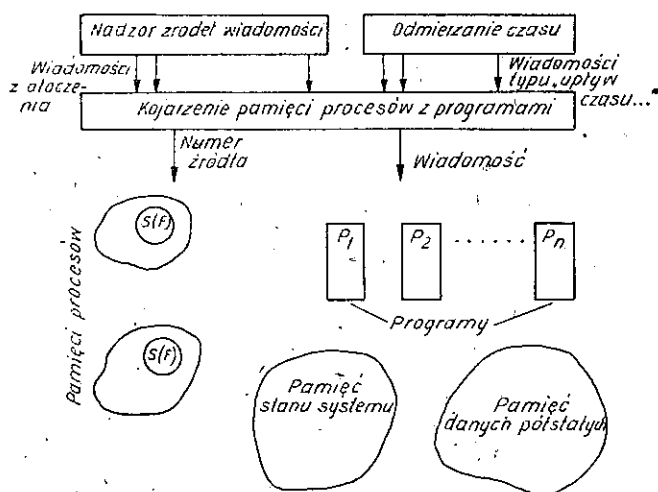
Z tych względów oczekiwanie na wejście do procesu, powodujące wyjście ze stanu nie powinno angażować czasu procesorów sterujących. Akcje programowe następują jedynie w wyniku rozpoznania wejścia do procesu a ich celem jest wykonanie działań niezbędnych dla przeniesienia procesu ze stanu do stanu.

Ogólną strukturę systemu programowego zilustrowano na rys. 5.

Programy realizują czynności, w wyniku których następują zmiany stanów procesów. Obsługa wiadomości w stanie następuje w ramach programu wyznaczonego przez wektor (stan, wiadomość). Ustalony program może odpowiadać jednemu bądź kilku wektorom tego typu.

Charakterystyczną cechą programów jest to, że są krótkie i o prostych funkcjach, natomiast występują w dużych ilościach i akcje wg nich wykonywane są wielokrotnie w ramach pojedynczego procesu [24].

Pamięci procesów reprezentują procesy, obsługiwane w ramach akcji wg programów. Przechowywane są w nich dane indywidualne procesów,



Rys. 5. Elementy systemu programowego związanego ze sterowaniem procesami komutacyjnymi.

np. informacje o przydzielonych urządzeniach, drogach połączeniowych, etc. — w szczególności kod aktualnego stanu procesu. W praktyce, w dużych centralach może istnieć kilka do kilkunastu tysięcy procesów jednocześnie aktywnych [12], [21].

Wymagana struktura a także pojemność pamięci procesu jest w ogólnym przypadku zależna od stanu procesu. W wielu systemach celem zwiększenia efektywności gospodarki pamięcią przeniesienie procesu ze stanu do stanu wiąże się wobec powyższego ze zmianą struktury i /lub zmniejszeniem bądź zwiększeniem objętości pamięci procesu. Ze względu na dużą liczbę procesów i dużą liczbę możliwych stanów czynności tego typu należy uznać za jedno z podstawowych. Implikuje to postulat:

$P_1$ : Lista rozkazów powinna obejmować operacje ułatwiające gospodarkę pamięcią.

**Nadzór źródeł wiadomości** obejmuje przede wszystkim przepatrywanie punktów dwustanowych. Przepatrywane są duże zbiory punktów, zorganizowane w matryce. Stany poprzednie punktów przechowywane są w pamięci, w tablicach odpowiadających matrycom punktów nadzorowanych. Szybkość odczytu i zapisu tablic jest w tym kontekście zagadnieniem istotnym — stąd postulat:

$P_2$ : Lista rozkazów powinna obejmować operacje szybkiego przetwarzania tablic.

Przepatrywanie odbywa się przez wykonanie operacji różnicy symetrycznej na słowach przenoszących aktualne i poprzednie stany punktów przepatrywania oraz detekcję jedynek w słowie wyniku. Detekcja za pomocą oddzielnych rozkazów przesuwania o jedną pozycję i badania bitu



skrajnego jest nieefektywna, ponieważ w każdym cyklu przepatrywania wymaga  $N$ -krotnego powtórzenia wymienionej sekwencji; gdzie  $N$  jest liczbą punktów przepatrywania. W praktyce stosuje się rozkaz przesunięcia do pierwszej jedynek — TZRFZ [15], FRM [1] — w ramach którego przesuwane następuje automatycznie, aż do pojawienia się jedynek na pozycji skrajnej. Przyspiesza to znacznie detekcję jedynek. Dodatkowa możliwość przyspieszenia detekcji polega na rozpoznawaniu przez procesor sytuacji, w której przetwarzane słowo zawiera same zera bądź same jedynek (jednorodność) i stworzeniu możliwości skoków warunkowych w sytuacjach tego typu. Prowadzi to do postulatów:

$P_3$ : Lista rozkazów powinna zawierać operacje przesunięcia do pierwszej jedynek.

$P_4$ : Zbiór warunków powinien umożliwiać rozpoznawanie jednorodności przetwarzanego słowa, a lista rozkazów powinna obejmować skoki warunkowe pod warunkiem jednorodności.

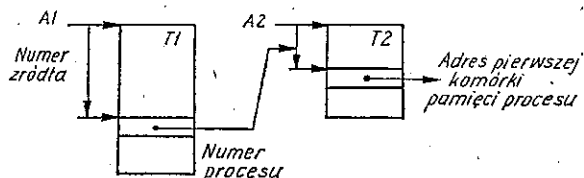
**Kojarzenie pamięci procesów z programami** obejmuje następujące funkcje:

1. Ustalenie pamięci procesu odpowiadającej odebranej wiadomości.
2. Ustalenie programu odpowiadającego odebranej wiadomości.
3. Związywanie pamięci procesu z programem.
4. Zainicjowanie akcji programu.

1. Jak wskazano wcześniej, źródłem większości wiadomości są punkty dwustanowe, a wykrywanie wiadomości następuje w ramach przepatrywania. Najczęstszą organizacją jest przechodzenie od źródła do źródła. Dynamiczny przydział pamięci procesów wyklucza jakiegokolwiek związki pomiędzy numerami źródeł a adresami pamięci procesów. Dostęp do tych pamięci możliwy jest więc tylko, pomijając poszukiwanie sekwencyjne, wg schematu z rys. 6.

Rys. 6. Idea wiązania źródła wiadomości z pamięcią procesu, którego dotyczy wiadomość.

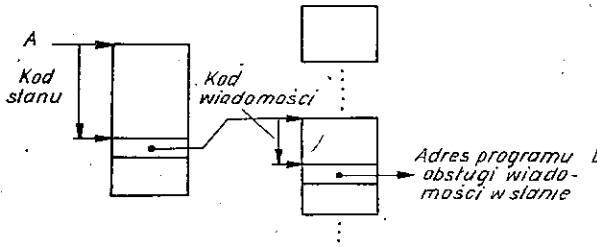
Tablica numerów procesów  $T1$  ma komórki  $\log_2 N$  — bitowe; gdzie  $N$  jest liczbą procesów. Tablica adresów pamięci procesów  $T2$  ma komórki  $k$  — bitowe; gdzie  $k$  jest liczbą bitów potrzebną dla pokrycia przestrzeni adresowej pamięci.



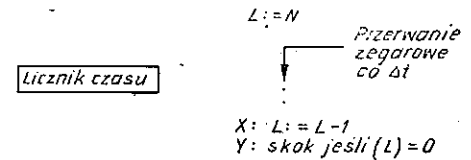
Dla przetworzenia zawartości pamięci procesu najbardziej naturalnym jest indeksowy tryb adresowania, z zawartością rejestru indeksowego ustalaną w operacji

$$RX = ((A1 + \text{numer źródła}) + A2) \quad (i)$$

2. Program odpowiadający blokowi „Kojarzenie pamięci procesów z programami” odczytuje z pamięci procesu, po związaniu z nią przez operację (i), aktualny stan procesu. Para (stan, wiadomość) wyznacza program obsługi wiadomości — skojarzenie przechowywane jest w pamięci o organizacji wg rys. 7.



Rys. 7. Idea kojarzenia wektora (stan, wiadomość) z programem obsługi wiadomości



Rys. 8. Ilustracja idei programowego odmierzenia czasu. W pokazanej sytuacji odmierzany jest czas  $N \times \Delta t$

3. Więź pamięci procesów z programem ustalana jest najprościej przez operację (i) — wymaga to stosowania w programie indeksowego trybu adresowania z tym samym rejestrem RX.

4. Zainicjowanie akcji programu następuje przez skok (dot. rys. 7):

$$PC := ((A + \text{kod stanu}) + \text{kod wiadomości}) \quad (\text{ii})$$

Ze względu na dużą częstotliwość wymienionych czynności celowymi są postulaty:

$P_5$ : Lista rozkazów powinna obejmować szybkie realizacje przesłań wg (i).

$P_6$ : Lista rozkazów powinna obejmować szybkie realizacje skoków wg (ii).

Odmierzanie czasów (programowe) organizowane jest wg idei zilustrowanej na rys. 8.

Wchodzenie do sekwencji X, Y odbywa się z częstotliwością gwarantującą pożądaną dokładność odmierzenia; okres przerwań zegarowych jest często rzędu kilku milisekund.

Opisywany proces jest jednym z częstszych w systemie sterowania. Przykładowo, podczas odbioru cyfry 4 wg grafu z rys. 3, proces startowany jest 9 razy. Ze względu na dużą częstość sekwencji X, Y celowym jest powiązanie obu operacji w jedną, prowadzące do bardziej efektywnego wykorzystania czasu procesorów. Stąd kolejny postulat:

$P_7$ : Lista rozkazów powinna zawierać operacje złożone typu „dekrementacja-skok”.

Pamięć stanu systemu przechowuje dane o stanach zajętości/swobody elementów systemu, które mogą być w sposób dowolny przydzielane procesom. Elementami tego typu są łącza, drogi w polu komutacyjnym, zespoły obsługowe, etc. Dla zaoszczędzenia pamięci stany zajętości/swobody re-

prezentowane są przez pojedyncze bity. Działaniami dotyczącymi pamięci stanu systemu są wybór, zajmowanie i zwalnianie. Wybór polega na wyszukiwaniu jedyńki w słowie reprezentującym określoną konfigurację elementów, zajmowanie polega na wpisaniu zera do pola bitowego, zwalnianie polega na wpisaniu jedyńki do pola bitowego. Operacje te są jednymi z podstawowych. Przykładowo, wysłanie do abonenta sygnału zgłoszenia poprzedzone musi być wyborem i zajęciem: odbiornika umożliwiającego przyjęcie informacji wybierczych oraz drogi w polu pomiędzy odbiornikiem a linią abonenta. Częstość działań dotyczących pamięci stanu systemu implikuje postulat:

$P_8$ : Lista rozkazów powinna obejmować szybkie operacje, na pojedynczych bitach.

Inne istotne postulaty związane z pamięcią stanu systemu sformułowano pod postacią  $P_3$  i  $P_4$ . Wydaje się, że ich spełnienie umożliwi znaczne przyspieszenie operacji wyboru.

**Pamięć danych półstałych** przechowuje dane niezależniące oprogramowanie central od ich lokalizacji w sieci. Różnicowanie logiki obsługi zgłoszeń w zależności od lokalizacji central wynika, przy jednakowych zbiorach programów, z różnic w zawartości pamięci danych półstałych. Do pamięci danych półstałych należą: pamięć kategorii abonamentu, pamięć przeliczeń, której częścią mogą być np. tablice przeliczeniowe numerów skróconych, etc. W zależności od zawartości pamięci podejmowanych jest szereg decyzji, w wyniku których różnicowane są przebiegi procesów. Na ogół decyzje podejmowane są przez porównanie pewnej zmiennej z wartością odniesienia. Zmienna może reprezentować sygnał z otoczenia a wartość odniesienia — dane odczytane z pamięci; bądź też zmienną może być informacja odczytana z pamięci a wartością odniesienia — dana natychmiastowa. Częstość odwołań do pamięci danych półstałych i związanych z tym rozwidleń programowych implikuje postulat:

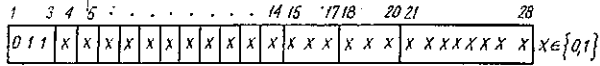
$P_9$ : Lista rozkazów powinna obejmować szybkie porównania i skoki w zależności od wyników porównań.

Dodatkową ogólną cechą list rozkazów procesorów telekomutacyjnych wyraża następujące stwierdzenie [22, 32]:

$P_{10}$ : Najistotniejsze dla zastosowań telekomutacyjnych są operacje przesłań, ustawień, przesunięć, operacje logiczne i operacje rozgałęzień programowych.

#### 4. RODZAJE ARGUMENTÓW OPERACJI

Semantycznie niezależne jednostki danych lokowane są na ogół w podzbiorach zbioru pozycji binarnych słowa. Przykłady wskazano na rysunkach 9, 10, 11.



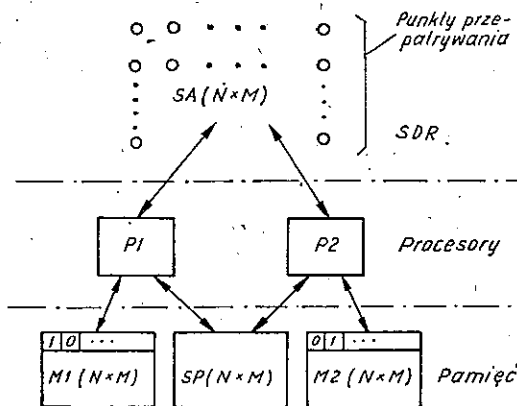
Rys. 9. Organizacja potwierdzającej jednostki sygnałowej systemu sygnalizacji CCITT No 6 [25]

- 1-3: nagłówek
- 4: potwierdzenie odbioru pierwszej jednostki sygnałowej bloku potwierdzanego
- 5: potwierdzenie odbioru drugiej jednostki sygnałowej bloku potwierdzanego
- 14: potwierdzenie odbioru jedenastej jednostki sygnałowej bloku potwierdzanego
- 15-17: numer bloku potwierdzanego
- 18-20: numer bloku, którego ostatnią jednostką sygnałową jest jednostka przedstawiona na rysunku
- 21-28: bity kontrolne

| HL  |   | Numer pamięci |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|-----|---|---------------|----|-------------|----|----|-------------|---------|--|--------------|--|--|--|
| FI  |   | Pole adresu   |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
| T/D | T | FD            | FP | Adres cyfry |    |    | Licznik imp |         |  | Licznik cyfr |  |  |  |
| LD  |   |               |    | L1          | L2 | L3 | L4          |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    | Cyfra 1     |    |    |             | Cyfra 2 |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |
|     |   |               |    |             |    |    |             |         |  |              |  |  |  |

Rys. 10. Organizacja części pamięci procesu dla stanu odbioru i przekazywania informacji wybierczych w systemie TCS [14]

- HL = 0: nie ma gorącej linii
- HL = 1: pole cyfr zawiera adres gorącej linii
- FI = 0: pole adresu zawiera adres tablicy dostępu
- FI = 1: pole adresu zawiera adres programu
- T/D = 0: aparat z tarczą numerów
- T/D = 1: aparat z klawiaturą wieloczęstotliwościową
- T = 0: należy zapamiętać cyfry przekazane do innej centrali
- T = 1: cyfry przekazane nie muszą być pamiętane
- FD = 0: nie odebrano pierwszej cyfry z klawiatury
- FD = 1: odebrano pierwszą cyfrę z klawiatury
- FP = 0: pierwszy impuls (pseudo) z klawiatury nie został wykryty
- FP = 1: wykryto pierwszy impuls (pseudo) cyfry z klawiatury
- LD = 0: nie odebrano ostatniej cyfry do przekazania do centrali współpracującej
- LD = 1: odebrano ostatnią cyfrę do przekazania do centrali współpracującej
- L1: licznik czasu do pierwszego impulsu
- L2: licznik czasu przerwy międzyseryjnej
- L3: licznik czasu rozwarcia pętli
- L4: licznik czasu zwarcia pętli



Rys. 11. Organizacja podziału ruchu między procesory P1, P2 przez programowe maskowanie źródeł. Punkt przepatrywania, któremu w M1 odpowiada 1 a w M2 — 0, obsługiwany jest tylko przez P1, etc.

- SA: stany aktualne punktów przepatrywania
- SP: stany poprzednie punktów przepatrywania
- M1: maska dostępu dla P1
- M2: maska dostępu dla P2
- Procesor P1 wykrywa zmiany stanów jako jedynki w słowie:  $[SA(X) \text{ XOR } SP(X)] \text{ AND } M1(X)$ ;  $X = 1, 2, \dots$
- Procesor P2 wykrywa zmiany stanów jako jedynki w słowie:  $[SA(X) \text{ XOR } SP(X)] \text{ AND } M2(X)$ ;  $X = 1, 2, \dots$

Z przedstawionych przykładów wynika, że argumenty semantyczne przechowywane mogą być w zbiorach typu:

- bit,
- bajt,
- paczka bitów,
- podzbiór wg maski, tzn. obejmujący te pozycje binarne słowa, którym odpowiadają jedyńki maski,
- słowo.

Wyróżnione podzbiory słowa wchodzą ze sobą w następujące relacje:

- bit jest paczką bądź podzbiorem wg maski,
- bajt jest paczką bądź podzbiorem wg maski,
- paczka jest podzbiorem wg maski.

W szczególności bit, bajt i paczka dadzą się wyrazić jako podzbiór wg maski. Powstaje więc pytanie: czy operowanie wszystkimi typami podzbiorów jest celowe? Odpowiedź jest pozytywna ze względu na zróżnicowanie pojemności pamięci niezbędnej dla zapisania informacji o podzbiorniku. Przy założeniu słowa 16-bitowego dla wskazania podzbiorniku na tle słowa potrzeba:

4 bity dla bitu,

1 bit dla bajtu,

8 bitów dla paczki: bit początkowy — bit końcowy bądź bit początkowy — długość paczki,

16 bitów dla podzbiorów wg maski.

Operowanie podzbiornikami typu bit, bajt, paczka, kodowanymi jak wyżej zwiększa więc stopień wykorzystania pamięci w stosunku do sytuacji, gdy podzbiorniki wyróżnia się wg maski. Stąd postulat:

$P_{11}$ : Lista rozkazów powinna obejmować operacje na argumentach typu:

- bit,
- bajt,
- paczka bitów,
- podzbiór wg maski,
- słowo.

Dodatkowo

$P_{12}$ : Celowym argumentem przeniesień i ustawień jest blok słów.

Operowanie blokami słów w operacjach przeniesień i ustawień może, jak się wydaje, w istotny sposób zwiększyć szybkość przetwarzania w rozważanych zastosowaniach.

