

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności

№ _____

ŁĄCZNOŚCI

115

1974

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 14

WARSZAWA 1974

NR 115

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 650. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 6.03.1974 r.
Druk ukończono w maju 1974 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności

№ _____

Adam Moniuszko

KABLE TELEKOMUNIKACYJNE DO TRANSMISJI SYGNAŁÓW CYFROWYCH

SPIS TREŚCI

	Str.
Wykaz oznaczeń	1
1. Wstęp	3
2. Transmisja sygnałów cyfrowych	5
2.1. Rodzaje przesyłanych sygnałów	5
2.2. Zniekształcenia sygnałów	8
2.3. Zasady regeneracji impulsów	10
3. Analiza zakresów stosowania systemów cyfrowych	11
3.1. Czynniki ograniczające stosowanie systemów cyfrowych w kablach telekomunikacyjnych	11
3.2. Szumy w torach transmisyjnych symetrycznych	12
3.3. Tłumienność torów współosiowych	32
4. Kable dla systemów cyfrowych	34
4.1. Wprowadzenie	34
4.2. Kable symetryczne dla systemów małej krotności	38
4.3. Kable symetryczne dla systemów średniej i dużej krotności	51
4.4. Kable współosiowe dla systemów cyfrowych	59
5. Zakończenie	65
Wykaz literatury	71

KABLE TELEKOMUNIKACYJNE
DO TRANSMISJI SYGNAŁÓW CYFROWYCH

Wykaz oznaczeń

- f_r - częstotliwość taktowania; $f_o = \frac{f_r}{2}$
- α_o - tłumienność jednostkowa toru przy częstotliwości f_o ,
w dB/km
- B_o - amplituda /napięcia/ wewnętrzna najmniejszego oka, w V,
- R/r - odstęp sygnału od szumu /maksymalnego/, w dB,
- U_s - napięcie skuteczne szumów, w V,
- U_t - wartość chwilowa napięcia szumów, w V,
- r - prawdopodobieństwo, że wartość U_t przekroczy wartość
 U_s k razy, tj. $U_t = k/r \cdot U_s$,
- n_b, n_d - liczba torów /źródeł/ zakłócających wskutek przeniku
zbliznego, zdalnego,
- m - liczba odcinków fabrykacyjnych kabli na odcinku regene-
ratorowym,
- l_ν - długość ν -tego odcinka fabrykacyjnego; umownie przy-
jęto dla $\nu = 0$, że $l_o = 0$, w km,

- P_{\max} - maksymalna moc szumów, w watach,
- P_b, P_d - moc szumów pochodzących z przeniku zbliżonego /zdalnego/, w watach,
- P_{tb}, P_{td} - wartości P_b lub P_d osiągnane z prawdopodobieństwem pomijalnie małym /np. rzędu 0,001/ takie, że zawsze $P_{tb} \leq P_{b \max}$ oraz $P_{td} \leq P_{d \max}$,
- \bar{P}_b, \bar{P}_d - wartości średnie P_b i P_d ,
- $P_{ib}, P_{lb}, P_{jd}, P_{ld}$ - moce szumów: P_d pochodzące z i-tego /jednego/ źródła zakłóceń lub P_d pochodzące z j-tego /jednego/ źródła zakłóceń, wyrażone w watach.
- $D_b = \frac{P_{tb}}{P_b}$; $d_b = 10 \lg D_b = 10 \lg P_{tb} - 10 \lg \bar{P}_b$ /dB/
- $D_d = \frac{P_{td}}{P_d}$; $d_d = 10 \lg D_d = 10 \lg P_{td} - 10 \lg \bar{P}_d$ /dB/
- A_b, A_d - tłumienność zbliżno-, zdalnoprzemnikowa, w stanie ustalonym, w dB,
- A_{bz}, A_{dz} - tłumienności przenikowe na z-tym odcinku fabrykacyjnym kabla, w stanie ustalonym, w dB,
- E_b, E_d - odstęp zbliżoprzemnikowy, zdalnoprzemnikowy, dla stanu ustalonego, w dB,
- E_{bz}, E_{dz} - odstępki przenikowe /j.w./ na z-tym odcinku fabrykacyjnym kabla w dB.

1. WSTĘP

Wzrastające coraz szybciej zapotrzebowanie na usługi telekomunikacyjne, związane między innymi z równoczesnym wzrostem ich różnorodności, wymaga ciągłego poszukiwania nowych rozwiązań technicznych, pozwalających na ich ilościowe i jakościowe zaspokojenie. Wśród wielu zagadnień związanych z tak wielkim zapotrzebowaniem na usługi telekomunikacyjne prowadzono więc w wielu krajach badania nad systemami teletransmisyjnymi, które umożliwiłyby z jednej strony lepsze wykorzystanie istniejących sieci kablowych do przesyłania większych strumieni informacji, a z drugiej strony pozwoliłyby na przesyłanie sygnałów dyskretnych, co związane jest z lawinowo rozwijającą się transmisją danych oraz z tendencjami tworzenia sieci zintegrowanych.

W wielu sektorach sieci telekomunikacyjnej istnieją jednak kable o nienajwyższej jakości, zwłaszcza pod względem przenikowym, a więc kable uniemożliwiające wykorzystanie ich dla teletransmisyjnych systemów analogowych z częstotliwościowym podziałem pasma dla wielokrotnego wykorzystania torów. Dopiero zastosowanie czasowego podziału kanałów i wprowadzenie modulacji impulsowo-kodowej /PCM/ pozwoliło na osiągnięcie zamierzonych celów. Opracowywane bowiem, a następnie wdrażane do stosowania systemy teletransmisyjne PCM odznaczały się następującymi głównymi zaletami:

- odpornością na zakłócenia, pochodzące z przeników i źródeł zewnętrznych,
- odpornością na zniekształcenia, wprowadzane przez tory teletransmisyjne,

- taniością, dzięki rozwojowi elektroniki.

Ponadto systemy PCM pozwalają na przesyłanie sygnałów cyfrowych bez potrzeby przekształcania ich na sygnały analogowe i z powrotem, tam gdzie źródło i odbiornik generują i odbierają sygnały cyfrowe /maszyny matematyczne - transmisja danych/.

W dalszej perspektywie systemy cyfrowe dają możliwość ujednoczenia wszystkich sygnałów i to zarówno na drogach transmisyjnych jak i w centrach komutacyjnych, a często od źródła informacji począwszy na odbiorniku skończywszy, co pozwoliłoby na ujednoczenie sieci dla wszystkich rodzajów usług telekomunikacyjnych, czyli na integrację sieci telekomunikacyjnej.

