

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA - MIEDZESZYN

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

118

1974

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 14

WARSZAWA 1974

NR 118

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko,

mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 660. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 19.02.1974 r.
Druk ukończono w czerwcu 1974 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Zenon Szpigler, Andrzej Tadeusiak,
Marcin Zawadzki, Jerzy Szpejn

KABLE WSPÓŁOSIOWE MIKROWYMIAROWE

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Tendencje rozwojowe torów kablowych współosiowych na świecie	1
1.1. Tory kablowe normalnowymiarowe	1
1.2. Tory kablowe współosiowe o wymiarach zmniejszonych	3
1.3. Tory kablowe współosiowe o wymiarach zwiększonych	7
2. Stan prac nad kablami współosiowymi mikrowymiarowymi za granicą	10
2.1. Kable współosiowe mikrowymiarowe we Włoszech	12
2.2. Kable współosiowe mikrowymiarowe we Francji	21
2.3. Kable współosiowe mikrowymiarowe w NRF	24
3. Badanie celowości i możliwości zastosowania w sieci polskiej linii kablowych współosiowych mikrowymiarowych	27
3.1. Uwagi ogólne	27
3.2. Porównanie konstrukcji torów mikrowspółosiowych	28

	Str.
3.3. Systemy teletransmisyjne wykorzystujące tory mikrowspółosiowe	39
3.4. Analiza dotycząca tendencji rozwoju i przyszłej struktury krajowej sieci telekomunikacyjnej pod kątem widzenia stosowania kabli mikrowspółosiowych	41
3.5. Analiza ekonomiczna systemów opartych na torach mikrowspółosiowych	52
3.6. Wnioski	56
Wykaz literatury	58
Dodatek - Transmisja strumieni informacji systemami pomocy grupy dwójnej i trójnej PCM	70
1. Wstęp	70
2. Kabel mikrowspółosiowy	72
2.1. Ustalenie wymiarów toru	72
2.2. Ograniczenie długości odcinka regeneratorskiego dla toru mikrowspółosiowego, spowodowane wyborem impedancji falowej 75Ω	73
2.3. Przepustowość torów mikrowspółosiowych 0,6/2,8 mm	76
2.4. Zwiększenie długości odcinka przez zwiększenie mocy sygnałów i wielopoziomowe kodowanie kanałowe	77
2.5. Wpływ na transmisję obcych szumów zakłócających	79
3. Kabel symetryczny o pęczkach ekranowanych	85
3.1. Przeznaczenie kabla	85
3.2. Średnica przewodu, tłumienności zbliżeno- i zdalno-przesłuchowe	86
4. Wnioski końcowe	87
Wykaz literatury	88

Zenon Szpigler
Andrzej Tadeusiak
Marcin Zawadzki
Jerzy Szpejn

621.315.212:621.395.741

KABLE WSPÓŁOSIOWE MIKROWYMIAROWE

1. TENDENCJE ROZWOJOWE TORÓW KABLOWYCH WSPÓŁOSIOWYCH NA ŚWIECIE

1.1. Tory kablowe normalnowymiarowe

Pierwsze konstrukcje torów kablowych współosiowych powstały w latach trzydziestych w USA w laboratoriach Bella oraz w Niemczech - dla systemu Siemens B.200. Systemy wykorzystujące te kable miały na celu zaspokojenie rosnących potrzeb ilościowych w telefonii oraz nowych potrzeb, jakie powstały ze strony telewizji. Te ostatnie potrzeby spowodowały na przykład, że w systemie B.200, w torze o wymiarach 5/18 mm rozmieszczono w pasmie od 90 do 6900 kHz 200 kanałów telefonicznych oraz 1 kanał telewizyjny o pasmie częstotliwości około 4 MHz.

Po wojnie w ramach CCITT przystąpiono do normalizacji konstrukcji toru kablowego współosiowego. Za normalną konstrukcję przyjęto ostatecznie tor kablowy współosiowy o wymiarach nominalnych 2,6/9,5 mm. W wielu krajach, w wykonaniu praktycznym, tory te mają wymiary nieznacznie różniące się od nominalnych, co spowodowane jest głównie różną konstrukcją elementów izolujących wzajemnie przewód wewnątrz od wewnętrznego /izolacja krążkowa, balonowa, spiralna itp./ oraz różnymi materiałami izo-

lacyjnymi. Bardzo silny akcent w wymaganiach CCITT postawiono na zachowaniu dokładnych tolerancji dla wartości impedancji falowej oraz dla jej jednorodności.

Tory kablowe współosiowe, nazywane odpowiednio do zaleceń CCITT normalnowymiarowymi, stały się na świecie rzeczywiście podstawowym elementem sieci telekomunikacyjnych.

Na przestrzeni ostatnich 30 lat w oparciu o te tory notujemy rozwój następujących systemów teletransmisyjnych: 2,6 MHz /600-krotny/; 4 MHz /960-krotny lub telewizja o standardzie 405 linii/; 6 MHz /1260-krotny lub telewizja o standardzie 625 linii lub 819 linii/, 8 + 9 MHz /1920-krotny lub 1800-krotny/, 12 MHz /2700-krotny/ oraz ostatnio /w Szwecji, Japonii/ 60 MHz /10.800-krotny/.

Taki szybki rozwój systemów teletransmisyjnych o coraz większych krotnościach łączy telefonicznych i zwiększonych możliwościach transmisji telewizyjnych stał się możliwy dzięki rozwojowi technicznemu i ekonomicznemu podstawowych elementów teletransmisyjnych biernych i czynnych, lampowych i półprzewodnikowych, zdolnych do niezawodnej pracy w coraz szerszych zakresach częstotliwości i pozwalających na ograniczenie zużycia energii elektrycznej.

W Polsce prowadzone są również przez Instytut Teleelektro-niki PW i Instytut Łączności badania kabli z torami współosiowymi normalnowymiarowymi, produkowanymi i montowanymi w kraju, w celu ustalenia możliwości wykorzystywania ich w przyszłości dla systemów 60 MHz.

Należy zwrócić uwagę, że przy długiej żywotności kabli dalekosiężnych ziemnych /wynoszącej wg powszechnej opinii świato-

wej, jak również zgodnie z doświadczeniami polskimi około 30 + + 40 lat, zaś życie pierwszych kabli dalekosiężnych dobiega już lat pięćdziesięciu/ zachowanie ich dużych potencjalnych możliwości rozwojowych, przy stosunkowo łatwej wymianie urządzeń w trakcie liniowym, ma ogromne znaczenie. Znaczenie to będzie narastało jeszcze bardziej wobec postępującego bardzo szybko wdrażania systemów teletransmisyjnych, wymagających dróg teletransmisyjnych o szerokiej przepustowości. Prowadzone są mianowicie doświadczenia nad wykorzystaniem torów współosiowych normalnowymiarowych do transmisji cyfrowej powyżej 200 Mbit/s.

Rosnące potrzeby ilościowe łączy telefonicznych, związane z rozwojem ilościowym ruchu telefonicznego oraz z rozwojem automatyzacji tego ruchu, jak również zwiększenie przepływności dróg teletransmisyjnych dla systemów cyfrowych powodują, że obok torów współosiowych normalnowymiarowych wprowadzane są tory współosiowe o wymiarach zmniejszonych oraz o wymiarach zwiększonych.

Mając na uwadze duże korzyści możliwie wczesnego normalizowania nowych konstrukcji kablowych w skali międzynarodowej, program studiów Komisji XV CCITT przewiduje intensyfikację studiów nad nowymi konstrukcjami torów kablowych współosiowych

1.2. Tory kablowe współosiowe o wymiarach zmniejszonych

1.2.1. Tory współosiowe małowymiarowe /1,2/4,4 mm/

W 1950 roku rozpoczęto we Francji badania nad torami kabłowymi współosiowymi o małej średnicy, przeznaczonymi w założe-

niach do transmisji grup wtórnych systemów analogowych. Przewidywano zastosowanie tego typu kabli dla przedłużenia, na niższe płaszczyzny sieci magistralnych zbudowanych z kabli normalnowymiarowych.

Zakładano, że z ekonomicznego punktu widzenia nowy typ kabla ma być konkurencyjny w stosunku do stosowanych kabli symetrycznych 0,9 mm o konstrukcji czwórkowej.

W następstwie badań przeprowadzonych przez Francję i inne kraje zgłoszono do CCITT projekt toru współosiowego o nowych wymiarach - 1,2/4,4 mm. /W dokumencie G-342 opracowanym w 1968 r. zostały sprecyzowane parametry elektryczne oraz podane wymiary i budowa znormalizowanego toru małowymiarowego, przeznaczonego do transmisji analogowej/. Kabel zawierający torry współosiowe małowymiarowe praktycznie można wykorzystać w zakresie częstotliwości od 60 kHz aż do 12 MHz. Daje to możliwość stosowania go jako środka transmisji nie tylko na odległości krótkie i średnie, lecz także i na duże odległości, dla których stosowane są systemy analogowe telefonii 2700-krotnej, pracujące w pasmie do 12 MHz.

W oparciu o kable małowymiarowe została znormalizowana we Francji hierarchia systemów analogowych /GDC/, których podstawowe parametry podano w tablicy na str. 5.

Znormalizowane we Francji profile kabli jednorodnych zawierają: 4, 6, 8, 10, 12, 18 i 24 par małowymiarowych, wraz z wiązkami służbowymi 0,9 mm do zasilania i sterowania urządzeń oraz lokalizacji uszkodzeń.

W zależności od liczby torów w kablu przewiduje się następujący charakter ich zastosowania [13]:

System	GDC 300	GDC 900	GDC 1200	GDC 2700
Liczba kanałów	300	960	1260	2700
Szerokość pasma	1,3 MHz	4,5 MHz	6 MHz	12 MHz
Długość odcinków wzmacniakowych	6 km	4 km	3 km	2 km
Częstotliwość pilota	1364 kHz	4287 kHz	4287 kHz	12435 kHz
Prąd zasilania wzmacniaków	Prąd stały 60 ± 80 mA			
Odległość między stacjami zasilania 300 V	170 km	100 km	85 km	50 km
Tłumienność zbliżnoprześluchowa na odcinkach wzmacniakowych dla 60 kHz	88,7 dB	-	94,8 dB	98,3 dB

kable zawierające 4 do 6 torów powinny być zastosowane do połączeń abonentów zcentralizowanych, przy średniej gęstości zaludnienia, oddzielonych obszarami o słabej gęstości zaludnienia;

kable zawierające 6, 8 lub 12 torów służą do przedłużenia na obszarze miejskim linii radiowych, mających stacje końcowe leżące na zewnątrz obszarów gęsto zaludnionych, blisko nich;

kable zawierające 18 lub 24 torów dla zapewnienia łączności o dużej pojemności /aż do 32 tys. łączy w systemach 12 Mllz/ między dużymi ośrodkami miejskimi;

kable o 24 torach małowymiarowych służą głównie do połączenia radiolinii ze stacjami wzmacniakowymi.

1.2.2. Tory współosiowe małowymiarowe dla systemów cyfrowych

Zastosowanie systemów transmisyjnych cyfrowych w torach małowymiarowych stworzyło możliwości uproszczenia konstrukcji tych torów.

W konstrukcji "cyfrowej" toru współosiowego zrezygnowano z taśm ekranujących. Zmniejszono również do 0,1 mm grubość taśmy miedzianej przewodu zewnętrznego wykonanego w kształcie rurki z zakładką wzdłużną. Kabel składa się z szeregu wiązek, przykładowo sześciu, o indywidualnych ekranach, zawierających po 4 pary współosiowe. Ze względu na przesłuchy transmisja w przeciwnych kierunkach odbywa się w parach umieszczonych w różnych wiązkach. Przewiduje się użycie takiego kabla dla sygnałów cyfrowych PCM o przepływności 104 Mbit/s przy długości odcinka wzmacniakowego 1,5 km lub nawet przepływnościach większych - 140 Mbit/s, przy odpowiednio zmniejszonych odcinkach wzmacniakowych. Przewiduje się również użycie opisanego toru małowymiarowego do transmisji cyfrowej sygnałów telewizji kolorowej /625 linii/ kodowanej w systemie "sigma-delta", przy założonej stopie błędu dla całego łącza 10^{-6} .

1.3. Tory kablowe współosiowe o wymiarach zwiększonych

W kilku krajach /we Francji, W. Brytanii, Japonii i NRF/ prowadzone są prace nad konstrukcjami torów kablowych współosiowych o wymiarach znacznie zwiększonych w stosunku do torów normalnowymiarowych /2,6/9,5 mm/. Uważa się w zasadzie, że kresem dla systemów analogowych dla torów normalnowymiarowych jest system 60 MHz /system 10.800-krotny/, a dla systemów cyfrowych granic jeszcze nie ustalono - w każdym razie liczyć się należy na przykład z systemem 200 Mbit/s, a może 600 Mbit/s lub jeszcze wyższymi.

Kable współosiowe o średnicach zwiększonych oprócz zastosowań specjalnych, takich jak wideotelefonii, transmisja telewizyjna, przewidziane są do transmisji bardzo szerokiego pasma częstotliwości.

Zagadnienie to od szeregu lat znajduje się w planach prac CCITT z zamiarem znormalizowania nowych rodzajów torów, ograniczając ich liczbę do jednego lub dwóch. Przewiduje się powiększenie 2- i 4-krotne wymiarów w stosunku do toru normalnowymiarowego /średnica zewnętrzna około 20 i 40 mm/.

W tabelicy 1.3. podane są dane konstrukcyjne i podstawowe parametry elektryczne niektórych wybranych konstrukcji torów współosiowych o wymiarach powiększonych, proponowane przez szereg krajów Komisji XV CCITT.

Zwracają uwagę znacznie zwiększone zakresy częstotliwości, które zamierza się przesyłać tymi torami. W uzasadnieniach podawane są potrzeby transmisji szerszych pasm przenoszonych, związanych z łączami wideotelefonicznymi, szybką transmisją da-

T a b l i c a 1.3.

Dane konstrukcyjne i elektryczne torów współosiowych
o dużych średnicach

Kraj / Firma/	Francja		NRF /Telefunken/ AEG/	
Typ $\frac{\text{/}\phi \text{ przewodu wewn./}}{\text{/}\phi \text{ wewn. przewodu zewnetrz. w mm/}}$	7/27	4/13,5	5,7/20,1	10,9/39,7
a/ Dane konstrukcyjne /w mm/ - średnica przewodu wewnętrznego - drut - rura / średnica zewnętrzna/ - średnica wraz z izolacją - rodzaj izolacji - konstrukcja przewodu zewnętrznego	- 7,0 6,8 24 balonowa PE ^x rura aluminiowa pofalowana - spawana	4,0 - - 13,5 spirala PE rura aluminiowa pofalowana - spawana	5,7 - - 20,1 spirala PE rura aluminiowa lub miedziana wykonana z taśmy	10,4 - - 39,7 spirala PE rura aluminiowa lub miedziana wykonana z taśmy

x/ PE - polietylen

Kraj /Firma/	Francja		NRF /Telefunken AEG/	
Typ $\frac{\text{/}\varnothing\text{ przewodu wewn. /}}{\text{/}\varnothing\text{ wewn. przewodu zewn}\acute{e}\text{trz. w mm/}}$	7 27	4/13,5	5,7/20,1	10,9/39,7
b/ Dane elektryczne				
- przenikalność względna	1,16	1,20	1,16	1,16
- pojemność jednostkowa nominalna [nF/km]	48	49	48	49
- impedancja falowa nominalna [Ω]	75	75	75	75
- tłumienność jednostkowa [dB/km]				
przy 4 MHz	2	3,0	-	-
10 MHz	-	-	-	-
30 MHz	-	-	6,2	3,3
60 MHz	7,8	12,2	-	-
100 MHz	10,3	16,2	11,5	6,3
200 MHz	14,6	13,6	-	-
300 MHz	-	-	20,5	11,6
600 MHz	26,5	44,3	-	-
1000 MHz	-	-	39,8	24,1
3000 MHz	-	-	75,3	49,6

nych, telewizją oraz z przechodzeniem na systemy teletransmisyjne cyfrowe.

W CCITT ograniczono, na razie, prace nad uzgadnianiem wymagań technicznych i metod pomiarowych torów kablowych w tak szerokich zakresach częstotliwości.

Do prac Komisji XV włączono ponadto zagadnienia wykorzystania dla celów teletransmisyjnych torów falowodowych, pracujących w pasmie około 50 GHz oraz torów kablowych światłowodowych /zbudowanych z odpowiednio skonstruowanych nitok szklanych/, przenoszących fale świetlne w zakresie bliskiej podczerwieni. W szeregu krajów prowadzone są bardzo intensywne prace badawcze w zakresie falowodów, jak i torów światłowodowych.

Oddzielnie kilka słów należy poświęcić opracowanej we Francji konstrukcji toru normalnowymiarowego o nieco zwiększonych wymiarach, a mianowicie o wymiarach 3,5/13 mm. Ten typ torów ma być podobnie jak tory normalnowymiarowe przewidziany w zasadzie do systemów 60 MHz, jednak umożliwi on zwiększenie odcinka wzmacniakowego z 1,5 km do 2,0 km. Byłaby to jednakowa długość odcinka wzmacniakowego przewidziana dla systemu 12 MHz na torach małowymiarowych.

2. STAN PRAC NAD KABLAMI WSPÓŁSIOWYMI MIKROWYMIAROWYMI ZA GRANICĄ

W szeregu krajów Europy w związku z rozwojem telekomunikacyjnych systemów cyfrowych rozpoczęto badania nad opracowaniem nowego kabla współosiowego. Kabel ten powinien zapewnić lukę pomiędzy kablami symetrycznymi /granica stosowalności tych ka-

bli sięga zwielokrotnienia 120 kanałów lub przepływności 8 Mbit/s/ a kablami współosiowymi małowymiarowymi, których ekonomiczność zastosowania upatruje się przy zwielokrotnieniu 1920 kanałów lub przepływności 140 Mbit/s.

W ramach prac CCITT trwają obecnie intensywne studia nad ustaleniem i znormalizowaniem kolejnych grup w hierarchii systemów cyfrowych. Obecne tendencje pozwalają sądzić, że kolejne grupy zwielokrotnienia będą oparte na współczynniku 4, a więc pierwsze 4 grupy hierarchii zaproponowanej dla Europy są następujące:

Stopień hierarchii	Przepływność Mbit/s	Liczba kanałów
1	2,048	30
2	8,448	120
3	ok. 34	480
4	ok. 140	1920

Systemy 2 Mbit/s stosowane są tylko na kablach symetrycznych, a systemy 8 Mbit/s mogą być stosowane na kablach symetrycznych specjalnych, tzn. o budowie pęczkowej, ekranowanej. Ponieważ uzyskiwane przepływności w kablach symetrycznych nie przekroczą granicy 8 Mbit/s, w sieciach, w których przewiduje się przepływności powyżej 8 Mbit/s powinien być stosowany kabel współosiowy.

Poniżej przedstawiono wyniki dotychczasowych prac prowadzonych w wielu krajach nad konstrukcją kabla współosiowego o zmniejszonych wymiarach torów w stosunku do wymiarów kabli współosi-

wych małowymiarowych /1,2/4,4 mm/ oraz jego zastosowaniem w sieci telekomunikacyjnej. Kabel ten nazywany jest kablem mikro-współosiowym lub mikrowymiarowym. Zgodnie z planem ustalonym w CCITT badana ma być celowość wykorzystania torów mikrowymiarowych również dla systemów analogowych.

2.1. Kable współosiowe mikrowymiarowe we Włoszech

2.1.1. Wstęp

Zagadnienie aktualności prac nad torami mikrowspółosiowymi ma obecnie duże znaczenie w związku z szybkim rozwojem systemów transmisyjnych cyfrowych. W przyspieszaniu rozwoju prac nad kablami mikrowspółosiowymi bardzo dużą rolę odegrały prace prowadzone nad tym zagadnieniem już od połowy lat sześćdziesiątych we Włoszech. Świadczą o tym liczne publikacje na temat kabli mikrowspółosiowych, z których najważniejsze podano w wykazie literatury.