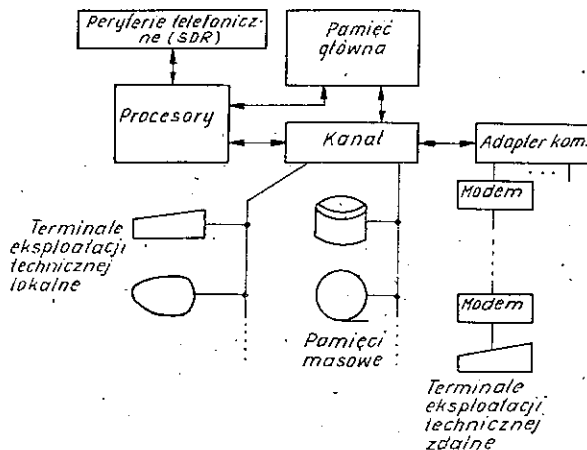
## 5. WEJŚCIE/WYJŚCIE

Podstawowym rodzajem *We/Wy* jest, w odróżnieniu od maszyn cyfrowych uniwersalnych, *We/Wy* nadzorowane przez procesory, wykorzystywane do wiązania sterowania z siecią dróg rozmównych [1, 2, 4, 7,

8, 15, 19, 20, 23]. Wprowadzanie polega na przekazywaniu danych z peryferii do rejestrów procesora, zaś wyprowadzanie — na przekazywaniu danych z rejestrów procesora do peryferii. Motywacją bezpośredniego nadzoru procesorów nad tymi operacjami jest fakt, że wymiany są na ogół krótkie i ściśle powiązane z przetwarzaniem. Wprowadzanie/Wyprowadzanie przez kanał wymagałoby więc większych nakładów czasu procesorów.

Autonomiczny dostęp do pamięci stosowany jest jednak również — do komunikacji z terminalami eksploatacji technicznej [1, 2, 4, 8, 19]. Stąd postulat:

$P_{13}$ : W systemie powinna być przewidziana możliwość We/Wy pod nadzorem procesorów oraz możliwość We/Wy przez kanał (rys.12).



Rys. 12. Ogólna organizacja We/Wy w systemie sterowania centrali telefonicznej

## 6. SYSTEM PRZERWAŃ

Istotną kwestią związaną z maszyną cyfrową do zastosowań telekomutacyjnych jest problem potrzeby przerwania w ogóle. Należy go rozważyć w związku z faktem istnienia procesorów bez systemu przerwania [28, ... 31]. Uzależnienie przebiegu programów od przyczyn zewnętrznych organizowane jest w nich całkowicie programowo: po wykonaniu dowolnego programu roboczego następuje wejście do programu rutynowego, który analizuje sygnały z otoczenia i włącza odpowiednie programy robocze.

Rozwiązanie takie ma dwie zasadnicze wady:

- zależność od programów, a więc w szczególnych przypadkach długi czas reakcji na sygnały o niesprawności sprzętu. Meldunki o uszkodzeniach powinny być przetwarzane bezzwłocznie, ponieważ czas oczekiwania na przetworzenie wydłuża czas odtworzenia (zob. p.8).

— nieokreśloność czasu reakcji na sygnały zegarowe, które w szczególnych przypadkach mogą zostać pominięte. Utrudnia to programowe odmierzenie czasów (zob. p.3).

Negatywnych skutków wymienionych wad można by uniknąć przez programowanie gwarantujące odpowiednio częste wchodzenie do programu rutynowego. Fakt uzależnienia organizacji oprogramowania od sprzętu procesora należy jednak uznać za kolejną jego wadę.

Z powyższych rozważań wynika, że:

P<sub>14</sub>: Procesory telekomutacyjne powinny być wyposażone w system przerwania.

Potwierdza to praktyka: poza wymienionymi procesorami systemu E10, wszystkie inne mają systemy przerwania [1, 2, 4, 7, 8, 15, 19, 20, 23].

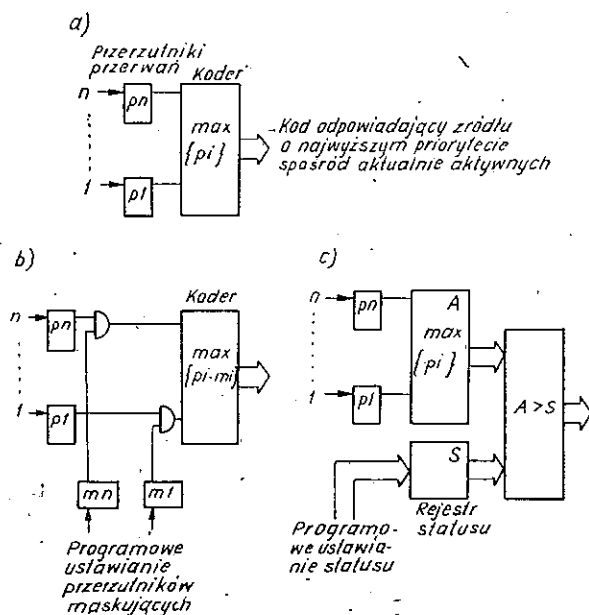
Procesami, w których przerwania znajdują typowe zastosowanie są:

- obsługa meldunków o uszkodzeniach,
- obsługa sygnałów zegarowych,
- wprowadzanie/wyprowadzanie informacji.

Telekomutacyjny charakter przetwarzania nie jest specyficzny z punktu widzenia mechanizmu przerwania: wskazane procesy, jak również możliwe do pomyslenia organizacje przerwania mogą być odniesione do dowolnego systemu sterowania. Najwłaściwsze wymaganie na system przerwania można więc streścić w postulatcie:

P<sub>15</sub>: System przerwania powinien gwarantować elastyczność, rozumianą jako łatwość tworzenia dowolnych konfiguracji. W szczególności:

- liczba przerwania powinna być zmienna w szerokich granicach;
- ze względu na sposób wyznaczania adresu programu obsługi powinny być możliwe organizacje:
  - proste,
  - wektoryzowane,
  - mieszane w dowolnych konfiguracjach;
- ze względu na priorytety źródeł bądź klas powinny być możliwe organizacje:
  - bez maskowania (rys. 13a),
  - z selektywnym maskowaniem programowym (rys. 13b),
  - z programowym ustawianiem poziomu, poniżej którego przerwania są blokowane (rys. 13c);
- ze względu na sekwencję programów obsługi powinny być możliwe organizacje:
  - szeregowe (obsługa kolejnego przerwania następuje po zakończeniu obsługi poprzedniego),
  - wielopoziomowe (przerwanie wyższego poziomu przerywa program obsługi przerwania niższego poziomu).



Rys. 13. Organizacja priorytetów przerwań

## 7. ELASTYCZNOŚĆ, ROZBUDOWYWALNOŚĆ, MODYFIKOWALNOŚĆ, ROZWOJOWOŚĆ

Centrale systemu instalowane są w różnych konfiguracjach ruchowych i funkcjonalnych (abonenckie, wiejskie, miejskie, centrex, tranzytowe,...) a w wieloletnim okresie eksploatacji każda z nich poddawana jest procesom rozbudowy (zwiększanie wyposażenia stosownie do wzrostu potrzeb ruchowych) oraz modyfikacji funkcjonalnych (zmiany funkcji stosownie do zmiennych wymagań otoczenia). Stąd naturalny postulat:

$P_{16}$ : System sterowania powinien dawać możliwość tworzenia jak najszerszego zbioru konfiguracji ruchowych i funkcjonalnych, a także powinien umożliwiać prostą rozbudowę i modyfikację funkcjonalne.

Bardzo istotną cechą systemu, ze względu na długi okres eksploatacji central, jest jego rozwojowość, rozumiana jako możliwość dostosowywania systemu do potrzeb nie przewidywanych. Można mówić o co najmniej dwóch jej rodzajach:

- rozwojowość technologiczna, tzn. możliwość wprowadzania nowych technologii,
- rozwojowość funkcjonalna, tzn. możliwość wprowadzania usług nie przewidywanych na etapie koncepcji.

Z naturalnych względów:

$P_{17}$ : System sterowania powinien mieć jak największy stopień rozwojowości.



## 8. WŁASNOŚCI UTRZYMANIOWE

Wymagania niezawodnościowe na systemy telekomutacyjne są ostre. Niedostępność centrali, definiowana jako stosunek czasu przestoju do czasu funkcjonowania, powinna dla dużych central być rzędu 2 godziny/40 lat =  $= 6 \cdot 10^{-6}$ . Ponieważ przestój sterowania powoduje przestój centrali, niedostępność sterowania powinna być nie większa od wskazanej wartości.

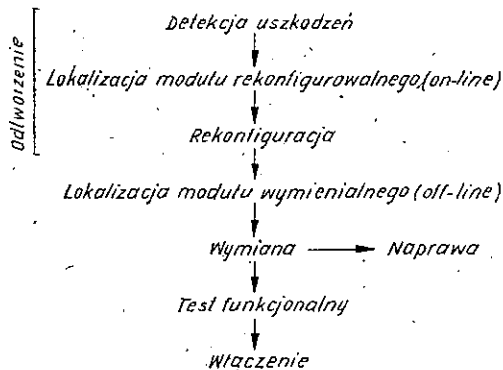
Maszyna cyfrowa uniwersalna średniej wielkości ma wg [27] następujące parametry:

— średni czas pomiędzy uszkodzeniami 2500 godzin,

— średni czas naprawy 8 godzin,

co daje niedostępność  $3 \cdot 10^{-3}$ , a więc o wiele za dużą.

Wydłużanie średniego czasu pomiędzy uszkodzeniami poprzez zwiększanie niezawodności elementowej może dać efekt jedynie częściowy, ponieważ w przypadku skrajnym prowadzi do nierealnych wymagań na elementy. Jedynym racjonalnym sposobem uzyskania pożądanego poziomu niedostępności jest zastosowanie redundancji oraz środków szybkiego odtworzenia. Mechanizm odtworzenia ma tutaj kluczowe znaczenie, ponieważ czas od uszkodzenia do odtworzenia wlicza się do czasu przestoju. Wymienione środki wiązane są ze sobą w ramach procesu utrzymaniowego, którego najbardziej charakterystyczne elementy zilustrowano na rys. 14.



Rys. 14. Proces utrzymaniowy — główne elementy

Detekcja uszkodzeń występuje w następujących formach [11]:

- ciągły nadzór sprzętowy: wykrywanie błędów przez specjalizowane układy detekcji
- nadzór oprogramowania: wykrywanie nieprawidłowości przebiegu przetwarzania, jak np.: przekroczenie granic adresowania, brak akcji programu w określonym czasie, etc.
- rutyny: testy funkcjonalne elementów systemu
- weryfikacja operacyjna: kontrola poprawności działań związanych

z obsługą ruchu, np. sprawdzanie ciągłości dróg w polu po ich zestawieniu bądź kontrola nieciągłości po rozłączeniu.

Lokalizacja bloku rekonfigurowalnego ma na celu zidentyfikowanie bloku, w którym wystąpiło uszkodzenie, dającego się odizolować od innych. Blok wyłączany jest w ramach rekonfiguracji.

Detekcja, lokalizacja bloku rekonfigurowalnego oraz rekonfiguracja składają się na odtworzenie, którego dotyczy postulat:

$P_{18}$ : Proces odtworzenia powinien mieć następujące własności \*):

- jak największe pokrycie (procentowy udział uszkodzeń wykrywanych przez mechanizmy detekcji),
- jak najkrótszy czas od chwili wystąpienia uszkodzenia do odtworzenia,
- jak najmniejszy stopień ograniczania możliwości ruchowych bądź funkcjonalnych centrali w czasie od odtworzenia do ponownego włączenia bloku do pracy,
- jak najmniejszy stopień zakłócania procesów komutacyjnych.

## 9. ZAKOŃCZENIE

W artykule przedstawiono i umotywowano szereg wymagań precyzujących ogólne cechy specjalizacji maszyny cyfrowej do sterowania procesami komutacyjnymi w telefonii. Efektem jest:

- 1) stworzenie podstaw do dyskusji nad problemem dla polskiej telekomunikacji bardzo aktualnym: czy opracować oryginalny system maszyn sterujących czy stosować maszyny o charakterze uniwersalnym, np. w wersji „mikro”;
- 2) określenie przesłanek dla konstrukcji oryginalnej.

Przedstawione postulaty precyzują ogólne pożądane cechy specjalizacji, nie można ich utożsamiać z rozwiązaniami zapewniającymi te cechy (dotyczy to szczególnie postulatów  $P_{16}$ ,  $P_{17}$  i  $P_{18}$ ). Rozwiązania szczegółowe odpowiadające sformułowanym wymaganiom będą przedmiotem dalszych opracowań.

## WYKAZ LITERATURY

1. *Arai Y.*: Central Processing System and Input-Output Devices of D10 Electronic Switching System. Hitachi Rev., 6/1973, p. 253—265.
2. *Bauwens J., Ysseldyk J.*: ITT 1602 Processor. Electrical Communication, 1/1978, p. 22—26.

\* ) Sformułowano pożądane cechy procesu odtworzenia bez uwzględnienia kosztów rozwiązania podsystemu utrzymaniowego. W każdym rozwiązaniu rzeczywistym wartości wielkości wskazanych w  $P_{18}$  ustalane są w wyniku kompromisu pomiędzy tendencją wyrażoną przez  $P_{18}$ , a tendencją minimalizacji kosztów.

Cechy specjalizacji masz. cyfr. do sterow. procesami czasu rzeczywistego w telefonii

3. *Beizer B.*: Organizacja systemów komputerowych. PWN, Warszawa 1979.
4. *Bonami R.* i in.: ITT 3202 Processor. Electrical Communication, 2/1977, p. 94—98.
5. *Botsch D.*: Eigenschaften von Prozessen der Vermittlungstechnik. Telefon Report, 4/1976, p. 160—165.
6. *Brzeziński W., Witulski St.*: Sterowanie programowane w centralach telefonicznych. Problemy Łączności, 111/1974.
7. *Budlong A. H.* i in.: IA Processor: Control system. BSTJ, 2/1977, p. 135—179.
8. *Cagnac T.* i in.: Das Datenverarbeitungssystem ITT 3200. Elektrisches Nachrichtenwesen, 1/1971, p. 32—40.
9. CCITT, Dok.: COM XI-No 341-F, październik 1979.
10. CIT-Alcatel: Introduction to the E10S System, June 1980.
11. *Dadej A.* i in.: Analiza aktualnego stanu techniki elektronicznych telekomutacyjnych systemów abonenckich. Raport Polit. Wrocław I28/SPR-012/80, Wrocław 1980.
12. *David R.* i in.: Digital Vermittlungsstelle ITT 1220. Elektrisches Nachrichtenwesen, 3/1979, p. 180—189.
13. *Downing R. W.*: No 1 ESS Maintenance Plan. BSTJ, No 5/Part, 1/1964, p. 1961—2019.
14. *Garney D. J.* i in.: TCS Call Processing Software. Electrical Communication, 4/1973, p. 397—410.
15. *Harr J. A.* i in.: Organization of No 1 ESS Central Processor. BSTJ, No 5/Part 1/1964, p. 1845—1922.
16. *Jawor T.*: Uogólniony model logiki wewnętrznej systemu telekomutacyjnego ze sterowaniem programowanym. Komunikat Polit. Wrocław I28/K-092/77, Wrocław 1977.
17. *Kawashima H.* i in.: Functional Specification of Call Processing by State Transition Diageam. IEEE Trans. on Commun. Technol., 5/1971, p. 581—587.
18. *Langenbach-Belz M.*: Small Local Exchanges Using Digital Techniques. Electrical Communication, 2/1979, p. 186—192.
19. *Ptaczek E.*: SSP 103 — ein Zentralsteuerwerk im Elektronischen Fernsprech-Wahlssystem EWS. Telcom Report, 2/1978, p. 131—136.
20. *Quinn T. M.* i in.: No 2 ESS Control Unit System. BSTJ, 8/1969, p. 2619—2668.
21. *Ritchie A. E., Tuomenoksa L. S.*: No 4 ESS: System Objectives and Organization. BSTJ, 7/1977, p. 1017—1027.
22. *Schulz K.*: Das elektronisch gesteuerte Ortswahlssystem EWS01 der Deutschen Bundespost — Teil 2. Der Fernmelde Ingenieur, 2/1973.
23. *Storey T.F.*: Design of a Microprogrammed Control for a Processor in an Electronic Switching System. BSTJ, 2/1976, p. 183—232.
24. *Symons F. J. W.*: Data Flow and Data Formats in the Computer Control of an Electronic Telephone Exchange. The Telecommunication Journal of Australia, Feb./1972, p. 19—32.
25. System sygnalizacji Nr 6, Księga Zielona CCITT, tom VI-3, s. 427—545.
26. *Smigielski H.*: Elektronizacja techniki telekomutacyjnej. W zbiorze: „Dziś i jutro telekomunikacji”, WKŁ, Warszawa 1973.
27. *Valenti M.*: Some comparisons between redundant structures for telephone exchange central control. Alta Frequenza, 8/76, p. 510—515.
28. WZT Teletra, Dok. T-7/I-201-126, Opis działania — Multirejestr.
29. WZT Teletra, Dok. T-7/I-201-127, Opis działania — Przelicznik.
30. WZT Teletra, Dok. T-7/I-201-128, Opis działania — Taryfikator.
31. WZT Teletra, Dok. T-7/I-201-136, Opis działania — ELS.

32. Yu-Pang-Chang H. i in.: The Design of a Microprogrammed Self-Checking Processor of an Electronic Switching System. IEEE Trans. on Computers, 5/1973, p. 489—500.

*Tadeusz A. Jawor*

ВОПРОСЫ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОННОЙ ЦИФРОВОЙ  
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССАМИ  
В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ В ТЕЛЕФОННИИ

Резюме

В статье дается общий анализ функций электронной цифровой вычислительной машины в применении к управлению в реальном масштабе времени в телефонии. На этой основе сформулировано ряд требований, которые должна выполнять такая машина, определяющих общие черты ей специализации.

*Tadeusz A. Jawor*

THE SPECIALIZATION ASPECTS OF A COMPUTER  
FOR REAL-TIME CONTROL IN TELEPHONY

The paper presents an analysis of functions of a computer to be applied in real-time process control in telephony.

On those grounds some requirements to be fulfilled by such computer have been formulated, specifying the general aspects of its specialization

*Tadeusz A. Jawor*

CARACTERISTIQUES DE SPECIALISATION DU SYSTEME DIGITAL  
DE CONTRÔLE EN TEMPS RÉEL EN TÉLÉPHONIE

Resumé

L'article contient les considérations générales concernant un système digital de contrôle en temps réel, en téléphonie.

En tenant compte de ces considérations on a formulé certaines exigences déterminant les caractéristiques générales de spécialisation du système.