Początkowe założenia wynikające z resztą z najpilniejszych potrzeb, a zmierzające do lepszego wykorzystania istniejącej sieci, a także nieznamość tej nowej techniki modulacji i technologii produkcji urządzeń teletransmisyjnych PCM, sprawiły, że opracowano najpierw urządzenia dla systemów o małej krotkości /24 i 30-kanalowych/, przydatne dla eksploatowanej już sieci na liniach o stosunkowo małej długości. Dalszy rozwój techniki doprowadził do systemów o średniej krotkości /96 i 120/, a następnie dużej /rzędu 480 kanałów/ i bardzo dużej krotkości /960 i więcej kanałów [1].

Pojawienie się z kolei tego rodzaju systemów PCM spowodowało konieczność przede wszystkim zbadania przydatności kabli w istniejących sieciach, zwłaszcza w sieciach dotąd tradycyjnie wykorzystywanych dla telefonii naturalnej w pasmie akustycznym, a więc w sieciach miejscowych i okręgowych, do przesyłania sygnałów cyfrowych w nowych systemach. Następną potrzebą stało się opracowanie nowych typów kabli najlepiej przystosowanych do transmisji nowego rodzaju sygnałów, a jednocześnie kabli jak najbardziej

ekonomicznych, które pozwoliłyby zarówno pod względem technicznym jak i ekonomicznym na rozszerzenie zakresu zastosowania systemów PCM.

Dalszy wzrost potrzeb na łącza powoduje kontynuację prac badawczych nad rozwojem systemów PCM o coraz większych krotnościach i nad doborem odpowiednich do tego kabli. Zwrócono więc uwagę na kable z torami współosiowymi, tradycyjnie stosowanymi do przesyłania szerokich pasm częstotliwości, badając jednocześnie ich konstrukcję i dobierając odpowiednie średnice torów do transmisji żądanego pasma częstotliwości, starając się zachować kompromis między najlepszymi parametrami technicznymi a kosztem kabla.

W artykule omówione zostaną pokrótce teoretyczne podstawy transmisji sygnałów cyfrowych, podane będą zasady określania wymagań technicznych na tory transmisyjne, a ponadto dokonany zostanie przegląd stosowanych w różnych krajach rodzajów kabli dla cyfrowych systemów teletransmisyjnych, produkowanych obecnie i przewidywanych w najbliższej przyszłości do wprowadzenia do sieci. Na zakończenie podano wnioski wynikające z przedstawionego materiału, które zdaniem autora warte byłyby głębszej analizy i dalszych studiów.

2. TRANSMISJA SYGNAŁÓW CYFROWYCH

2.1. Rodzaje przesyłanych sygnałów

Telefoniczne systemy o modulacji impulsowo-kodowej przekształcają analogowe sygnały mowy na sygnały dyskretne.

Proces przekształcania sygnałów polega jak wiadomo na próbkowaniu i kodowaniu, co było przedmiotem wielu opracowań [1]. W obecnie stosowanych systemach PCM grupy pierwotnej dla transmisji sygnałów mowy o pasmie 300-3400 Hz przyjęto częstotliwość próbkowania równą 8 kHz, co przy kodzie 8-elementowym daje w przypadku systemu 30-krotnego /z dodatkowymi dwoma kanałowymi szczelinami czasowymi dla sygnalizacji, synchronizacji itp./ częstotliwość taktowania równą:

$$8 \cdot 32 \cdot 8 = 2048 \text{ kHz}$$

W systemach grupy wtórnej, zawierającej cztery grupy pierwotne, częstotliwość taktowania wynosi 8448 kHz. Stosowane systemy o większych krotnościach /patrz także p. 4.1/ wymagają częstotliwości taktowania około 34 MHz, 140 MHz lub większej. Częstotliwość taktowania odpowiada oczywiście przepływności binarnej systemu wyrażanej w bitach na sekundę. Mówimy więc o systemach o przepływności 2048 kbit/s lub w skrócie 2 Mbit/s, 8 Mbit/s, 34 Mbit/s, 140 Mbit/s itd.

Sygnały transmitowane w tych systemach są ciągami impulsów, o kształcie zbliżonym do prostokątnego lub do funkcji sinusa w kwadracie. Impulsy te lub ich brak są elementami binarnymi zawierającymi przesyłaną informację. Zależnie od przyjętego sposobu tworzenia kodu, na linię wysyłane są odpowiednie sekwencje impulsów. Na przykład w przypadku kodu bipolarnego pseudoternarnego na linię wysyłane są impulsy dodatnie lub ujemne /na przemian/ o określonym napięciu, co odpowiada elementowi "1", zaś brak napięcia /impulsu/ na linii odpowiada cyfrze "0". Odmianą tego kodu jest kod HDB3 [1], wprowadzający dodatkowe impulsy, w przypadku gdy

w czasie transmisji wystąpią ciągi impulsów o liczbie zer większej niż trzy. Kod ten pozwala na uniknięcie pewnych błędów i przeszkód w transmisji /na przykład wypadnięcia z synchronizmu/ w przypadku właśnie takich długich sekwencji zer.

Z punktu widzenia torów transmisyjnych ważna jest znajomość widm energetycznych przesyłanych sygnałów, warunkujących jakość transmisji, wierność odtwarzania /regeneracji/ impulsów, a także wpływających na przeniki między torami kablowymi. Zagadnienie to zostało omówione m.in. w opracowaniu dr M. Rydla [2] oraz w studium J. Boulvina [3].

Charakterystyki widma energetycznego impulsów dla kodu bipolarnego pseudoternarnego i kodu HDB3 przedstawione są na rys. 1^{x/}. Gęstość widmowa mocy kodu bipolarnego dla impulsów prostokątnych o wypełnieniu 50% wyraża się mianowicie wzorem:

$$p/f/ = \frac{8A^2 f_r}{\omega^2} \sin^2 \frac{\omega}{2f_r} \sin^2 \frac{\omega}{4f_r} \quad /1/$$

gdzie:

A - maksymalna amplituda impulsu

f_r - częstotliwość taktowania.

Moc zawarta w bardzo wąskim pasemku częstotliwości Δf , u-sytuowanym wokół częstotliwości f , wynosi więc $p/f/ \cdot \Delta f$. Bardzo zbliżoną charakterystykę gęstości widmowej uzyskuje się dla kodu HDB3, gdyż jak już wspomniano, kod ten różni się od kodu bipolarnego tylko niewielką liczbą impulsów dodatkowych. Oba te widma nie mają składowej stałej, co jest ich ważną zaletą transmisyjną.

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

Ze wzoru i z rysunku 1 wynika, że maksimum gęstości widmowej dla obu tych kodów przypada w pobliżu połowy częstotliwości taktowania, to jest dla systemów 2 Mbit - wokół 1 MHz, a dla systemów 8 Mbit - wokół 4 MHz.