Wielką również zasługą, opartą na uzyskanych już doświadczeniach, było wniesienie w 1972 r. przez Administrację Włoską do CCITT propozycji objęcia pracami normalizacyjnymi kabli, zawierających tory mikrowspółosiowe.

Nie sposób w ograniczonych ramach niniejszej pracy szczegółowo przedstawić metody i wyniki zarówno opracowań teoretycznych, jak i doświadczalnych. W niniejszym rozdziale zostaną przedstawione skrótowo ważniejsze etapy opracowań przeprowadzonych we Włoszech.

2.1.2. Ważniejsze opracowania teoretyczne we Włoszech

1. Badanie zależności pomiędzy prędkością transmisji cyfrowej a długością odcinka regeneratorskiego i wymiarami toru współosiowego

W opracowaniu [1] rozważano możliwość użycia do transmisji sygnałów PCM kabli z torami mikrowspółosiowymi o budowie uproszczonej w stosunku do budowy znormalizowanych torów normalnowymiarowych. Jest to konstrukcja, w której przewód zewnętrzny toru stanowi tura wykonana ze zwiniętej wzdłużnie taśmy miedzianej, bez nałożonego ekranu stalowego. Jego brak powoduje jednak wzrost impedancji sprzężeniowej między torami w kablu wraz ze zmniejszaniem się częstotliwości.

Długość odcinka regeneratorskiego wyznaczona jest przez tłumienie sygnału oraz niekorzystne oddziaływanie na regeneratory szumów termicznych i zakłóceń. Te ostatnie pochodzą od innych systemów PCM, pracujących w sąsiednich torach tego samego kabla. Ich wartość, przy ustalonej długości odcinka regeneratorskiego, zależy od impedancji sprzężeniowej, maleje więc wraz ze wzrostem częstotliwości. Dla uzyskania założonej stopy błędów w torze należy więc przy ekonomicznie uzasadnionej długości odcinka regeneratorskiego uzależnić prędkość transmisji PCM od wartości impedancji sprzężeniowej torów.

Analiza zagadnienia przeprowadzona w [1] prowadzi do wniosków o charakterze ogólnym na temat wyboru optymalnej średnicy toru współosiowego, o konstrukcji uproszczonej.

Dla systemów cyfrowych, w relacjach o bardzo dużej liczbie kanałów w tym samym kablu, a co za tym idzie o krótkim odcinku

regeneratorowym najbardziej ekonomiczne rozwiązanie zakłada użycie kabla z torami mikrowspółosiowymi i stosunkowo małej przepływności.

Alternatywne rozwiązanie zakłada użycie torów o średnicy bardzo dużej i zastosowanie dużej przepływności, co prowadzi do zwiększenia kosztów urządzeń i małej elastyczności łącza /np. trudności w odgałęzianiu/.

Zwiększenie długości odcinka regeneratorskiego, przy dużej liczbie kanałów, w rozwiązaniu ekonomicznym prowadzić musi do powiększenia średnicy użytych par współosiowych.

2. Rozważania techniczno-ekonomiczne dotyczące optymalnych wymiarów torów współosiowych o budowie uproszczonej, przeznaczonych dla transmisji cyfrowej

Ustalono [3], [4], że dla transmisji cyfrowej o przepływności 8 Mbit/s i 32 Mbit/s optymalny jest ze względu na minimalne koszty jednostkowe tor mikrowspółosiowy o wymiarach 0,65/2,8 mm.

Podano ekonomiczne uzasadnienie zakresu stosowania torów mikrowymiarowych oraz małowymiarowych w zależności od przepływności przy uwzględnieniu kosztów kabla, regeneratorów oraz ich montażu.

Mniejsze koszty uzyskuje się mianowicie, gdy wraz ze wzrostem przepływności rośnie średnica toru. Na rys. 2.1^x przedstawiono przykładowo koszt jednostkowy łącza o całkowitej liczbie kanałów 2400 w funkcji prędkości transmisji, porównawczo dla torów mikro- i małowymiarowych. Koszt jest malejącą funkcją

^{x/} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu

prędkości w przedziale 2 do 128 Mbit/s. Z przebiegu funkcji wynika, że tor mikrowspółosiowy jest dogodniejszy dla systemów o średniej prędkości transmisji, zaś małowymiarowy dla systemów o dużej prędkości transmisji.

3. Badania nad hierarchią systemów cyfrowych i standaryzacją długości odcinków regeneracyjnych

W [1] przedstawiono na podstawie rozważań teoretycznych hierarchię systemów PCM.

Dla praktycznej realizacji łączy na torach mikrowspółosiowych 0,65/2,8 mm zakłada się dla poszczególnych systemów długości odcinków regeneracyjnych odpowiednio 8, 4, 2, 1 km.

4. Wybór wielkości impedancji falowej

Na podstawie rozważań teoretycznych podanych m.in. w [1] przyjęto dla dalszych badań konstrukcję uproszczoną toru współosiowego o średnicy zewnętrznej 2,7 mm z przewodem wewnętrznym 0,8 mm. Impedancja falowa przy 1 MHz wynosiła 65Ω . Firma Pirelli wykonała kilka odcinków doświadczalnych kabla z torami mikrowspółosiowymi uproszczonymi, które zostały opisane w podanej literaturze. Wyniki badań dotyczące tłumienności jednostkowej oraz zbliżno- i zdalnoprzesłuchowej potwierdziły możliwość użycia kabli dla transmisji cyfrowej PCM.

Wprowadzenie do konstrukcji regeneratorów układów scalonych obniżyło zużycie potrzebnej do ich zasilania mocy. Pozwoliło to, w następnych proponowanych konstrukcjach toru mikrowspółosiowego, zmniejszyć średnicę przewodu wewnętrznego i co za tym idzie zużycie miedzi.

Jednocześnie zmieniono wartość impedancji falowej, jako odbiegającą od wartości impedancji stosowanych i znormalizowanych kabli normalno- i małowymiarowych. Ma to duże znaczenie ze względu na możliwość dostosowania istniejącej aparatury pomiarowej do linii z torami mikrowspółosiowymi. Nowa konstrukcja, obecnie już znormalizowana we Włoszech, przewiduje tory o wymiarach 0,65/2,8 mm i impedancję falową 75Ω . Opis złącza zbudowanego na takim torze zamieszczono w p. 2.1.3.

5. Badania nad zakresem stosowania indywidualnych ekranów w torach mikrowspółosiowych

W literaturze [1] i [2] podano możliwość użycia kabli mikrowspółosiowych o budowie uproszczonej dla transmisji PCM. Ze względu na występujące przy tej konstrukcji duże przesłuchy przy małych częstotliwościach stwierdzono możliwość użycia tych torów jedynie dla prędkości transmisji większej lub równej 8 Mbit/s. Użycie niektórych torów dla systemów analogowych FDM, pracujących w zakresie częstotliwości 312 kHz ÷ 552 kHz, wymaga stosowania dodatkowego ekranu stalowego.

Znormalizowane we Włoszech profile kabli mikrowspółosiowych, przedstawione na rys. 2.2, przewidują dla niektórych par użycie ekranu stalowego.

2.1.3. Budowa odcinka doświadczalnego Milano /Turro/ - Monza

W celu eksperymentalnego sprawdzenia wykorzystania kabli mikrowspółosiowych dla systemu PCM drugiego rzędu zaproponowano w 1970 r. połączenie Mediolan - Monza o długości 11,9 km [5].

Zaprojektowany przez firmę Pirelli kabel ma 20 torów mikrowspółosiowych. Przyjęte rozwiązanie umożliwia uzyskanie 1200 kanałów telefonicznych z możliwością ich rozszerzenia do 3600 lub 4800, po skróceniu do połowy już przyjętego odcinka regeneratorskiego. Biorąc pod uwagę założony 15% wzrost zapotrzebowania na łącza w stosunku rocznym, istnieje możliwość bardzo znacznego zwiększenia wykorzystania o około tysiąc kanałów, tj. wiele większego niż uzyskano by z rozwiązań typu tradycyjnego. Pozwoli to na odłożenie na kilka lat bardzo uciążliwego układania dalszych kabli przebiegających w terenie zabudowanym.

Dla uniknięcia przesłuchów przy małych częstotliwościach, tor współosiowy ma nałożony ekran magnetyczny z taśmy stalowej o grubości 0,1 mm, uformowanej w kształcie rury o krawędziach zachodzących na siebie. Przy takim rozwiązaniu istnieje możliwość użycia niektórych torów współosiowych dla transmisji grup wtórnych systemu analogowego FDM /312 - 552 kHz/, dla połączeń tranzytowych Monza - Mediolan i Seregno - Mediolan.

Połączenie powyższe, przedstawione na rys. 2.3, zrealizowane zostało w celu zebrania doświadczeń co do wykorzystania torów mikrowspółosiowych dla przyszłej zintegrowanej sieci cyfrowej.

Kabel o nietypowej budowie zawiera oprócz 20 torów współosiowych umieszczonych w środku również 222 czwórki symetryczne DM o średnicy żył 0,7 mm, w 6 grupach po 37 czwórek. Pozwala to w eksperymentalnym łączu zestawiać ruch również metodą tradycyjną.

W 1970 roku w pierwszej fazie eksperymentu przebadano laboratoryjnie "trakt", składający się z dwóch jednokierunkowych re-

generatorów, połączonych linią sztuczną w sposób zapewniający między nimi odległość 4 km, wraz z urządzeniami synchronicznie zwielokrotniającymi, pracującymi z przepływnością 8,6016 Mbit/s. Na wejściu ich pracowały trzy generatory symulujące pierwotny sygnał PCM. Następnie przeprowadzono próby systemu w warunkach granicznych zmian parametrów przewidzianych projektem w celu potwierdzenia oraz ewentualnej rewizji założeń technicznych systemu.

Obecne łącze zrealizowano przez synchroniczne zwielokrotnienie systemu PCM 30-kanalowego, uzyskując 120 kanałów telefonicznych w każdym torze mikrowspółosiowym. Na całej długości zbudowano, co cztery kilometry, 5 stacji regeneracyjnych, w których umieszczono również aparaturę kontrolno-pomiarową.

Na stacjach krańcowych umieszczona jest następująca aparatura:

- krotnica systemu PCM/U / 30+2 kanały foniczne/
- urządzenie zwielokrotniające synchronicznie PCM 120 MS
- urządzenie końcowe linii, dla 8,448 Mbit/s
- zasilacze zdalnego zasilania regeneratorów 140 V/90 mA

Zegar główny, sterujący zwielokrotnianiem synchronicznym, umieszczono na stacji Milano - Turro.

Do transmisji użyto kodu liniowego bipolarnego o amplitudzie 3,3 V. Regeneratory dają wzmocnienie od 55 do 85 dB przy częstotliwości 4,224 MHz, przy której jest skoncentrowana prawie cała energia sygnału liniowego.

Automatyka zapewnia dostosowanie wzmocnienia do ewentualnej zmiany tłumienności kabla, wynikłej ze zmiany temperatury

/przy $+10^{\circ}\text{C}$ tłumienność wynosi 9,5 dB/km, przy 1 MHz/.

2.1.4. Konstrukcja kabla mikrowspółosiowego

Obecnie we Włoszech znormalizowano konstrukcję kabli mikrowspółosiowych. Jeden z profilów takiego kabla pokazano na rys.

2.2. Oprócz torów współosiowych zawiera on symetryczne czwórki służbowe. Kabel osłonięty jest powłoką typu Alpeth - /aluminium pokryte metodą chemiczną dwustronnie polimerami etylenu/. Niektóre z torów mają ekran magnetyczny wykonany z taśmy stalowej, co pozwala na pewne ograniczone wykorzystanie ich dla systemów analogowych.

2.1.5. Konstrukcja toru mikrowspółosiowego 0,65/2,8 mm

Budowę toru mikrowymiarowego przedstawiono na rys. 2.4.

- Wewnętrzna żyła miedziana z drutu o średnicy 0,65 mm
- Izolacja z polietylenu piankowego o przenikalności elektrycznej 1,5
- Zewnętrzna żyła wykonana jest w postaci rury o wewnętrznej średnicy 2,8 mm z taśmy miedzianej, nałożonej wzdłużnie z zakładkami. Taśma miedziana ma grubość 0,1 mm i szerokość 10 mm.
- Przewiduje się ekran magnetyczny, służący do ograniczenia przesłuchu przy małych częstotliwościach. Ekran ten jest wykonany w postaci rury z taśmy stalowej nałożonej wzdłużnie z zakładką. Taśma stalowa ma grubość 0,1 mm i szerokość 12,7mm.

Nałożenie taśm miedzianej i stalowej odbywa się w jednym procesie technologicznym, przy czym miejsca zakładki przesunięte są względem siebie o 180° . Ekranowana para jest z kolei owinięta spiralnie, z zakładką, taśmą papierową. Średnica zewnętrzna tak wykonanej pary wynosi około 3,6 mm.

Parametry elektryczne toru mikrowspółosiowego

- Rezystancja wewnętrznej żyły przy 10°C /średnia wartość/ : $50\ \Omega/\text{km}$
- Rezystancja zewnętrznej żyły przy 10°C /średnia wartość/ : $14\ \Omega/\text{km}$
- Rezystancja izolacji /minimalna wartość/ : $10.000\ \text{M}\Omega \cdot \text{km}$
- Wytrzymałość elektryczna między żyłą wewnętrzną a zewnętrzną każdej pary mierzona napięciem stałym: $1500\ \text{V}$ /wartość minimalna/
- Wytrzymałość elektryczna między żyłą wewnętrzną a powłoką kabla /mierzona napięciem stałym/ : $3000\ \text{V}$ /wartość minimalna/
- Impedancja falowa $75\ \Omega \pm 3\ \Omega$ przy częstotliwości $1\ \text{MHz}$
- Impedancja falowa zmienia się w zależności od częstotliwości, jak pokazano na rys. 2.5
- Tłumienność echa własnego: większa niż $40\ \text{dB}$, mierzona za pomocą impulsów $0,05\ \mu\text{s}$ /rys. 2.6/
- Tłumienność charakterystyczna przy $1\ \text{MHz} \pm 10\%$: $9,5 \pm 0,3\ \text{dB}/\text{km}$
- Tłumienność charakterystyczna w zależności od częstotliwości jest prawie proporcjonalna do przebiegu funkcji \sqrt{f} w zakresie od $300\ \text{kHz}$ do $20\ \text{MHz}$, jak pokazano na rys. 2.7

- Tłumienność przesłuchowa większa niż 140 dB dla częstotliwości ponad 300 kHz przy stalowym ekranie, równa 90 dB dla 1 MHz bez ekranu stalowego.

2.2. Kable współosiowe mikrowymiarowe we Francji

2.2.1. Uwagi ogólne

We Francji, podobnie jak i we Włoszech, opóźniony rozwój telekomunikacji, a w szczególności zautomatyzowanych sieci okręgowych oraz zamierzony przyspieszony ich rozwój, skłania do poszukiwania optymalnych, pod względem technicznym i ekonomicznym, środków teletransmisyjnych.

Na podstawie dotychczas dostępnych materiałów, dotyczących torów mikrowspółosiowych opracowywanych we Francji [7], [8], a także na podstawie wyników pomiarów torów mikrowspółosiowych 0,8/3 mm wykonanych w SAT, a zawierających charakterystyki częstotliwościowe impedancji, tłumienności jednostkowe oraz tłumienności zbliżno- i zdalnopresłuchowe, przedstawiono poniżej najbardziej interesujące dane.

2.2.2. Informacja Administracji Francji na temat torów mikrowspółosiowych przedstawiona Komisji XV CCITT

Równoległe z badaniami prowadzonymi nad zastosowaniem systemów cyfrowych w torach kablowych symetrycznych i w torach współosiowych małowymiarowych 1,2/4,4 mm prowadzi się we Francji prace nad konstrukcją toru mikrowspółosiowego o wymiarach 0,8/3 mm.

Przyjęto następującą konstrukcję toru:

- żyła wewnętrzna wykonana jest z drutu jednolitego o średnicy 0,8 mm;
- izolacja balonowa o względnej przenikalności elektrycznej 1,25;
- ze względu na zredukowane wymiary toru i w konsekwencji mniejszą ilość metalu wchodzącego w skład toru zachodzi konieczność zastosowania ochrony elektromagnetycznej między torami współosiowymi. W tym celu żyłę zewnętrzną wykonano z taśmy bimetalicznej. Składa się ona z warstwy miedzi o grubości 50 μm , warstwy stali o grubości 50 μm i warstwy miedzi 1 μm . Przewód ukształtowany jest w postaci rurki na zakładkę.

Formowanie par współosiowych oraz skręcanie po 4 pary w pęczki, które są podstawowym elementem budowy kabla, wykonywane są w tej samej operacji technologicznej wg techniki, stosowanej już dla par współosiowych małowymiarowych.

Podstawowe własności elektryczne toru

Rezystancja żyły wewnętrznej dla prądu stałego przy temperaturze 10°C	- 33 Ω /km
Impedancja falowa nominalna przy 1 MHz	- 75 Ω
Tłumienność falowa przy 1 MHz	- 8,5 dB/km
4 MHz	- 16 dB/km
12,5 MHz	- 28 dB/km
Tłumienność zbliżnoprzesłuchowa między parami współosiowymi o przeciwnych kierunkach trans- misji	- 120 dB

Odstęp zdalnoprzesłuchowy między parami wspólnymi tych samych kierunków transmisji - 60 dB

Kabel zbudowany jest z pęczków 4-parowych.

2.2.3. Struktura sieci "strefy miejskiej"^{x/}

W przykładowym rozwiązaniu struktury podano zasady ekonomicznego stosowania systemów PCM 8 Mbit/s i 34 Mbit/s na torach kablowych symetrycznych o średnicy żył 0,8 mm oraz na torach kablowych mikrowspólnych o wymiarach 0,8/3,0 mm.

Rozpatrywany model sieci stanowi obszar w kształcie kwadratu o boku 40 km, a więc jest to model dużego konglomeratu miejskiego. Sieć została podzielona na 4 sektory o boku 20 km. Model sieci przedstawiony jest na rys. 2.8.

Każdy sektor ma jedną centralę tandemową, w której grupują się wszystkie łącza wychodzące z sektora. W każdym sektorze założono 8 central telefonicznych.

Opracowanie nie rozpatruje ruchu i potrzeb sieciowych wewnątrz każdego sektora, które mogą być realizowane systemami PCM 30-kanalowymi na kablach miejskich /niskiej częstotliwości/. System ten jest już bardziej ekonomiczny przy długości łącza >5 km.

W opracowaniu rozpatrzono 3 warianty sieci w relacji $A_1 - 0$, której pojemność oszacowano w okresie 8 lat na 96 systemów PCM 30-kanalowych, tj. 2880 łączy.

^{x/} Przedstawiono rozważania oparte na konsultacjach uzyskanych we Francji.

W a r i a n t A

- A - kabel symetryczny 48-parowy o średnicy żył 0,8 mm wyposażony w 24 systemy 8 Mbit. /120-kanalowe/, z urządzeniami zwielokrotniającymi typu 2/8 Mbit.
- B - kable zawierające 48 torów mikrowspółosiowych /0,8/3,0 mm/ wyposażone w urządzenie podobne jak w punkcie A.
- C - kable zawierające 12 par mikrowspółosiowych /0,8/3,0 mm/ wyposażone w 6 systemów PCM 34 Mbit. /480-kanalowych/. Urządzenia zwielokrotniające wyższego rzędu /3-go/ w punktach A_1 są typu 2/34 Mbit.

Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że przy założeniu kosztu rozwiązania A równego 100, koszt rozwiązania B wynosi 118,5, a koszt rozwiązania C - 71,5. Stąd wniosek, że najkorzystniejsze dla tego rodzaju ruchu i układu sieciowego są tory mikrowspółosiowe wykorzystywane przez system 34 Mbit. Podkreśla się przy tym, że system 34 Mbit/s może być, przy zachowaniu odcinków wzmacniakowych i jedynie przy wymianie regeneratorów, zastąpiony systemem 52 Mbit. /720-kanalowym/, natomiast w torach symetrycznych może być stosowany ze względu na rosnące w funkcji częstotliwości przesłuchy tylko system 8 Mbit.

2.3. Kable współosiowe mikrowymiarowe w NRF

Pewien pogląd na zainteresowanie w NRF torami kablowymi współosiowymi o wymiarach 0,6/2,8 mm można wyrobić na podstawie artykułu [10], którego opracowanie zamieszczono w Dodatku.

W rozważaniach teoretycznych przeprowadzono próbę ustalenia podstawowych parametrów nowo projektowanych kabli, aby w ten sposób ułatwić pomiędzy nimi wybór. Okazało się, że najdogodniejsze dla toru mikrowspółosiowego są wymiary 0,6/2,8 mm, przy czym jako dielektryk założono polietylen piankowy. Impedancja falowa wynosi 75Ω . Zwiększenie tłumienności spowodowane wyborem takiej wartości impedancji, w stosunku do impedancji optymalnej wynoszącej $62,5 \Omega$, przy zastosowaniu sygnału liniowego pseudoternarnego powoduje 2,4% względną stratę długości odcinka regeneratorskiego. Przy uwzględnieniu zależności częstotliwościowej tłumienności i szumów termicznych wewnątrzkanalowych mogą być dla zachowania dostatecznej jakości transmisji sygnału liniowego pseudoternarnego zastosowane następujące długości odcinków: przy 2,048 Mbit/s 8 km, przy 8,448 Mbit/s 4 km i przy 34 Mbit/s 2 km. Te długości odcinków mogą być przez zastosowanie wielopoziomowego "kodu - kanałowego" znacznie powiększone.

Dla uniknięcia powiększenia wartości zakłóceń powstałych na skutek szumów termicznych przez inne zakłócenia - co spowodowałoby ograniczenie wyżej wymienionych długości odcinków - tłumienności przesłuchowe odcinków muszą wynosić około 117 dB. Taka wartość przy transmisji grupy pierwotnej PCM może być uzyskana tylko przez zastosowanie ekranu stalowego dla każdej pary współosiowej.

W przypadku torów symetrycznych przy korzystniejszych wartościach tłumienności torów, tzn. przy większych średnicach żył, wymagana wartość tłumienności zbliżonej przesłuchowej może być obniżona. Zadawalające wartości uzyskuje się przy średnicach

żył 1,2 lub 1,3 mm. Dzięki temu przy zachowaniu tej samej długości odcinka wzmacniakowego tłumienność zbliznoprzęsłuchowa może wynosić 82 dB. Wymagana tłumienność zdalnoprzęsłuchowa obliczona w [10] przy częstotliwościach Nyquista dla trzech systemów pracujących jednocześnie w kablu ma wartość, podobnie jak dla kabla mikrowspółosiowego $A_{\text{ozd}} \geq 38$ dB.

2.3.1. Badania transmisji po torach mikrowspółosiowych w zakresie do 8,448 Mbit/s [11], [12]

W Instytucie Badawczym Telekomunikacyjnego Urzędu Centralnego /Fernmeldetechnisches Zentralamt/ w Zespole Badawczym "Transmisja cyfrowa" przeprowadzono badania teoretyczne zagadnień przenoszenia bardzo dużych strumieni informacji, a dla przepływności 8,448 Mbit/s prowadzono również badania doświadczalne. Ponieważ początkowo nie dysponowano kablem mikrowspółosiowym, przeprowadzono pierwsze badania teletransmisyjne w kablu zastępczym o podobnych własnościach elektrycznych za pomocą opracowanego w tym Zespole laboratoryjnego regeneratora dla sygnałów o przepływności 8,448 Mbit/s. Wartość tłumienności odcinka zastępczego, wynosiła około 80 dB przy częstotliwości, przy której występuje maksymalna energia sygnału nadawanego, tj. przy 4,224 MHz. Po wykonaniu kabla mikrowspółosiowego w fabryce Fa Kablometall w Hanowerze było możliwe w lipcu 1972 r. zbadanie wyposażenia traktu oraz rozrzutu pomiarów błędów wykonania torów. Kabel doświadczalny mikrowspółosiowy o wymiarach 0,6/2,8 mm i długości 2,599 km miał tłumienność 32 dB/km przy częstotliwości 4,224 MHz.

Po przeprowadzeniu badań sformułowano następujące wnioski:

- Długość odcinka regeneratorskiego przy przesyłaniu po torach mikrospółosiowych sygnałów o kodzie pseudoternarnym określona jest przede wszystkim przez zależność tłumienności jednostkowej od częstotliwości.
- Zarówno przesłuch zbliżony jak i zdalny przy transmisji na badanych torach mikrospółosiowych może nie być brany pod uwagę.
- Potwierdza się prawidłowość transmisji sygnałów przy zastosowaniu kodu pseudoternarnego o przepływności 8,448 Mbit/s po torach mikrospółosiowych 0,6/2,8 mm przy odstępach pomiędzy regeneratorskimi 4 km.
- Transmisja około 34 Mbit/s przy odstępach regeneratorskimi około 2 km ze względu na dobre własności przesłuchowe może odbywać się torami mikrospółosiowymi bez trudności.

3. BADANIE CELOWOŚCI I MOŻLIWOŚCI ZASTOSOWANIA W SIECI POLSKIEJ LINII KABLOWYCH WSPÓŁOSIOWYCH MIKROWYMIAROWYCH

3.1. Uwagi ogólne

Rozpatrując obszar zastosowań w sieci telekomunikacyjnej kraju linii kablowych wyposażonych w tory mikrospółosiowe, należy przede wszystkim:

- a/ ustalić konstrukcje torów współosiowych, które należy wziąć pod uwagę;

b/ ustalić systemy teletransmisyjne, które będą brane pod uwagę;

c/ rozpatrzyć projektowaną strukturę i konfigurację sieci telekomunikacyjnej;

d/ ustalić, w jakich ogniwach sieci zastosowanie rozważanych w punkcie b systemów opartych na torach mikrowspółosiowych należy uznać za celowe.

W dużym stopniu wyjaśnienie powyższych zagadnień może być ustalone w oparciu o doświadczenie uzyskane już w innych krajach i rozważania przedstawione w rozdz. 2.

W wielu zagadnieniach podjęto już w kraju prace analityczne i pomiarowe. Zostaną one przedstawione w skrócie w tym punkcie, jak również wysunięte zostaną wnioski dotyczące dalszych prac nad wdrożeniem do produkcji i eksploatacji w kraju torów współosiowych.

3.2. Porównanie konstrukcji torów mikrowspółosiowych

Konstrukcje torów mikrowspółosiowych rozróżnia się pod względem:

- a/ wymiarów,
- b/ sposobu izolowania żyły wewnętrznej,
- c/ rodzaju ekranu.

3.2.1. Wymiary torów mikrowspółosiowych

Najczęściej rozważano następujące średnice przewodów wewnętrznych i zewnętrznych torów współosiowych:

- 0,6/2,2 mm
- 0,8/2,7 mm
- 0,65/2,8 mm
- 0,8/3,0 mm

Wymiary 0,6/2,2 mm były proponowane w latach 1964-65 w NRF, kiedy uzasadniano celowość zastosowania tego rodzaju torów mikrowspółosiowych dla systemu analogowego o krotności 300 jako ogniwa pośredniego pomiędzy systemami 120-krotnymi opartymi na dwukablowych liniach symetrycznych a systemami 960-krotnymi opartymi na torach współosiowych małowymiarowych /patrz rys. 3.3/.

Wymiary 0,8/2,7 mm i 0,65/2,8 mm zaproponowane zostały przez Włochy /patrz 2.1./, a wymiary 0,8/3,0 mm przez Francję /patrz 2.2./.

Wymiary 0,6/2,2 mm i 0,8/2,7 mm nie są obecnie brane pod uwagę, natomiast pozostałe dwa typy rozważane są jako równorzędne. W dalszym ciągu rozważane więc będą konstrukcje 0,65/2,8 mm i 0,8/3,0 mm bardzo często skrótowo określane jako włoska i francuska.

3.2.2. Izolowanie żył

Praktycznie do izolowania żyły wewnętrznej pary mikrowspółosiowej stosowane są dwa rodzaje izolacji - izolacja z polietylenu piankowego /konstrukcja włoska - Pirelli/ oraz izolacja polietylenowa balonowa /konstrukcja francuska - SAT/.

Wydaje się, że przy izolacji z polietylenu piankowego będzie można uzyskać większą wydajność linii produkcyjnych oraz wystąpią mniejsze trudności przy łączeniu par.

3.2.3. Ekranowanie par mikrowspółosiowych

Jest to zagadnienie szczególnie ważne, ponieważ od niego zależą i koszt produkcji i własności teletransmisyjne, decydujące o zakresie stosowania tego rodzaju torów.

Tej sprawie poświęca się dużo uwagi. Poniżej przedstawiono analizę porównawczą właściwości transmisyjnych dla systemów PCM, opartych na torach mikrowspółosiowych konstrukcji włoskiej i francuskiej, zgłoszonych do Komisji XV CCITT. Poniżej podano zestawienie ważniejszych parametrów torów tych dwóch konstrukcji:

	Konstrukcja włoska	Konstrukcja francuska
Żyła wewnętrzna - drut z miedzi o średnicy	0,65 mm	0,8 mm
Żyła zewnętrzna, średnica wewnętrzna	2,8 mm żyła zewnętrzna zwinęta z taśmy miedzianej w rurkę na zakładkę	3,0 mm żyła zewnętrzna zwinęta z taśmy bimetalicznej miedz-stal w rurkę na zakładkę
Ekran	taśma stalowa zwinęta w rurkę na zakładkę	dotądowy ekran na parze zbędny ewentualne ekranowanie pęczków zawierających po cztery pary współosiowe
Izolacja z polietylenu	piankowa $\xi_w = 1,5$	balonowa $\xi_w = 1,25$

	Konstrukcja włoska	Konstrukcja francuska
Impedancja falowa przy 1 MHz	75 Ω	75 Ω
Tłumienność falowa przy 1 MHz	9,5 dB/km	8,5 dB/km
Zależność tłumienności od częstotliwości	\sqrt{f}	\sqrt{f}

Do przeprowadzenia analizy porównawczej obu konstrukcji przyjęto następujące zalecenia, odzwierciedlające ogólne tendencje w CCITT przy ustaleniu hierarchii systemów PCM:

- 1/ dla systemów PCM 2,048 Mbit/s /30-krotny/; 8,448 Mbit/s /120-krotny/; 34,304 Mbit/s /480-krotny/ zakłada się długość odcinków wzmacniakowych odpowiednio: 8, 4 i 2 km;
- 2/ przyjmuje się impedancję charakterystyczną toru równą 75 Ω .

Jednym z najważniejszych czynników służących do oceny konstrukcji toru jest wielkość tłumienności przesłuchowej w kablu zawierającym te tory.

W celu sprawdzenia przydatności poszczególnych konstrukcji par współosiowych dla założonych systemów porównano obliczone minimalne dopuszczalne wartości tłumienności przesłuchowych z wynikami pomiarów otrzymanych dla konstrukcji włoskiej z firmy Pirelli i dla konstrukcji francuskiej z SAT.

Obliczenie wartości dopuszczalnych przesłuchów podano poniżej w oparciu o dane z publikacji [10], [12].

Tłumienność zbliżoprzesłuchowa A_{zb}

$$A_{zb} \geq A + a + 10 \lg n - 9 \quad [\text{dB}]$$

Odstęp zdaloprzesłuchowy A_{ozd}

$$A_{ozd} \geq A + \lg /n-2/ - 9 \quad [\text{dB}]$$

gdzie: a - tłumienność odcinka regeneratorskiego $\alpha \cdot l$ [dB]

α - tłumienność jednostkowa [dB/km]

l - długość odcinka regeneratorskiego [km]

A - odstęp sygnał-szum konieczny dla poprawnej pracy regeneratora [dB]

n - ilość par mikrowspółosiowych w jednym kablu.

Wzory te zostały wyprowadzone przy następujących założeniach:

- obydwa kierunki transmisji przenoszone są w jednym kablu,
- sygnał przesyłany jest kodem pseudoternarnym,
- tłumienności zbliżno- i zdaloprzesłuchowe między poszczególnymi parami współosiowymi są jednakowe,
- zakłócenia na wejściu regeneratora pochodzą tylko od przesłuchu zbliżnego, zdalnego i szumu wewnątrzkanalowego - termicznego,
- składowe szumu pochodzące od przesłuchu są równe szumowi wewnątrzkanalowemu i sumują się,
- stopa błędu wynosi 10^{-9} na jeden odcinek regeneratorski.

W pracy [10] został wyliczony odstęp sygnał-szum dla sygnałów pseudoternarnych, który wynosi 21,53 dB, jeśli w torze istnieje tylko szum wewnątrzkanalowy. Biorąc pod uwagę powyższe założenia przy obecności pozostałych składników szumowych, należy podaną wielkość powiększyć o 3 dB, a uwzględniając tolerancję 3 dB dla każdego z trzech składników szumowych otrzymuje się wielkość odstepu sygnał-szum A równą:

$$A = 21,53 + 3 + 3 \cdot 3 = 33,53 \text{ dB}$$

W tabelicy 4.1 zostały podane wyliczone graniczne wielkości tłumienności zbliżno- i zdalnoprzesłuchowe par mikrowspółosiowych konstrukcji włoskiej i francuskiej dla systemu PCM 8,448 Mbit/s przy założonej długości odcinka regeneratorskiego 4 km. Przyjęto do obliczeń kable składające się z $n = 4$ i 10 par mikrowspółosiowych.

T a b l i c a 3.1

Graniczne wartości tłumienności zbliżno- i zdalnoprzesłuchowej dla systemu PCM 8,448 Mbit/s

n	Konstrukcja włoska		Konstrukcja francuska	
	4	10	4	10
$\alpha \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right]$	19,0		17,0	
$A_{zb} \text{ [dB]}$	106,5	110,5	98,5	102,5
$A_{ozd} \text{ [dB]}$	27,5	33,5	27,5	33,5

Wartości dopuszczalne dla innych systemów, tj. PCM 2,044 i 34,304 Mbit/s, dają te same wielkości tłumienności przesłuchowe-

wych, ponieważ tłumienności jednostkowe w funkcji częstotliwości rosną z \sqrt{f} , a długości odcinków regeneracyjnych maleją z \sqrt{f} . Należy tu jednak zaznaczyć, że wyliczone wielkości tłumienności zbliżno- i zdalno-przesłuchowych są tym łatwiejsze do spełnienia, im odcinki regeneracyjne są krótsze.

Pomiary minimalnych wielkości tłumienności zbliżno- i zdalno-przesłuchowych między parami mikrowspółosiowymi typu włoskiego zostały wykonane na linii o długości 1,5 km wybudowanej z kabla zawierającego 10 par, dla konstrukcji francuskiej zaś na odcinkach o długościach 140 m i 158,9 m dla kabla składającego się z 1 pęczka 4-parowego oraz z kabla składającego się z 4 pęczków po 4 pary, z tym że jeden pęczek przeznaczony jest dla jednego kierunku transmisji.

W tabelicy 3.2. podane są wyniki pomiarowe i następnie w tabelicy 3.3. przeliczone wielkości tłumienności dla odcinków 2, 4 i 8 km.

Porównując tabelicę 3 z tabelicą 1 można zauważyć, że wielkość odstępów zdalno-przesłuchowego jest dla obydwu konstrukcji spełniona z dużym zapasem. Założoną wielkość graniczną tłumienności zbliżno-przesłuchowej spełnia tylko para konstrukcji włoskiej dla wszystkich trzech możliwych do zastosowania systemów PCM, natomiast para francuska przy konstrukcji pęczkowej kabla ma wielkość tłumienności zbliżno-przesłuchowej nieco mniejszą od wartości założonej /98,5 dB/ dla wszystkich trzech systemów PCM.

Dla pary francuskiej uzyskano wyniki pomiarów odstępów zdalno-przesłuchowego tylko do częstotliwości 1 MHz, a w kraju dostępne krótkie odcinki /0,5 m/ tej pary nie pozwalają bezpośred-

Tablica 3.2.

Wyniki pomiarów tłumienności przesłuchowych / wartości minimalne/

f [kHz]	Para włoska		Para francuska		A _{zb} /między pęczkami/ [dB]
	A _{zb} [dB]	A _{ozd} [dB]	A _{zb} [dB]	A _{ozd} [dB]	
60	-	80	77,0	75,6	90,2
120	-	97	86,0	84,0	-
250	116	108	100,0	97,0	-
500	-	109	110,0	107,0	-
1000	126	103	116,0	102,5	128,0
4000	124	-	-	-	122,4
16000	124	-	-	-	119,7

T a b l i c a 3.3

Zależności tłumienności przesłuchowych od długości odcinka regeneratorowego i częstotliwości

	Para włoska n = 10		Para francuska n = 4 / 1 pęczek / n = 16 / 4 pęczki /			
	A _{zb} [dB]	A _{ozd} [dB]	A _{zb} [dB]	A _{ozd} [dB]	A _{zb} [dB]	A _{ozd} [dB]
f = 1 MHz l = 8 km	111,4	88,4	82,0	79,0	93,0	79,0
f = 4 MHz l = 4 km	115,5	-	-	-	93,2	-
f = 16 MHz l = 2 km	121,5	-	-	-	96,6	-

nio na dokładny pomiar tych wielkości. Z tego powodu pomierzono wartości impedancji sprzężeniowej dla pary francuskiej i włoskiej. Znając wyniki pomiarów tłumienności zbliznoprzesłuchowej pary włoskiej w funkcji częstotliwości i znając wyniki pomiarów impedancji sprzężeniowej tej pary, można porównawczo ocenić charakter zmiany tłumienności zbliznoprzesłuchowej pary francuskiej.

W tablicy 3.4 i na rys. 3.1 przedstawione są wyniki pomiarów impedancji sprzężeniowej pary francuskiej i pary włoskiej w funkcji częstotliwości.

Jak widać z rys. 3.1, wartości impedancji sprzężeniowej pary o konstrukcji włoskiej w badanym pasmie częstotliwości są mniejsze od analogicznych wartości dla pary francuskiej. Wiadomo również, że im mniejsza jest wartość impedancji sprzężeniowej pary, tym wyższa jest wartość tłumienności przesłuchowej, co potwierdziły pomiary. Porównując wykresy z wynikami pomiarów tłumienności zbliznoprzesłuchowej dla pary włoskiej można zauważyć, że wartość tłumienności zbliznoprzesłuchowej w zakresie częstotliwości 800kHz - 16 MHz jest nie mniejsza niż 124 dB /dla odcinka 1,5 km/ i jednocześnie wartość impedancji sprzężeniowej tej pary jest nie większa niż $0,067\Omega / \text{km}$. Wartość impedancji sprzężeniowej pary francuskiej począwszy od około 1,5 MHz zaczyna rosnać, co oczywiście spowoduje zmniejszenie wartości tłumienności przesłuchowej. Przy częstotliwościach powyżej 1 MHz należy się więc spodziewać wielkości tłumienności zbliznoprzesłuchowej mniejszej niż 116 dB /dla 158,9 m/.