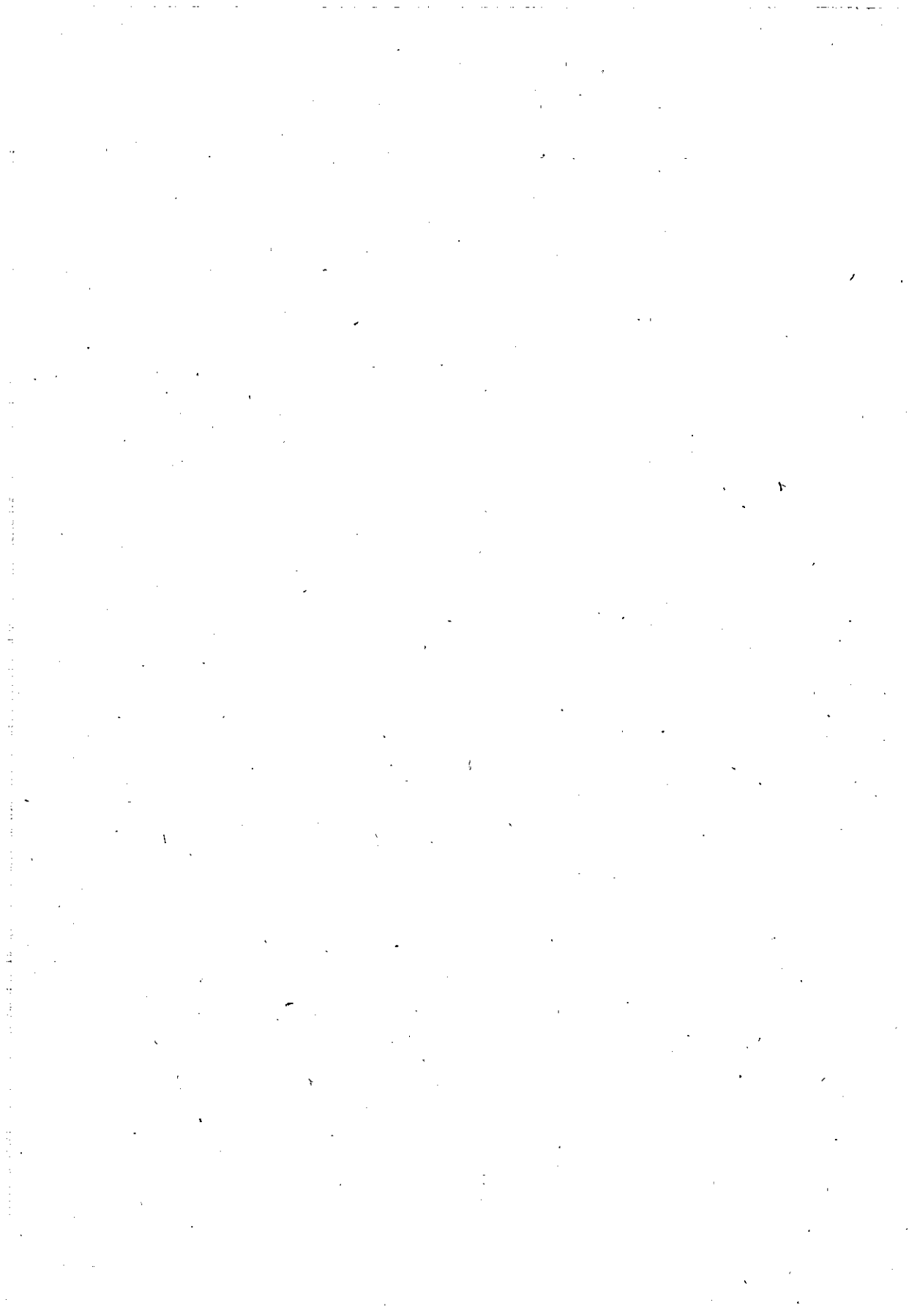
Cechy specjalizacji masz. cyfr. do sterow. procesami czasu rzeczywistego w telefonii

*Tadeusz A. Jawor*

SPEZIALISIERUNGSEIGENSCHAFT EINER DIGITALEN  
RECHENMASCHINE ZUR STEUERUNG DEN ECHTZEITPROZESSEN IN  
FERNSPRECHTECHNIK

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde eine allgemeine Analyse der Funktionen der digitalen Rechenmaschine durchgeführt, im Einsatz zur Steuerung den Echtzeitprozessen in Fernsprechtechnik. Auf dieser Basis wurde eine Reihe von Anforderungen formuliert, die allgemeine Eigenschaften einer solchen Rechenmaschine betreffen.



## POMIARY PORÓWNAWCZE ŚREDNIEJ MOCY SZUMÓW

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 15.VIII.1981 r.

W artykule porównano wyniki pomiarów mocy średniej szumów w kanale telefonicznym przeprowadzonych za pomocą trzech przyrządów o różnych czasach całkowania, a mianowicie: 1 min, 5 s i 375 ms. Przeanalizowano możliwość szacowania mocy średniej 1-minutowej i mocy średniej 5-sekundowej na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej. Podano propozycję dalszych badań w tej dziedzinie.

### 1. WPROWADZENIE

Ocena jakości kanałów i traktów telekomunikacyjnych, przewidzianych głównie dla służb telefonicznych, powinna obejmować między innymi także badanie wartości średniej mocy szumów. Czas uśredniania powinien być porównywalny z czasem trwania rozmowy telefonicznej. Z tego względu w zaleceniu CCITT G.222 [2-t. III] przyjęto wartość mocy średniej jednodominutowej jako parametr, który powinien być znany przy ocenie jakości łącza. Na tym zaleceniu oparto się przy opracowywaniu mierników mocy średniej w kraju, przyjmując jako podstawową wartość stałej czasu całkowania 1 minutę. Dotyczy to następujących przyrządów:

- 1) mierników mocy średniej typu MMS-1, MMS-1a, MMS-1b, opracowanych w Instytucie Łączności;
- 2) przystawek całkujących do psfometru PC-2 i PC-3, opracowanych w Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy.

Przyrządy te są wykorzystywane w niektórych jednostkach eksploatacyjnych sieci teletransmisyjnej.

Historycznie dużo wcześniej [7] niż mierniki mocy średniej do określania poziomów mocy stosowano mierniki VU (wolumetry). Pomiar za pomocą tego miernika opiera się na obserwacji w określonym czasie i subiektywnym uśrednianiu zmieniającej się wartości mierzonego sygnału przez operatora wykonującego pomiar. Czas takiej obserwacji ustalono w normie [1] na 5 do 10 s. Taki sam czas przyjęto później dla pomiarów szumów za pomocą psfometru; pomiary te także opierają się na obserwacji i subiektywnym uśrednianiu.

Jednak zarówno mierniki mocy średniej, jak i psfometry są przyrządami służącymi do przeprowadzania pomiarów ręcznych. Natomiast szybko rozbudowująca się sieć teletransmisyjna wymagała zautomatyzowania kontroli wartości jej parametrów. W roku 1972 ukazało się po raz pierwszy zalecenie CCITT 0.21 [2-t. IV] na automatyczną aparaturę pomiarową typu ATME-1<sup>1)</sup>. Wśród parametrów przewidzianych do kontroli za pomocą tej aparatury uwzględnia się także pomiar poziomu mocy średniej szumu. Jako czas całkowania mierzonego sygnału przyjęto także  $t_c = 5$  s.

Z punktu widzenia jakości łączy teletransmisyjnych najbardziej miarodajne są pomiary mocy średniej szumów występujące w godzinach największego ruchu (między godziną 10.00 a 14.00), gdy jakość transmisji może być znacznie pogorszona z powodu występujących zakłóceń. Ponieważ pomiary te pociągają za sobą konieczność wyłączenia badanego kanału z ruchu, a tym samym przerwę w łączności, służba eksploatacyjna i użytkownicy są zainteresowani w tym, aby czas pomiaru był jak najkrótszy. Dlatego też w zaleceniu CCITT 0.22 [3-t. IV] na automatyczną aparaturę pomiarową typu ATME-2 czas pomiaru średniej mocy szumów skrócono z 5 s do  $375 \text{ ms} \pm 25 \text{ ms}$ , kierując się dodatkowo tym, że kontrola wartości pozostałych parametrów teletransmisyjnych, dokonywana za pomocą aparatury ATME-2, trwa zaledwie kilkaset ms.

Odpowiedniość pomiarów przy stosowaniu tych dwóch czasów całkowania została określona w wymaganiach na ATME-2 w następującym fragmencie zalecenia 0.22 (p. 8.2):

„Metoda detekcji powinna być taka, ażeby przy doprowadzeniu na wejście w ciągu  $375 \pm 25$  ms gaussowskiego szumu białego lub sygnału sinusoidalnego o jakiegokolwiek częstotliwości w zakresie 390 do 2810 Hz, wskazanie na wyjściu było w każdym przypadku takie samo jak wskazanie psfometru CCITT z dokładnością  $\pm 1$  dB przy doprowadzeniu na wejście wymienionych wyżej przebiegów w czasie 5 s”.

Zalecenie to należy tak interpretować, że błąd graniczny (3-sigmowy) pomiaru mocy średniej 375-milisekundowej względem pomiaru mocy średniej 5-sekundowej nie powinien być większy od  $\pm 1$  dB.

Tak więc w obecnej chwili w polskiej sieci teletransmisyjnej są stosowane trzy wartości czasów całkowania przy pomiarze średniej mocy szumów, a mianowicie:

- 1)  $t_c = 1$  min z wykorzystaniem mierników mocy średniej i przystawek całkujących,
- 2)  $t_c \cong 5$  s z tradycyjnym wykorzystywaniem psfometru,

---

<sup>1)</sup> *Automatic Transmission Measuring Equipment.*



3)  $t_c \cong 375$  ms z wykorzystywaniem aparatury kontrolno-pomiarowej typu ABA (krajowy odpowiednik aparatury typu ATME).

Czas pomiaru równy 375 ms został wprowadzony najpóźniej, jednak jako najbardziej ekonomiczny będzie on prawdopodobnie — w miarę rozwoju automatyzacji pomiarów teletransmisyjnych — stosowany w coraz większym zakresie. Nasuwa się więc pytanie: jaka istnieje zależność między wynikami pomiarów wartości średniej 375-milisekundowej a wynikami pomiarów tradycyjnie stosowanej wartości średniej 5-sekundowej i wprowadzonej nieco później średniej 1-minutowej. Jest to tym bardziej ważne, że te ostatnie stałe czasu będą prawdopodobnie długo jeszcze wykorzystywane w praktyce pomiarowej, ze względu na istniejącą w eksploatacji aparaturę (jak w pkt. 1 i 2 powyżej).

Celem opracowania jest próba uzyskania odpowiedzi na pytania: czy istnieje możliwość szacowania wartości średniej 1-minutowej i wartości średniej 5-sekundowej mocy szumów na podstawie wyników pomiarów wartości mocy średniej 375-milisekundowej oraz jaka, byłaby niedokładność takiego szacowania.

W celu uzyskania odpowiedzi na te pytania trzeba przede wszystkim dysponować dużą statystycznie liczbą wyników pomiarów mocy średniej szumów otrzymanych za pomocą przyrządów o trzech interesujących czasach całkowania. Ponieważ szum w kanale telefonicznym nie jest sygnałem o cechach stacjonarności (bardzo długie okresy zmienności: dobowe, miesięczne, sezonowe) porównywanie wartości wyników pomiarów mocy średniej wymaga równoczesnego wykonywania lub choćby rozpoczynania pomiarów. Pożądane byłoby uzyskanie, podczas minuty całkowania mierzonego sygnału w przyrządzie o czasie uśredniania  $t_c = 1$  min, kilku wyników pomiarów rozpoczynanych jednocześnie za pomocą przyrządów o mniejszych czasach całkowania.

Jako miarę zależności między wynikami pomiarów przyjęto współczynniki korelacji między wynikami wartości poziomu mocy średniej 1-minutowej i 375-milisekundowej uzyskanymi w tej samej minucie oraz między wynikami pomiarów poziomu mocy średniej 5-sekundowej i 375-milisekundowej uzyskanymi w tym samym okresie 5-sekundowym. W przypadku stwierdzenia istotnej korelacji między wynikami pomiarów będzie można określić niedokładność<sup>\*)</sup> szacowania wartości mocy średnich 1-minutowej i 5-sekundowej szumów na podstawie wyników średnich 375-milisekundowych.

W tym celu zostaną wyznaczone różnice między odpowiednimi wynikami pomiarów mocy średniej szumów, tymi samymi, dla których wyzna-

<sup>\*)</sup> Niedokładność pomiaru jest to zespół błędów zawierający wszystkie błędy systematyczne, czyli niepoprawność pomiaru i błędy przypadkowe, czyli niepewność pomiaru.

czono współczynniki korelacji oraz wartości średnie i odchylenia standardowe zmiennych losowych różnic dla sygnału w każdym z badanych obiektów.

Ocena niedokładności szacowania wartości średniej 1-minutowej i 5-sekundowej mocy szumów na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej będzie zależała od wyników weryfikacji hipotez o równości średnich wariancji różnic i wartości oczekiwanych średnich różnic oraz hipotezy o nieistotności wartości oczekiwanej średnich różnic we wszystkich badanych obiektach.

## 2. OPIS PRZEPROWADZONYCH BADAŃ

W celu zbadania możliwości i określenia stopnia niedokładności oceny wartości średniej 1-minutowej i 5-sekundowej mocy szumów na podstawie wyników pomiarów średniej 375-milisekundowej wykonano pomiary statystyczne psofometrycznej mocy średniej szumów za pomocą trzech przyrządów, a mianowicie:

- 1) miernika mocy średniej typu MMS-1 [5, rozdz. 10.4.2] ze stałą czasu całkowania  $t_c = 1$  min; wyniki pomiarów oznaczono przez  $P_{mi}$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ );
- 2) przystawki całkującej typu PC-2 ze stałą czasu całkowania  $t_c = 375$  ms, symulującej pomiary za pomocą aparatury typu ABA; podczas minuty całkowania sygnału za pomocą miernika MMS-1 dokonywano trzech pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej za pomocą przystawki; wyniki tych pomiarów oznaczono przez  $P_{sj}$  ( $j = 1, 2, 3$ );
- 3) psofometru typu PSTR-3, za pomocą którego mierzono napięcie szumów; czas całkowania  $t_c = 5$  s był ustalany za pomocą stopera; trzy pomiary tego napięcia szumów wykonywane podczas tej samej minuty całkowania sygnału za pomocą miernika typu MMS-1 rozpoczynano równocześnie z pomiarem mocy średniej 375-milisekundowej; wyniki tych pomiarów oznaczono  $U_{\mu j}$ .

Minuta pomiarowa, podczas której otrzymano jeden wynik pomiaru za pomocą miernika MMS-1 i po trzy wyniki pomiarów za pomocą psofometru i przystawki PC-2, będzie nazywana w dalszym ciągu tekstu seansem pomiarowym w danym dniu.

Opierając się na metodzie pomiaru psofometrycznej mocy średniej szumu podanej w [4] wykonywano jeden seans pomiarowy w godzinach największego ruchu w odstępach trzydniowych. Próbkę pobierano w kanałach wyłączonych na czas pomiaru z normalnej eksploatacji, zamkniętych na wejściu opornikiem  $600 \Omega$  i wypoziomowanych z niedokładnością  $\pm 0,5$  dB. Stanowisko pomiarowe o wypadkowej impedancji wejściowej

$Z = 600 \Omega$  dołączono do wyjścia przemiennika kanałowego w punkcie o znamionowym względnym poziomie mocy  $p_0 = +8,7 \text{ dB}$  (+1 Np).

Pomiary wykonano w siedmiu obiektach scharakteryzowanych w tabelicy 1. Liczba seansów pomiarowych „n” w badanych obiektach wynosiła  $26 \div 30$ .

### 3. ZALEŻNOŚĆ MIĘDZY WYNIKAMI POMIARÓW MOCY ŚREDNIEJ SZUMÓW PRZY RÓŻNYCH CZASACH CAŁKOWANIA

Uzyskane wyniki pomiarów wykorzystano do przeprowadzenia niżej podanych obliczeń i weryfikacji.

1. Przeliczenie wyników pomiarów mocy średniej szumów i napięcia średniego szumów na poziom średniej mocy szumów odniesiony do punktu o poziomie 0 dBr.

$$p_m[\text{dBmOp}] = 10 \log P_{mi} - 90 - p_0 \quad (1)$$

$$p_f[\text{dBmOp}] = 10 \log \frac{U_{fi}^2}{600} \cdot 10^6 - 90 - p_0 \quad (2)$$

$$p_s[\text{dBmOp}] = 10 \log P_{si} - 90 - p_0 \quad (3)$$

gdzie:

$p_m, p_f, p_s$  —  $i$ -ty poziom średniej mocy szumów odpowiednio: 1-minutowej, 5-sekundowej i 375-milisekundowej odniesiony do punktu o poziomie 0 dBr,

$P_{mi}, P_{si}$  — wynik pomiaru mocy średniej odpowiednio: 1-minutowej i 375-milisekundowej wyrażony w [pWp],

$U_{fi}$  — wynik pomiaru średniego napięcia szumów w czasie 5 sekund w [mV],

$p_0$  — znamionowy względny poziom mocy w punkcie pomiaru, w [dB],

$i$  — kolejny numer pomiaru = seansu pomiarowego,  $i = 1, 2, \dots, n$ .

2. Wyznaczenie oszacowania następujących parametrów empirycznego rozkładu poziomu jednoczynowej mocy średniej szumu

a) wartości oczekiwanej poziomu

$$\bar{p}_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n p_{mi} \quad (4)$$

b) odchylenia standardowego poziomu

$$s_{pm} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (p_{mi} - \bar{p}_m)^2}{n-1}} \quad (5)$$

Wyniki obliczeń zamieszczono w tabelicy 1.



3. Zweryfikowanie hipotezy, że rozkład poziomu mocy średniej szumu jest normalny, za pomocą testu zgodności Kołmogorowa [6, rozdz. 14.3.2] na poziomie istotności  $\alpha = 0,05$ . Weryfikację przeprowadzono dla wyników pomiarów o wszystkich trzech stałych czasu uśredniania, dla wszystkich badanych kanałów. Hipotezę odrzucono dla kanału 4, który wyeliminowano z dalszej analizy.
4. Wyznaczenie współczynników korelacji między porównywanymi wynikami pomiarów o różnych stałych całkowania. Ze względu na niewielką liczebność próbki obliczono współczynniki korelacji rangowej Spearmann'a korzystając ze wzoru [6]. Wyprowadzenie wzoru podano w dodatku.

$$r = 1 - \frac{6 \sum_{i=1}^n (d_i)^2}{n^3 - n} \quad (6)$$

gdzie:

$n$  — liczba pomiarów ( $i = 1, 2, \dots, n$ ),

$d_i$  — różnica rang obserwacji,

gdzie ranga obserwacji jest to numer kolejny obserwacji w szeregu uporządkowanym wg wartości nie malejących.

Dla każdego z badanych kanałów obliczono dwa rodzaje współczynników korelacji:

- a) trzy współczynniki korelacji  $r_{mj}$  między wynikami  $n$ -elementowej próbki uzyskanymi za pomocą miernika mocy średniej 1-minutowej, a wynikami trzech  $n$ -elementowych próbek uzyskanymi w tej samej minucie pomiarowej za pomocą przystawki;
- b) trzy współczynniki korelacji  $r_{fj}$  między wynikami trzech  $n$ -elementowych próbek rozpoczynanych w tej samej chwili za pomocą psfome-  
tru i przystawki całkującej.

Wyniki obliczeń podano w tablicy 2.