Obecnie studiowane są także inne rodzaje kodów, np. kody wielopoziomowe, mające wiele zalet w porównaniu z kodami dotychczas stosowanymi, jednak ich realizacja techniczna jak dotąd jest zbyt trudna i kosztowna. Kody te nie są jeszcze w praktyce stosowane.

2.2. Zniekształcenia sygnałów

W celu oceny jakości torów telekomunikacyjnych wykorzystywanych do transmisji sygnałów cyfrowych, a więc dla oceny podatności lub zabezpieczenia transmisji od zakłóceń, a także oceny zniekształceń wnoszonych przez tor /np. po skorygowaniu odcinka regeneratorskiego przez wzmacniacz wstępny i korektor/ wykonuje się pomiar amplitudy wewnętrznej tzw. "oka", którego zasadę powstawania pokazuje rys. 2.

Symbol "1" po przejściu przez tor /2a/ może zostać zniekształcony przez symbol "1" poprzedzający go i następujący po nim, tak, że jego amplituda maksymalna zostanie zmniejszona /rys. 2b/. Ta amplituda musi być "wykryta", to jest zrozumiana jako symbol "1" przez układ detekcyjny regeneratora. Jeśli teraz w rozpatrywanej przez nas chwili t_b symbolem jest "0", a symbolem następującym lub poprzedzającym jest "1", wówczas zamiast braku napięcia reprezentującego symbol "0", pojawi się napięcie "resztkowe" symbolu sąsiedniego /rys. 2c i d/. To napięcie powinno być ocenione

przez układy detekcyjne regeneratora jako napięcie zerowe. Różnica B_0 między napięciem zniekształconej amplitudy a napięciem "re-ktowym" nazywa się amplitudą wewnętrzną "oka", mierzoną w chwili t_b , gdy ta różnica jest największa /rys. 2e/. W tej właśnie chwili t_b powinna być dokonywana detekcja. W środku różnicy B_0 znajduje się próg detekcji. Jeżeli więc szумы i zakłócenia w chwili detekcji nie przekroczą wartości $\frac{B_0}{2}$, wówczas nie wystąpi błąd detekcji.

Z powyższego widać, że B_0 jest napięciem użytecznym sygnału, a szумы i zakłócenia nie powinny przekroczyć wartości $\frac{B_0}{2}$.

Wykres "oka" obserwuje się na oscyloskopie, przykładając na pionowe płytki odchylające oscyloskopu sygnał z wyjścia wzmacniacza z korektorem, przy czym podstawa czasu powinna być synchronizowana częstotliwością taktowania. Uzyskany na oscyloskopie obraz podobny będzie do wykresu z rys. 2e /wraz z jego zwierciadlanym odbiciem względem osi pionowej/.

Przedstawiony obraz wystąpi w najniekorzystniejszym przypadku zniekształcenia detektowanego impulsu /lub jego braku/ przez istniejące z obu stron impulsy sąsiednie. Uzyskany więc będzie na oscyloskopie tzw. wykres najmniejszego "oka". W przypadkach korzystniejszych "oko" będzie miało amplitudę wewnętrzną większą. Miarą więc jakości łącza PCM będzie amplituda najmniejszego "oka".

Zjawisko nakładania się wartości chwilowych napięć impulsów sąsiednich nazywane jest interferencją lub przenikaniem między symbolami. Należy tu zaznaczyć, że na amplitudę wewnętrznego "oka" ma wpływ nie tylko interferencja, lecz także szумы powstające w torach z różnych innych przyczyn, jak np. szумы termiczne, przeniki między torami, szумы wywołane niejednorodnościami w torze itp.

Z powyższych rozważań wynika jasno zaleta systemów cyfrowych, polegająca na ich odporności na szумы i zakłócenia.

2.3. Zasady regeneracji impulsów

Ponieważ impulsy transmitowane w torze przekazują informację, jaką zawierają tylko na podstawie ich istnienia lub braku, a nie na podstawie wartości amplitudy, można więc, po stwierdzeniu czy na końcu odcinka w danej chwili istnieje impuls, wysłać na następny odcinek linii impuls o kształcie takim samym jak impuls pierwotny, to jest można impuls zregenerować. Zregenerowany impuls ma nie tylko pierwotny kształt, lecz jest też pozbawiony zakłóceń i szumów, które powstawały na poprzednim odcinku linii, pod warunkiem, że nie przekroczyły one dopuszczalnej wartości. W ten sposób uniknięto kumulacji zakłóceń podczas transmisji wzdłuż linii.

Regeneratory impulsowe składają się z trzech zasadniczych części:

- wzmacniacza z korektorem, wzmacniającego stłumione po przejściu przez tor impulsy i korygującego zniekształcenia amplitudowe i opóźnienia,
- zegara, sterującego detekcją impulsów, tj. pozwalającego na ścisłe określenie momentów sprawdzania obecności lub braku impulsów,
- właściwego regeneratora z układem detekcji, odtwarzającego impulsy w ich pierwotnym kształcie, jeśli wartość amplitudy odebranego impulsu przekroczyła określoną wartość progową, w momentach wskazanych przez zegar.

Jak już wspomniano, szумы nie przekraczające dopuszczalnej wartości nie są szkodliwe i nie kumulują się z szumami na następnych odcinkach linii. Jeśli jednak pojawią się szумы o amplitudach przekraczających wartość dopuszczalną, powstaje błąd przez wysłanie dodatkowego impulsu lub też wyeliminowanie impulsu znaczącego, zawierającego informację. Tak powstały błąd przesyłany jest dalej, nie jest jednak źródłem nowych błędów^{x/}. W ten sposób błędy, powstające na poszczególnych odcinkach regeneracyjnych linii, dodają się jedynie, to znaczy, że stopy błędów poszczególnych odcinków dodają się do siebie. Jeśli więc na każdym odcinku regeneracyjnym linii stopa błędów wynosi 10^{-9} , to na linii o długości 200 km zawierającej 100 odcinków regeneracyjnych stopa błędów nie przekroczy wartości 10^{-7} .

3. ANALIZA ZAKRESÓW STOSOWANIA SYSTEMÓW CYFROWYCH

3.1. Czynniki ograniczające stosowanie systemów cyfrowych w kablach telekomunikacyjnych

Z zasady pracy systemów, omówionych w bardzo dużym skrócie w poprzednim punkcie, wynikają te czynniki szkodliwe, które powodują w konsekwencji ograniczanie zakresu stosowania systemów, głównie wskutek niedopuszczalnego pogorszenia jakości transmisji,

^{x/} Przy niektórych kodach, mogą jednak powstać dodatkowe błędy, gdyż dodatkowy impuls z następnym impulsem w ciągu impulsów może być rozumiany jako sekwencja specjalna kodu, odpowiadająca np. sekwencji zerowej, lub odwrotnie, sekwencja zerowa może być odczytana jako sekwencja niosąca informację, co pociągnie za sobą wysłanie całej błędnej sekwencji, tj. spowoduje powstanie kilku błędów zamiast jednego.

zbyt dużej stopy błędów, a także wskutek nie uzasadnionego wzrostu kosztów, czyli braku opłacalności danego rozwiązania.