Wzrost w funkcji częstotliwości impedancji sprzężeniowej pary francuskiej wynika głównie z uproszczonej konstrukcji żyły ze-

T a b l i c a 3.4

Wyniki pomiarów impedancji sprzężeniowej

	f MHz	0,1	0,3	0,5	0,8	1	1,6	4	8	16
Para włowska	$ Z_{sp} $ Ω/km	3,3	0,76	0,22	0,067 ^{x/}	0,067	0,067	0,067	0,067	0,067 ^{x/}
Para francuska	$ Z_{sp} $ Ω/km	15,7	7,5	4,3	2,2	1,7	1,4	2,0	3,7	7,4

x/ Począwszy od 800 kHz wielkość impedancji sprzężeniowej spada poniżej progu mierzalnego.

wewnętrznej pary w porównaniu z parą włoską. Szczególnie duży wpływ ma szczelina powstała ze zwinięcia na zakładkę żyły zewnętrznej sprasowanej z ekranem. W parze włoskiej natomiast na rurkę miedzianą zewnętrzną zwiniętą na zakładkę nałożona jest rurka stalowego ekranu ze szwem przesuniętym o 180° .

Należy zwrócić uwagę, że omawiane konstrukcje są propozycjami wstępnymi i że w szeregu krajów prowadzone są badania, które można mieć nadzieję doprowadzą do ujednoczenia konstrukcji tych torów.

3.2.4. Kable mikrowspółosiowe o parach uproszczonych

Przy poszukiwaniu bardziej ekonomicznych rozwiązań torów współosiowych małowymiarowych dla transmisji cyfrowej brane są pod uwagę tory "uproszczone", a mianowicie badano pary nie wyposażone w ekran. Ze względów mechanicznych i przesłuchowych pary te są skręcane w pęczki na przykład po cztery. Każdy taki pęczek jest ekranowany i przeznaczony dla jednego kierunku transmisji.

Analogiczne metody obniżenia kosztów rozpatrywane są dla torów mikrowspółosiowych "uproszczonych". Na przykład we Włoszech stosowane są kable zawierające pary mikrowspółosiowe ekranowane i uproszczone / rys. 2.2/.

3.3. Systemy teletransmisyjne wykorzystujące tory mikrowspółosiowe

3.3.1. Systemy cyfrowe

Jak wiadomo, zarysowały się już wyraźnie dwa ciągi hierar-

chiczne systemów PCM: oparte na grupie pierwotnej PCM 24-krotnej albo 30-krotnej /tzw. europejski/.

Pierwsze szczeble hierarchii /trzy/ systemów PCM są następujące:

	Grupa pierwotna	Grupa wtórna	Grupa trójna
Krotność /ilość łączy/	24	96	384 łączy telef.
I. Przepływność	$\sim 1,6$ Mbit/s	~ 6 Mbit/s	$\sim 24,5$ Mbit/s
Krotność	30	120	480 łączy telef.
II. Przepływność	~ 2 Mbit/s	~ 8 Mbit/s	~ 32 Mbit/s

W Polsce przyjęto hierarchię europejską opartą na grupie pierwotnej 30-krotnej.

Również dla tej hierarchii przyjęto wartość impedancji charakterystycznej równą 75Ω przy 1 MHz oraz długość odcinków regeneracyjnych 8, 4 i 2 km odpowiednio dla grupy pierwotnej, wtórnej i trójnej.

3.3.2. Systemy analogowe

Podobnie jak przy systemach cyfrowych stosowanie torów mikrowspółosiowych dla systemów analogowych należy rozpatrywać pod kątem widzenia możliwości technicznych, a następnie wybrać rozwiązanie ekonomiczniejsze, jeśli chodzi o rodzaj toru.

Analizy przeprowadzone pod tym względem /patrz rys. 3.4/ wskazują, że systemy analogowe 300-krotne są pod względem ekonomicznym znacznie korzystniejsze, jeżeli są realizowane na to-

rach mikrowspółosiowych, a nie na torach współosiowych małowymiarowych.

Dopiero system 960-krotny, realizowany na torach małowymiarowych w relacjach o liczbie ponad 1000 łączy, jest pod względem ekonomicznym korzystniejszy.

Również tańsze są systemy analogowe 120-krotne realizowane na torach mikrowspółosiowych w porównaniu z systemami 120-krotnymi realizowanymi na liniach dwukablowych symetrycznych o średnicy żył 1,3 mm /patrz rys. 3.4/.

3.4. Analiza dotycząca tendencji rozwoju i przyszłej struktury krajowej sieci telekomunikacyjnej pod kątem widzenia stosowania kabli mikrowspółosiowych

3.4.1. Uwagi ogólne

Struktura sieci telefonicznej podlega stałym ewolucjom, które często są wynikiem zmian techniki komutacyjnej. Duży wpływ ma automatyzacja ruchu telefonicznego, początkowo ograniczająca się do relacji miejscowych, a następnie obejmująca relacje okręgowe i międzymiastowe - krajowe, a także międzynarodowe. Rozwój tego ruchu związany jest niezmiennie z unowocześnieniem techniki transmisyjnej. Dotyczy to przede wszystkim problemu obniżania kosztów łączy, których ilości muszą rosnąć bardzo szybko wraz z wprowadzeniem automatyzacji. Zwiększają się również wymagania techniczne na łącza związane z podniesieniem jakości transmisji, obejmującej oprócz telefonii również inne sygnały telekomunikacyjne, jak: wideofonia, transmisja danych itp.

Technika komutacyjna z systemów biegowych przeszła do krzyżowych, a obecnie do systemów bezstykowych - elektronicznych. Te nowoczesne systemy w sposób zasadniczy wpływają na strukturę sieci telefonicznej. Realizacja komutacji elektronicznej jest bowiem możliwa po wprowadzeniu systemów transmisyjnych opartych na czasowym podziale kanałów telefonicznych. Problem ten wiąże się organicznie ze strukturą sieci, dla której na kolejnych poziomach należy dostosować optymalne systemy teletransmisyjne, wykorzystując najbardziej ekonomiczne środki transmisji.

3.4.2. Oszacowanie potrzeb w zakresie kabli mikrowspółosiowych w sieci krajowej

Obecnie w sieci telekomunikacyjnej polskiej przeważa system komutacyjny biegowy /Strowger/. Dotychczasowa struktura sieci uwzględniająca jej automatyzację przewidywała około 300 stref numeracyjnych, o średniej powierzchni około 1000 km^2 /średni promień około 19 km/. Obecne prace nad zagadnieniem struktury sieci ograniczają się do określenia potrzeb ruchowych dla systemu krzyżowego /PENTACONTA/, który prawdopodobnie przez około 10 lat będzie systemem podstawowym, oraz dla wdrażanego równolegle systemu elektronicznego /CITEDIS/. Projekt docelowej struktury sieci, tzn. sieci zintegrowanej będzie dopiero opracowany.

Poniżej przykładowo dla pewnego rejonu sieci są podane liczby łączy potrzebnych dla zapewnienia automatyzacji ruchu:

- w liniach łączących poszczególne strefowe centrale węzłowe - w jednym z wariantów realizacji tej sieci liczby potrzebnych łączy wynoszą: 1232, 2038, 836 i 852 łączy,

- w niektórych wyodrębnionych sieciach i jej gałęziach - 590, 626, 457, 1260, 1501, 1470, 1200 łączy,
- we fragmentach sieci wielkomijskiej łączącej centrale tandemowe CT1 - CT2 - 1092 łączy - patrz struktura sieci pokazana na rys. 3.2.

Długości łączy zawierają się od około 5 do 50 km i realizacja takich liczb łączy systemami naturalnymi nie jest ekonomicznie uzasadniona.

Rozpatrując ogólnie rozwój sieci, pozwalającej w przyszłości zaspokoić całkowicie potrzeby ruchu telekomunikacyjnego /telefonicznego, transmisji danych itp./, należy wziąć pod uwagę następujące założenia.

W sieci międzymiastowej na podstawowych kierunkach /międzynarodowych, międzywojewódzkich/ ruch będzie realizowany w zasadzie kablami współosiowymi o średnicach torów 1,2/4,4 mm i większych lub innymi drogami transmisyjnymi o bardzo dużych przepustowościach, uwielokrotnionymi systemami 960-krotnymi i o większych krotnościach.

Niższe płaszczyzny sieci, jak wewnątrzwojewódzkie sieci międzymiastowe, sieci wewnątrzstrefowe oraz sieci międzycentralowe dużych miast i aglomeracji przemysłowych, powinny być realizowane optymalnymi ekonomicznie środkami transmisyjnymi, które ponadto powinny umożliwiać wykonywanie licznych odgałęzień wzdłuż łączy. Warunki te można spełnić przy użyciu systemów cyfrowych PCM lub w niektórych ograniczonych przypadkach systemami naturalnymi. Dla niższych płaszczyzn sieci występuje konieczność stosowania kabli, które pozwolą zrealizować łączy o

niezbędnej przepływności, przeznaczonych dla systemów cyfrowych o średniej krotkości.

W większości przypadków istniejące w tych płaszczyznach sieci kable ze względów technicznych /długi okres eksploatacji, powodujący ich zużycie oraz niedostateczną jakość parametrów elektrycznych/ nie nadają się do zwielokrotnień systemami cyfrowymi.

Rozbudowa sieci niższych płaszczyzn musi być realizowana kablami symetrycznymi o specjalnych konstrukcjach lub kablami mikrowspółosiowymi.

Ze względu na konieczność realizacji odgałęzień oraz przewidywaną etapowość inwestycji w realizacji pełnego wyposażenia traktów liniowych wydaje się celowa budowa tego rodzaju linii, w oparciu o kable mieszane o torach symetrycznych i współosiowych. Jednorodne kable mikrowspółosiowe znajdują zastosowanie przede wszystkim w węzłach, których budowa będzie oparta o centrale systemu elektronicznego.

Należy zwrócić uwagę, że także kable współosiowe mieszane, o torach mało- i mikrowymiarowych, zwłaszcza w relacjach międzywojewódzkich mogą znaleźć duże zastosowanie ze względu na łatwość odgałęzień i możliwości zaspokojenia potrzeb mniejszych miejscowości, znajdujących się wzdłuż realizowanej linii.

Przykładowe rozwiązanie struktury tego rodzaju sieci opracowane w oparciu o materiały francuskie i włoskie omówiono w punkcie 3.4.3.

Wydaje się, w oparciu o przedstawione w pracy materiały, że realizacja ruchu w niższych płaszczyznach sieci powinna odbywać się na kablach mikrowspółosiowych i mieszanych, z przewagą par

mikrowspółosiowych, zwłaszcza że tory te wypełniają lukę pomiędzy torami symetrycznymi a współosiowymi małowymiarowymi.

Zalety torów mikrowspółosiowych to przede wszystkim:

- możliwość realizacji odcinków regeneracyjnych o długości 8 km przy transmisji znormalizowanych europejskich systemów PCM 30-krotnych, o przepływności 2 Mbit/s,
- możliwości późniejszych zwielokrotnień np. systemami PCM 120-krotnymi /8 Mbit/s/, po skróceniu odcinków regeneracyjnych do 4 km, lub systemami o większej krotności,
- odporność na zakłócenia przy zastosowaniu ekranowania par,
- dobre własności transmisyjne, lepsze niż torów symetrycznych w wykonaniu specjalnym /pęczki ekranowane/, a także tradycyjnych kabli symetrycznych /typów TKM/.

W oparciu o powyższe założenia można oszacować wielkości przewidywanego zapotrzebowania kabli mikrowspółosiowych /w kilometrotorach/.

Biorąc pod uwagę orientacyjne potrzeby ruchu do 1990 r. przy jego automatyzacji oraz przewidywaną strukturę sieci można przyjąć orientacyjnie wielkości zapotrzebowania na łącza i średnie długości relacji przedstawione w tabelicy 3.5.

Analizując liczby łączy podane w tabelicy i przyjmując, że co najmniej połowa ruchu będzie realizowana systemami PCM /w sieciach wewnątrzwojewódzkich i strefowych nawet z przewagą PCM/, można ustalić następujące liczby łączy realizowanych systemami PCM podane w tabl. 3.6.

Pozostałe łącza realizowane byłyby /przy tym założeniu/ sy-

T a b l i c a 3.5

Orientacyjne liczby łączy w różnych relacjach, ich średnia długość oraz liczba relacji przewidywana w sieci 1990 r.

Lp.	Rodzaje relacji	Przewidywana liczba łączy w poszczególnych relacjach	Przewidywana średnia długość relacji [km]	Orientacyjna liczba relacji w sieci krajowej
1.	Sieci międzycentralowe w węzłach telefonicznych miast wojewódzkich	1200	10	90
2.	Sieci stref w aglomeracjach	800	15	80
3.	Sieci stref o intensywnym uprzemysłowieniu	1000	20	60
4.	Relacje międzymiastowe w sieciach wewnątrzwojewódzkich	1800	30	100

stemami naturalnymi, w oparciu o kable z torami symetrycznymi.

Realizacja przewidywanej liczby łączy za pomocą kabli symetrycznych w systemie naturalnym prowadziłyby do liczby par odpowiadającej liczbie łączy. W przypadku ich uwielokrotnienia systemami PCM-30 należy założyć możliwość tylko 30% wykorzystania torów dla systemów PCM, przy czym odcinek regeneracyjny wynosiłby około 1880 m lub mniej, w zależności od parametrów toru symetrycznego.

T a b l i c a 3.6.

Orientacyjne liczby łączy w każdej relacji, przewidywana liczba relacji i długości relacji oraz liczby systemów PCM-30 dla ruchu do 1990 r.

Lp.	Rodzaje relacji	Przewidywana liczba łączy w poszczególnych relacjach	Przewidywana średnia długość relacji [km]	Orientacyjna liczba relacji	Liczba systemów PCM-30 w każdej relacji ^{x/}
1.	Sieci międzycentralowe w węzłach telefonicznych miast wojewódzkich	600	10	90	20
2.	Sieci strefowe w aglomeracjach	600	15	80	20
3.	Sieci stref o intensywnym uprzemysłowieniu	600	20	60	20
4.	Relacje między-miastowe w sieciach wewnątrz-wojewódzkich	900	30	100	30

Należy zwrócić uwagę, że przy założonych odległościach w poszczególnych relacjach, w niektórych przypadkach nie będzie możliwa realizacja łączy w systemie naturalnym przy użyciu kabli typu TKM /ze względu na wartość tłumienności/, nawet po spupini-

^{x/} Liczba połączeń dwukierunkowych.

zowaniu torów. W związku z tym wyniknie konieczność uwielokrotnienia tych torów, np. systemami PCM.

Długości relacji kształtują się powyżej 6-10 km, gdzie systemy cyfrowe mają zdecydowaną przewagę nad systemami naturalnymi.

Zakładając, że potrzeby na łącza cyfrowe wynikłe z tablicy 3.6 mogą być realizowane systemami PCM-30 lub 120-krotnymi, do dalszych rozważań przyjęto, że połowa z nich będzie realizowana systemem 30-krotnym na kablu symetrycznym, reszta zaś systemem 120-krotnym mikrowspółosiowym.

Należy przy tym zwrócić uwagę na możliwość zwielokrotnienia systemów do 120 kanałów na kablu symetrycznym, zaś do 480 lub więcej na mikrowspółosiowym.

Wyliczone z tablicy 3.6 zapotrzebowanie na kilometrotory, w oparciu o system 30-krotny, wynosi 220.000 km torów, natomiast po przyjęciu powyższych założeń wynosi odpowiednio:

110.000 km torów w kablach symetrycznych
oraz 30.000 km torów w kablach mikrowspółosiowych.

Produkcja roczna kabla do 1990 r. przy założeniu, że jej rozpoczęcie nastąpiłoby w latach 1976/1977, według oszacowania dokonanego przez autorów, kształtowałyby się na średnim poziomie około 850 km.

Przeprowadzone rozważania określają minimalne potrzeby, gdyż nie uwzględniają zapotrzebowania innych resortów gospodarczych, jak np. kolei, energetyki itp.

Można uznać, że oszacowane wstępnie potrzeby w zakresie kabli z torami mikrowspółosiowymi uzasadniają wnioski /patrz 3.6/, dotyczące prowadzenia dalszych prac oraz podjęcia niezbędnych

kroków w celu uruchomienia produkcji kabli mikrowspółosiowych oraz urządzeń PCM wyższych krotności.

3.4.3. Przykłady zastosowania w sieciach systemów cyfrowych

Sieć telekomunikacyjna ma za zadanie przesyłanie dostępnymi środkami transmisyjnymi /kabel symetryczny, współosiowy, linia radiowa, satelitarna, falowód, światłowód/ sygnałów różnych typów, jak: mowy, muzyki, obrazów ruchomych i nieruchomych, danych. Sygnały te w zależności od źródła, z którego pochodzą, mają w swej formie pierwotnej różny charakter, ogólnie mogą być analogowe lub cyfrowe.

Dla uzyskania możliwości transmisji cyfrowej wszystkich typów sygnałów należy sygnały analogowe przetworzyć na ciąg impulsów. Przetworzenie sygnału analogowego na cyfrowy związane jest z rozszerzeniem koniecznego do przesyłania pasma częstotliwości. Dla przykładu sygnał mowy o zakresie częstotliwości od 0,3 do 3,4 kHz wymaga, przy przesyłaniu go w formie cyfrowej, przepustowości kanału około 64 kbit/s.

Do komutacji sygnałów cyfrowych można przystosować istniejące centrale elektromechaniczne lub obecnie opracowywane elektroniczne, z podziałem czasowym dróg rozmównych. Te ostatnie, które rokuje szybki i szeroki rozwój, mogą pracować tylko w oparciu o sygnały cyfrowe, co wpływa znacząco na strukturę sieci. Opłaca się bowiem konieczną zmianę sygnału analogowego, np. mowy, dokonywać nie bezpośrednio przed komutacją, lecz wcześniej w tzw. koncentratorach i w tej postaci przesyłać do urządzenia komutacyjnego. Istnieje dzięki temu możliwość zwielokrotnienia u-

żytych torów bez żadnego pogorszenia jakości transmisji, gdyż długość drogi połączeniowej w systemie PCM nie wpływa na wartość stosunku sygnału do szumu.

Schemat sieci cyfrowej najniższego szczebla w układzie komutacji elektronicznej typu CITEDIS [6] przedstawiony jest na rys. 3.2.

Podstawową jednostką komutacyjną jest tzw. centrala satelitowa "CS". Pełni ona funkcję koncentracji przestrzennej abonentów dołączonych łączami akustycznymi, oraz przetwarza sygnał analogowy mowy na cyfrowy PCM, przesyłany następnie traktem do centrali miejskiej "CM".

Dla opisanego systemu, pracującego w okręgu wiejskim, przewiduje się dla połączeń CS z CM na 500 abonentów po dwa trakty PCM 30-kanalowe dla obu kierunków transmisji. Łączy te, pracujące z prędkością transmisji 2,048 Mbit/s, wymagają stosowania kabla symetrycznego. Do tego celu można również użyć niektóre specjalnie wybrane pary istniejących kabli miejskich, pamiętając, że duża ich tłumienność bardzo skraca odcinek regeneratory. Należy podkreślić, że ze względu na niezawodność pracy nie można kilku systemów 30-kanalowych zastąpić jednym o większej krotności.

Połączenia między centralami miejskimi CM oraz tandemowymi CT wymagają łączy o prędkości transmisji zależnej od istniejącego ruchu. Dla przewidywanej liczby numerów centrali CM 5 - 20 tys. NN, prędkość transmisji wypada większa niż 8 Mbit/s. Jest więc celowe użycie dla tych połączeń kabli mikrowspółosiowych, z wtórnym zwielokrotnieniem 4 x 30 kanałów, lub większych krotności, pamiętając o zapewnieniu niezawodności łączy przez zastosowanie systemów dublujących się.