Tablica 2

Współczynniki korelacji rangowej między wynikami pomiarów

| Nr kanału $k$ | $r_{m1}$ | $r_{m2}$ | $r_{m3}$ | $r_{f1}$ | $r_{f2}$ | $r_{f3}$ |
|---------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 1             | 0,93     | 0,93     | 0,93     | 0,93     | 0,93     | 0,94     |
| 2             | 0,95     | 0,95     | 0,95     | 0,96     | 0,92     | 0,90     |
| 3             | 0,78     | 0,79     | 0,70     | 0,79     | 0,75     | 0,87     |
| 5             | 0,94     | 0,92     | 0,91     | 0,94     | 0,78     | 0,93     |
| 6             | 0,93     | 0,95     | 0,96     | 0,92     | 0,95     | 0,93     |
| 7             | 0,92     | 0,90     | 0,93     | 0,84     | 0,89     | 0,93     |

Następnie zweryfikowano hipotezę  $H_0: r_{mj} = r_{fj} = 0$  o braku korelacji między analizowanymi pomiarami za pomocą testu istotności  $t$  [8, 11] na poziomie istotności  $\alpha = 0,05$ . Dla wszystkich współczynników korelacji hipoteza została odrzucona z prawdopodobieństwem popełnienia błędu odrzucenia hipotezy prawdziwej równym 5%/o.

#### 4. NIEDOKŁADNOŚĆ SZACOWANIA WARTOŚCI MOCY ŚREDNIEJ 1-MINUTOWEJ I 5-SEKUNDOWEJ SZUMÓW NA PODSTAWIE WYNIKÓW ŚREDNIEJ 375-MILISEKUNDOWEJ

Ponieważ obliczenia wykazały bardzo silną korelację między wynikami pomiarów uzyskanymi za pomocą miernika mocy średniej ( $t_c = 1$  min) i przystawki ( $t_c = 375$  ms) oraz za pomocą psofometru ( $t_c = 5$  s) i przystawki, określono następnie niepewność i niepoprawność analizowanych oszacowań. W tym celu wyznaczono następujące wartości w podanej niżej kolejności.

1. Różnice między poszczególnymi wynikami pomiarów otrzymanymi za pomocą trzech przyrządów dla każdego badanego kanału i dla każdego seansu pomiarowego, a mianowicie:

- a) różnice między wynikami otrzymanymi za pomocą miernika mocy średniej MMS-1, a wynikami każdego z trzech pomiarów uzyskanymi za pomocą przystawki PC-2 w tej samej minucie pomiarowej:

$$\Delta_{mj} = P_{sij} - P_{mj} \quad (7)$$

gdzie:  $j$  — kolejny numer  $n$ -elementowej próbki wyników uzyskanych za pomocą przystawki PC-2 i psofometru w danej minucie pomiarowej ( $i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, 3$ )

- b) różnice między trzema wynikami uzyskanymi za pomocą psofometru, a trzema odpowiednimi (o tym samym wskaźniku  $i$  i  $j$ ) wynikami uzyskanymi za pomocą przystawki PC-2 w tej samej minucie pomiarowej

$$\Delta_{fij} = P_{sij} - P_{fij} \quad (8)$$

2. Wartości średnie różnic dla każdej  $j$ -tej próbki wyników pomiarów:

$$\bar{\Delta}_{mj} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta_{mij} \quad (9)$$

$$\bar{\Delta}_{fj} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta_{fij} \quad (10)$$

3. Odchylenia standardowe różnic dla każdej  $j$ -tej próbki wyników pomiarów:

$$s_{mj} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\Delta_{mi} - \bar{\Delta}_{mj})^2} \quad (11)$$

$$s_{fj} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\Delta_{fi} - \bar{\Delta}_{fj})^2} \quad (12)$$

4. Wartości średnie z wszystkich wyników pomiarów dotyczących danego kanału ( $k$ ), tzn. wartości średnie trzech średnich  $\bar{\Delta}_{mj}$  i  $\bar{\Delta}_{fj}$ :

$$\bar{\Delta}_{m(k)} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 \bar{\Delta}_{mj} \quad (13)$$

$$\bar{\Delta}_{f(k)} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 \bar{\Delta}_{fj} \quad (14)$$

gdzie:  $k$  — kolejny numer badanego kanału ( $k = 1, 2, \dots, 7$ ).

5. Wartości średnie odchyłeń standardowych różnic  $s_{mj}$  i  $s_{fj}$  dla danego kanału ( $k$ ):

$$\bar{s}_{m(k)} = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 s_{mj}^2} \quad (15)$$

$$\bar{s}_{f(k)} = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 s_{fj}^2} \quad (16)$$

Następnie przeprowadzono za pomocą testów istotności weryfikację trzech hipotez:

1. Weryfikacja hipotezy o równości wariancji  $\bar{s}_{m(k)}^2$  oraz niezależnie o równości wariancji  $\bar{s}_{f(k)}^2$  we wszystkich badanych kanałach za pomocą testu istotności  $F$  na poziomie istotności  $\alpha = 0,05$  [8, rozdz. 7.8]:

$$H_{01}: \bar{s}_{m(1)}^2 = \dots = \bar{s}_{m(7)}^2 \quad (17)$$

oraz

$$H'_{01}: \bar{s}_{f(1)}^2 = \dots = \bar{s}_{f(7)}^2 \quad (18)$$

2. Weryfikacja hipotezy o równości średnich  $\bar{\Delta}_{m(k)}$  oraz niezależnie o równości średnich  $\bar{\Delta}_{f(k)}$  we wszystkich badanych kanałach za pomocą testu  $t$  Studenta na poziomie istotności  $\alpha = 0,05$  [8, rozdz. 7.5/];

$$H_{02}: \bar{\Delta}_{m(1)} = \dots = \bar{\Delta}_{m(7)} \quad (19)$$

oraz

$$H'_{02}: \bar{\Delta}_{f(1)} = \dots = \bar{\Delta}_{f(7)} \quad (20)$$

3. Weryfikacja hipotezy o nieistotności średniej różnic za pomocą testu t Studenta na poziomie istotności  $\alpha = 0,05$  [8, rozdz. 7.7]:

$$H_{03}: \bar{A}_{m(1)} = \dots = \bar{A}_{m(7)} = 0 \quad (21)$$

oraz

$$H'_{03}: \bar{A}'_{f(1)} = \dots = \bar{A}'_{f(7)} = 0 \quad (22)$$

Weryfikację hipotez oparto na założeniu, że rozkłady różnic są rozkładami normalnymi. Założenie to jest spełnione, ponieważ zmienna losowa różnic jest wynikiem odejmowania elementów dwóch zmiennych losowych o rozkładach normalnych (poziomu mocy średniej) zweryfikowanych w pkt. 3.

### 5. PORÓWNANIE WYNIKÓW POMIARÓW MOCY ŚREDNIEJ 1-MINUTOWEJ I ŚREDNIEJ 375-MILISEKUNDOWEJ

Parametry zmiennej losowej różnic między wynikami pomiarów mocy średniej 1-minutowej i 375-milisekundowej, obliczone wg wzorów 13 i 15; podano w tablicy 3.

Tablica 3

Parametry zmiennej losowej różnic między wynikami pomiarów mocy średniej 1-minutowej i średniej 375-milisekundowej

| Nr kanału $k$ | $\bar{s}_{m(k)}^2$<br>(dB) <sup>2</sup> | $\bar{A}_{m(k)}$<br>(dB) |
|---------------|---|--------------------------|
| 1             | 3,06                                    | 0,69                     |
| 2             | 1,90                                    | 0,58                     |
| 3             | 3,28                                    | 0,41                     |
| 5             | 0,81                                    | 0,90                     |
| 6             | 1,17                                    | 0,54                     |
| 7             | 1,32                                    | 0,52                     |

Weryfikacja hipotezy  $H_{01}$  o równości wariancji we wszystkich sześciu obiektach dała wynik negatywny. Jednak okazało się, że podział badanych obiektów na dwie grupy łączy: krótkich (od 90 do 162 km) i długich (od 469 do 2491 km) umożliwia nieodrzućcenie tej hipotezy dla każdej z tych grup oddzielnie. Oznacza to, że na poziomie istotności  $\alpha = 0,05$  można przyjąć, że

$$\bar{s}_{m(1)}^2 = \bar{s}_{m(2)}^2 = \bar{s}_{m(3)}^2 \text{ oraz } \bar{s}_{m(5)}^2 = \bar{s}_{m(6)}^2 = \bar{s}_{m(7)}^2$$

lecz nie zachodzi równość między grupami, czyli że niedokładność oceny będzie w obu tych grupach łączy różna.

Weryfikację hipotezy  $H_{02}$  o równości wartości średnich przeprowadzono oddzielnie dla każdej z wprowadzonych grup łączy, ponieważ stosowany



do jej weryfikacji test *t* Studenta zakłada równość wariancji w badanych próbkach. W żadnej z grup nie ma podstaw do odrzucenia hipotezy  $H_{02}$ .

Hipoteza  $H_{03}$  o nieistotności wartości średniej różnic została odrzucona dla wszystkich kanałów poza jednym. Trzeba więc przyjąć istotność wartości średniej różnic, czyli istnienie niepoprawności (błędu systematycznego) analizowanego oszacowania. Błąd systematyczny zależny od różnicy w zasadach działania przyrządów jest równy wartości średniej różnic między wynikami pomiarów we wszystkich badanych obiektach. Należało więc obliczyć wartości średnie różnic niezależnie dla każdej grupy łączy, a następnie zweryfikować hipotezę  $H_{04}$ :  $\bar{\Delta}_{mI} = \bar{\Delta}_{mII}$  o równości tych średnich.

Wartość średnia różnic dla grupy I wynosi:

$$\bar{\Delta}_{mI} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \bar{\Delta}_{m(k)} = 0,56 \text{ dB}$$

Wartość średnia różnic dla grupy II  $\bar{\Delta}_{mII}$  wynosi 0,65 dB. Przy obliczaniu jej uwzględniono różnice w liczbie seansów pomiarowych  $n$  w poszczególnych kanałach:

$$\bar{\Delta}_{mII} = \sum_{k=5}^7 w_{(k)} \bar{\Delta}_{m(k)} \quad (23)$$

gdzie

$$w_{(k)} = \frac{n_{(k)}}{\sum_{k=5}^7 n_{(k)}} \quad (24)$$

Ponieważ w obu grupach różne są wartości wariancji i liczba seansów pomiarowych, weryfikację hipotezy  $H_{04}$  przeprowadzono za pomocą przybliżonego testu C Cochran i Coxa [8, rozdz. 7.10] na poziomie istotności  $\alpha = 0,05$ . Weryfikacja tej hipotezy nie dała podstaw do jej odrzucenia, zatem obliczono wartość średnią różnic wyników pomiarów dla wszystkich badanych obiektów, uzyskując wartość niepoprawności szacowania:

$$\bar{\Delta}_m = \frac{n_I \cdot \bar{\Delta}_{mI} + n_{II} \cdot \bar{\Delta}_{mII}}{n_I + n_{II}} = 0,60 \text{ dB}$$

Aby określić niepewność szacowania mocy średniej 1-minutowej na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej, obliczono dla każdej z obu grup kanałów średnie wartości wariancji:

$$\bar{s}_{mI}^2 = \frac{\bar{s}_{m(1)}^2 + \bar{s}_{m(2)}^2 + \bar{s}_{m(3)}^2}{3} = 2,75 \text{ dB}^2$$

Dla drugiej grupy kanałów średnią wartość wariancji obliczono z uwzględnieniem wagi określonej wzorem (24):

$$\bar{s}_{mII}^2 = \sum_{k=5}^7 w_{(k)} \bar{s}_{m(k)}^2 = 1,10 \text{ dB}^2$$

Odpowiednie wartości odchylenia standardowego (czyli niepewności) wynosiły: )

$$\bar{s}_{mI} = 1,67 \text{ dB} \quad \bar{s}_{mII} = 1,05 \text{ dB}$$

## 6. PORÓWNANIE WYNIKÓW POMIARÓW MOCY ŚREDNIEJ 5-SEKUNDOWEJ I 375-MILISEKUNDOWEJ

Parametry zmiennej losowej różnic między wynikami pomiarów mocy średniej 5-sekundowej i 375-milisekundowej, obliczone wg wzorów (14) i (16), podano w tablicy 4.

Tablica 4

Parametry zmiennej losowej różnic między wynikami pomiarów mocy średniej 5-sekundowej i 375-milisekundowej

| Nr kanału $k$ | $\bar{s}_{f(k)}^2$<br>(dB) <sup>2</sup> | $\bar{\Delta}_{f(k)}$<br>(dB) |
|---------------|---|-------------------------------|
| 1             | 3,50                                    | 0,33                          |
| 2             | 3,73                                    | -0,13                         |
| 3             | 3,28                                    | 0,42                          |
| 5             | 1,96                                    | 0,14                          |
| 6             | 1,99                                    | 0,00                          |
| 7             | 2,76                                    | 0,17                          |

W wyniku obliczeń stwierdzono, że nie ma podstaw do odrzucenia hipotezy  $H'_{01}$  o równości wariancji różnic wyników, ani też hipotezy  $H'_{02}$  o równości wartości średnich tych różnic we wszystkich badanych obiektach. Nie ma również podstaw do odrzucenia hipotezy  $H'_{03}$  o nieistotności wartości średniej różnic dla żadnego z badanych kanałów. Na tej podstawie można przyjąć, że oszacowanie wartości mocy średniej 5-sekundowej na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej będzie poprawne, a wariancja tego oszacowania wynosi:

$$\bar{s}_f^2 = \sum_{k=1}^7 w_{(k)} \cdot \bar{s}_{f(k)}^2 = 2,89 \text{ dB}^2$$

Odchylenie standardowe, czyli niepewność tego oszacowania jest równa

$$\bar{s}_f = 1,7 \text{ dB}$$

## 6. WNIOSKI

Przeprowadzona analiza wyników pomiarów mocy średniej szumów otrzymywanych za pomocą przyrządów o trzech różnych czasach całkowania pozwala wyciągnąć wniosek, że między tymi wynikami pomiarów istnieje bardzo duża korelacja.

Szacowanie średniej 1-minutowej mocy szumów w kanale telefonicznym na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej jest możliwe, ale zależy od długości badanego łącza. Dla łączy długich (w opisywanym doświadczeniu o długościach 500 km do 2500 km) niepoprawność tej oceny  $\bar{\Delta}_m$  wynosi 0,60 dB, a niepewność  $\bar{s}_m$  równa jest 1,05 dB. Rozkład prawdopodobieństwa poziomu mocy średniej 1-minutowej jest normalny (jak stwierdzono w pkt. 3) o wartości średniej równej  $p_s - 0,6$  dB i odchyleniu standardowym równym 1,05 dB. Rozkład ten można wyrazić wzorem:  $p_m : N\{p_s - 0,6; 1,05\}$ . Dla łączy krótkich (w opisywanym doświadczeniu o długościach 90 km do 200 km) niepoprawność oceny jest taka sama jak dla łączy długich, a jej niepewność jest większa ( $\bar{s}_m = 1,67$  dB).

Natomiast odpowiedniość wyników pomiarów mocy średniej 5-sekundowej i 375-milisekundowej ma odmienny charakter. Ocena średniej 5-sekundowej mocy na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej jest poprawna, a jej niepewność większa i wynosi  $\bar{s}_f = 1,70$  dB. Ponieważ niepewność jest odchyleniem standardowym oceny mocy średniej 5-sekundowej, błąd graniczny tej oceny, czyli błąd 3-sigmowy, będzie wynosił 5,1 dB. Zalecenie CCITT 0,22 (p. 8.2) w punkcie dotyczącym granicznego błędu takiej oceny jest więc, w opisywanym doświadczeniu, niespełnione. Należy tu jednak zauważyć, że zalecenie 0,22 mówi o gaussowskim szumie białym w widmie jednorodnym. Szum w łączy telefonicznej ma widmo niejednorodne i to może być także jedną z przyczyn niespełnienia zalecenia. Wymagałoby to sprawdzenia za pomocą sztucznego zaszumiania kanałów szumem białym.

W tabelicy 5 podano obliczoną w artykule niedokładność szacowania mocy średniej 1-minutowej i 5-sekundowej na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej.

Tablica 5  
Niedokładność szacowania mocy średniej 1-minutowej i 5-sekundowej na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej

| Rodzaj szacowania                                     | Niedokładność szacowania  |                                   | Rozkład prawdopodobieństwa |                              |
|---|---------------------------|-----------------------------------|----------------------------|------------------------------|
|   | Niepewność $\bar{s}$ (dB) | Niepoprawność $\bar{\Delta}$ (dB) |                            |                              |
| Moc 1 min. na podstawie wyników pomiarów mocy 375 ms. | łącza krótkie             | 1,67                              | 0,6                        | $p_m = N\{p_s - 0,6; 1,67\}$ |
|   | łącza długie              | 1,05                              | 0,6                        | $p_m = N\{p_s - 0,6; 1,05\}$ |
| Moc 5 s na podstawie wyników pomiarów mocy 375 ms.    |                           | 1,70                              | 0,0                        | $p_f = N\{p_s; 1,70\}$       |

Trzeba jednak zaznaczyć, że wnioski powyższe wyciągnięto na podstawie bardzo małej próbki. Spowodowane to zostało tym, że analizę przedstawioną w artykule oparto na wynikach pomiarów przeprowadzonych w innych celach. Dlatego liczba badanych kanałów, liczba pomiarów i zależności czasowe między pomiarami o różnych czasach trwania nie były optymalne dla celu przedstawionego w opracowaniu.

Analizowane zagadnienie ma bardzo duże znaczenie ekonomiczne ze względu na konieczność wyłączenia kanału telefonicznego z ruchu na czas przeprowadzania pomiaru. Dlatego dokładniejsze oszacowanie parametrów rozkładu poziomu mocy średniej 1-minutowej i 5-sekundowej w zależności od mocy średniej 375-milisekundowej (zapewniającej najkrótszy czas wyłączenia kanałów z ruchu) jest bardzo istotne. Wymagałoby to przeprowadzenia dalszych licznych pomiarów opisywanego rodzaju. Przede wszystkim liczba uzyskanych próbek powinna być wielokrotnie większa. Pożądane byłoby wykorzystanie każdego pomiaru minutowego w całości na jednoczesne przeprowadzenie pomiarów 5-sekundowych (12 w jednej minucie) i 375-milisekundowych (1600 w jednej minucie). Poza tym pomiary powinny objąć znacznie większą liczbę kanałów. Pożądane byłoby zbadanie paru kanałów w każdym z poniższych przedziałów ich długości:

od 70 km do 200 km

od 200 km do 1000 km

od 1000 km do 2500 km

Pomiary takie umożliwiłyby wyznaczenie dokładniejszych wartości niepoprawności  $\Delta$  i niepewności  $\bar{s}$  oceny 1-minutowej i 5-sekundowej mocy średniej szumu na podstawie wyników pomiaru mocy średniej 375-milisekundowej z uwzględnieniem także długości łącza.

Szacując średnią wartość mocy 1-minutowej i 5-sekundowej na podstawie pomiarów średniej 375-milisekundowej uzyskanych podczas pomiarów rutynowych za pomocą aparatury ABA można zwiększyć dokładność tego oszacowania, wykonując zamiast jednego dwa lub trzy pomiary średniej 375-milisekundowej i wykorzystując ich średnią arytmetyczną. Wymagałoby to:

- 1) zmiany programu badań w aparaturze ABA,
- 2) określenia minimalnego odstepu czasu między pomiarami.