Najważniejszymi czynnikami będą tu:

- szумы, głównie szумы przenikowe, a także inne /jak szумы własne urządzeń, szумы spowodowane odbiciami w torach, szумы termiczne/ ,
- tłumienność torów oraz zniekształcenia tłumieniowe i fazowe.

W przypadku wykorzystywania do transmisji cyfrowej torów symetrycznych, głównym czynnikiem szkodliwie wpływającym na transmitowane sygnały będą szумы przenikowe, z tych zaś, przy transmisji jednokablowej, najbardziej szkodliwy będzie przenik zbliżny. Tłumienność falowa jest tu czynnikiem wtórnym. Wykorzystanie natomiast torów współosiowych, które z racji swej konstrukcji mają znacznie lepsze parametry przenikowe, decydujące będzie tłumienie przesyłanych po torach sygnałów.

W następnych punktach czynniki te omówione zostaną bardziej dokładnie.

3.2. Szумы w torach transmisyjnych symetrycznych

3.2.1. Zakłócenia impulsów

W rozważaniach dotyczących szumów powstałych w torach można przyjąć [3], że chwilowa wartość napięcia szumów jest funkcją przypadkową czasu, stacjonarną i gaussowską. Wartość średnia tej funkcji równa się zeru, średnia zaś kwadratowa jest napięciem skutecznym szumów U_s . Z założonego rozkładu gaussowskiego na-

pięcia chwilowego szumów wynika, że prawdopodobieństwo r , iż wartość chwilowa U_t przekroczy k razy wartość skuteczną U_s , mierzoną na wyjściu wzmacniacza z korektorem, jest określone całką prawdopodobieństwa rozkładu normalnego. Wartość chwilowa napięcia szumów będzie więc:

$$U_t = k / r / U_s \quad /2/$$

Wartość r jest tu teoretycznym odpowiednikiem stopy błędów, jest bowiem najgorszą wartością oczekiwaną stopy błędów. Istotnie, jeśli U_t równa się $\frac{B_o}{2}$, to stopa błędów będzie mniejsza od r , skąd

$$\frac{B_o}{2} = k / r / \cdot U_s \quad /3/$$

lub

$$\frac{B_o}{U_s} = 2 \cdot k / r /$$

Przykładowo przytoczono w poniższej tabelce wartości współczynnika $k/r/$ w zależności od r .

r	$k/r/$	r	$k/r/$
10^{-3}	3,29	10^{-7}	5,33
10^{-4}	3,89	10^{-8}	5,73
10^{-5}	4,42	10^{-9}	6,11
10^{-6}	4,89	10^{-10}	6,48

Przyjmując na przykład dopuszczalną stopę błędów na odcinku regeneracyjnym równą 10^{-9} uzyskuje się dla $k = 6,11$ dopuszczalną wartość napięcia skutecznego szumów według /3/:

$$U_s = \frac{B_o}{12,2} \quad /4/$$

Uwzględniając jednak niedoskonałości regeneratorów, w praktyce stosuje się zawsze pewien margines bezpieczeństwa, na przykład około 5 dB, co daje w rezultacie zależność:

$$U_{s \max} = \frac{B_0}{22} \quad /V/ \quad /5/$$

lub maksymalną moc szumów

$$P_{\max} = \frac{B_0^2}{484} \quad /W/ \quad /6/$$

$$P_{\max} = 2.1 B_0^2 \cdot /mW/ \quad /6'/$$

gdzie B_0 - wyrażone jest w woltach.

Z równań /5/ i /6/ wynika równanie:

$$20 \lg \left/ \frac{B_0}{U_{s \max}} \right/ = 10 \lg \left/ \frac{B_0^2}{P_{\max}} \right/ = R/r/ \quad /6''/$$

gdzie:

$$R/r/ = 20 \lg 22 = 27 \text{ dB}$$

jest odstępem sygnału od szumu.

Uwzględniając szумы pochodzące z przeniku zbliżnego i zdalenego, należy zapisać:

$$P_{\max} = P_{b \max} + P_{d \max} \quad /7/$$

Przyjmując, że szумы pochodzące z przeniku zbliżnego i zdalenego są jednakowe oraz uwzględniając fakt, że moc szumów przenikowych jest zmienną przypadkową, której rozkład jest znany i określony na podstawie pomiarów i przyjmując oznaczenia podane na wstępie artykułu, można napisać, że

$$P_{tb} \leq P_{b \max} \quad / \text{co wynika z definicji} /$$

to jest

$$\bar{P}_b \leq \frac{P_{b \max}}{D_b} \quad /8/$$

Analogicznie:

$$P_{td} \leq P_{d \max}$$

to jest

$$\bar{P}_d \leq \frac{P_{d \max}}{D_d} \quad /9/$$

Z nierówności /8/ i /9/ wynikają prosto zależności:

$$10 \lg \frac{B_o^2}{\bar{P}_b} \geq 10 \lg \frac{B_o^2}{P_{b \max}} + d_b \quad /8'/$$

oraz

$$10 \lg \frac{B_o^2}{\bar{P}_d} \geq 10 \lg \frac{B_o^2}{P_{d \max}} + d_d \quad /9'/$$

Na każdy tor zakłócany wpływają szумы pochodzące z różnych n torów zakłócających poprzez sprzężenie zblizno- lub zdalno-
przenikowe. Wypadkowa moc szumów będzie oczywiście sumą mocy po-
chodzących z poszczególnych źródeł, to jest:

$$P = \sum_{i=1}^{n_b} P_{ib} + \sum_{j=1}^{n_d} P_{jd} \quad /10/$$

Zakładając, że średnia moc szumów pochodząca z każdego źró-
dła jest jednakowa, można napisać:

$$\bar{P}_b = \frac{\sum_{i=1}^{n_b} P_{ib}}{n_b} = n_b \bar{P}_{1b} \quad /11/$$

$$\bar{P}_d = \frac{\sum_{j=1}^{n_d} P_{jd}}{n_d} = n_d \bar{P}_{1d} \quad /12/$$

Uwzględniając równanie /11/ w nierówności /8'/ otrzymuje się:

$$10 \lg \frac{B^2}{\bar{P}_{1b}} \geq 10 \lg \frac{B^2}{P_{\max}} + 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} + 10 \lg n_b + d_b$$

lub przyjmując oznaczenie /b'/:

$$10 \lg \frac{B^2}{\bar{P}_{1b}} \geq R/r + 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} + 10 \lg n_b + d_b \quad /13/$$