Kable symetryczne ze względu na ich rosnącą szybko tłumienność i przeniki w funkcji częstotliwości stosuje się przy specjalnym ich wykonaniu, w zasadzie tylko do prędkości transmisji 8 Mbit/s bez możliwości jej dalszego zwiększenia.

Liczba kanałów potrzebna do zrealizowania połączeń między centralami tandemowymi CT zależna jest od założonego modelu sieci cyfrowej.

Przy rozpatrywaniu konkretnego modelu sieci okręgowej o równomiernie rozłożonej liczbie abonentów możliwe rozwiązanie zaproponowane przez firmę SAT zakłada, że w obszarze 40 km x 40 km x 20 km są cztery centrale CT - oznaczone jako $A_1 \dots$ /rys. 2.8/. Bezpośrednie łączy biegną po przekątnych między centralami sąsiednimi oraz między centralami najbardziej odległymi od siebie. Do central CT poprzez 8 central CS - oznaczonych jako a, b, c, d, doprowadzone są łączy abonentów. Dla zrealizowania ruchu między centralami CT najbardziej ekonomiczne rozwiązanie /biorąc pod uwagę koszt urządzeń i kabla/ zakł. użycie systemów 34 Mbit/s na kablu mikrowspółosiowym o liczbie par około 12. Takie rozwiązanie daje możliwość 15% wzrostu liczby łączy w każdym roku /podwojenie liczby po 5 latach/ przy stanie początkowym od 1 do 3 systemów megabitowych w zależności od kierunku.

Rozpatrując ogólnie całą sieć telekomunikacyjną cyfrową w kraju, zakłada się użycie na poszczególnych szczeblach hierarchii, odpowiednich dla wartości ruchu różnych środków transmisji. Należy podkreślić, że w przypadku linii kablowych zmniejszenie o połowę odstępów między regeneratorami, które może być zawsze dokonane, pozwala zwiększyć około 3,5 raza przepływność.

Używając pewnych innych sposobów /np. przez podwojenie mocy wyjściowej, przez wprowadzenie lepszej optymalizacji nadawczej i odbiorczej funkcji przenoszenia, przez przyjęcie kodów liniowych z większą ilością poziomów lub mniejszą redundancją/ przepływność binarna może być zwiększona do 4 razy. Stosunek równy 4 dla przepływności dwóch kolejnych stopni zwielokrotnienia jest korzystny ze względu na czterokrotne zwiększanie się przepustowości połączenia przy dwukrotnym zmniejszeniu odległości między regeneratorami.

Dla zwiększenia przepustowości linii radiowych mogą być przewidziane specjalne dwuwęściowe krotnice dla modemów dwufazowych.

3.5. Analiza ekonomiczna systemów opartych na torach mikrowspółosiowych

3.5.1. Uwagi ogólne

Najczęściej stosowaną metodą służącą do oceny ekonomiczności badanego systemu teletransmisyjnego jest ustalenie kosztu jednego łącza na 1 km. Przy analizach ekonomicznych porównawczych badanych systemów bardzo często ustala się nie bezwzględne wielkości kosztów, lecz koszty względne. Mają one oczywiście duże zalety, ponieważ abstrahują od przeliczeń dewizowych itp.

W odniesieniu do systemów teletransmisyjnych prawidłową ocenę porównawczą można uzyskać przy założeniu, że porównuje się linie o tej samej pojemności informacyjnej. Taką metodę zastosowano poniżej przy próbie analizy ekonomicznej systemów analogowych i cyfrowych opartych na torach mikrowspółosiowych.

3.5.2. Analiza ekonomiczna systemów analogowych

Na rysunku 3.3 przedstawiono porównawczo koszty 1 km łącza telefonicznego przy transmisji analogowej dla różnego rodzaju linii kablowych, w zależności od liczby łączy.

Dane przedstawione na tym rysunku pochodzą z opracowań przeprowadzonych w NRF w latach 1965 /TELEFUNKEN/ oraz 1967 /Fernmeldetechnisches Zentralamt/.

Z rysunku widoczne jest, że koszt łączy realizowanych dwukablowymi liniami symetrycznymi o średnicy żył 1,3 mm /krzywa 1/ przewyższa znacznie koszt łączy realizowanych na kablach wyposażonych w tory współosiowe małowymiarowe /1,2/4,4 mm/ i mikrowymiarowe. Jeszcze bardziej ta różnica się powiększy, jeśli wziąć pod uwagę nie system 120-krotny stosowany na tego rodzaju torach w NRF, a system 60-krotny stosowany w Polsce.

Z rysunku widoczne są zalety zastosowania systemu 300-krotnego na torach mikrowspółosiowych /krzywa 3/, uwzględniając nawet korektę, którą należy wykonać, gdyż przy normalizacji torów mikrowspółosiowych należy się liczyć z nieznacznym zwiększeniem średnic od wartości 0,6/2,2 mm do wartości 0,65/2,8 mm. Jest on bardziej ekonomiczny niż system współosiowy małowymiarowy przy zastosowaniu telefonii 300-krotnej /krzywa 2/.

Dopiero od pojemności linii około 1000 łączy i przy zastosowaniu telefonii 960-krotnej system oparty na torach współosiowych małowymiarowych /krzywa 4/ jest bardziej ekonomiczny od systemu na torach mikrowymiarowych.

Od pojemności linii około 3000 łączy przewagę nad torami małowymiarowymi mają systemy oparte na torach współosiowych nor-

malnowymiarowych typu 2,6/9,5 mm /krzywa 5 i 6/. Krzywa 7 ilustruje przykładowo ekonomiczność systemu współosiowego o wymiarach toru znacznie powiększonych typu 5,5/20 mm przeznaczonego dla systemu o krotności 18000.

Na rysunku 3.4 pokazano obraz tendencji rozwojowych kabli współosiowych, ilustrujący wzajemne zależności: wymiarów toru, kosztów łącza, pojemności informacyjnej linii wyrażanej liczbą łączy, zakresu przenoszonych częstotliwości oraz tłumienności jednostkowej toru.

Z rysunku wyraźnie wynika, jak znaczny obszar zastosowań mają tory o wymiarach mniejszych od 4,4 mm.

Podjęte w latach 1965-67 badania nad celowością zastosowania torów mikrowspółosiowych dla systemów analogowych powinny być prowadzone nadal z dwóch ważnych przyczyn:

- 1/ znacznie większym zainteresowaniem się torami mikrowspółosiowymi w związku z ich przydatnością zarówno dla systemów analogowych, jak i cyfrowych,
- 2/ poważnym rozszerzeniem zakresu zastosowań systemów opartych na torach małowymiarowych, a mianowicie systemów 12 MHz /2700-krotnych/, co było dotychczas realizowane na torach normalnowymiarowych, które z kolei wykorzystywane będą dla systemów 60 MHz /10800-krotnych/.

3.5.3. Analiza ekonomiczna systemów cyfrowych

Ponieważ systemy cyfrowe są dopiero wdrażane, brak obszerniejszych materiałów do szerokiej analizy ekonomiczności systemów cyfrowych realizowanych na różnych rodzajach torów. W

szczegółności dotyczy to systemów opartych na torach mikrowspółosiowych, które są dopiero w stadium doświadczalnym.

Na rysunku 3.5 podjęto próbę zilustrowania kosztów porównawczych 1 km łącza telefonicznego przy transmisji cyfrowej, dla niektórych rodzajów linii kablowych, w zależności od liczby łączy.

Dane przedstawione na rysunku pochodzą z analizy porównawczej ekonomiczności systemów cyfrowych opartych na torach mikrowymiarowych /krzywa 1/ i małowymiarowych /krzywa 2/. Z przebiegu obu zależności wynika, że dla systemu PCM 120-krotnego /o przepływności 8 Mbit/s/ bardziej ekonomiczny jest system oparty na torach mikrowspółosiowych 0,65/2,8 mm.

Poczynając od grupy III rzędu /480-krotnej/ bardziej ekonomiczny jest znormalizowany system oparty na torach małowymiarowych /1,2/4,4 mm/.

Dane te pochodzą z opracowań włoskich /patrz 2.1/.

Porównanie oparto na założeniu, że maksymalna pojemność porównywanych linii wynosi około 150 Mbit/s /ok. 2400 łączy/. Na rysunku podano również, na podstawie materiałów zgłoszonych przez Francję dla CCITT, koszt porównawczy łączy w przypadku systemów: o przepływności 100 Mbit/s na torach współosiowych małowymiarowych 1,2/4,4 mm /krzywa 2'/; o przepływności 250 Mbit/s na torach normalnowymiarowych 2,6/9,5 mm /krzywa 3/ oraz systemu opartego na torze falowodowym kołowym. Z przebiegu omawianych zależności wynika, że powyżej 4000 łączy - ekonomiczniejszy od systemu małowymiarowego jest system normalnowymiarowy, a powyżej 11000 łączy ekonomiczniejszy od systemu normalnowymiarowego jest system falowodowy.

Najtrudniejsza jest analiza porównawcza kosztów w odniesie-

niu do systemów PCM realizowanych na torach kablowych symetrycznych. Brane są bowiem pod uwagę linie kablowe symetryczne typów istniejących, o wielkim rozrzucie wymiarów i własności elektrycznych oraz linie kablowe nowo projektowane o nowych konstrukcjach, które znajdują się jeszcze na etapie doświadczalnym.

Według obecnych wstępnych opinii można dla kabli symetrycznych, obok systemów 24 względnie 30-krotnych przewidywać możliwość wykorzystania ich dla systemów 8 Mbit/s /120-krotnych/.

Niezbędne będzie jednakże zastosowanie w szczególności w systemie jednokablowym kabli specjalnych, na przykład o budowie pęczkowej; pęczki powinny być ekranowane. Należy się liczyć dodatkowo z trudnościami wynikającymi z ograniczenia długości odcinków regeneracyjnych ze względu na duże tłumienności jednostkowe i małe tłumienności przesłuchowe, co może poważnie wpłynąć na ekonomiczność zastosowania takiego rozwiązania.

3.6. Wnioski

Biorąc pod uwagę:

- ogólną tendencję stosowania w maksymalnym stopniu systemów transmisyjnych cyfrowych jako drogi dla przyspieszenia planowanej realizacji sieci zintegrowanej,
- bardzo duże liczby łączy niezbędnych dla automatyzacji dolnych płaszczyzn sieci,
- ustalenie dla tych płaszczyzn sieci na obszarze europejskim hierarchii systemów cyfrowych o krotnościach 30, 120 i 480 i przepływnościach 2,8 i 32 Mbit/s,

- ustalenie jako optymalnych dla powyższych systemów długości odcinków regeneracyjnych 8, 4 i 2 km,
- wyniki badań, które stwierdzają, że:
 - 1/ kable z torami symetrycznymi spełniają w zasadzie wymagane warunki techniczne w odniesieniu do systemu 30-krotnego,
 - 2/ kable z torami mikrowspółosiowymi spełniają dla wszystkich krotności wymagane warunki techniczne, a ponadto, poczynając od systemów 120-krotnych, są bardziej ekonomiczne,
 - 3/ kable z torami mikrowspółosiowymi mogą być również z powodzeniem zastosowane dla analogowych systemów 300-krotnych,

należy uznać za celowe stosowanie w sieci polskiej w dolnych jej płaszczyznach kabli z torami mikrowspółosiowymi.

Dla realizacji tego wniosku należy:

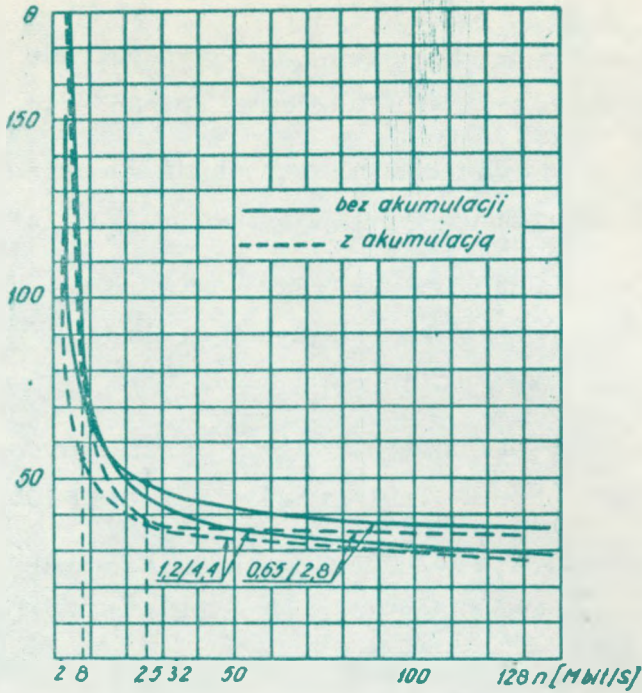
- przewidzieć możliwość produkcji kabli z torami mikrowspółosiowymi w kraju,
- kontynuować prace badawcze nad optymalizacją konstrukcji i technologii torów mikrowspółosiowych,
- przyspieszyć prace naukowo-badawcze nad strukturą i konfiguracją przyszłej sieci zintegrowanej w Polsce,
- prowadzić badania nad wykorzystaniem systemów cyfrowych, a w szczególności systemów opartych na torach mikrowspółosiowych również dla transmisji wideofonii, telewizji i transmisji danych,

- podjąć prace badawcze nad optymalizacją kodów liniowych dla powiększenia przepływności torów,
- podjąć prace doświadczalne w zakresie technologii montażu par mikrowspółosiowych,
- śledzić prace CCITT nad torami kablowymi, przeznaczonymi dla transmisji cyfrowych, a także prace prowadzone w poszczególnych krajach, zwłaszcza prace wdrożeniowe w zakresie torów mikrowspółosiowych.

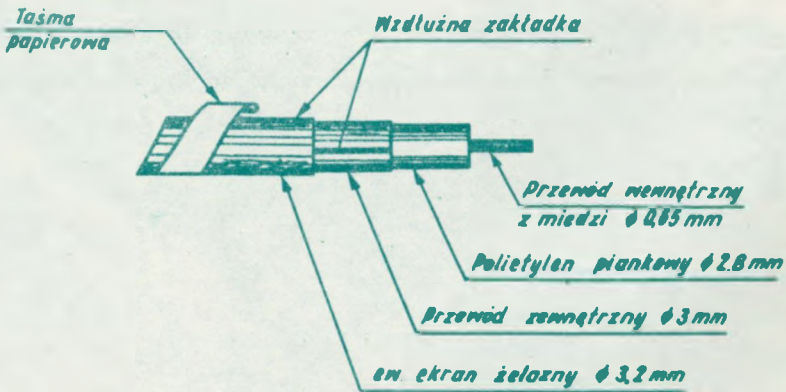
WYKAZ LITERATURY

1. Paladin G., Savino A. : Trasmissione di segnali PCM su cavi coassiali normali e speciali. Rendiconti AEI. Trieste Settembre 1968.
2. Paladin G. : Nuovi portanti fisici per la trasmissione di segnali PCM a media velocita. XV Convegno Internazionale delle Comunicazioni Genova. Ottobre 1967.
3. Camerone S., Colombo F., Paladin G. : Considerazioni tecnico-economiche sul dimensionamento delle coppie coassiali per la trasmissione di segnali numerici. XVII Convegno Internazionale delle Comunicazioni Genova. Ottobre 1969.
4. Paladin G. : Nuovi portanti fisici per la trasmissione di segnali PCM a media velocita - XV Convegno ... 1967.
5. Paladin G. : Trasmissione digitale a 8,448 Mbit/s su cavi microcoassiali. Telecomunicazioni 1971 nr 39, s. 55-67.

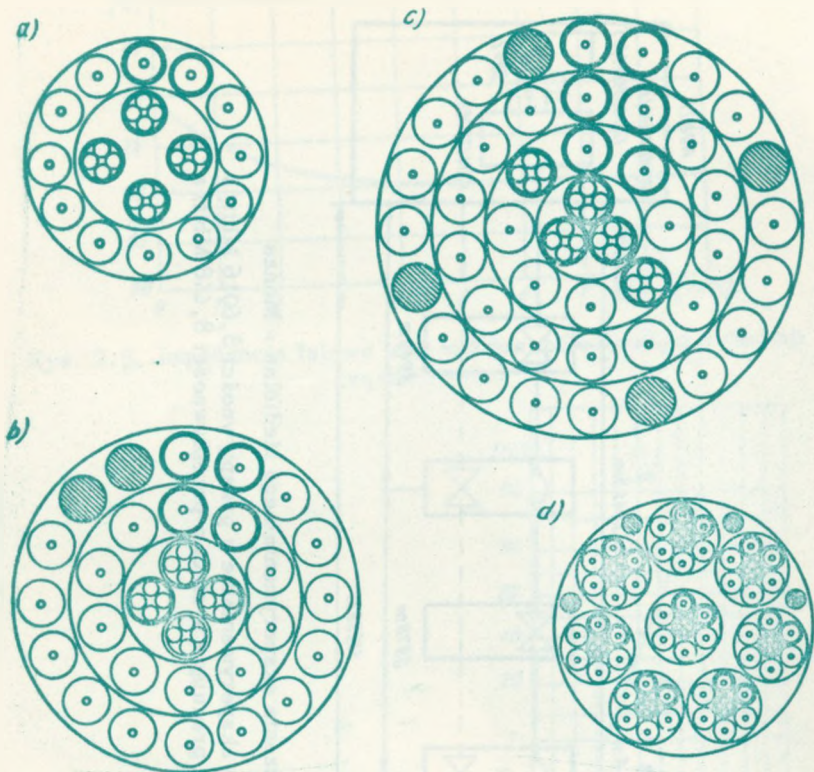
6. CITEDIS - System komutacji o czasowym podziale kanałów. IŁ, Warszawa oraz WZT - Telettra, Poznań. Wyd. II.
7. Mathieu R. : Nowa technika i technologia w dziedzinie produkcji kabli telekomunikacyjnych. Symposium Warszawa 1972 r.
8. Bertin R. : Kable i systemy teletransmisyjne przewidywane dla francuskiej sieci telekomunikacyjnej na okres 1965-1985. Symposium Warszawa 1972.
9. Ericsson T., Johansson U. : Digital transmission over coaxial cables. Ericsson Rev. 1972 t. 49 nr 3, ss. 99-108.
10. Wellhausen H.W. : Die Übertragung von Informationsflüssen des PCM - Sekundärmultiplex - und PCM - Tertiärmultiplex - Systems. Bull. SEV 1973 nr 2.
11. Martin D., Wellhausen H.W. : Übertragungsversuch auf einem Mikrokoaxialkabel mit 8,448 Mbit/s. NTZ 1973 t. 26 nr 2, s. 81-82.
12. Wellhausen H.W. : Beitrag zur "Übertragung digitaler Basisband-Signale über Koaxialkabel. Fernmelde Ing. 1972 zeszyt. 1, ss. 35.