Na podstawie wyników pomiarów relacjonowanych w niniejszym artykule obliczono współczynniki korelacji między pierwszym a trzecim wynikiem pomiaru mocy średniej 375-milisekundowej, tzn. między wynikami pomiarów otrzymywanymi w odstepie czasu około 40 s. Okazało się, że te wyniki pomiarów są bardzo silnie skorelowane. Aby uzyskać istotne po-

lepszenie oceny wartości średniej 1-minutowej i 5-sekundowej, wyniki pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej nie mogą być skorelowane między sobą, czyli odstęp czasu między nimi powinien być dużo większy od 40 s. Oszacowanie tego czasu można uzyskać na podstawie wyznaczenia funkcji autokorelacji [10 rozdz. IV] wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej. Należy uzyskać ciąg próbek będących wynikami pomiaru tej mocy, pobieranymi w jednakowych odstępach czasu. Odstęp czasu między próbkami należy zwiększać (począwszy od 40 s) dopóki nie uzyska się niezależności próbek, tzn. wartości współczynnika autokorelacji mniejszej od założonej (np.  $r \leq 0,05$ ). Odstęp czasu określony w ten sposób będzie poszukiwanym odstępem czasu nieskorelowania.

Podsumowując, trzeba jeszcze raz podkreślić duże znaczenie ekonomiczne omawianego zagadnienia. Z tego punktu widzenia czas pomiaru wynoszący 375 milisekund byłby optymalny jako najkrótszy. Bardzo istotne jest więc dokładne określenie niedokładności szacowania mocy średnich długoczasowych na podstawie wyników pomiarów mocy średniej 375-milisekundowej. Na podstawie przeprowadzonej analizy można stwierdzić dużą korelację między interesującymi wynikami pomiarów, co zachęca do dalszych badań tego zagadnienia; tym bardziej że wnioski dotyczące niedokładności szacowania mocy średnich długoczasowych wymagają wspomnianej weryfikacji ze względu na zbyt małą dostępną próbkę wyników pomiarów.

W zakończeniu pragnę gorąco podziękować p. dr inż. Zbigniewowi Kowalskiemu za inspirację i dużą pomoc w zagadnieniach merytorycznych. Dziękuję także p. Jackowi Gruszczyńskiemu za pomoc w obliczeniach.

## DODATEK

### WYPROWADZENIE WZORU NA WSPÓŁCZYNNIK KORELACJI RANGOWEJ

Wartość średnia pierwszych  $n$  liczb naturalnych wynosi:

$$m = \frac{n+1}{2} \quad (1D)$$

Suma kwadratów pierwszych  $n$  liczb naturalnych wynosi:

$$\sum s^2 = \frac{n(n+1) \cdot (2n+1)}{6} \quad (2D)$$

Wariancja będzie więc wynosiła:

$$\sigma^2 = \frac{1}{6} (n+1) (2n+1) - \frac{1}{4} (n+1)^2 = \frac{1}{12} (n^2 - 1) \quad (3D)$$

Mamy  $n$  elementów, których rangi dla cechy  $A$  są:  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , a dla cechy  $B$  są:  $Y_1, Y_2, \dots, Y_n$ . Różnicę rang oznaczmy  $d_k = X_k - Y_k$ .  $X$  i  $Y$  przyjmują wartości od 1 do  $n$ . Wartość przeciętna dla każdej z rang wynosi  $(n+1)/2$ .

Wprowadzając oznaczenia:

$$x_k = X_k - \frac{n+1}{2} \quad \text{i} \quad y_k = Y_k - \frac{n+1}{2} \quad (4D)$$

możemy określić współczynnik korelacji między  $X$  i  $Y$  jako:

$$\rho = \frac{\sum xy}{\sqrt{\sum (x^2) \cdot \sum (y^2)}} \quad (5D)$$

Na podstawie wzoru 3 możemy napisać:

$$\sum (x^2) = \sum \left( x_k - \frac{n+1}{2} \right)^2 = n\sigma^2 = \frac{1}{12} (n^3 - n) \quad (6D)$$

Analogicznie

$$\sum (y^2) = \frac{1}{12} (n^3 - n) \quad (7D)$$

Ponieważ

$$\sum (d^2) = \sum (X_k - Y_k)^2 = \sum (x - y)^2 = \sum (x^2) + \sum (y^2) - 2 \sum (xy) \quad (8D)$$

to

$$\sum (xy) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{n^3 - n}{6} - \sum (d^2) \right\} \quad (9D)$$

Po wprowadzeniu 6, 7 i 9 do 5 otrzymujemy wzór na współczynnik korelacji rang:

$$\rho = 1 - \frac{6 \sum (d^2)}{n^3 - n} \quad (10D)$$

#### WYKAZ LITERATURY

1. American Standard Practice for Volume Measurements of Electrical Speech and Program Waves, C 16.5 — 1942. American Standards Assn., New York.
2. CCITT: Księga Zielona. ITU, Geneva 1973.
3. CCITT Księga Pomarańczowa. ITU, Geneva 1977.
4. Dudziewicz J.: Ocena psfometrycznej mocy szumu kanału telefonicznego. Prace Instytutu Łączności, nr 82. 1977.
5. Dudziewicz J.: Pomiary teletransmisyjne. WKŁ, Warszawa 1975.

6. *Góralski A.*: Metody opisu i wnioskowania statystycznego w psychologii. PWN, Warszawa 1976.
7. *Ilmurzyński J., Kuhn S., Urbański B.*: Mierniki wysterowania w polskiej radiofonii. Prace Instytutu Łączności, nr 1, 1956.
8. *Oktaba W.*: Elementy statystyki matematycznej i metodyka doświadczalnictwa. PWN, Warszawa 1974.
9. *Smirnow N. W., Dunin-Borkowski I. W.*: Kurs rachunku prawdopodobieństwa statystyki matematycznej. PWN, Warszawa 1969.
10. *Swiesznikow A. A.*: Podstawowe metody funkcji losowych. PWN, Warszawa 1965.
11. *Yule G. U., Kendall M. G.*: Wstęp do teorii statystyki. PWN, Warszawa 1966.

*Ядеуга Лех*

#### СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ ШУМОВ

##### Резюме

В статье сравнено результаты измерений средней мощности шумов в телефонном канале, проводимых с помощью трех измерительных приборов с разными постоянными времени интегрирования, а именно равными: 1 мин., 5 сек. и 375 мсек.

Проведено анализ возможности оценки средних мощностей за период: 1 мин. и 5 сек. на основании измерения результатов средней мощности шума за период 375 мсек. Представлено предложение дальнейших исследований в этой области.

*Jadwiga Lech*

#### COMPARATIVE MEASUREMENTS OF NOISE MEAN VALUES

##### Summary

In the paper the results of noise power mean value measurements in a telephone channel have been compared. The measurements were executed by means of the three measuring instruments of different integration times equal to 1 min., 5 sec. and 375 ms.

The possibility of assessment has been analyzed of the 1 min. and 5 sec. power mean values of the noise on the grounds of those having integration time 375 ms. The proposal of the further studies of that question has been presented.

*Jadwiga Lech*

#### MESURES COMPARATIVES DE LA PUISSANCE MOYENNE DE BRUIT

##### Résumé

Dans l'article on a comparé les résultats des mesures de la puissance moyenne de bruit d'une voie téléphonique, affectuées au moyen de trois instruments de mesure ayant différentes périodes d'intégration, c'est à dire: 1 min., 5 sec. et 375 ms.

Ensuite on a examiné la possibilité d'évaluer la puissance moyenne de bruit de 1 minute et celle de 5 secondes, à la base des résultats des mesures de la puissance moyenne de bruit prises sur la période de 375 ms. On a proposé de continuer les études dans ce domaine.

*Jadwiga Lech*

#### VERGLEICHSMESSUNGEN DER MITTLEREN RAUSCHLEISTUNG

##### Zusammenfassung

In dem Artikel wurden die Resultate der mit drei Meßgeräten mit verschiedener Integrationszeiten 1 min., 5 s., und 375 ms. durchgeführten Messungen der mittleren Rauschleistung im Fernsprechkanal verglichen. Es wurde die Möglichkeit der Schätzung der 1-min. und 5-sek. mittleren Leistung auf Grund der Meßresultate der 375-msek. mittleren Leistung analysiert. Es wurde der Vorschlag für weitere Untersuchungen auf diesem Gebiet gegeben.



## OBLICZANIE SZEROKOPASMOWYCH WZMACNIACZY MOCY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 15.I.1981 r.

Przeprowadzono analizę parametrów energetycznych szerokopasmowego, przeciwsobnego wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości zarówno w konwencjonalnych warunkach pracy, jak i przy obciążeniu zrównoważonym układem hybrydowym. Uzyskane zależności mogą być przydatne do szybkiego obliczania tranzystorowych wzmacniaczy mocy, np. do weryfikacji i porównywania danych katalogowych.

### 1. WPROWADZENIE

We wzmacniaczach mocy wielkiej częstotliwości nadajników radiokomunikacyjnych ze względu na niewielką dopuszczalną moc, jaka może być wydzielona w złączach tranzystorów, istnieje konieczność łączenia obwodów kolektorowych wielu tranzystorów na wspólną impedancję obciążenia. Na skutek tego w końcowym stopniu nadajników, znanych z opisów w literaturze technicznej [3, 4, 8, 10, 11, 12, 14, 15, 20], zastosowano kilkanaście, a nawet kilkadziesiąt tranzystorów pracujących w identycznych, szerokopasmowych wzmacniaczach modułowych. W cytowanych wyżej publikacjach są jednak przedstawiane i powtarzane bardzo ogólne dane o konstrukcji i eksploatacji takich nadajników, brak natomiast, na przykład, analizy warunków pracy tranzystorów we wzmacniaczach szerokopasmowych. Podobne mankamenty mają podręczniki poświęcone tematyce projektowania nadajników tranzystorowych [11, 13], gdyż wciąż rozważa się tam tradycyjnie tylko warunki pracy tranzystora we wzmacniaczu wzbudzonym przebiegiem sinusoidalnym i obciążonym obwodem rezonansowym.

Niniejszy artykuł ma na celu choć częściowe wypełnienie tej luki poprzez dokonanie szacunkowej, opartej na wykorzystaniu danych o dopuszczalnych wartościach prądów i napięć tranzystora, analizy parametrów energetycznych wzmacniacza oraz obciążenia tranzystora w układzie szerokopasmowego wzmacniacza-modułu zawierającego co najmniej parę tranzystorów, tj. w układzie powszechnie stosowanym przez producentów nadajników i zalecanym przez firmy dostarczające tranzystory nadawcze

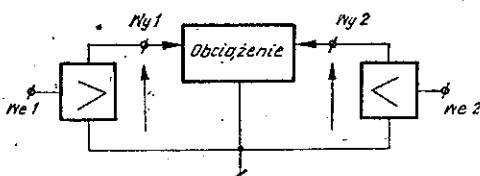
[5÷10, 12, 14÷16, 19]. Zadania postawione wyżej wykonano dla dwóch podstawowych wariantów obciążenia tranzystorów:

- pierwszego, z symetrycznym obwodem przeciwobnym,
  - drugiego, ze zrównoważonym układem hybrydowym,
- zakładając różne właściwości przebiegu (prądu lub napięcia) sterującego wzmacniacz.

Uzyskane formuły są przydatne do szybkiego obliczania wzmacniacza szerokopasmowego, np. w celu weryfikacji informacji zawartych w katalogach lub oceny możliwości wykorzystania określonego typu dostępnych tranzystorów w innych, niż zalecane, warunkach.

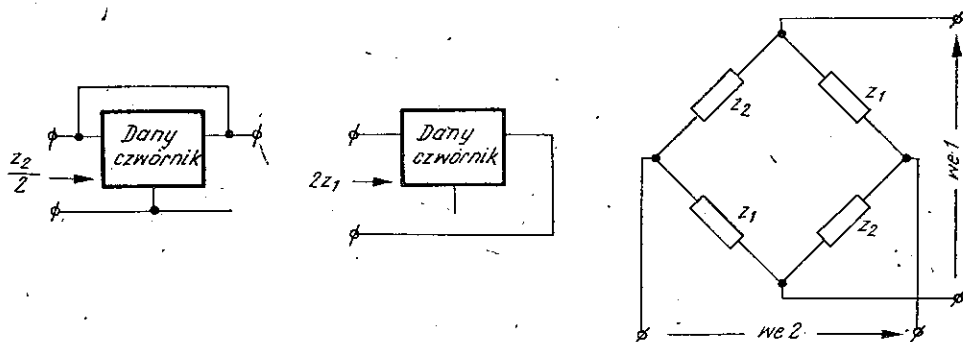
## 2. ZAŁOŻENIA OGÓLNE

W przeprowadzonej dalej analizie zakładamy, że podstawowy wzmacniacz mocy wyposażony jest w dwa tranzystory (para) lub inne elementy aktywne np. lampy, które są obciążone symetrycznym układem odbierającym moc wielkiej częstotliwości, włączonym pomiędzy wyjściami tych elementów aktywnych a wspólną masą (rys. 1).



Rys. 1. Struktura szerokopasmowego wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości analizowanego w pracy

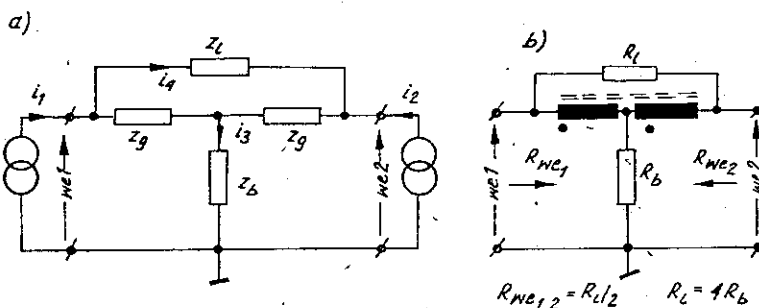
Opisane tak obciążenie może być traktowane jako pasywny symetryczny, trójkońcówkowy czwórnik. Jak wiadomo [1], dla każdego tak zdefiniowanego czwórnik istnieje równoważny mu i realizowalny czwórnik mostkowy, którego impedancje można znaleźć, np. posługując się regułą zilustrowaną na rys. 2. Warunek równowagi czwórnik mostkowy, uję-



Rys. 2. Sposób wyznaczenia impedancji czwórnik mostkowy równoważnego danemu czwórnikowi, który ma układ trójkońcówkowy, jest symetryczny i pasywny

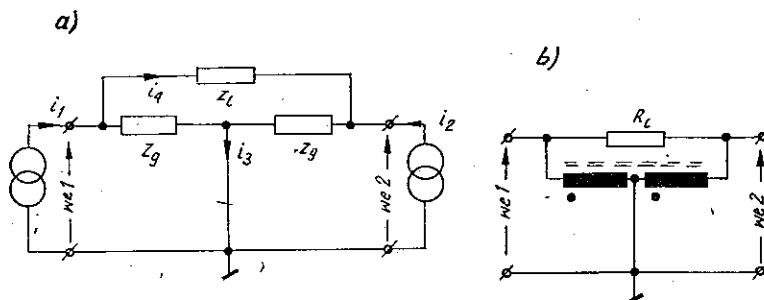
ty w równości:  $z_1 = z_2$ , oznacza brak wzajemnego oddziaływania pomiędzy obwodami wyjściowymi tranzystorów, które zostały nim obciążone. Można łatwo sprawdzić, że powyższy warunek wyznaczony dla czwórników równoważnych czwórnikom jednoelementowym oraz czwórnikom typu T lub  $\pi$  staje się zawsze rozwiązaniem trywialnym.

Najprostszą, o najmniejszej liczbie elementów, strukturę symetrycznego, trójkońcówkowego czwórnika — który jest wspólnym obciążeniem dwóch źródeł i zapewnia przy tym możliwość wzajemnej separacji tych źródeł — stanowi czwórnik typu T z bocznikiem widoczny na rys. 3a.



Rys. 3. Czwojniki typu T z bocznikiem w układzie sumowania mocy dwóch źródeł a) schemat ogólny; b) szerokopasmowy transformator różnicowy wraz z rezystorami obciążenia

Analizując znane układy wzmacniaczy, rozważmy jednak w pierwszej kolejności ten, w którym pracują dwa elementy aktywne, dołączone do wspólnego, symetrycznego względem masy obwodu obciążającego (rys. 4a), czyli układ znany jako konwencjonalny wzmacniacz przeciwsobny.



Rys. 4. Czwojniki typu  $\pi$  w układzie sumowania mocy dwóch źródeł a) schemat ogólny konwencjonalnego układu przeciwsobnego; b) szerokopasmowy, symetryczny transformator z rezystorem obciążenia

W układzie tego wzmacniacza, zgodnie z tym co powiedziano wyżej o możliwości separacji generatorów dołączonych do czwórnika typu  $\pi$ , napięcie na wyjściu każdego elementu aktywnego zależy od prądów obu elementów. Natomiast wartość prądu płynącego przez impedancję  $Z_1$ , w której jest zawarta rezystancja obciążenia, jest proporcjonalna do różnicy prądów kolektorowych i wynosi:

$$i_4 = \frac{i_1 - i_2}{2 + \left| \frac{Z_1}{Z_g} \right| e^{j(\varphi_1 - \varphi_g)}} \approx \frac{i_1 - i_2}{2} \quad \left| z_1 \ll |z_g| \right. \quad (1)$$

Jeżeli zakładamy, że amplitudowa charakterystyka wzmocnienia układu z rys. 4a ma być równomierna w szerokim pasmie częstotliwości roboczych, to wyrażenie występujące w mianowniku równości (1) powinno mieć w zakresie częstotliwości roboczych wartość stałą.

Wymaganie to można zrealizować, warunkiem dostatecznym, gdy zachodzi zależność:  $|Z_1| \ll |Z_g|$ . Jest ona spełniona np. w układzie widocznym na rys. 4b, w którym obie impedancje  $Z_g$  są realizowane przez impedancje uzwojeń transformatora o przekładni 1/1.