Analogicznie dla przeniku zdalnego z nierówności /9'/ po uwzględnieniu /12/ i /6'/ uzyskuje się:

$$10 \lg \frac{B^2}{\bar{P}_{1d}} \geq R/r + 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} + 10 \lg n_d + d_d \quad /14/$$

3.2.2. Przeniki w stanie ustalonym

Moce szumów pochodzących z przeniku zbliżonego na poszczególnych odcinkach fabrykacyjnych kabli w odcinku regeneratorskim dodają się, przy czym szumy pochodzące z coraz dalej zlokalizowanych są coraz bardziej tłumione, można więc zapisać dla liczby m odcinków fabrykacyjnych kabli, dla stanu ustalonego:

$$10^{-\Lambda_b} = 10^{-\Lambda_{b1}} + 10^{-\Lambda_{b2} - 2\alpha_0 l_1} + \dots + 10^{-\Lambda_{bm} - 2\alpha_0(l_1 + l_2 + \dots + l_{m-1})}$$

$$10^{-A_b} = \sum_{z=1}^m 10^{-A_{bz} - 2\alpha_0 \sum_{\nu=0}^{z-1} l_\nu} \quad /15/$$

gdzie umownie przyjęto $l_0 = 0$, a wartości A_{bi} wyrażone są w belach.

W przypadku przeniku zdalnego moce szumów dodają się dla stanu ustalonego wg wzoru:

$$10^{-E_d} = \sum_{z=1}^m 10^{-E_{dz}} \quad /16/$$

gdzie E_{dz} wyrażone są w belach.

Jeśli zostanie wykonana dostatecznie duża liczba pomiarów przeników między torami, wówczas można mówić o średniej wartości energii przenikowej. Jeśli przez n oznaczyć liczbę kombinacji par torów /zakłócający-zakłócany/ przy pomiarach przeniku zbliżonego lub zdalnego, to wartość tłumienności zbliżoprzenikowej lub odstępów zdaloprzenikowego w stanie ustalonym, przy częstotliwości f , odpowiadającą średniej energii przenikowej określi wzór:

$$A_{b\bar{e}} / f / = -10 \lg \left[\frac{1}{n} \sum_{k=1}^m 10^{-0,1 A_{bk} / f /} \right] = -10 \lg \left[10^{-0,1 A_b / f /} \right] \text{ dB} \quad /17/$$

$$E_{d\bar{e}} / f / = -10 \lg \left[\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n 10^{-0,1 E_{dk} / f /} \right] = -10 \lg \left[10^{-0,1 E_d / f /} \right] \text{ dB} \quad /18/$$

gdzie tłumienności i odstępów przenikowe wyrażone są w dB.

Przechodząc do wartości średnich energii przenikowych w równaniach /15/ i /16/ i zakładając, że średnia energia zbliznoprenikowa na każdym odcinku fabrykacyjnym jest jednakowa, niezależnie od numeru z odcinka, a następnie zakładając, że długości l_z odcinków fabrykacyjnych kabli są jednakowe i równe l_1 , to jest zakładając

$$\Lambda_{bz\bar{e}} = \Lambda_{b1\bar{e}} \quad /19/$$

$$E_{az\bar{e}} = E_{d1\bar{e}} \quad /19'/$$

oraz

$$l_z = l_1, \quad l = ml_1$$

otrzymamy z /15/ :

$$10^{-A_{b\bar{e}}} = 10^{-A_{b1\bar{e}}} \cdot \sum_{z=1}^m 10^{-2\alpha_{\sigma} / z - 1 / l_1}$$

gdzie A_b wyrażone są w B.

Ponieważ jest to ciąg geometryczny o ilorazie znacznie mniejszym od jedności i dużej liczbie m , to znaczy, że wyrazy szeregu począwszy od wyrazu / $m+1$ / są pomijalnie małe, można napisać:

$$10^{-A_{b\bar{e}}} = \frac{10^{-A_{b1\bar{e}}}}{1 - 10^{-2\alpha_{\sigma} l_1}}$$

lub

$$\Lambda_{b\bar{e}} = \Lambda_{b1\bar{e}} + 10 / 1 - 10^{-2\alpha_{\sigma} l_1} / \quad [B] \quad /20/$$

Zakładając, że drugi składnik pod znakiem logarytmu jest mniejszy od 0,1, to znaczy, że $\alpha_{o1} \geq 0,5$ [B], można to wyrażenie uprościć; stosując odpowiednie przybliżenie otrzymuje się:

$$A_{be} = A_{bl\bar{e}} - 0,434 \cdot 10^{-2\alpha_{o1}} \quad [B] \quad /20'/$$

Należy pamiętać, że we wzorach tych tłumienności przenikowe wyrażone są w belach lub też należy stosować wzory następujące:

$$A_{be} = A_{bl\bar{e}} + 10 \lg /1 - 10^{-0,2\alpha_{o1}}/ \quad [dB] /20''/$$

lub

$$A_{be} = A_{bl\bar{e}} - 4 \cdot 10^{-0,2\alpha_{o1}} \quad [dB] \quad /20'''/$$

gdy $\alpha_{o1} \geq 5$ dB,

przy czym tłumienności A_{be} , $A_{bl\bar{e}}$ oraz α_o wyrażone są tu w dB.

Gdy α_{o1} przekracza 7 dB, wówczas we wzorze /20'''/ można drugi składnik pominąć, otrzymując $A_{be} = A_{bl\bar{e}}$. Oznacza to, że na przenik zbliżony mają wpływ praktycznie tylko jeden lub dwa pierwsze odcinki fabrykacyjne kabli, przyległe do stacji regeneracyjnej.

Z równania /16/ otrzymuje się bezpośrednio

$$E_{d\bar{e}} = E_{d1\bar{e}} - \lg m \quad [B] \quad /21/$$

gdzie: $E_{d\bar{e}}$ oraz $E_{d1\bar{e}}$ wyrażone są w belach lub

$$E_{d\bar{e}} = E_{d1\bar{e}} - 10 \cdot \lg m \quad [dB] \quad /21 /$$

gdzie: $E_{d\bar{e}}$ i $E_{d1\bar{e}}$ wyrażone są w dB.

Wzór /21'/ równoważny jest wyrażeniu:

$$E_{de} = E_{dlc} - 10 \lg \frac{1}{I_1} \quad [\text{dB}] \quad /21''/$$

Z równań /20/ i /21/ wynika, że wystarczy pomierzyć przeniki na poszczególnych odcinkach fabrykacyjnych kabli między torami wybranymi dla systemów PCM, aby na podstawie dostatecznie dużej liczby takich pomiarów można było określić przeniki na odcinku re-generatorowym.