Rys. 2.1 Koszty jednostkowe θ torów współosiowych w funkcji przepływności n w Mbit/s/

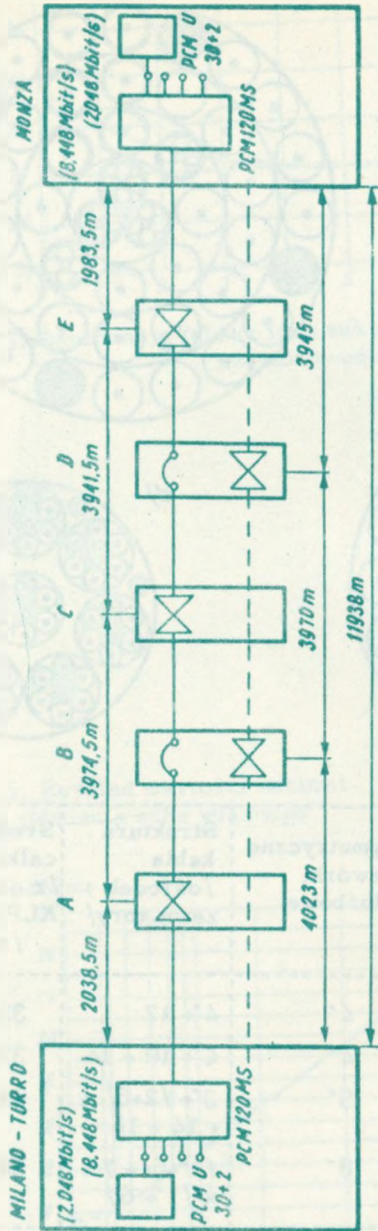


Rys. 2.4. Budowa toru mikrowspółosiowego konstrukcji włoskiej



Rys.	Liczba torów mikrowspół- osiowych	Symetryczne czwórki służbowe	Struktura kable /ośrodek + zewn. tory/	Średnica całkowiata /z osłoną ALPETH/ /mm/
a	12	4'	4' + 12	31,0
b	24	4'	4' + 10 + 14	37,0
c	36	5'	3' + /2+6/ + + 14 + 16	43,5
d	48	8'	/1'+6/ + 7 x x /1'+6/	58,5

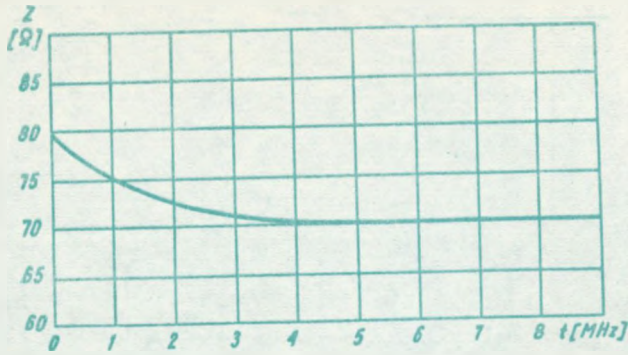
Rys. 2.2. Znormalizowane kable z torami mikrowspółosiowymi we Włoszech



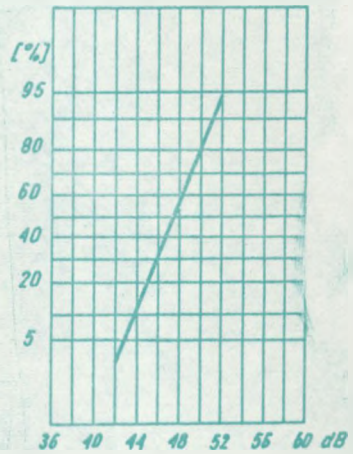
Rys. 2.3. Schemat połączenia eksperymentalnego Mediolan - Monza

linia przerywana - połączenie eksperymentalne o przepływności 8,6016 Mbit/s

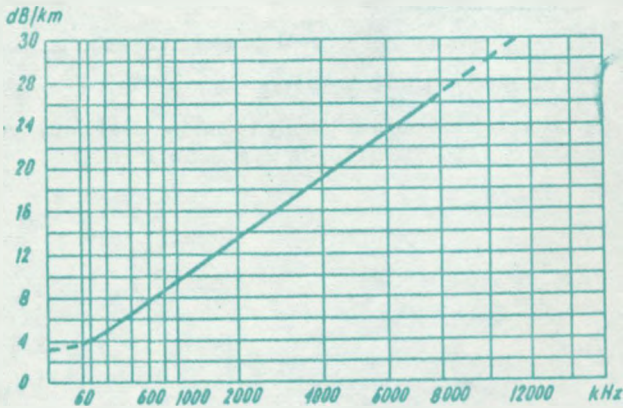
linia ciągła - połączenie pracujące w sieci o przepływności 8,448 Mbit/s



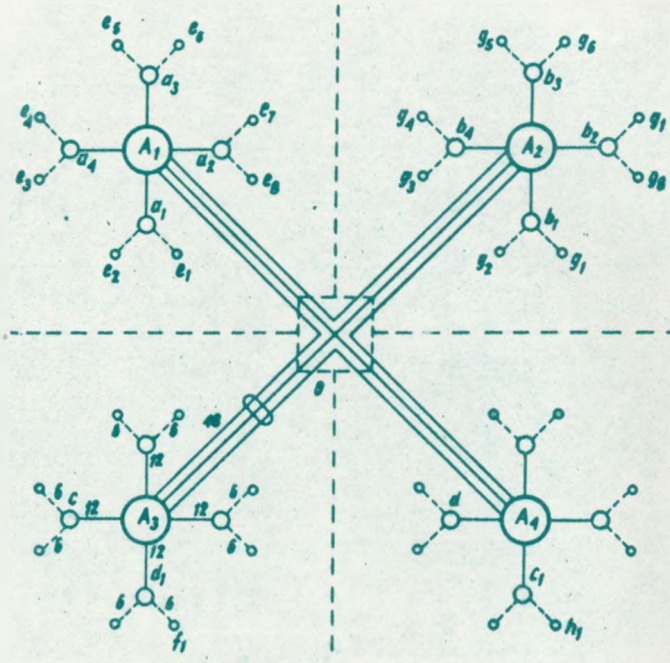
Rys. 2.5. Impedancja falowa toru mikrowspółosiowego w funkcji częstotliwości



Rys. 2.6. Rozkład wartości minimalnych tłumienia echa własnego



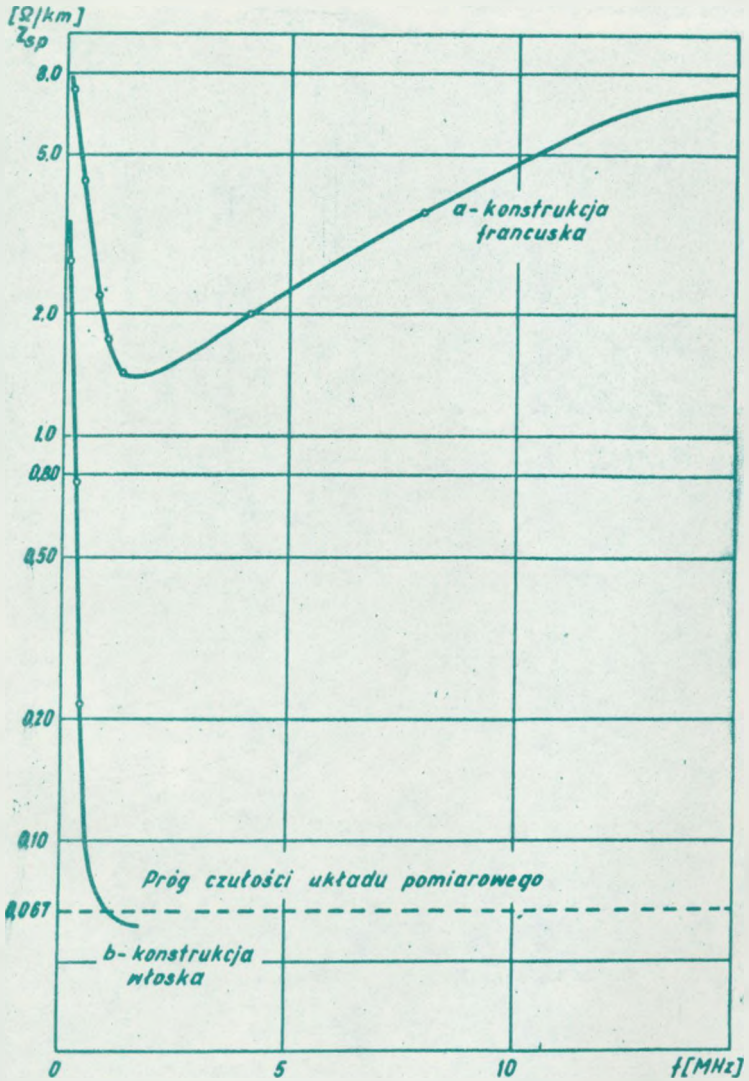
Rys. 2.7. Tłumiennosc charakterystyczna toru mikrowspółosiowego w funkcji częstotliwości



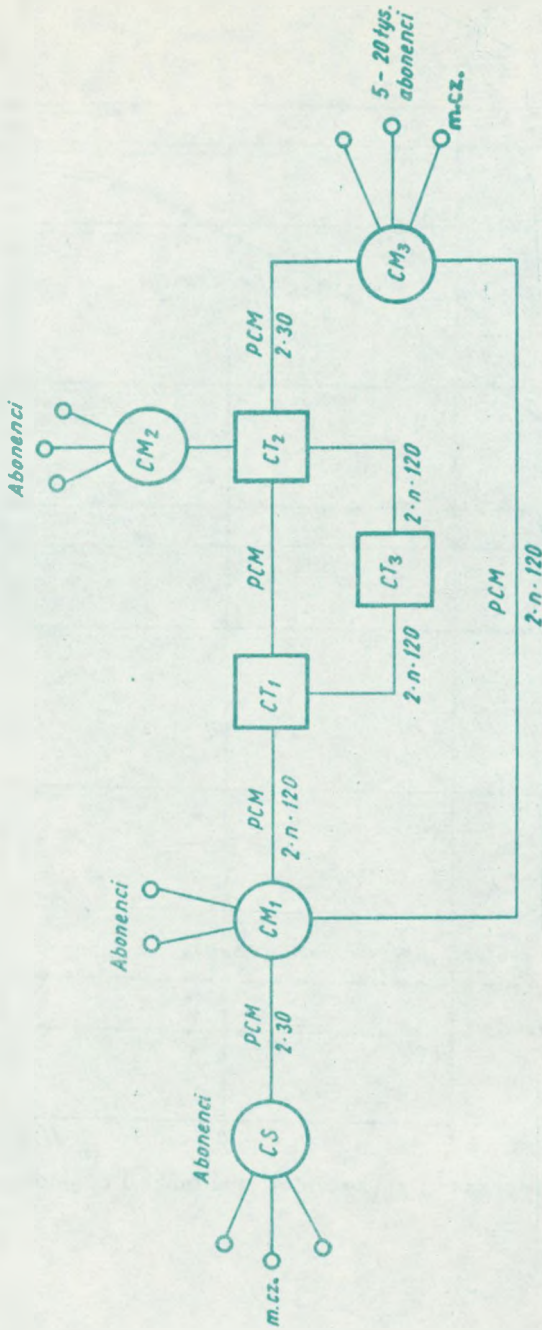
Rys. 2.8. Model sieci okręgowej

o - e, f, g, h - centrala telefoniczna ; ○ - a, b, c, d - centrum modularyjne ;
 ○ - A - centrale tandemowe ; --- system akustyczny ; — system
 * 2 Mbit/s ; ——— system 34 Mbit/s

liczby odnoszą się do przeliczeniowej liczby kanałów telefonicznych wyrażonej w liczbie 30-krotnych systemów PCM

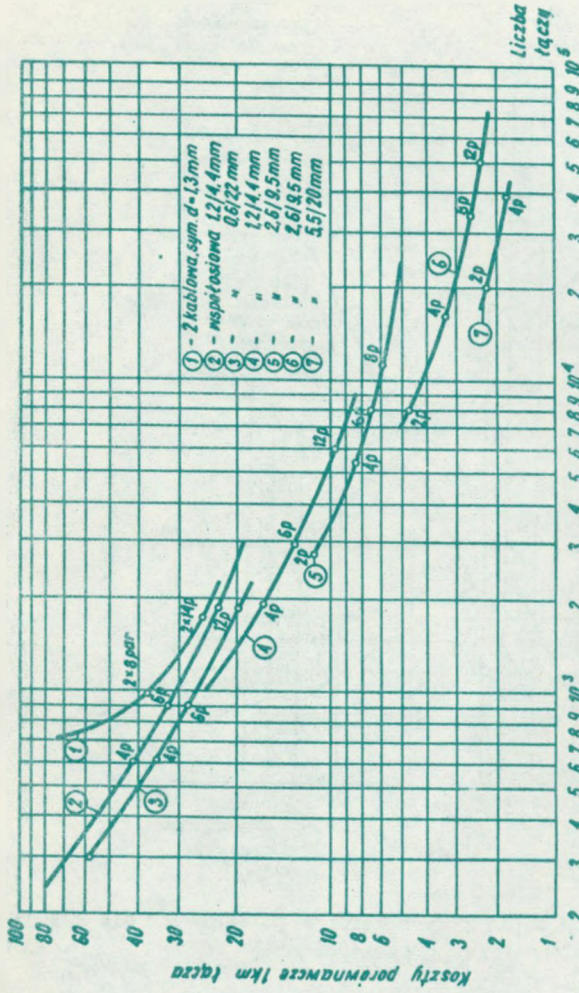


Rys. 3.1. Zależność impedancji sprzężeniowej w funkcji częstotliwości



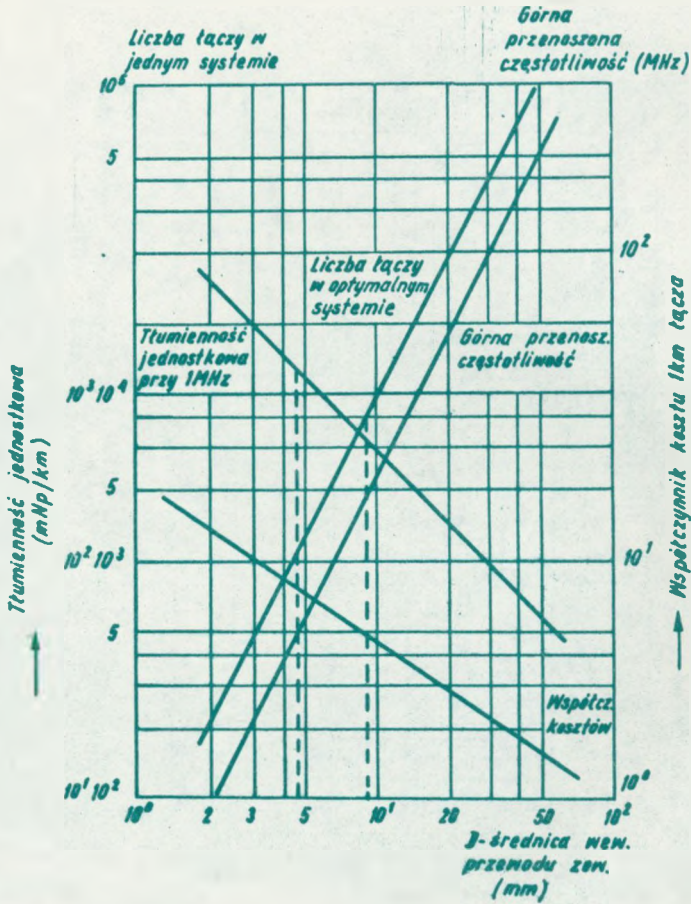
Rys. 3.2. Transmisja cyfrowa w sieci telekomunikacyjnej

CS - centrala satelitowa, CM - centrala miejska, CT - centrala tandemowa / tranzytowa/

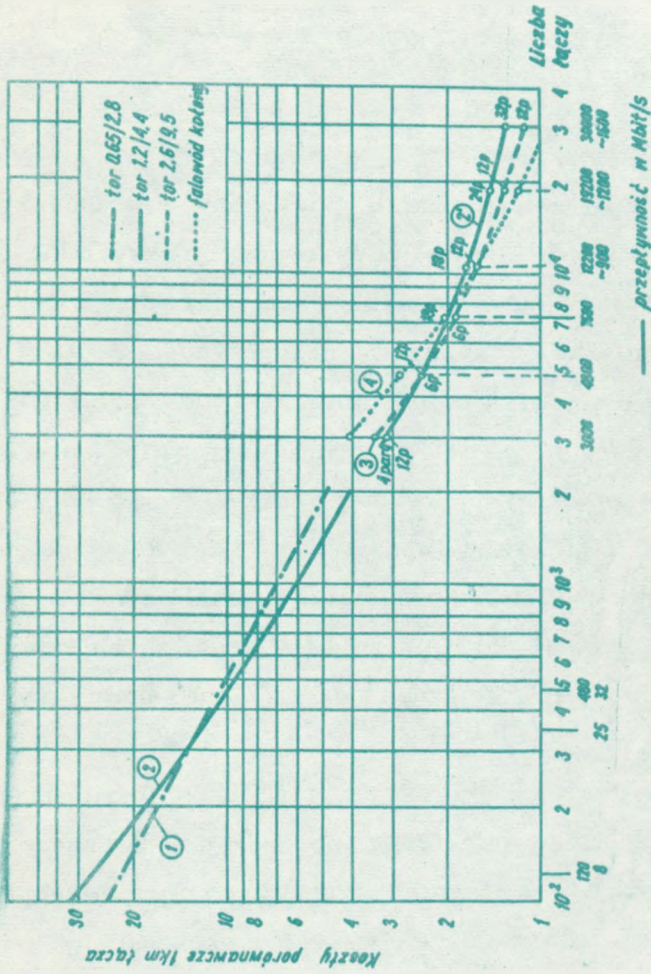


Rys. 3.3. Koszty porównawcze 1 km łącza telefonicznego przy transmisji analogowej dla różnego rodzaju linii kablowych w zależności od liczby łączy

1 - system 120-krotny na torach symetrycznych 1,3 mm; 2 - system 300-krotny na torach współosiowych 1,2/1,4, 4; 3 - system 300-krotny na torach współosiowych 0,6/2,2; 4 - system 960-krotny na torach współosiowych 1,2/1,4, 4; 5 - system 270-krotny na torach współosiowych 2,6/9,5; 6 - system 8100-krotny na torach współosiowych 2,6/9,5; 7 - system 18000-krotny na torach współosiowych 3,5/20



Rys. 3.4. Obraz tendencji rozwojowych kabli współosiowych dla systemów telefonicznych analogowych



Rys. 3.5. Koszty porównawcze 1 km łącza telefonicznego przy transmisji cyfrowej dla różnego rodzaju linii kablowych i falowodu kablowego w zależności od liczby łączy

1 - tor mikrospółosiowy 0,6/2,8; 2 - tor małowymiarowy 2/4,4; 2' - tor małowymiarowy o przepływności 100 Mbit/s; 3 - tor normalnowymiarowy 2,6/9,5 o przepływności 250 Mbit/s; 4 - to falowodowy kołowy

TRANSMISJA STRUMIENI INFORMACJI SYSTEMAMI POMOCY GRUPY DWÓJNEJ I TRÓJNEJ PCM^{x/}

1. WSTĘP

Dla zaspokojenia potrzeb transmisji zwiększonych strumieni informacji konieczne jest ustalenie dla systemów cyfrowych hierarchii grup wyższego rzędu w oparciu o grupę pierwotną PCM zawierającą 30 kanałów telefonicznych o przepływności 2,048 Mbit/s. Okazuje się, że współczynnik zwielokrotnienia wynoszący 4 będzie najodpowiedniejszy do ustalenia stopni hierarchii. Stąd właśnie może być przyjęta dla grupy wtórnej przepływność 8,448 Mbit/s, dla grupy trójnej 34 Mbit/s. Grupa wtórna PCM byłaby zdolna do tworzenia 120 kanałów telefonicznych lub 2 kanałów wideotelefonicznych, a grupa trójna - do tworzenia 480 kanałów telefonicznych lub 8 kanałów wideotelefonicznych względnie 1 kanału telewizji barwnej.