Podobna analiza układu, w którym użyto dwa elementy aktywne, dołączone do wspólnego obwodu obciążającego mającego postać czwórnika T z bocznikiem (rys. 3a), pozwala na wniosek, że pożądane właściwości wzmacniacza, tj. brak wzajemnego oddziaływania między elementami aktywnymi i szerokopasmowość, można uzyskać stosując tzw. transformator różnicowy (por. rys. 3b). Do zacisków tego transformatora dołącza się dwa rezystory obciążające, których wartości spełniają warunki:  $R_1 = 4R_b = 2R_{we1} = 2R_{we2}$ . Przy tym, jeżeli generatory o równej wydajności prądowej są sterowane przeciwsobnie (antyfazowo), to moc wydzielona jest w rezystorze  $R_1$ , ponieważ:

$$i_4 = \frac{i_1 - i_2}{2 + \left| \frac{Z_1}{Z_g} \right| e^{j(\varphi_1 - \varphi_g)}} \approx \frac{i_1 - i_2}{2} \quad \left| z_1 \ll |z_g| \right. \quad (2)$$

Natomiast jeżeli te dwa generatory pracują synfazowo, to moc uzyskuje się w rezystorze  $R_b$ , gdyż:

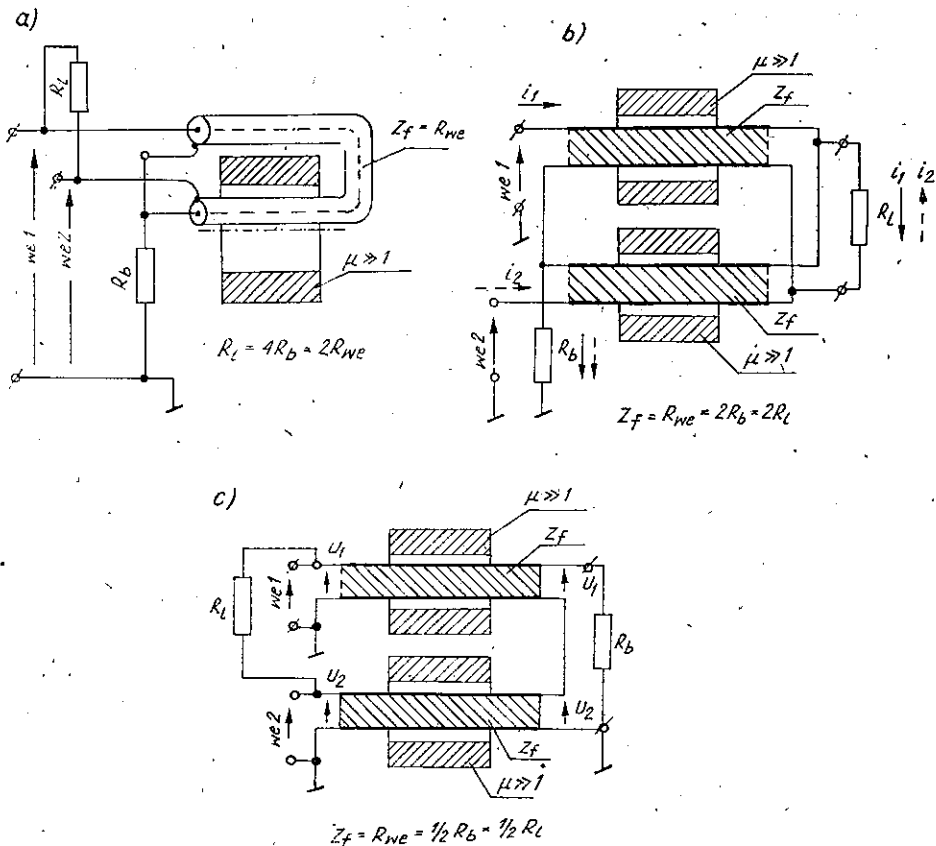
$$i_3 = i_1 + i_2 \quad (3)$$

Praktycznie, nawet bifilarne nawijanie uzwojeń transformatora różnicowego nie gwarantuje stałości jego parametrów, np. w całym zakresie fal krótkich (3÷30) MHz, toteż dla zastosowania w nadajnikach tranzystorowych wykonuje się te transformatory innym sposobem. Najczęściej nawija się odcinek kabla o dobranej impedancji falowej na rdzeniu z ma-

teriału ferromagnetycznego, a następnie łączy jego końcówki tak, jak pokazano schematycznie na rys. 5a [3, 5, 6, 11, 17, 18].

Inny, często stosowany, sposób realizowania szerokopasmowego transformatora o właściwościach układu mostkowego polega na nałożeniu na dwa odcinki kabla, o dobranej impedancji falowej, tulei ferrytowych, a następnie połączeniu końcówek kabli, np. tak jak pokazano na rys. 5b, c.

Wszystkie przedstawione na rys. 5 oraz inne znane [11] wersje hybrydowego układu transformatorowego stanowiącego obciążenie pary tranzystorów charakteryzują się — podobnie jak transformator różnicowy — tym, że impedancja widziana na obu wejściach, niezależnie od amplitudy i fazy prądów tych tranzystorów, ma stałą i rzeczywistą wartość  $R$ . Natomiast w zależności od sposobu wzbudzenia tranzystorów,



Rys. 5. Najczęściej stosowane sposoby wykonania układu hybrydowego  
 a) odcinek kabla współosiowego, nawinięty (pokazano jeden zwój) na pierścieniowym rdzeniu ferromagnetycznym, połączony jako transformator różnicowy; b, c) układy utworzone przez dwa odcinki linii długiej, na które nałożono tuleje ferrytowe

każda z dwóch rezystancji dołączonych do układu, hybrydowego może pełnić funkcję: bądź elementu, w którym wydzielona jest moc wyjściowa, bądź elementu absorbującego moc niezrównoważenia. Toteż analizując warunki pracy jednego z tranzystorów we wzmacniaczu zawierającym symetryczny układ hybrydowy nie musimy rozstrzygać jak tranzystory są sterowane — wystarczy przyjąć założenie, że dla wszystkich składowych prądu rezystancja obciążenia ma wartość  $R$ .

Dalsze ogólne, upraszczające założenia przyjęte podczas wykonanej analizy warunków pracy tranzystora są następujące:

- Funkcja wyrażająca zależność prądu kolektora od wielkości sterującej (napięcia, prądu) jest liniowa, tzn. tranzystor pracujący poza zakresem nasycenia ma stały współczynnik wzmocnienia prądowego.
- Analizujemy procesy w czasie dostatecznie odległym od momentu włączenia napięcia zasilającego i sterowania, co gwarantuje, że w układzie nie ma stanów nieustalonych.
- Dopuszczamy, aby szczytowy punkt charakterystyki obciążenia tranzystora  $I_m$  leżał na tzw. prostej granicznej.
- Przyjmujemy, że rezystancja nasycenia tranzystora, tj. nachylenie prostej granicznej, jest niezależna od amplitudy prądu kolektora i jego częstotliwości.
- Zakładamy, że impulsy prądu kolektora są symetryczne.
- Obwody kolektorów obu tranzystorów zastępujemy szeregiem źródeł prądowych  $\sum_{k=0,1,2}^{\infty} I_k(\omega_k)$ , których częstotliwości  $(\omega_k)$ , oprócz składowej stałej, są harmonicznymi częstotliwości przebiegu sterującego  $\omega_1$ , natomiast wydajność  $\hat{I}_k$  jest uzależniona od amplitudy i kształtu impulsów prądu kolektora, a wyznacza się ją obliczając szereg całek typu:

$$\hat{I}_k = 2 \int_0^{\pi} f(\omega_1 t) \cos(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \quad (4)$$

gdzie  $f(\omega_1 t)$  jest funkcją opisującą symetryczny względem punktu  $\omega_1 t = 0$  impuls prądu kolektorowego.

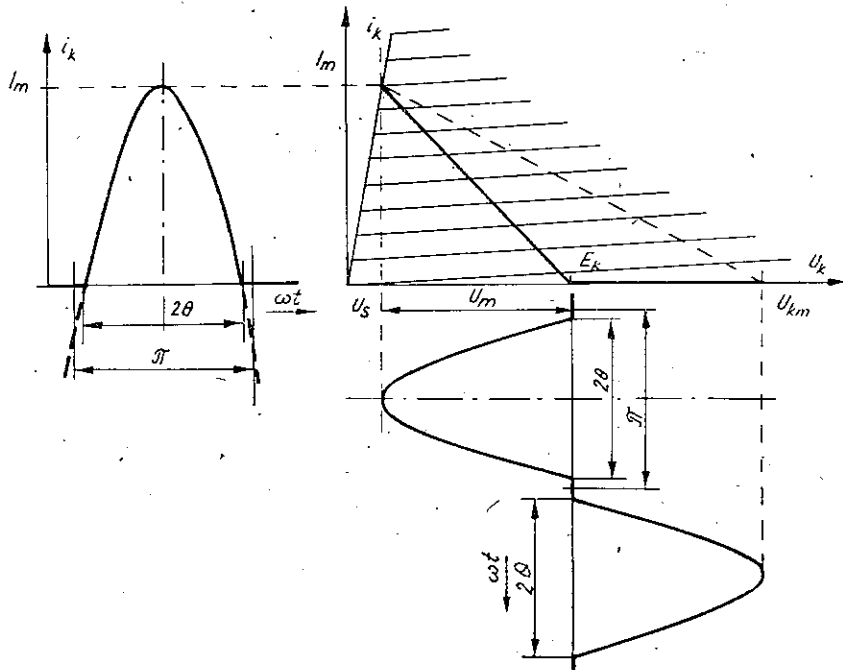
- Zakładamy, że transformatory stanowiące obciążenie tranzystorów są bezstratne, a moc wielkiej częstotliwości wydzielona jest tylko w dołączonych do nich rezystorach.
- Zakładamy, że obciążenie pary tranzystorów ma tylko składową rzeczywistą również dla harmonicznego przebiegu sterującego. W rzeczywistości wzmacniacz pracuje często na filtr, którego impedancja wejściowa dla wyższych harmonicznymi prądu znacznie różni się od rezystancji reprezentowanej dla pierwszej harmonicznej.

### 3. SZCZEGÓŁOWA ANALIZA WARUNKÓW PRACY TRANZYSTORA W SZEROKOPASMOWYM WZMACNIACZU MOCY

#### 3.1. Przypadek pierwszy

Zakładamy, że:

- Obciążenie tranzystorów stanowi rezystancja  $R_L$  włączona na zaciski transformatora przeciwsobnego (rys. 4b).
- Tranzystory sterowane są przebiegiem sinusoidalnym o stałej amplitudzie, przy czym kąt przepływu prądu kolektorowego wynosi  $2\theta$ , zaś jego amplituda  $I_m$  (por. rys. 6).



Rys. 6. Przebiegi prądu kolektora i napięcia kolektora w szerokopasmowym wzmacniaczu przeciwsobnym (por. rys. 4b) wzbudzonym napięciem sinusoidalnym

Należy zauważyć, że składowe prądu kolektora, których częstotliwości są parzystymi wielokrotnościami częstotliwości prądu wzbudzenia, nie wywołują na rezystorze  $R_L$  żadnego spadku napięcia, gdyż źródła prądowe symbolizujące te składowe, przy przeciwsobnym wzbudzeniu tranzystorów, pracują synfazowo.

Napięcie na obciążeniu  $R_L$  ma kształt symetrycznej, bipolarnej fali impulsów sinusoidalnych o amplitudzie  $U_m$  i kącie odcięcia  $2\theta$ , ponieważ

spowodowane jest przez sumę składowych prądu  $\sum_{k=1,3,5}^{\infty} \hat{I}_k(\omega_k)$  wymuszonych przez obydwa tranzystory, por. (1) i rys. 6. W konsekwencji przebieg napięcia na obciążeniu nie zawiera częstotliwości harmonicznych tylko wtedy, gdy kąt  $2\theta = 180^\circ$  lub  $2\theta = 360^\circ$ . Praktycznie oznacza to, że we wzmacniaczach, pracujących w pasmie częstotliwości szerszym niż oktawa, uwzględniając stopień komplikacji filtru włączonego po wzmacniaczu dla tłumienia składowych harmonicznych, należy przyjmować jedną z tych dwóch wartości kąta przepływu prądu kolektorowego.

Amplituda impulsu napięcia kolektora, przy pełnym wykorzystaniu przyjętego dopuszczalnego zakresu pracy, nie może być większa niż:

$$U_m = E_k - u_s = u_{km} - E_k = 1/2 (U_{km} - u_s) \quad (5)$$

a zatem amplituda pierwszej harmonicznej napięcia wynosi:

$$\hat{U}_1 = 2\alpha_1(\theta) U_m = \alpha_1(\theta) (U_{km} - u_s) \quad (6)$$

podczas gdy wymagane napięcie zasilania określa się z zależności:

$$E_k = 1/2 (U_{km} + u_s) \quad (7)$$

Amplituda pierwszej harmonicznej prądu i składowa stała prądu kolektora każdego tranzystora są odpowiednio równe:

$$\hat{I}_1 = \alpha_1(\theta) I_m \quad (8)$$

$$I_0 = \alpha_0(\theta) I_m \quad (9)$$

Występujące w tych zależnościach współczynniki  $\alpha_i(\theta)$  są znanymi współczynnikami harmonicznego rozkładu impulsu sinusoidalnego o kącie odcięcia  $2\theta$ <sup>1)</sup>.

Moc użyteczna (pierwszej harmonicznej), którą dostarcza jeden tranzystor wynosi:

$$P_1 = 1/2 \hat{U}_1 \hat{I}_1 = 1/2 I_m \alpha_1^2(\theta) (U_{km} - u_s) = I_m \alpha_1^2(\theta) (E_k - u_s) \quad (10)$$

Moc pobierana z zasilacza, przypadająca na jeden tranzystor, jest równa:

$$P_0 = I_0 E_k = 1/2 I_m \alpha_0(\theta) (U_{km} + u_s) = I_m \alpha_0(\theta) E_k \quad (11)$$

<sup>1)</sup> Wartości tych współczynników w formie krzywych  $\alpha_i(\theta)$  lub tabel znajdują się w podręcznikach zawierających teorię wzmacniaczy rezonansowych klasy C. Można polecać książkę S. J. Jewtianowa: *Łampowyje generatory*. (Swiaż, Moskwa 1967), gdzie wartości  $\alpha_i(\theta)$ ; dla  $i = 0, 1, 2, 3$ ; podano dla  $\theta$  w zakresie  $[0; 180^\circ]$  ze skokiem  $1^\circ$ .



Moc strat kolektora obliczamy uwzględniając kształt prądu  $i_k$  i napięcia  $u_k$  tranzystora z zależności (por. rys. 6):

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_k u_k d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} i_k u_k d(\omega t) \quad (12)$$

gdzie:  $i_k = I_m \cos(\omega_1 t)$  dla  $|\omega_1 t| \leq \Theta + n 2\pi$   
 $i_k = 0$  dla  $|\omega_1 t| > \Theta + n 2\pi$   
 $n = 0, 1, 2, \dots$

zaś  $u_k$  dla  $|\omega_1 t| \leq \Theta$  opisane jest jako:

$$u_k = E_k - U_m \cos(\omega_1 t) = 1/2 U_{km} [1 - \cos(\omega_1 t)] + 1/2 u_s [1 + \cos(\omega_1 t)].$$

Dokonując podstawień do (12) i obliczając, otrzymujemy ostatecznie:

$$P_s = \frac{I_m}{4\pi} [2 \sin \Theta (U_{km} + u_s) - \Theta (U_{km} - u_s)] \quad (13)$$

Moc strat  $P_s$  tranzystora w funkcji kąta przepływu prądu  $\Theta$  osiąga maksimum, gdy pochodna

$$\frac{dP_s(\Theta)}{d\Theta} = 0, \text{ przy warunku } 0 \leq \Theta \leq \pi. \quad (14)$$

Po rozwiązaniu równania (14) otrzymujemy wartość kąta przepływu  $\Theta_{sm}$ , przy której występują największe straty, wyrażoną zależnością:

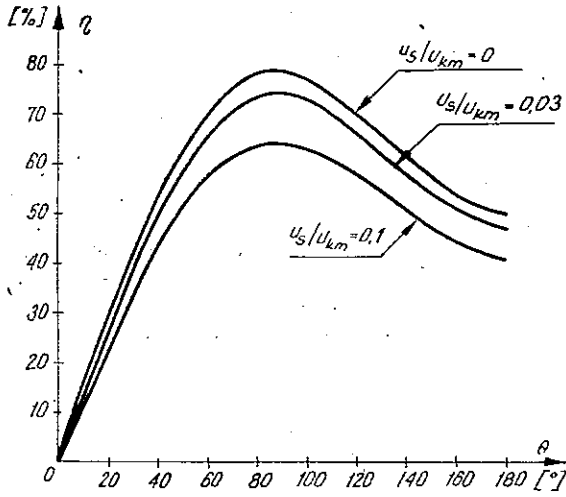
$$\Theta_{sm} = \arccos \left[ \frac{U_{km} - u_s}{2(U_{km} + u_s)} \right] \quad (15)$$

Przykładowo: przy  $u_s = 0$  mamy  $\Theta_{sm} = 60^\circ$ ; zaś przy  $u_s/U_{km} = 0,1$  wartość  $\Theta_{sm} \approx 65^\circ$ .

Sprawność energetyczna wzmacniacza w analizowanym układzie (dla pierwszej harmonicznej) wynosi:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\alpha_1^2(\Theta) (U_{km} - u_s)}{\alpha_0(\Theta) (U_{km} + u_s)} = \frac{\alpha_1^2(\Theta) (E_k - u_s)}{\alpha_0(\Theta) E_k} \leq \frac{\alpha_1^2(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)} \Big|_{u_s=0} \quad (16)$$

Zależność tę, w funkcji kąta przepływu prądu kolektorowego  $\Theta$ , dla różnych wartości stosunku  $u_s/U_{km}$ , przedstawiono na rys. 7. Występowanie maksimum tych krzywych dla wartości  $\Theta = \frac{\pi}{2}$  wiąże się z faktem, że dla tej wartości kąta przepływu  $\Theta$ , amplitudy wszystkich nieparzystych składowych prądu równają się zeru, a jednocześnie wzmacniacz oddaje większą moc niż wzmacniacz w klasie A, tj. przy  $\Theta = \pi$  (charakterystyka robocza wykreślona linią przerywaną pomiędzy punktami  $u_s$ ,  $I_m$  oraz  $U_{km}$ , 0).



Rys. 7. Sprawność energetyczna wzmacniacza przeciwobnego sterowanego napięciem sinusoidalnym w zależności od kąta  $\theta$  i stosunku  $U_s/U_{km}$

Biorąc pod uwagę, zarówno maksimum krzywej sprawności energetycznej jak również stopień wymagań odnośnie współczynnika filtracji niepożądanych składowych widma napięcia wyjściowego, w szerokopasmowych wzmacniaczach przeciwobnych przyjmuje się przeważnie  $\theta = \pi/2$ .

Zależności: (6) do (13) dla tej najczęściej stosowanej wartości  $\theta$ , tzn. dla wzmacniacza szerokopasmowego klasy B wysterowanego do punktu szczytowego — nasycenia tranzystora, podano niżej:

$$\hat{U}_1 \left( \frac{\pi}{2} \right) = 1/2 (U_{km} - u_s) \quad (17)$$

$$\hat{I}_1 \left( \frac{\pi}{2} \right) = 1/2 I_m \quad (18)$$

$$I_0 \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{\pi} I_m \quad (19)$$

$$P_1 \left( \frac{\pi}{2} \right) = 1/8 I_m (U_{km} - u_s) = 1/4 I_m (E_k - u_s) \quad (20)$$

$$P_0 \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{2\pi} I_m (U_{km} + u_s) = \frac{1}{\pi} I_m E_k \quad (21)$$

$$P_s' \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{4-\pi}{8\pi} I_m \left( U_{km} + u_s \frac{4+\pi}{4-\pi} \right) = P_0 - P_1 \quad (22)$$

$$\eta \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{\pi (U_{km} - u_s)}{4 (U_{km} - u_s)} = \frac{\pi (E_k - u_s)}{4 E_k} \leq \frac{\pi}{4} \approx 78,5\% \quad (23)$$



Amplituda pierwszej harmonicznej i składowa stała prądu kolektora każdego tranzystora, podobnie jak poprzednio, są opisane równościami (8), (9).