3.2.3. Zależność zakłóceń od parametrów torów w stanie ustalonym

W wyrażeniach /13/ i /14/ lewe strony nierówności wyrażają odstępy sygnałów użytecznych od zakłóceń, powodowanych przenikiem zbliżnym lub zdalnym i pochodzących z jednego źródła, przy czym przyjęto do rozważań średnie wartości mocy zakłóceń. Miarą odstępu od zakłóceń, w stanie ustalonym, są wielkości pomiarowe, również odnoszące się do wartości średniej energii zakłóceń, a mianowicie odstępy zbliżno- i zdalnoprzenikowe, określone wyrażeniami /17/ i /18/, a pomierzone przy częstotliwości f_0 , to jest połowie częstotliwości taktowania.

W celu wzajemnego skorelowania zależności dla przebiegów impulsowych z wielkościami mierzonymi w stanie ustalonym przy jednej częstotliwości konieczne jest przyjęcie pewnego współczynnika [4], uwzględniającego jakość wzmacniacza z korektorem, na wyjściu którego mierzona jest amplituda najmniejszego oka, a także wahania tłumienności przenikowej w funkcji częstotliwości. Wiadomo bowiem, że charakterystyka wzmacniacza będzie inna dla cią-

gu impulsów zawierającego całe pasmo częstotliwości, a inna - dla jednej częstotliwości, choćby wybrana była częstotliwość odpowiadająca maksymalnej energii w tym pasmie. Prowadzi to oczywiście do powstawania w sąsiednich torach innych szumów w obu przypadkach, i to różnych dla przeniku zbliżnego i zdalnego. Wpływ wahania tłumienności przenikowej w funkcji częstotliwości na wielkości w rozważanych odstępach od zakłóceń jest oczywisty.

Można więc zapisać:

$$10 \lg \frac{B^2}{\bar{P}_{1b}} / f_o = \Lambda_{be} / f_o - \alpha_o l + Q_b \quad /22/$$

gdzie: $\alpha_o l$ jest tłumiennością odcinka regeneratorskiego toru zakłócanego, przy częstotliwości f_o ,

oraz:

$$10 \lg \frac{B^2}{\bar{P}_{1d}} / f_o = E_{de} / f_o + Q_d \quad /23/$$

Wstawiając te wyrażenia do nierówności /13/ i /14/ otrzymuje się warunek dla tłumienności zbliżoprzenikowej i odstępów zdaloprzenikowego na odcinku regeneratorskim, odniesionych do wartości średniej energii:

$$\Lambda_{be} / f_o \geq R/r + \alpha_o l - Q_b + d_b + 10 \lg n_b + 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} / \quad /24/$$

oraz podobnie:

$$E_{de} / f_o \geq R/r - Q_d + d_d + 10 \lg n_d + 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{d \max}} / \quad /25/$$

Z określenia wartości d_b i d_d wynika, że jest to odstęp między wartością mocy szumów, bliską wartości maksymalnej /osiąganą bardzo rzadko/, a wartością średnią mocy szumów.

Można więc przewidzieć, że warunek na minimalną wartość tłumienności zbliżoprzenikowej i minimalny odstęp zdaloprzenikowy uzyska się łatwo z warunków /24/ i /25/ przez odjęcie różnicy d_b i d_d , co można bardzo prosto udowodnić, pamiętając, że P_{ld} nie przekracza nigdy wartości $P_{d \max} / n_d$; otrzymuje się więc:

$$A_{b \min} / f_o / \geq R/r / + \alpha_o l - Q_b + 10 \lg n_b + 10 \lg \left/ \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} \right/ \quad /26/$$

oraz

$$E_{d \min} / f_o / \geq R/r / - Q_d + 10 \lg n_d + 10 \lg \left/ \frac{P_{\max}}{P_{d \max}} \right/ \quad /27/$$

Z nierówności /24/ i /25/ można także określić warunki na tłumienność zbliżoprzenikową i odstęp zdaloprzenikowy dla odcinków fabrykacyjnych kabli o nominalnej długości, jeśli uwzględni się zależności /20''/ lub /20'''/ oraz /21'/ otrzymując:

$$A_{bl\bar{e}} / f_o / \geq R/r / + \alpha_o l - Q_b + d_b + 10 \lg n_b + 10 \lg \left/ \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} \right/ + -10 \lg / 1 - 10^{-0,2 \alpha_o l} / \quad /28/$$

gdzie $\alpha_o l$ oznacza tłumienność odcinka regeneratorskiego toru zakłócanego przy częstotliwości f_o , wyrażoną w dB, to jest odcinka regeneratorskiego o długości l , stosując zaś wzór przybliżony /20'''/, o ile $\alpha_o l \geq 5$ dB:

$$A_{b1\bar{e}} / f_o / \geq R/r / + \alpha_o l - Q_b + d_b + 10 \lg n_b + 10 \lg \left/ \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} \right/ - 4 \cdot 10^{-0,2 \alpha_o l_1} \quad [dB] \quad /28'/$$

Analogicznie:

/29/

$$E_{d1\bar{e}} / f_o / \geq R/r / - Q_d + d_d + 10 \lg n_d + 10 \lg \left/ \frac{P_{\max}}{P_{d \max}} \right/ + 10 \lg m$$

W wyrażeniu /28/ i /28'/ $\alpha_o l = m \alpha_o l_1$; należy jednak pamiętać, że jeśli długość odcinka fabrykacyjnego kabla l_1 zmniejszy się /ogólnie: zmieni się/, to wartość składnika $m \alpha_o l_1$ pozostanie bez zmian, o ile długość odcinka regeneratorskiego będzie stała, gdyż w tym samym stosunku musi wzrosnąć /ogólnie: zmieni się/ liczba odcinków fabrykacyjnych kabli m w odcinku regeneratorskim.

Zmiana natomiast długości odcinka fabrykacyjnego kabla l_1 , bez zmiany liczby m odcinków fabrykacyjnych w odcinku regeneratorskim, zmieni długość odcinka regeneratorskiego, w tym samym stopniu zmieniając wymagania na tłumienność zbliznoprzemikową.

W zależności /24/ lub /26/ widać także, że każde zmniejszenie tłumienności zbliznoprzemikowej w kablu spowodować musi skrócenie odcinka regeneratorskiego, zmniejszając tym samym opłacalność ekonomiczną systemu. Odwrotnie, skrócenie odcinka regeneratorskiego pozwala na złagodzenie wymagań na przemik zblizny w takim samym stosunku, w jakim zmalała tłumienność falowa odcinka regeneratorskiego. Wymagany natomiast odstęp przemikowy w odcinku fabrykacyjnym mało zależy od tłumienności odcinka regeneratorskiego. Porównując bowiem zależność /25/ i /29/ można od razu wnioskować, że wpływ ten będzie proporcjonalny do

$$+ 10 \lg \frac{l_x}{l_n}$$

gdzie:

l_n - długość nominalna odcinka regeneratorskiego,

l_x - zmieniona długość odcinka.