W związku z tym dyskutowany jest problem, jak w formie binarnej transmitować strumienie informacji, pochodzące od różnego rodzaju urządzeń końcowych i zwielokrotniających, przy względnie małych dodatkowych kosztach. Ze względów ekonomicznych nie należy się ograniczać jedynie do kabli współosiowych normalno- i małowymiarowych, lecz gdzie to jest możliwe, również wykorzystywać istniejące kable symetryczne. Ponieważ jednak oba kierun-

^{x/} Wellhausen H.W. - Bulletin Des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins - Zürich, 20.01.73 r.

ki transmisji muszą być przenoszone w jednokablowych liniach, ograniczone zostają bardzo długości odcinków regeneracyjnych. Przy tym systemie transmisji długość odcinków będzie uwarunkowana głównie tłumiennością zbliznoprzesłuchową. Wynosi ona dla grupy wtórnej /przy częstotliwości Nyquista ok. 4,224 MHz/ około 40 dB. Prowadzi to jednak do 1-kilometrowych odcinków regeneracyjnych, a więc do bardzo nieekonomicznych rozwiązań. Z tego względu rozważono taką uproszczoną konstrukcję toru, która umożliwiłaby nie tylko transmisję o przepływności 8,448 Mbit/s i 34 Mbit/s przy racjonalnych długościach odcinków, lecz również mogłaby być stosowana do transmisji 2,048 Mbit/s. Ponieważ przede wszystkim chodzi o możliwie dużą tłumienność zbliznoprzesłuchową, rozważane są zarówno kable o torach mikrowspółosiowych, to jest o zmniejszonych wymiarach w porównaniu z torami współosiowymi małowymiarowymi, jak i kable symetryczne z ekranowanymi pęczkami. Kable współosiowe są naturalnie lepsze dla większych częstotliwości, natomiast kable symetryczne są lepiej przystosowane dla częstotliwości mniejszych.

Na tej podstawie należy przy analizie kabli mikrowspółosiowych rozważyć następujące zagadnienia.

Po wyborze odpowiednich średnic przewodów toru mikrowspółosiowego należy zbadać jego przepustowość, to jest maksymalną przepływność. Szczególnie uwaga musi być poświęcona transmisji o przepływności 2,048 Mbit/s, ponieważ w pobliżu tego zakresu obserwowany jest spadek tłumienności zbliznoprzesłuchowej. Na podstawie takich rozważań można analogicznie określić wymagania na tory symetryczne z pęczkami ekranowanymi o analogicznej przepływności.

2. KABEL MIKROWSPÓŁOSIOWY

2.1. Ustalenie wymiarów toru

Własności elektryczne toru współosiowego obok parametrów charakteryzujących materiał ϵ , μ , σ i $\operatorname{tg} \delta$ są zasadniczo określane stosunkiem D/d , gdzie D jest średnicą zewnętrzną przewodu wewnętrznego. Przy założeniu toru małostratnego $R' \ll \omega L'$ i $G' \ll \omega C'$ otrzymujemy zależność określającą tłumienność falową:

$$\alpha = 8,6858 \left[\sqrt{\frac{\pi \cdot \epsilon \cdot f}{\sigma}} \cdot \frac{1 + D/d}{D \cdot \ln(D/d)} + \pi \operatorname{tg} \delta f \sqrt{\mu \cdot \epsilon} \right] \text{ dB/km} \quad /1/$$

a dla impedancji falowej

$$Z = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{D}{d} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad /2/$$

Dla parametrów charakteryzujących materiały można przyjąć następujące wartości:

$$\epsilon_r = 1,5 \text{ /dielektryk: polietylen piankowy/}$$

$$\mu_r = 1,0,$$

$$\sigma = \frac{57 \cdot n}{Q_{\text{mm}}^2}; \quad \operatorname{tg} \delta = 4 \cdot 10^{-4}$$

Z punktu widzenia teletransmisyjnego tłumienność falowa α przy pewnej określonej średnicy D powinna być możliwie mała.

Jak to wynika z krzywych pokazanych na rys. 1^{x/}, określonych wg równań /1/ i /2/ dla częstotliwości Nyquista, wynoszącej dla grupy wtórnej 4,224 MHz, najniższa tłumienność osiągnąta jest

^{x/} Rysunki są zamieszczone na końcu Dodatku.

przy stosunku $D/d = 3,6$. Odpowiadająca wartość impedancji falowej wynosi $Z = 62,5 \Omega$. Dalej można stwierdzić, że przy stałym stosunku D/d przez zwiększanie średnicy zewnętrznej cylindrycznego przewodu zewnętrznego D można tłumienność zmniejszać.

Przy wprowadzaniu kabli mikrowspółosiowych do sieci telekomunikacyjnej byłoby pożądane ustalenie dla nich wartości impedancji 75Ω , jak to zostało przyjęte dla torów współosiowych normalno- i małowymiarowych. Ważne jest to przede wszystkim ze względu na posiadaną aparaturę pomiarową, przystosowaną do wartości znamionowej 75Ω . Przyjęcie takiej wartości impedancji toru spowoduje jednak zarówno zwiększenie tłumienności falowej, jak i ograniczenie średnicy przewodu wewnętrznego, ponieważ stosunek D/d będzie większy. Zadowalający kompromis prowadzi do wyboru średnicy $D = 2,8$ mm. Wówczas otrzymuje się zgodnie z rys. 1 przy założeniu $Z = 75 \Omega$ stosunek średnic $D/d = 4,65$. Odpowiada to średnicy $d = 0,60$ mm. Dla takiego toru mikrowspółosiowego $0,6/2,8$ mm można zgodnie z równaniem /1/ ustalić wartość tłumienności falowej jako:

$$\alpha = 9,7663 \sqrt{f} + 0,0446 \cdot f \quad \text{dB/km} \quad /3/$$

gdzie: f w MHz.

2.2. Ograniczenie długości odcinka regeneratorskiego dla toru mikrowspółosiowego, spowodowane wyborem impedancji falowej 75Ω

W związku z założeniem, że impedancja falowa ma mieć wartość 75Ω , interesujące jest określenie jak wielkie nastąpiło ogra-

niczenie długości odcinka regeneratorskiego wskutek zwiększenia tłumienności względnie sprawdzenie, o ile dłuższy byłby odcinek regeneratorski w przypadku impedancji wynoszącej $62,5 \Omega$.

Przy założeniu, że:

- tłumienność falowa rośnie proporcjonalnie do pierwiastka z częstotliwości,
- opóźność grupowa w omawianym zakresie częstotliwości jest stała,
- jakość transmisji zależy tylko od prawdopodobieństwa przekroczenia dopuszczalnego poziomu wewnątrzkanałowego szumu termicznego,
- szerokość kanału odpowiada podwójnej częstotliwości Nyquista, można określić w przybliżeniu dla pseudosygnału długość odcinka regeneratorskiego metodą podaną w [5].

Określenie pseudosygnału należy traktować jako pojęcie ogólne dla określonej grupy sygnałów, które będą mogły być realizowane 2-biegunowym kodem kanałowym.

Sygnał pierwotny o określonej liczbie bitów informacji "z" zostaje na wstępie zakodowany, bez redundancji, w postaci sygnału o 2^z poziomach. Następnie dla każdego poziomu zmienia się przeciwnie polaryzację impulsów. W ten sposób powstaje wielostopniowy sygnał o ilości $2^{z+1} - 1$ stopni, nie zawierający składowej prądu stałego. Najprostszym sygnałem tej grupy jest znany sygnał pseudoternarny $z = 1$.

Przybliżony wzór do określenia długości odcinka regeneratorskiego l przy zastosowaniu pseudosygnału /wg [5] / brzmi:

$$\frac{e^x}{x} = \frac{P \cdot z}{2k T_o F_1 Q \phi} \quad /4/$$

$$1 = \frac{x}{2 \cdot \alpha_s} \sqrt{\frac{z}{\phi}} \quad /5/$$

Obliczenie powinno być przeprowadzone dla sygnału pseudo-ternarnego $z = 1/$ przy następujących założeniach:

Moc szczytowa sygnału	$P = 120 \text{ mW}$	
Temperatura odniesienia szumu	$T_o = 290^\circ \text{K}$	
Liczba szumowa	$F_1 = 3,162$	
Odstęp od szumu	$Q_o = 28 \text{ dB}$	} przy stopie błędu 10^{-10} na odcinku re-generatorowym
Odpowiadający stosunek mocy	$Q = 6,374 \cdot 10^2$	

Dla ustalenia różnicy długości odcinków należy jeszcze obliczyć tłumienność jednostkową, α_s w Np/km przy 1 MHz dla obu rodzajów porównywanych torów.

Można je obliczyć z równań /1/ względnie /3/:

$$\alpha_s / 62,5 \Omega / = 1,1030 \text{ Np/km}$$

$$\alpha_s / 75 \Omega / = 1,1295 \text{ Np/km}$$

Za pomocą równania /5/ można ustalić następującą zależność dla względnego wydłużenia odcinka $\Delta l / 1/75 \Omega /$:

$$\frac{\Delta l}{1/75 \Omega /} = \frac{1/62,5 / - 1/75 /}{1/75 /} \cdot 100 = 2,39\%$$

Względne wydłużenie odcinka wynosi więc 2,39% niezależnie od X i od strumienia informacji ϕ . Na rys. 2 podane są wartości bezwzględne wydłużenia odcinków Δl lub wartości różnic długo-

ści odcinków toru $0,78/2,80 / Z = 62,5\Omega/$ oraz toru $0,6/2,8 / Z = 75\Omega/$ w zależności od wartości strumienia informacji ϕ . Obliczenie pokazuje, że przy tej dość małej różnicy długości uzasadniony jest z punktu widzenia teletransmisyjnego wybór toru mikrowspółosiowego $0,6/2,8$ o impedancji 75Ω .

2.3. Przepustowość torów mikrowspółosiowych $0,6/2,8$ mm

Najważniejszym celem przy transmisji sygnałów jest przekazanie możliwie dużego strumienia informacji przy optymalnych kosztach i dostatecznej jakości transmisji. Ten warunek sprowadza się, podobnie jak to było w przypadku systemów telefonii nośnej, do uzyskania możliwie długich odcinków regeneracyjnych.

Najodpowiedniejsze długości odcinków dla strumienia informacji grup: pierwotnej, wtórnej i trójnej wydają się być odpowiednio: 8, 4 i 2 km [5]. Strumienie informacji jakie mogą być przesyłane torem mikrowspółosiowym $0,6/2,8$ mm o długości 4 względnie 2 km przy wielostopniowym kodowaniu kanałowym pokazano na rys. 3 oraz 4. Krzywe przedstawione na tych rysunkach zostały wyznaczone na podstawie przybliżonych wzorów dla pseudosygnałów /4/ i /5/ względnie dla zwykłych b-poziomowych sygnałów za pomocą Newtonowskich iteracyjnych przekształceń [5]:

$$\frac{e^x}{x} = \frac{P \cdot \lg_2 b}{2k T_o F_1 Q \phi} \quad /7/$$

$$l = \frac{x}{2 \alpha_s} \sqrt{\frac{\lg_2 b}{\phi}} \quad /8/$$

Przy obliczeniach należy przyjąć następujące wielkości:

Moc szczytowa sygnału	$P = 120 \text{ mW}$
Temperatura odniesienia szumu	$T_0 = 290^\circ\text{K}$
Liczba szumowa	$E_1 = 3,162$
Stopa błędu	$p = 10^{-9}$, dla $l = 4 \text{ km}$
Stopa błędu	$p = 10^{-10}$, dla $l = 2 \text{ km}$
Tłumienność przy 1 MHz	$\alpha = 1,124 \text{ Np/km}$ [wg równania /3/]

Stopa błędu dla łącza odniesienia o długości 2500 km jest w obu przypadkach lepsza od 10^{-6} .

Z przebiegu krzywych wynika, że ani transmisja binarna, ani analogowa nie są odpowiednie dla torów wielopoziomych [1; 5]. Optymalne wartości liczby poziomów b leżą w przypadku b -poziomowego sygnału przy 64, a przy pseudosygnale przy 127/6. Strumień informacji może przy wyborze tego rodzaju wielopoziomowego sygnału przy niezmienionej długości odcinka zostać dwukrotnie powiększony.

Na podstawie założeń przyjętych przy wyprowadzaniu zależności /4/, /5/, /7/ i /8/ wartości strumienia informacji są najniższe.

2.4. Zwiększenie długości odcinka przez zwiększenie mocy sygnałów i wielopoziomowe kodowanie kanałowe

W celu uzyskania możliwie dużej długości odcinka regeneratorem należy obecnie omówić dwie wielkości o dużym znaczeniu: moc szczytową sygnału P oraz liczbę poziomów b . Jako rodzaj sygnału powinny być stosowane pseudosygnały, ponieważ mogą być one w prosty sposób otrzymane ze strumienia binarnego i nie mają

składowych prądu stałego, przez co najbardziej odpowiadają jako sygnały liniowe wymaganiom eksploatacyjnym. Należy tu posłużyć się równaniami przybliżonymi /4/ i /5/. Jako punkt odniesienia będą zastosowane wielkości przyjęte w rozdz. 2.2, użyte do obliczania różnicy długości odcinka. Mogą one być zastosowane do sygnału pseudoternarnego który jest wysyłany z mocą szczytową około 120 mW. Z tych danych otrzymuje się długość odniesienia l_0 , którą po uwzględnieniu równań /4/ i /5/ można opisać w następujący sposób:

$$l_0 = \frac{x/\phi/}{2 \alpha_s \sqrt{\phi}} \quad /9/$$

przy czym $x/\phi/$ jest określone z równania /4/.

Odpowiednio można określić dowolną długość odcinka przy dowolnej mocy szczytowej sygnału i dowolnych kodach kanałowych:

$$l = \frac{x/P, z, Q, \phi/ \cdot \sqrt{z}}{2 \alpha_s \sqrt{\phi}} \quad /10/$$

gdzie $x/P, z, Q, \phi/$ może być określone również z równania /4/.

Poszukiwane jest względne powiększenie długości odcinka:

$$\Delta y = \frac{l - l_0}{l_0} \cdot 100\% \quad /11/$$

Z równań /9/ i /10/ otrzymamy ostatecznie:

$$\Delta y = \sqrt{z} \cdot \frac{x/P, z, Q, \phi/}{x/\phi/} - 1/ \cdot 100\% \quad /12/$$

Ponieważ chodzi o wartości względne, strumień informacji nie odgrywa żadnej roli. Powinien on jedynie w tych obliczeniach być

wartością stałą. Obliczenia wykonane na podstawie równania /12/ są przedstawione na rys. 5 w postaci wykreślonych prostych dla sygnałów pseudoternarnych, pseudosiódemkowych i pseudopiętnastkowych. Zarówno podwyższenie mocy szczytowej sygnału jak również powiększenie liczby poziomów amplitudy pozwalają na uzyskanie określonego, dość zróżnicowanego powiększenia długości odcinka. Podwojenie mocy sygnału powoduje przy sygnale pseudoternarnym tylko 2,9% przyrostu długości, a przy sygnale pseudosiódemkowym, zgodnie z równaniem /12/, ze względu na większe o \sqrt{z} nachylenie prostej, tylko $\sqrt{z} \cdot 2,9\% = 4,1\%$ przyrostu długości. Są to bardzo nieznaczne przyrosty, jeśli się zważy, że zwiększanie mocy uzyskuje się z dużą trudnością, biorąc pod uwagę zagadnienie zdalnego zasilania.

Wniosek oczywisty, że decydujące powiększanie długości odcinków może się odbyć tylko dzięki wielopoziomowemu kodowaniu kanałowemu.

2.5. Wpływ na transmisję obcych szumów zakłócających

W dotychczasowych rozważaniach brano jedynie pod uwagę dwa główne czynniki wpływające na transmisję: charakterystykę częstotliwościową tłumienności falowej oraz wewnątrzkanałowy szum termiczny. Szumy wewnątrzkanałowe wywołane odbiciami były pomijane. Jeśli jednak w kablu znajduje się większa liczba n torów współosiowych, zależna od potrzeb eksploatacyjnych, to muszą w tych warunkach być również brane pod uwagę inne źródła zakłóceń.

Na rysunku 6 przedstawiono w uproszczony sposób sprzężenia

zblizno- i zdalnoprzęsłuchowe. Oba te przesłuchy, pochodzące od /n-1/ równoległe biegnących w kablu torów zakłócających, wywołują przychodzący na wejście regeneratora toru zakłócanego dodatkowy szum, który powiększa wielkość szumu termicznego wewnątrzkanalowego. Na podstawie dopuszczalnego zwiększenia wielkości szumu można, za pomocą dwóch /rys. 7/ podanych linii ograniczających, ustalić wymagane wartości tłumienności zblizno- i zdalnoprzęsłuchowych.

Dla ułatwienia obliczenia należy przyjąć uproszczone założenie dotyczące wartości odstepu od szumu. Dotychczasowe obliczenie przeprowadzone w rozdz. 2.2, 2.3 i 2.4 odnoszone były do jednego punktu decyzyjnego, określającego stosunek mocy Q przy szczytowej wartości napięcia sygnału / U_{so} / oraz przy skutecznym napięciu szumów U_R .

W ten sposób przy jednakowym obciążeniu można określić:

$$Q = \frac{U_{so}^2}{U_R^2} \quad /13/$$

gdzie logarytm dziesiętny Q_o z tego stosunku może być uważany za odstep sygnału od szumów:

$$Q_o = 10 \lg Q = 20 \lg \frac{U_{so}}{U_R} \quad [\text{dB}] \quad /14/$$

Dla obliczeń przybliżonych można założyć, że odstep sygnału od szumu, określony dla punktu decyzyjnego, jest równy odstepowi na wejściu regeneratora.

Dla oceny będą wprowadzone wartości poziomów i tłumienności, które będą obowiązywały dla sinusoidalnej częstotliwości

Nyquista sygnału pseudoternarnego:

Poziom mocy szczytowej sygnału $P_O = 10 \lg \frac{U_{SO}^2}{R}$

Poziom średniej mocy sygnału $P_S = 10 \lg \frac{U_{SO}^2}{4R}$

Poziom mocy szczytowej na wejściu P_E

Poziom mocy zakłócającej / wywołany przesłuchem zbliżnym względnie zdalnym/ P_Z

Tłumienność zbliżnopresłuchowa A_{zb}

Tłumienność zdalnopresłuchowa A_{zd}

Tłumienność odcinka regeneratrowego $a = \alpha \cdot l$

Sygnały systemów zakłócających, wpływające poprzez określoną wartość tłumienności przesłuchowej przy częstotliwości Nyquista, powodują pogorszenie stosunku sygnału do szumu na wejściu regeneratora toru zakłócanego. Suma mocy zakłóceń, pochodzących od tych wszystkich sygnałów, może być zgodnie z równaniem /13/ lub /14/ traktowana jako szum. Zakłada się przy tym, że tłumienności zbliżno- i zdalnopresłuchowe pomiędzy poszczególnymi torami są jednakowe.

Wartość graniczną tłumienności zbliżnopresłuchowej można otrzymać przez odjęcie następujących dwóch równań:

$$P_E = P_O - a$$

$$p_z = /p_s + 10 \lg \frac{n}{2} / - A_{zb} \quad /16/$$

$$p_E - p_z = A_{zb} - a - 10 \lg \frac{n}{2} + 6 \text{ dB} \quad /17/$$

Założono, że wielkości mocy dodatkowych zakłóceń wywołanych przez $n/2$ torów współosiowych dodają się. Różnica $p_E - p_z$ jest właśnie żądanym odstępem od szumu ΔA , zapewniającym prawidłową pracę regeneratora pod warunkiem, że tylko szумы powstałe od przesłuchu zbliżnego decydują o ustaleniu długości odcinka regeneratorowego. Z równania /17/ wynika, że wartość graniczna dla tłumienności zbliżoprzesłuchowej wynosi

$$A_{zb} \geq A + a + 10 \lg n - 9 \text{ dB} \quad /18/$$

Wymaganie to jest niezależne od poziomu nadawania.