Amplituda pierwszej harmonicznej napięcia kolektora i jego składowa średnia, tzn. napięcie zasilania, są odpowiednio równe:

$$\hat{U}_1 = \alpha_1(\theta) U_m \quad (24)$$

$$E_k = U_{km} [1 - \alpha_0(\theta)] + \alpha_0(\theta) u_s \quad (25)$$

Moc (pierwszej harmonicznej) wytwarzana na obciążeniu przez jeden tranzystor i moc pobierana z zasilacza wynoszą:

$$P_1 = \frac{1}{2} \alpha_1^2(\theta) (U_{km} - u_s) I_m \quad (26)$$

$$P_0 = \alpha_0^2(\theta) I_m \left[ U_{km} \frac{1 - \alpha_0(\theta)}{\alpha_0(\theta)} + u_s \right] \quad (27)$$

a stąd określona dla pierwszej harmonicznej napięcia wielkiej częstotliwości sprawność wzmacniacza równa się:

$$\eta = \frac{\alpha_1^2(\theta)(U_{km} - u_s)}{2\alpha_0^2(\theta) \left[ U_{km} \frac{1 - \alpha_0(\theta)}{\alpha_0(\theta)} + u_s \right]} \leq \frac{\alpha_1^2(\theta)}{2\alpha_0(\theta) [1 - \alpha_0(\theta)]} \quad (28)$$

Porównując zależność (10) i (26) można wnioskować, że przy określonych wartościach granicznych prądu i napięcia kolektora  $I_m$ ,  $U_{km}$ , z obu rodzajów wzmacniaczy uzyskuje się taką samą moc wielkiej częstotliwości. Natomiast porównując zależności (16) i (28) stwierdzamy, że sprawność wzmacniacza z układem hybrydowym nie może być większa niż wzmacniacza przeciwsobnego, gdyż przy  $\alpha_0(\theta) \leq 0,5$  mamy zawsze  $\frac{\alpha_1^2(\theta)}{2\alpha_0(\theta) [1 - \alpha_0(\theta)]} \leq \frac{\alpha_1^2(\theta)}{\alpha_0(\theta)}$ . Przy czym równość ma tu miejsce tylko w przypadku wzmacniacza klasy A, tj. gdy  $\alpha_0 = 0,5$ . Zjawisko to jest oczywiście następstwem wydzielania mocy składowych prądu o częstotliwościach parzystych harmonicznych przebiegu sterującego w absorbującej moc niezrównoważenia rezystancji  $R_b$ .

Moc rozpraszaną w złączu kolektorowym obliczamy, uwzględniając przedstawiony na rys. 8 kształt prądu i napięcia kolektora, z zależności:

$$P_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_k u_k d(\omega t)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} i_k &= I_m \cos(\omega_1 t) & \text{dla } |\omega_1 t| \leq \Theta \\ i_k &= 0 & \text{dla } |\omega_1 t| > \Theta \\ u_k &= U_{km} - U_m \cos(\omega_1 t) & \text{dla } |\omega_1 t| \leq \Theta \\ u_k &= U_{km} & \text{dla } |\omega_1 t| > \Theta \end{aligned} \quad \text{przy } U_m = U_{km} - u_s$$

po podstawieniu i obliczeniu całek otrzymujemy:

$$P_s = \frac{I_m}{2\pi} [2 U_{km} \sin \Theta - \Theta U_{km} - u_s] \quad (29)$$

Maksimum mocy strat kolektorowych występuje dla wartości kąta  $\Theta_{sm}$  ujętej zależnością:

$$\Theta_{sm} = \arccos \left( \frac{U_{km} - u_s}{2 U_{km}} \right) \quad (30)$$

a więc zbliżonej, jak w przypadku wzmacniacza przeciwobnego.

Dla wzmacniacza obciążonego układem hybrydowym pracującego w klasie B, wyrażenia opisujące warunki pracy tranzystora mają postać:

$$\hat{I}_1 \left( \frac{\pi}{2} \right) = 1/2 I_m \quad (31)$$

$$I_0 \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{\pi} I_m \quad (32)$$

$$\hat{U}_1 \left( \frac{\pi}{2} \right) = 1/2 (U_{km} - u_s) \quad (33)$$

$$E_k \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{\pi} [U_{km}(\pi - 1) + u_s] \quad (34)$$

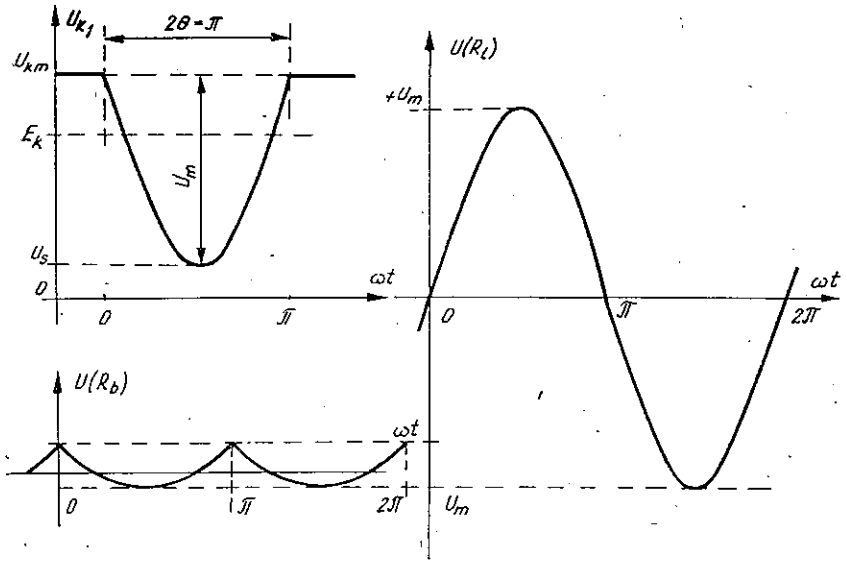
$$P_1 \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{8} I_m (U_{km} - u_s) = \frac{1}{4 R_l} (U_{km} - u_s)^2 \quad (35)$$

$$P_0 \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{\pi^2} I_m [U_{km}(\pi - 1) + u_s] \quad (36)$$

$$\eta \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{\pi^2 (U_{km} - u_s)}{8 [(\pi - 1) U_{km} - u_s]} \leq \frac{\pi^2}{8(\pi - 1)} \approx 57,6\% \quad (37)$$

$$P_s \left( \frac{\pi}{2} \right) = \frac{I_m}{4\pi} [U_{km}(4 - \pi) + \pi u_s] \quad (38)$$

Moc wydzielaną w rezystancji  $R_b$  (por. rys. 9) możemy obliczyć jako różnicę pomiędzy mocą pobieraną z zasilacza a sumą mocy użytecznej (w kl. B napięcie na obciążeniu nie jest zniekształcone) i mocy strat kolektorowych:



Rys. 9. Przebiegi napięcia kolektora, napięcia na rezystancji obciążenia użytkowej  $R_l$  oraz absorbcyjnej  $R_b$  we wzmacniaczu klasy B obciążonym układem hybrydowym

$$P_b = 2(P_0 - P_1 - P_s) = \frac{I_m(\pi^2 - 8)}{4\pi^2} (U_{km} - u_s) = \frac{\pi^2 - 8}{8\pi^2 R_b} (U_{km} - u_s)^2 \quad (39)$$

Stosunek tej mocy do mocy wydzielanej w rezystancji użytecznej wynosi:

$$\frac{P_b}{2P_1} = \frac{\pi^2 - 8}{\pi^2} \approx 18,9\% \quad (40)$$

Przy czym ponad 95% mocy  $P_b$  (18,0% z  $2P_1$ ) dostarcza przebieg o częstotliwości drugiej harmonicznej.

Jeżeli we wzmacniaczu klasy B obciążonym układem hybrydowym pracuje tylko jeden tranzystor, podczas gdy drugi jest uszkodzony, to prąd kolektora i napięcia kolektora tego sprawnego tranzystora pozostaną bez zmiany, tj. takie jak pokazano na rys. 8. Przy tym w takiej sytuacji zarówno przez rezystor obciążenia  $R_l$ , jak i przez rezystor absorbujący  $R_b$  będzie płynął impulsowy prąd kolektorowy. Moc składowych wielkiej częstotliwości znajdujemy więc jako różnicę pomiędzy mocą pobraną z zasilacza przez pracujący tranzystor i mocą jego strat kolektorowych:

$$P_0 - P_s = P'_b + P'_l = 2P'_b = 2P'_l \quad (41)$$

Podstawiając (36) i (38) do (40) otrzymamy:

$$P_0 - P_s = \frac{I_m}{4\pi^2} (\pi^2 - 4) (U_{km} - u_s) = 2P'_b$$

stąd

$$P'_b = \frac{I_m}{8\pi^2} (\pi^2 - 4) (U_{km} - u_s) \quad (42)$$

Stosunek mocy rozpraszanej w rezystancji  $R_b$ , gdy pracuje tylko jeden tranzystor, do normalnej mocy wyjściowej wzmacniacza klasy B wynosi więc:

$$\frac{P'_b}{2P_1} = \frac{\pi^2 - 4}{2\pi^2} \approx 29,7\% \quad (43)$$

Powyższy rezultat określa nominalną moc admysyjną rezystora absorbującego moc niezrównoważenia użytego w układzie wzmacniacza klasy B z hybrydowym obciążeniem.

Należy w tym miejscu podkreślić, że po połączeniu dwóch, takich jak opisany, przeciwsoobnych wzmacniaczy — bloków, poprzez kolejny układ hybrydowy, w jednostkę moduł o dwukrotnie większej mocy wyjściowej, w rezystorze absorbującym moc niezrównoważenia tego kolejnego układu hybrydowego, w następstwie odłączenia lub zwarcia jednego z bloków przeciwsoobnych, może wydzielać się moc  $0,25P_w$ , gdzie  $P_w = 4P_1$  — wypadkowa moc modułu złożonego z czterech tranzystorów.

Przeprowadzona wyżej analiza wzmacniacza przeciwsoobnego, sterowanego przebiegiem sinusoidalnym, wykazała, że obciążenie w postaci układu hybrydowego gwarantuje wprawdzie wzajemną separację dwóch tranzystorów pracujących w tym wzmacniaczu, ale:

- napięcie powstające na rezystancji obciążenia tego wzmacniacza, po uszkodzeniu jednego z tranzystorów, jest wtedy silnie zniekształcone (impuls sinusoidalny o kącie odcięcia  $2\theta$ );
- sprawność wzmacniacza obciążonego układem hybrydowym jest zawsze o kilkanaście, a często ponad 20% niższa niż zwykłego wzmacniacza przeciwsoobnego przy takim samym wykorzystaniu wartości dopuszczalnych prądu i napięcia kolektora.

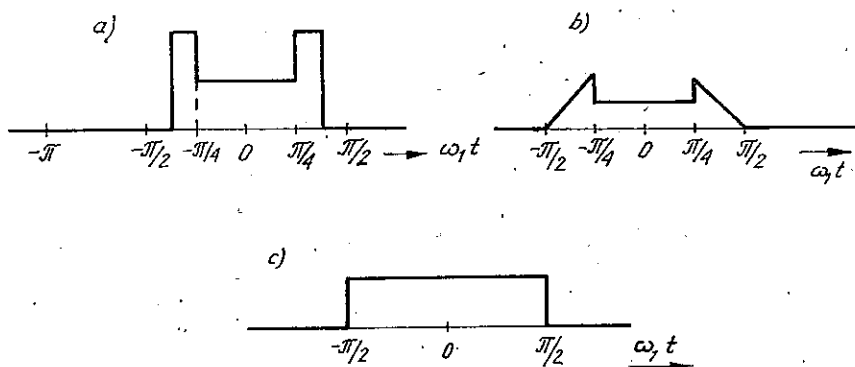
Można wykazać, że zmieniając kształt przebiegu sterującego wzmacniacz, uzyskuje się impulsy prądu o mniejszej, niż dla sinusoidalnego o kącie odcięcia  $2\theta = \pi$ , zawartości składowych o częstotliwościach parzystych harmonicznych. I tak posługując się wyrażeniem (4) stwierdzamy, że druga harmoniczna będzie równa zero, gdy:

$$\int_0^{\pi/4} f(\omega t) \cos(2\omega_1 t) d(\omega t) = - \int_{\pi/4}^{\pi/2} f(\omega t) \cos(2\omega_1 t) d(\omega t)$$

z kolei czwarta harmoniczna, gdy

$$\begin{aligned} \int_0^{\pi/8} f(\omega t) \cos(4\omega_1 t) d(\omega t) &= - \int_{\pi/8}^{\pi/4} f(\omega t) \cos(4\omega_1 t) d(\omega t) = \\ &= \int_{\pi/4}^{3/8\pi} f(\omega t) \cos(4\omega_1 t) d(\omega t) = \int_{\infty 3\pi}^{\pi/2} f(\omega t) \cos(4\omega_1 t) d(\omega t) \text{ itd.} \end{aligned}$$

co oznacza, że po podzieleniu przedziału  $[0 \div \frac{\pi}{2}]$  symetrycznie na dwie, cztery, itd. części, pod krzywą  $f(\omega t)$  opisującą impuls w tych częściach przedziału, powinny być równe powierzchnie. Na rys. 10a, b naszkicowano przykładowe impulsy, dla których  $I_2 = 0$ ; zaś na rys. 10c przedstawiono impuls, dla którego amplitudy wszystkich parzystych harmonicznych są równe zero, tj. impuls prostokątny tworzący przebieg o wypełnieniu 1/1.



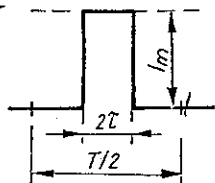
Rys. 10. Kształt impulsu prądu kolektora, który nie zawiera a, b) drugiej harmonicznej; c) parzystych harmonicznych

Impulsy o kształcie zbliżonym do pokazanych na rys. 10a, b można uzyskać sterując wzmacniacz napięciem o znacznej zawartości trzeciej harmonicznej, lecz praktycznie udaje się je wytworzyć tylko dla stosunkowo wąskiego pasma częstotliwości, stąd dla sterowania wzmacniaczy szerokopasmowych może być przydatny tylko przebieg z rys. 10c.

### 3.3. Przypadek trzeci.

Zakładamy, że:

- Obciążenie tranzystorów ma postać transformatora przeciwsobnego.
- Tranzystory sterowane są przebiegiem prostokątnym o czasie trwania impulsu  $2\tau$  i amplitudzie  $I_m$  (rys. 11).



Rys. 11. Kształt impulsu sterującego tranzystor w przypadku analizy wg p. 3.3 i 3.4



Sterowanie szerokopasmowego wzmacniacza mocy przebiegiem prostokątnym można praktycznie zrealizować na stosunkowo małych częstotliwościach (poniżej 5 MHz). Tym niemniej taki rodzaj sterowania wzmacniacza wydaje się atrakcyjny, ponieważ m. in. nie obserwuje się wtedy zależności czasu trwania impulsu prądu od napięcia progowego  $U_{PE}$  zmieniającego się wraz ze zmianami temperatury złącza, które to zjawisko w przypadku wzmacniacza sterowanego przebiegiem sinusoidalnym, powoduje konieczność stosowania specjalnych układów regulujących napięcie polaryzujące bazę względem emitera [2, 7, 8]. Sterowanie kolejnych stopni wzmacniacza wraz z końcowym przebiegiem prostokątnym jest np. dogodnym rozwiązaniem dla generatora z cyfrową syntezą częstotliwości napięcia wyjściowego.

Wracając do przedstawionego na rys. 11 przebiegu prądu kolektora przez analogię do stosowanych w p. 3.1 i 3.2 współczynników rozkładu impulsu sinusoidalnego  $\alpha_i(\theta)$ , wprowadzimy współczynniki  $\alpha_i(\tau)$  wyrażające zależność amplitudy  $i$ -tej składowej prądu kolektora od szerokości impulsu prostokątnego. Stąd składowa stała oraz amplituda pierwszej harmonicznej prądu kolektora wynoszą:

$$I_0(\tau) = \frac{\omega_1 \tau I_m}{\pi} = \alpha_0(\tau) I_m \text{ tzn. } \alpha_0(\tau) = \frac{\omega_1 \tau}{\pi} \quad (44)$$

$$\hat{I}_1(\tau) = \frac{2}{\pi} \sin(\omega_1 \tau) I_m = \alpha_1(\tau) I_m \text{ tzn. } \alpha_1(\tau) = \frac{2}{\pi} \sin(\omega_1 \tau) \quad (45)$$

Amplitudę pierwszej harmonicznej napięcia kolektorowego obliczamy z zależności:

$$\hat{U}_1(\tau) = 2\alpha_1(\tau) U_m = 2\alpha_1(\tau) (E_k - u_s) = \alpha_1(\tau) (U_{km} - u_s) \quad (46)$$

Moc użyteczną, moc pobieraną z zasilacza i sprawność wzmacniacza wyznaczamy odpowiednio z zależności:

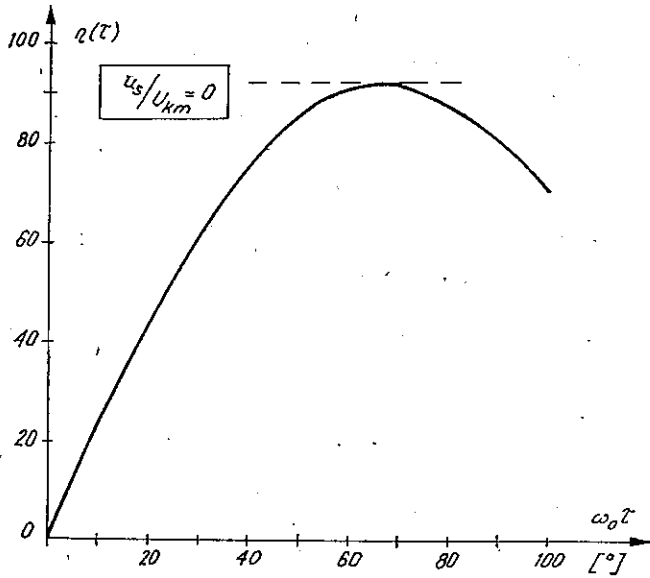
$$P_1(\tau) = 1/2 \hat{I}_1(\tau) \hat{U}_1(\tau) = 1/2 \alpha_1^2(\tau) I_m (U_{km} - u_s) \quad (47)$$

$$P_0(\tau) = 1/2 \alpha_0(\tau) I_m (U_{km} - u_s) \quad (48)$$

$$\eta(\tau) = \frac{\alpha_1^2(\tau) (U_{km} - u_s)}{\alpha_0(\tau) (U_{km} + u_s)} \leq \frac{\alpha_1^2(\tau)}{\alpha_0(\tau)} \quad (49)$$

Krzywą  $\eta(\tau)$  dla wartości  $\omega_1 \tau$  zawartych w przedziale  $[0, 100^\circ]$  wykreślono na rys. 12, osiąga ona maksimum  $\eta_{\max} = 92,3\%$  dla  $\omega_1 \tau \approx 67^\circ$ .