Wzrost więc dwukrotny tłumienności, czyli długości, odcinka regeneratorskiego spowoduje wzrost wymaganego odstępu zdalnoprzewodnikowego w odcinku fabrykacyjnym tylko o 3 dB.

W powyższych rozważaniach należy jeszcze uwzględnić wpływ rozrzutu amplitud impulsów wysyłanych na tor, może bowiem występować przypadek, że na tor zakłócający wysyłane są impulsy z regeneratora, dającego większe wartości napięć szczytowych niż napięcia impulsów na torze zakłócanym. Należy więc do prawych stron nierówności /24/, /25/, /26/ i /27/ dodać wartość d_n , wynikającą z dopuszczalnych tolerancji amplitudy impulsów wyjściowych. Jeśli więc ta dopuszczalna tolerancja wynosi τ % amplitudy znamionowej B_M , to wartość d_n będzie określona przez

$$d_n = 20 \lg \frac{B_M / (1 + 0,01\tau)}{B_M / (1 - 0,01\tau)} = 20 \lg \frac{1 + 0,01\tau}{1 - 0,01\tau} \quad /30/$$

Przyjmując np., że amplitudy mogą wahać się w granicach $B_M \pm 10\%$, to jest $\tau = 10\%$, wartość d_n wyniesie:

$$d_n = 20 \lg \frac{1,1}{0,9} = 1,7 \text{ [dB]}$$

Ostateczne nierówności /24/ i /25/ przyjmą postać: /31/

$$A_{b\bar{e}} / f_c \geq R/r + \alpha_0 l - Q_b + d_b + d_n + 10 \lg n_b + 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}}$$

$$E_{de} / f_o \geq R/r - Q_d + d_d + d_n + 10 \lg n_d + 10 \lg \left[\frac{P_{d \max}}{P_{d \min}} \right] \quad /32/$$

natomiast nierówności /26/ i /27/ będą wyglądały następująco:

$$A_{b \min} / f_o \geq R/r + \mathcal{L}_o - Q_b + d_n + 10 \lg n_b + 10 \lg \left[\frac{P_{b \max}}{P_{b \min}} \right] \quad /33/$$

$$E_{d \min} / f_o \geq R/r - Q_d + d_n + 10 \lg n_d + 10 \lg \left[\frac{P_{d \max}}{P_{d \min}} \right] \quad /34/$$

W powyższych nierównościach wielkości wyrażać należy w dB.

3.2.4. Określenie wymagań przenikowych

3.2.4.1. Założenia

W celu liczbowego określenia wymagań przenikowych konieczne jest przyjęcie pewnych założeń i ustalenie wartości składników, występujących w wyrażeniach /31 do 34/, na podstawie statystycznych pomiarów kabli i regeneratorów.

Jak już wspomniano, współczynniki Q_b i Q_d zależne są od konkretnego rozwiązania regeneratorów, a także od przebiegu krzywych tłumienności przenikowych w funkcji częstotliwości. Zwykle, w kablach niesymetryzowanych /3, 16/ odstęp zdaloprzenikowy maleje w funkcji częstotliwości z szybkością 6 dB na oktawę, co odpowiada proporcjonalności przewodności sprzężeniowej do częstotliwości. Zmniejszenie się tłumienności zbliżoprzenikowej w funkcji częstotliwości jest nieco wolniejsze i wynosi około 4,5 dB /oktawę.

Dla przykładu: w rozwiązaniu francuskim regeneratorów przyjęto wartości $Q_b = -3$ dB oraz $Q_d = +3,5$ dB.

Wartości d_b i d_d zależą od rozkładu szumów przenikowych. Przyjmąwszy $d_b = 8,7$ dB oraz $d_d = 7,8$ dB można stwierdzić, że prawdopodobieństwo, iż moc szumów przenikowych przekroczy wartość maksymalną, jest mniejsze niż 0,01.

Wartość $d_n = 1,7$ dB, obliczona została wg wzoru /30/.

Wartość n_b i n_d zależą od liczby pracujących w kablu systemów, od budowy kabla i wzajemnego układu torów zakłócających i zakłócanych. Jeśli na przykład w kablu pracuje 6 systemów, wówczas $n_b = 6$, zaś $n_d = 5$, gdyż rozpatrywany tor jest zakłócany przez 5 innych torów tego samego kierunku transmisji. Założono tu, że pary różnych kierunków transmisji są wzajemnie ekranowane. W kablu natomiast pięćparowym, o sześcioparowych pęczkach ekranowych, zakłada się, że zakłócają się nawzajem tylko pęczki sąsiednie, więc $n_b = 12$, zaś dla przeniku zdalnego, występującego tylko między torami tego samego kierunku transmisji, to jest tylko wewnątrz pęczka, $n_d = 5$.

Do obliczeń konieczne jest ponadto dokonanie podziału mocy szumów, to jest stosunku szumów pochodzących od przeniku zbliżonego do szumów przeniku zdalnego. Rozdział ten zależy oczywiście od konstrukcji kabla i jego parametrów przenikowych, powinien więc być dokonany w oparciu o wartości uzyskane z pomiarów przeników lub w oparciu o rozeznanie, dotyczące wielkości tych przeników w kablach danego typu. Dla kabli, na przykład, warstwowych, o nieekranowanych grupach wiązek różnych kierunków transmisji, oba rodzaje przeników wnoszą mniej więcej równorzędne wielkości szumów, uzasadniony więc byłby równomierny rozdział szumów, to jest należałoby przyjąć, że:

$$P_{b \max} = P_{d \max} = 0,5 P_{\max}$$

czyli

$$10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{d \max}} = 3 \text{ dB} \quad /35/$$

W kablach natomiast o ekranowanych grupach wiązek, na przykład w kablach pęczkowych, przenik zblizny, szkodliwie działający między torami różnych kierunków transmisji, to jest między torami, należącymi do sąsiednich pęczków w kablu, jest znacznie słabszy. Może więc być dokonany inny rozdział szumów, przydzielający tylko 10% lub 20% mocy szumów dla przeniku zbliznego, co można by wyrazić:

$$P_{b \max} = 0,2 P_{\max} \quad \text{i} \quad P_{d \max} = 0,8 P_{\max}$$

skąd

$$\left. \begin{aligned} 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} &= 7 \text{ dB} \\ 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{d \max}} &= 0,45 \text{ dB} \end{aligned} \right\} \quad /36/$$

3.2.4.2. Przykłady obliczeniowe

Przykład 1:

Dany jest kabel o budowie pęczkowej, o pęczkach ekranowanych /liczba pęczków w kablu jest więc, z punktu widzenia wymagań na przenik dowolna, np. większa niż 2/. Każdy pęczek zawiera 6 par, o żyłach 0,9 mm, pojemności jednostkowej 28 nF/km i tłumienności

falowej przy 4,224 MHz i 10°C co najwyżej 15 dB/km. Kabel ten przeznaczony jest w całości dla systemów PCM 120 -krotnych, przy czym każdy kierunek transmisji realizowany jest w oddzielnym pęczku. Nominalną długość odcinka regeneratorskiego przyjęto 4 km, skąd nominalna tłumienność odcinka wynosi 60 dB, zaś maksymalnie dopuszczalna wartość nie powinna przekroczyć 69 dB. Wymagania na przenik określa się z zależności /31/ i /33/ oraz /32/ i /34/.