Analogicznie można ustalić zależność dla tłumienności zdalno-przesłuchowej:

$$p_E = p_o - a \quad /19/$$

$$p_z = p_s + 10 \lg / \frac{n}{2} - 1 / - A_{zd} \quad /20/$$

$$p_E = p_z = /A_{zd} - a / - 10 \lg / \frac{n}{2} - 1 / + 6 \text{ dB} \quad /21/$$

Również i tu założono addytywność mocy. Różnica $p_E - p_z$ jest wymaganym odstępem od szumu ΔA , jeśli tylko szумы wywołane przesłuchem zdalnym decydują o ustaleniu długości odcinka regeneratorowego. Wartość graniczna tłumienności zdalno-przesłuchowej wynosi:

$$A_{\text{ozd}} \geq A + 10 \lg |n-2| - 9 \text{ dB} \quad /22/$$

Transmisja o przepływności 2,048 Mbit/s stawia przed torami mikrowspółosiowymi największe wymagania dotyczące tłumienności przesłuchowych, ponieważ przesyłane widmo leży w tym przypadku w dolnym zakresie częstotliwości. Podana w [5] długość 8 km odcinka regeneratorskiego wynika z wewnątrzkanałowego szumu termicznego. Ze względu na malejącą wraz ze zmniejszeniem się częstotliwości tłumiennością przesłuchową należy w tym przypadku liczyć się z dodawaniem się wszystkich trzech szumów: termicznego, zbliżno- i zdalnopresłuchowego. Należy obecnie obliczyć wartości wymagane dla A_{zb} i A_{zd} przy założeniu, że szum termiczny tylko nieznacznie jest z zewnątrz powiększany.

Przy długości łącza odniesienia np. 2500 km należy wymagać na jednym odcinku regeneratorskim stopy błędu około 10^{-9} . To z kolei wymaga w punkcie decyzyjnym, dla sygnału pseudoternarnego, odstęp od szumu Q_0 około 24,53 dB, przy czym jest tu uwzględniona rezerwa o wielkości 3 dB. Ten odstęp odniesiony do szumu termicznego zgodnie z założeniem, obowiązuje również dla wejścia regeneratora.

Zależności /18/ i /22/ opisują wymagania na przesłuch zbliżny i zdalny. Podany w nich odstęp $\Delta A = p_E - p_z$, który odpowiednio do Q_0 również zawiera stosunek mocy szczytowej do mocy skutecznej szumu, musi być teraz przyjęty większy niż 24,53 dB, aby długość odcinka 8-kilometrowego wskutek dodatkowego szumu wywołanego przesłuchem zbliżnym i zdalnym nie została zmniejszona.

Przy założeniu, że każdy z dwu dodatkowych zakłóceń jest o wielkości równej istniejącemu szumowi termicznemu, dla wszyst-

kich wchodzących w grę źródeł zakłóceń; w obliczeniu uwzględnia się wartość dodatkową 9 dB, otrzymując następujące wielkości:

$$A = /24,53 + 9/ \text{ dB} = 33,53 \text{ dB}$$

$$a = 9,8 \text{ dB/km} \cdot 8 \text{ km} = 78,4 \text{ dB}$$

$$n = 24 \text{ torry współosiowe}$$

Przy zastosowaniu równań /18/ i /22/ otrzymane będą dla 1,024 MHz następujące obowiązujące wartości graniczne:

$$A_{zb} \geq 117 \text{ dB}$$

$$/A_{zd} - a/ \geq 38 \text{ dB}$$

Obliczenia dla 8,448 Mbit/s i długości $l = 4 \text{ km}$ prowadzą do tych samych wartości granicznych. Uwzględniając widmo mocy sygnału pseudoternarnego otrzymujemy, dla tłumienności zbliżno- i zdalnoprzęsłuchowej krzywe graniczne podane na rys. 7. Zmniejszenie tłumienności w górnym zakresie częstotliwości wynosi 30 dB/oktawę, natomiast w dolnym tylko 6 dB/oktawę. Te szacunkowo ustalone wartości mogą być przyjęte jako wartości graniczne. Wynika z nich konieczność użycia pojedynczego ekranu stalowego na każdym torze współosiowym, jeśli się zamierza dotychczasowe wartości pomiarowe zalecić również torom mikrowspółosiowym [2, 3]. Konieczność ta wynika w szczególności z wymagania przesyłania strumienia informacji 2,048 Mbit/s odcinkami o długości 8 km.

3. KABEL SYMETRYCZNY O PĘCZKACH EKRALOWANYCH

3.1. Przeznaczenie kabla

Dla transmisji trzech wymienionych strumieni informacji nadają się również kable symetryczne, które w porównaniu z kablami współosiowymi mają określone zalety eksploatacyjne. Dla przesyłania strumienia informacji 6,312 Mbit/s w systemie T2 będzie np. zastosowany nowo skonstruowany 50-parowy symetryczny kabel o małej pojemności skutecznej [6]. W zasadzie będzie on układany w linii dwukablowej, aby zadość uczynić ostrym wymaganiom dotyczącym przesłuchu zbliżnego. Układ jednokablowy jest możliwy dzięki zaproponowanym symetrycznym kablom o ekranowanych pęczkach. Pewna określona liczba par jest skręcona w pęczek ekranowany miedzianą taśmą. W kablu znajdują się liczne tego typu pęczki, które wzajemnie mają ograniczone sprzężenia zbliżno-przesłuchowe. Powstaje pytanie, jaka byłaby optymalna średnica przewodów i związane z tym wymagane wartości tłumienności zbliżno- i zdalno-przesłuchowe. Analiza powinna być przeprowadzona w założeniu, że dla omawianych trzech strumieni informacji, a więc 2,048 Mbit/s; 8,448 Mbit/s i 34 Mbit/s oraz przy zastosowaniu sygnałów pseudoternarnych zostaną również uzyskane 8, 4 i 2-kilometrowej długości odcinków. Również pozostałe założenia, które zostały przyjęte w rozdz. 2.5 obowiązują i w tym przypadku.

3.2. Średnica przewodu, tłumienności zbliżno- i zdalnoprzesłuchowe

Przy transmisji cyfrowej sygnałów symetrycznymi torami kablowymi decydujące znaczenie mają wewnątrzkanalowe szумы termiczne oraz szумы pochodzące z przesłuchu zbliżnego i zdalnego. Rozważania przeprowadzone w rozdz. 2.5 stosunkowo łatwo mogą być zastosowane do kabli z ekranowanymi pęczkami par symetrycznych.

Wychodząc ze średnicy przewodu 0,9 mm, która pozwala na uzyskanie tłumienności falowej zbliżonej do tłumienności falowej toru 0,6/2,8, należy dla uzyskania analogicznych długości odcinków zachować te same wymagania dla wartości tłumienności zbliżno- i zdalnoprzesłuchowych, które zostały podane na rys. 7. Można wątpić, czy takie ostre wymagania dla tłumienności przesłuchowych mogą być spełnione. Dla uniknięcia tych trudności należy zmniejszyć tłumienność falową toru, zachowując jednak ustalone długości odcinków regeneracyjnych. Jeśli zastosować równanie podane w [7] dla obliczania tłumienności toru symetrycznego z żyłami o grubości 1,2 mm, wg którego

$$\alpha = 5,22 \sqrt{f} + 0,045 \cdot f \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right], \quad /23/$$

gdzie f w MHz,

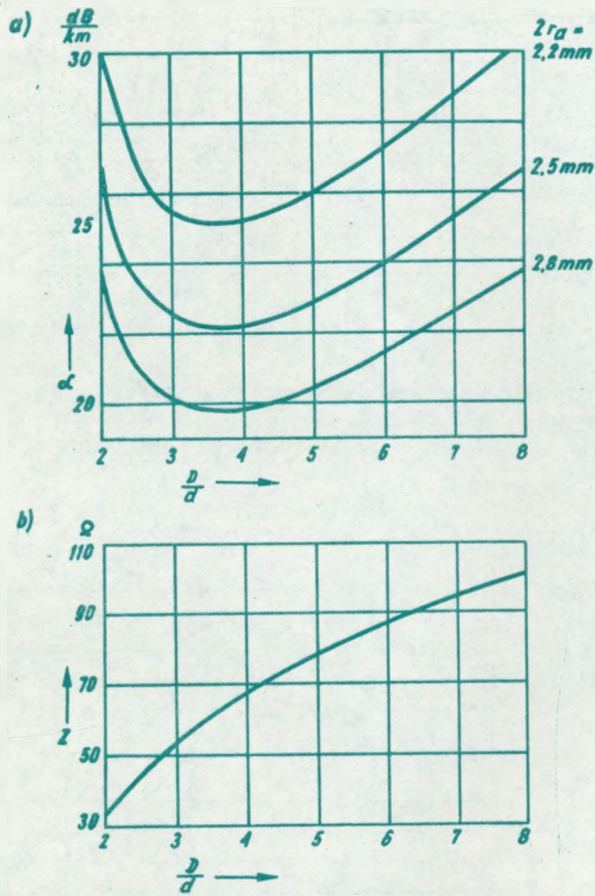
to przy zachowaniu warunków podanych w rozdz. 2.5 dla odstępu ΔA i liczby n , zredukowana wartość tłumienności zbliżnoprzesłuchowej wyniesie $A_{zb} \geq 82$ dB. Otrzymujemy wówczas krzywą kreskowaną podaną na rys. 7.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

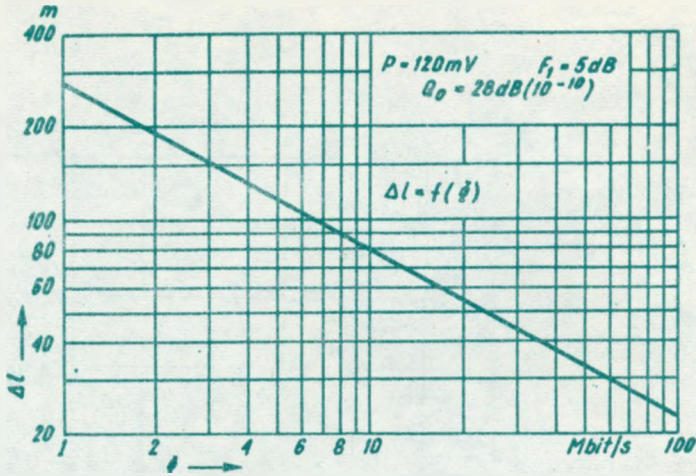
Ekranowane tory mikrowspółosiowe o wymiarach 0,6/2,8 mm i o izolacji polietylenowej piankowej mogą służyć do transmisji o przepływnościach 2,048; 8,448 względnie 34 Mbit/s, przy zachowaniu długości odcinków regeneracyjnych odpowiednio 8, 4 względnie 2 km. Odcinki te mogą być znacznie powiększane przez stosowanie złożonych, wielostopniowych kodów kanałowych. Stosunkowo wysokie wymagania dla przesłuchu zbliżnego między torami mikrowspółosiowymi 0,6/2,8 mm mogą być przy kablach symetrycznych o pęczkach ekranowanych złagodzone przez zmniejszenie tłumienności falowej, tj. przez powiększenie średnicy żył; odpowiednie więc będą średnice 1,2 lub 1,3 mm. Jeśli ustalone wartości graniczne tłumienności zbliżnopresłuchowej A_{zb} , wynoszące około 82 dB, i odstępów zdalnopresłuchowego A_{ozd} około 38 dB przy częstotliwościach Nyquista dla trzech systemów PCM zostaną dotrzymane, to z punktu widzenia transmisyjnego nie ma żadnej różnicy pomiędzy torami współosiowymi i symetrycznymi. Dla ostatecznego rozstrzygnięcia pomiędzy tymi dwoma rozwiązaniami miarodajne będą tylko względy ekonomiczne i eksploatacyjne. Na korzyść systemu symetrycznego przemawiają dogodnie zasilanie zdalne, dłuższe odcinki zasileniowe, łatwiejsza technologia łączenia żył i dogodniejsza sytuacja z punktu widzenia przesłuchu w dolnych zakresach częstotliwości, natomiast na korzyść systemu współosiowego przemawiają większa jednorodność toru, zbędna symetryzacja torów oraz korzystniejsza sytuacja z punktu widzenia przesłuchu w górnych zakresach częstotliwości.

WYKAZ LITERATURY

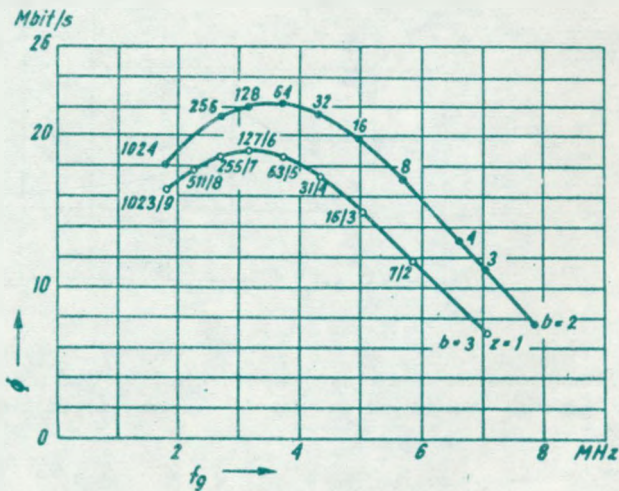
1. Pierce J. R. : Information rate of coaxial cable with various modulation systems. Bell Syst. techn. J. t. 45 /1966/ nr 8, s. 1197 - 1207.
2. Paladin G., Sarino A. : Trasmissione di segnali PCM su cavi coassiali normali e speciali. Rendiconti della LXIX riunione annuale. AEI 1968.
3. Longoni S. a.o. : New italian type of cables for PCM and FDM transmission. Proc. 19 th International Wire and Cable Symp. 1970, s. 136-143.
4. Wellhausen H.W. : Die Übertragung pseudo ternärer Leitungssignale über Koaxialkabel. Technischer Bericht des Forschungs-Institutes der Fernmeldetechnischen Zentralamtes Nr A 442 T Br. 28. Darmstadt, FTZ, 1970.
5. Wellhausen H.W. : Beitrag zur Übertragung digitaler Basisband-Signale über Koaxialkabel. Fernmelde Ing. 1972 t. 26 nr 1, ss. 24.
6. Setzer D.E., Wideler A.S. : A low capacitance cable for the T2 digital transmission line. Proc. 19 th International Wire and Cable Symp. 1970, s. 167-174.
7. Aratani T. a.o. : Fundamental considerations on PCM-100 Mb/s system. Rev. Elect. Commun. Lab. 1970 t. 18 nr 5/6, s.290-295.



Rys. 1a) Tłumienność falowa, b) impedancja falowa Z toru współosiowego w zależności od stosunku D/d , przy 4,224 MHz

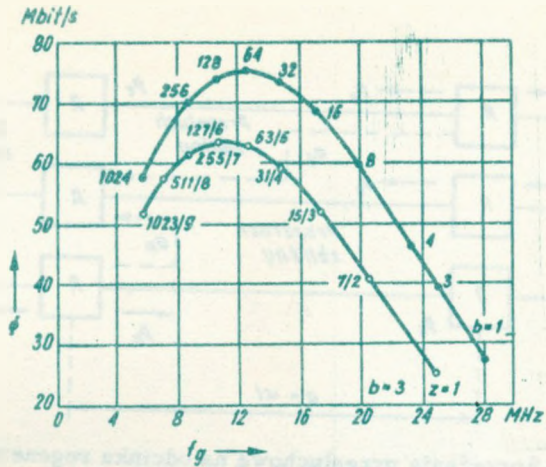


Rys. 2. Bezwzględna różnica długości odcinka Δl pomiędzy torami mikro-współosiowymi 0,78/2,80 mm /62,5 Ω / i 0,60/2,80 mm /75 Ω / przy zastosowaniu pseudoternarnego kodu liniowego



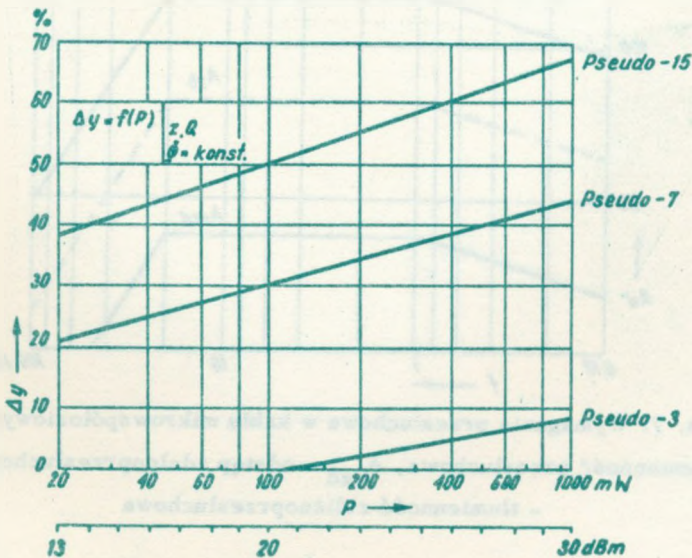
Rys. 3. Wartości minimalne przenieszonego strumienia informacji ϕ w torze mikro-współosiowym 0,6/2,8 mm o długości 4 km w zależności od szerokości kanału f_g i kodu kanałowego / $P = 120 \text{ mW}$, $p = 10^{-9}$ /

- zwykły b-poziomowy sygnał $f_g = \phi / \lg_2 b$
- pseudosygnał $f_g = \phi / z$ $z = \lg_2(b+1) - 1$

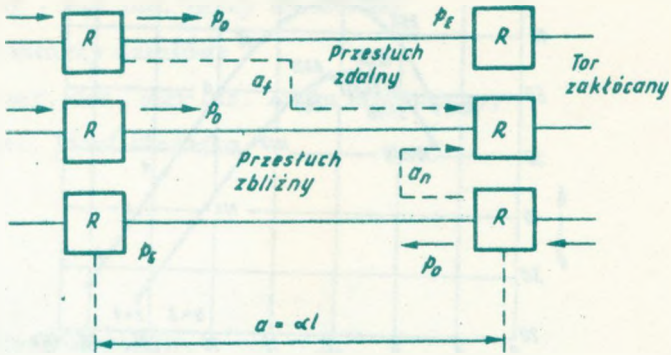


Rys. 4. Wartości minimalne przenieszonego strumienia informacji w torze mikrowspółosiowym 0,6/2,8 mm o długości 2 km w zależności od szerokości kanału i kodu kanałowego / $P = 120$ mW, $p = 10^{-10}$ /

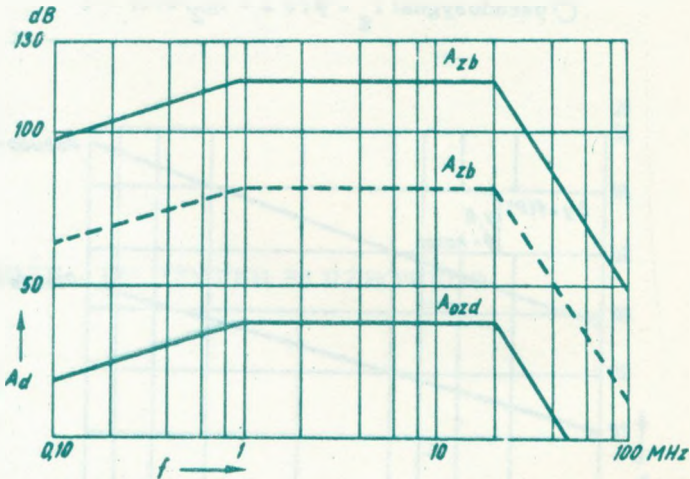
- zwykły b -poziomowy sygnał $f_g = \phi / \lg_2 b$
- pseudosygnał $f_g = \phi / z$ $z = \lg_2 / b + 1 / - 1$



Rys. 5. Względny zysk długości odcinka Δy w zależności od mocy szczytowej sygnału P i kodu kanałowego



Rys. 6. Sprzężenia przesłuchowe na odcinku regeneratoryjnym



Rys. 7. Wymagania przesłuchowe w kablu mikrowspółosiowym

A_d - tłumienność przesłuchowa, A_{ozd} - odstęp zdaloprzesłuchowy, A_{zb} -
- tłumienność zbliżoprzesłuchowa