Porównując wyznaczone wyżej formuły z odpowiednimi zależnościami opisującymi własności wzmacniacza wzbudzanego przebiegiem sinusoidalnym, możemy stwierdzić, że można je otrzymać z wyprowadzonych w p. 3.1, przez zamianę występujących tam współczynników  $\alpha_i(\theta)$  na współczynniki  $\alpha_i(\tau)$ . Stąd można przyjąć wniosek, że formuły takie mają



Rys. 12. Sprawność energetyczna wzmacniacza przeciwobnego sterowanego przebiegiem prostokątnym w zależności od szerokości impulsu przy  $u_s/U_{km} = 0$

charakter uniwersalny, zaś współczynniki  $\alpha_i$  wiążące amplitudę  $i$ -tej składowej harmonicznej z wartością szczytową prądu  $I_m$  mogą być określane jako współczynniki kształtu impulsu kolektorowego.

Moc strat kolektorowych przy sterowaniu przebiegiem prostokątnym obliczamy wg wzoru (12) uwzględniając jednak, że:

$$\left. \begin{aligned} i_k(t) &= I_m \\ u_k(t) &= u_s \end{aligned} \right\} \text{ dla } |\omega_1 t| \leq \omega_1 \tau + n 2\pi$$

$$\left. \begin{aligned} i_k(t) &= 0 \\ u_k(t) &= U_{km} \end{aligned} \right\} \text{ dla } |\omega_1 t| > \omega_1 \tau + n 2\pi$$

a stąd 
$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_k u_k d(\omega t) = \frac{\omega_1 \tau}{\pi} I_m u_s = \alpha_0(\tau) I_m u_s \quad (50)^{1)}$$

Przyjmując  $\omega_1 \tau = \pi/2$ , tj. przebieg sterowania w postaci fali prostokątnej o wypełnieniu 1/1 otrzymamy:

$$\alpha_0(T/2) = 1/2; \quad \alpha_1(T/2) = \frac{2}{\pi}$$

<sup>1)</sup> Obliczając moc strat w ten sposób, zanedbujemy występujące w rzeczywistym wzmacniaczu straty komutacyjne.

co po podstawieniach daje:

$$\hat{U}_1(T/2) = 4/\pi (E_k - u_s) = \frac{2}{\pi} (U_{km} - u_s) \approx 0,637 (U_{km} - u_s) \quad (51)$$

$$P_1(T/2) = \frac{2}{\pi^2} I_m (U_{km} - u_s) \approx 0,203 I_m (U_{km} - u_s) \quad (52)$$

$$P_0(T/2) = 1/4 I_m (U_{km} + u_s) = 0,25 I_m (U_{km} + u_s) \quad (53)$$

$$P_s = 0,5 I_m u_s \quad (54)$$

$$\eta(T/2) = \frac{8 (U_{km} - u_s)}{\pi^2 (U_{km} + u_s)} \leq 81,1\% \quad (55)$$

Porównując zależność (51÷55) z otrzymanymi poprzednio (17÷23) stwierdzimy, że w tym przypadku wzmacniacz daje większą moc i ma nieco większą sprawność energetyczną.

### 3.4. Przypadek czwarty

Zakładamy, że:

- Obciążenie pary tranzystorów stanowi symetryczny układ hybrydowy o rezystancji wejściowej R.
- Warunki sterowania jak w p. 3.3.

Uwzględniając, że w tym przypadku przebieg napięcia  $u_k$  odpowiada kształtowi prądu  $i_k$  tylko jednego tranzystora obliczamy kolejno:

$$\hat{U}(\tau) = \alpha_1(\tau) U_m = \alpha_1(\tau) (U_{km} - u_s) \quad (56)$$

$$E_k(\tau) = [1 - \alpha_0(\tau)] U_{km} + \alpha_0(\tau) u_s \quad (57)$$

$$P_1(\tau) = 1/2 \alpha_1^2(\tau) (U_{km} - u_s) I_m \quad (58)$$

$$P_0(\tau) = \alpha_0^2(\tau) I_m \left[ U_{km} \frac{1 - \alpha_0(\tau)}{\alpha_0(\tau)} + u_s \right] \quad (59)$$

$$P_s(\tau) = \alpha_0(\tau) I_m u_s \quad (60)$$

$$\eta(\tau) = \frac{\alpha_1^2(\tau) (U_{km} - u_s)}{2\alpha_0^2(\tau) \left[ U_{km} \frac{1 - \alpha_0(\tau)}{\alpha_0(\tau)} + u_s \right]} \leq \frac{\alpha_1^2(\tau)}{2\alpha_0(\tau) [1 - \alpha_0(\tau)]} \quad (61)$$

Jeżeli przebieg sterujący ma wypełnienie 1/1, to z ogólnych zależności otrzymamy:

$$\hat{U}_1\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{2}{\pi} (U_{km} - u_s) \approx 0,637 (U_{km} - u_s) \quad (62)$$

$$E_{ik}\left(\frac{T}{2}\right) = 0,5 (U_{km} + u_s)$$

$$P_1(T/2) = \frac{2}{\pi^2} I_m (U_{km} - u_s) \approx 0,203 (U_{km} - u_s) \quad (63)$$

$$P_0 \left( \frac{T}{2} \right) = 0,25 I_m (U_{km} + u_s) \quad (64)$$

$$P_s = 0,5 I_m u_s \quad (65)$$

$$\eta \left( \frac{T}{2} \right) = \frac{8 (U_{km} - u_s)}{\pi^2 (U_{km} + u_s)} \leq 81,1\% \quad (66)$$

A więc zgodnie z oczekiwaniami są to zależności identyczne z otrzymanymi w p. 3.3 wynikami (51÷55). Oznacza to, że w przypadku sterowania pary tranzystorów przebiegiem prostokątnym o wypełnieniu 1/1 parametry energetyczne wzmacniacza szerokopasmowego i wykorzystanie tranzystorów są takie same przy obciążeniu ich transformatorem przeciwsobnym i symetrycznym układem hybrydowym. Świadczy to również o tym, że w rezystancji  $R_b$  układu hybrydowego obciążającego taki wzmacniacz, podczas normalnej pracy, nie jest wydzielana moc wielkiej częstotliwości.

#### 4. PODSUMOWANIE

Przedstawione wyżej rezultaty analizy, opartej na uproszczonych, podanych na wstępie założeniach, pozwalają oszacować parametry energetyczne dwóch stosowanych wersji szerokopasmowego wzmacniacza przeciwsobnego. Wykazano m. in. różnice pomiędzy kształtem napięcia kolektora i sprawnością energetyczną hybrydowego wzmacniacza przeciwsobnego w stosunku do wzmacniacza konwencjonalnego, przy takich samych w obu układach wartościach maksymalnego prądu i napięcia kolektora.

W pracy nie podano zależności parametrów wzmacniacza od współczynnika wysterowania, choć wyniki obliczeń byłyby przydatne, zwłaszcza do projektowania tzw. linearnego wzmacniacza wielkiej częstotliwości.

#### WYKAZ LITERATURY

1. *Atabekow G. I.*: Teoria liniowych obwodów elektrycznych. WNT, Warszawa 1964.
2. *Chambers S. S.*: 1000-W solid — state power amplifier? *Electronic Design*, No 7, 1974, pp. 58—62.
3. *Chantelouve K.*: Les nouveaux émetteurs b.l.i modulaires à transistors. *Télonde*, No 3, 1970, s. I—VIII.
4. *Einwaechter R., Fritz H.*: Kurzwellen — Sende und — Empfangsanlage FuG 101 für Telegrafie und Telefonie. *Siemens Zeitschrift*, H. 6, 1976, s. 442—446.

5. Gronberg H. O.: Combine power without compromising performance. *Electronic Design*, No 5, 1980, pp. 181—187.
6. Gronberg H. O.: Broadband transformers and power combining techniques for r.f. Motorola r.f. data manual. Motorola Semic. Inc., 1978, pp. 2.51-2.59.
7. Gronberg H. O.: Broadband linear power amplifiers using push — pull transistors. Motorola r.f. data manual. Motorola Semic. Inc., 1978, pp. 3.14-3.24.
8. Gronberg H. O.: A two — stage 1 kW solid — state linear amplifier. Motorola r.f. data manual. Motorola Semic. Inc., 1978, pp. 4.31-4.45.
9. Hejhall R.: Systemizing r.f. power amplifier design. Motorola r.f. data manual. Motorola Semic. Inc., 1978, pp. 17.40-17.43.
10. Hupfer K.: Entwicklung eines transistorierten Verstärkers. *Fernmelde — Praxis*, Bd. 55, No 14, 1978, s. 557—565.
11. Kaganow V. J.: Transistornye radiopredatčiki. *Energia*, Moskwa 1976.
12. Kleische W.: Eine neue UKW-Sender-Familie mit Volltransistoriertem — 1 kW Sender. *Rundfunktech. Mitt.* No 4, Jg. 19, s. 137—143.
13. Koch H.: Transistorsender. *Francis Verlag*, München. 1976.
14. Matysek R., Śnarski W., Walewski K.: Szerokopasmowy liniowy wzmacniacz mocy w paśmie fal krótkich. *Wiadomości telekomunikacyjne*, T.15, nr 3, 1975, s. 28—42.
15. Mulder J.: 1 kW all — solid — state HF communications transmitter RZ 500. *Philips Telecomm. Rev.* vol. 30, No 4, 1972, s. 137—146.
16. Mulder J.: On the design of transistor r.f. power amplifiers. *Electron. Applications*, vol. 27, No 4, 1966/67, pp. 155—171.
17. Nesvizskij J. B.: Vysokochastotnye ferrity w radiopredajuščej technike. *Swiaz'*. Moskwa 1976.
18. Orłowski A.: Przyczynek do projektowania transformatorów szerokopasmowych zawierających odcinki linii długiej. *Prace IŁ*, nr 86, 1980, s. 59—71.
19. Siliconix introduce push — pull r.f. power FET's. *Electron. Eng.*, vol. 52, No 642, 1980, s. 12.
20. Simon L.: Solid state design amplifies vhf to kilowatt level. *Electronics*, vol. 45, No 2, 1972, pp. 72—75.

Александр Орловски

## РАСЧЁТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

### Резюме

Проведено анализ энергетических параметров широкополосного двухтактного (пушпульного) усилителя мощности высокой частоты, так в случае обычных условий работы, как и при его нагрузке уравновешенной гибридной схемой.

Получаемые зависимости могут являться пригодными для быстрого расчёта транзисторных усилителей мощности, нпр. в случае проверки и сравнения каталожных данных.

*Aleksander Orłowski*

### CALCULATION OF WIDE BAND HIGH FREQUENCY POWER AMPLIFIERS

#### Summary

The analysis of power parameters of a wide band push-pull high frequency power amplifier in conventional operating conditions, as well as when loaded with a balanced hybrid circuit, was carried out.

The obtained relations may prove useful for a quick calculation of the transistor power amplifiers, e.g. for revision and comparison of catalogue data.

*Aleksander Orłowski*

### CALCUL DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DE HAUTE FRÉQUENCE À LARGE BANDE

#### Résumé

On a effectué l'analyse des paramètres énergétiques d'amplificateurs symétriques de puissance de haute fréquence à large bande, de même en conditions de travail conventionnelles qu'en cas de charge de circuit hybride équilibré.

Les résultats obtenus peuvent être utiles pour les prompts calculs des amplificateurs de puissance à transistors afin de vérifier et comparer les données de catalogues.

*Aleksander Orłowski*

### BERECHNUNG DER BREITBÄNDIGEN VERSTÄRKER DER HF-LEISTUNG

#### Zusammenfassung

Es wurde die Analyse der energetischen Parameter eines breitbändigen, sowohl in konventioneller Schaltung als auch mit symmetrischer Hybridschaltung belasteten Gegentaktverstärkers der HF-Leistung durchgeführt.

Die erhaltenen Zusammenhänge können bei der schnellen Berechnung der Transistorleistungsverstärker benutzt werden, zum Beispiel bei der Verifizierung und Vergleichung der Katalogdaten.

## AUTORZY

Doc. dr inż. Jerzy Trechciński urodził się w 1921 r. Od 1940 r. pracuje w dziedzinie telekomutacji, studiując jednocześnie w Politechnice Warszawskiej. Stopień inżyniera elektryka i magistra nauk technicznych ze specjalnością telekomutacja uzyskał w roku 1949. W latach 1945—1959 kierował pracami rozwojowymi i naukowo-badawczymi w przemyśle telekomunikacyjnym, zajmując się głównie współczesnymi systemami biegowymi i ich zastosowaniem w sieciach telefonicznych miejskich, okręgowych i wiejskich. Równocześnie szkolił specjalistów telekomutacji na poziomie średnim, a także działał społecznie w ramach Stowarzyszenia Elektryków Polskich.

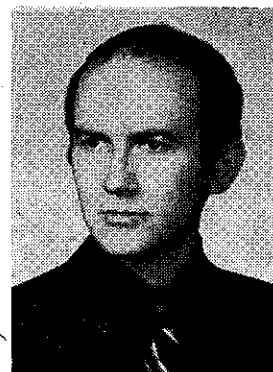
W 1956 r. rozpoczął w Instytucie Łączności prace naukowo-badawcze w dziedzinie telekomutacji elektronicznej.

W latach 1960—1975 pełnił funkcję kierownika Zakładu i kierował szeregiem prac naukowo-badawczych na temat rozwiązań, struktur oraz funkcji użytkowych systemów krzyżowych, a także ich wykorzystania w sieciach telefonicznych. Prowadził poza tym prace badawcze dotyczące nowoczesnych rozwiązań komutacji i sygnalizacji telefonicznej, jak również systemów elektronicznych cyfrowych o sterowaniu programowym i zastosowaniu tych systemów w zintegrowanych sieciach telekomunikacyjnych. Tymi ostatnimi problemami doc. Jerzy Trechciński zaczął się bardziej intensywnie zajmować od czasu objęcia w 1975 r. stanowiska eksperta ds. komutacji w Instytucie Łączności.

Doc. dr inż. Jerzy Trechciński ogłosił kilkadziesiąt publikacji (książki, skrypty i artykuły techniczne), przy czym ponad 20 po 1962 r. Od 1959 r. szkolił też fachowców telekomutacji na poziomie wyższym, a ostatnio na kursach podyplomowych w Politechnice Warszawskiej z dziedziny telekomutacji elektronicznej.



Dr inż. Tadeusz A. Jawor urodził się w 1947 r. Studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej ukończył w roku 1970. W latach 1970—1972 pracował w Oddziale Wrocławskim Instytutu Łączności. Od roku 1972 jest zatrudniony w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, od 1978 r. na stanowisku adiunkta.





Mgr inż. Jadwiga Lech ukończyła studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej. Od 1952 roku pracuje w Instytucie Łączności, początkowo w Zakładzie Telewizji, następnie w Zakładzie Propagacji Fal Radiowych, a od roku 1972 w Centralnej Izbie Pomiarów Telekomunikacyjnych, zajmując się zagadnieniami statystycznych pomiarów użytecznych sygnałów losowych i szumów w sieci telekomunikacyjnej. Jest autorką wielu opracowań z tej dziedziny.

Dr inż. Alina Karwowska-Lamparska — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności nr 84, 1978.

Mgr inż. Aleksander Orłowski — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności nr 86, 1980.



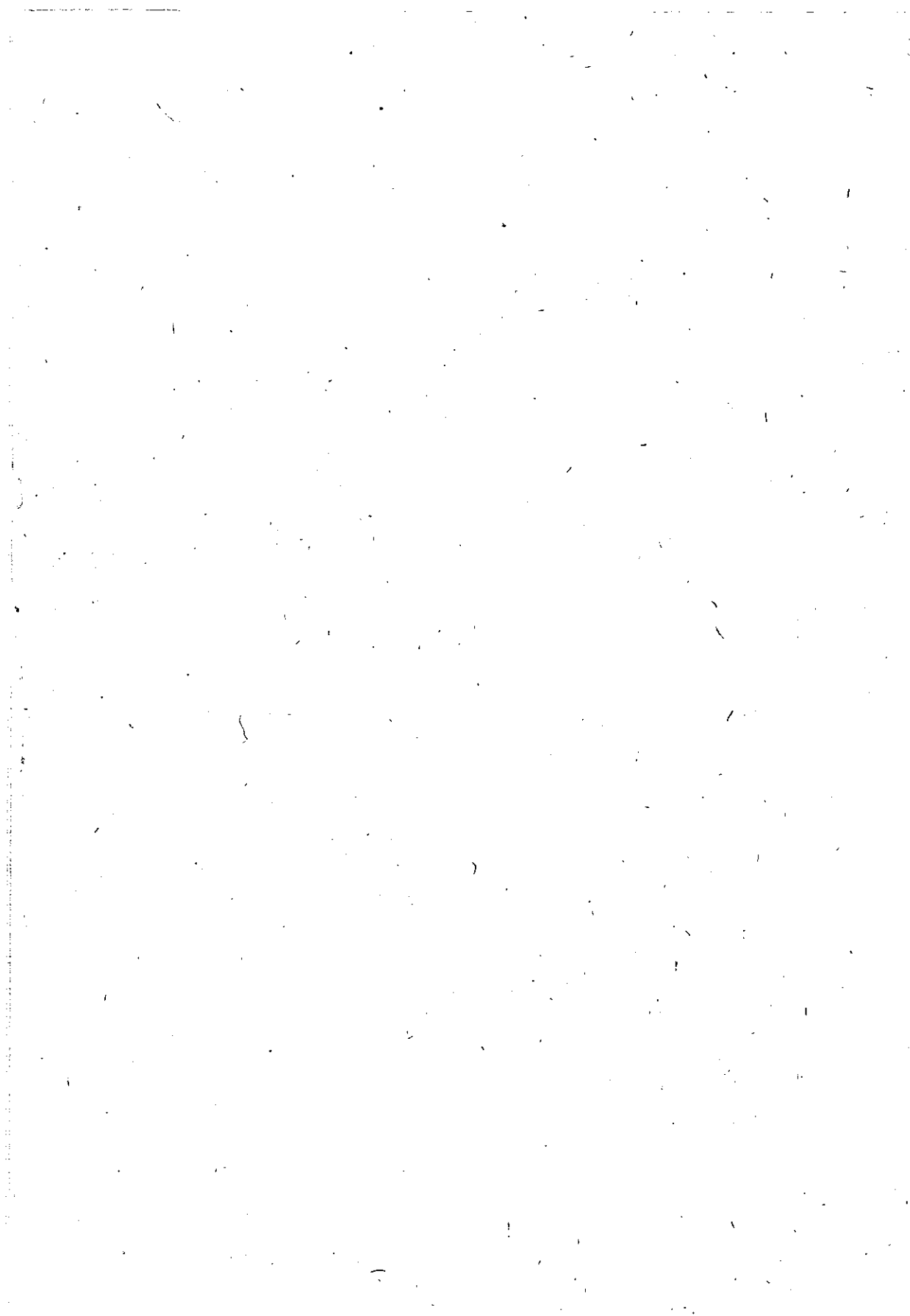
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI,  
WARSZAWA 1982

---

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 6, ark. druk. 6  
(7,98A); Oddano do składu w lutym 1982 r. Podpisano do druku  
i druk ukończono we wrześniu 1982 r. Papier druk. sat. V kl. 71 g  
70×100 cm. Zam. P/34/82, K/9078.

---

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 51/82



ISBN 83-203-0324-2