Obliczenie tłumienności zbliżoprzenikowej między sąsiednimi pęczkami

Składnik	Wartość /dB/
$R/r/$	27,0
$\mathcal{L}1$	69,0
$-Q_b$	3,0
d_b	8,7
d_n	1,7
$10 \lg n_b = 10 \lg 12$	10,8
$10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} = 10 \lg \frac{1}{0,2}$	7,0

$$A_{b\bar{c}} / f_o / = 127,2 \text{ dB}$$

oraz

$$A_{b \min} / f_o / = 118,5 \text{ dB}$$

Obliczenie odstepu zdalno przenikowego między torami wewnątrz pęczka

Składnik	Wartość w /dB/
$R/r/$	27,0
$-Q_d$	-3,5
d_d	7,8
d_n	1,7
$10 \lg n_d = 10 \lg 5$	7,0
$10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{d \max}} = 10 \lg \frac{1}{0,8}$	1,0

$$E_{d\bar{e}} / f_o / = 41,0 \text{ /dB/}$$

lub

$$E_{d \min} / f_o / = 33,2 \text{ /dB/}$$

Wymagana wartość tłumienności zbliznoprzesluchowej jest więc duża, lecz praktycznie możliwe jest spełnienie tego wymagania. Spełnienie natomiast wymagania na odstep zdalno przenikowy jest zupełnie łatwe.

Przykład 2

Kabel o warstwowej budowie ośrodka zawiera 36 czwórek gwiazdowych, nieekranowanych wzajemnie. Każda czwórka utworzona jest z 4 żył o średnicy 0,9 mm izolowanych papierem. Pojemność jednostkowa torów wynosi 26,5 nF/km, a tłumienność jednostkowa przy 1 MHz i 12°C wynosi 8,7 dB/km. Na kablu tym mają pracować systemy PCM 30-krotne. Jaka może być maksymalnie dopuszczalna długość odcinka regeneratorskiego, jeżeli przy częstotliwo-

ści 1 MHz średnia tłumienność zbliznoprzenikowa wynosi $A_{b\bar{e}} = 70$ dB, a średni odstęp zdalnoprzenikowy wynosi $E_{de} = 54$ dB oraz jeżeli należy uruchomić 10 systemów PCM, to jest $n_b = 10$, zaś $n_d = 9$. Zakładamy tu równe moce szumów z przeniku zbliznego i zdalnego.

Zakładając, że system ten wykorzystywany będzie na krótkich liniach, w skład których wejdzie co najwyżej 3-5 odcinków regeneracyjnych, można przyjąć dopuszczalną stopę błędów, np. $2 \cdot 10^{-7}$, skąd wg wzorów /3/ i /6''/ podstawiając $k/r/ = 5,2$, oraz przyjmując margines bezpieczeństwa 5 dB otrzymuje się $R/r/ = 25,3$ dB.

Przekształcając wzór /31/ otrzymamy:

$$\alpha_o 1 \leq A_{b\bar{e}} - \left[R/r/ - Q_b + d_b + d_n + 10 \lg n_b + 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{b \max}} \right]$$

Stąd

$$\alpha_o 1 \leq 70 - \left[25,3 + 3 + 8,7 + 1,7 + 10 \lg 10 + 10 \lg 2 \right] = 18,3 \text{ dB}$$

to jest

$$1 \leq \frac{18,3}{8,7} = 2,1 \text{ km}$$

Sprawdzając dopuszczalny odstęp zdalnoprzenikowy wg /32/ mamy:

$$E_{d\bar{e}} \geq 25,3 - 3,5 + 7,8 + 1,7 + 10 \lg 9 + 10 \lg 2 = 43,8 \text{ dB}$$

a więc warunek ten jest spełniony z pewnym zapasem. Można by więc wykorzystać kabel dla nieco większej liczby systemów, pod warunkiem, że tłumienności przenikowe między wytypowanymi do wykorzystania wiązkami nie są gorsze od przyjętych do obliczeń i że odpowiednio do obliczeń skoryguje się maksymalną długość od-

cinka regeneratorskiego, przyjmując np., że długość ta nie przekroczy 2 km.

Należy jednak pamiętać, że przyjęte w powyższych przykładach wartości poszczególnych składników zależą od parametrów stosowanych urządzeń PCM, a także od parametrów sprzężeniowych kabla.

W celu ostatecznego ustalenia wymagań na linie kablowe i ich odcinki regeneratorskie należałoby, poza pomiarami kabli, wykonać szereg pomiarów urządzeń teletransmisyjnych, tj. wzmacniaczy z korektorami i regeneratorskich dla uzyskania oceny ich jakości i odporności na zakłócenia. Parametry te, jak również parametry samych kabli powinny zapewnić uzyskanie dostatecznie małej stopy błędów w łączy. Pomiary te powinny więc pozwolić na sprawdzenie przyjętych w p. 3.4.1 założeń, co wymaga jednak odpowiedniej aparatury pomiarowej [5,6].

Wymagane tłumienności przenikowe między dwoma torami kablowymi, wykorzystywanymi dla przeciwnych kierunków transmisji w systemach o małej krotności, są określane w literaturze technicznej w różny sposób, lecz wartości liczbowe są w istocie zbliżone. Przyjmuje się więc dla kabli wykorzystywanych dla takich systemów, że wymagane wartości tłumienności zbliznoprenikowej [7] wynoszą:

$$A_{b \min} = 54 + 10 \lg n \quad /37/$$

gdzie założono, że:

- tłumienność odcinka regeneratorskiego wynosi 28 dB,
- spadek tłumienności zbliznoprenikowej w funkcji częstotliwości wynosi 9 dB/oktawę,

- stopa błędów regeneratora wynosi 10^{-7} /co odpowiada odstępowi wg wzoru $/6''/$ o wartości ok. 26 dB/,
- n jest liczbą systemów, wykorzystujących po dwa tory /tj. po jednym torze dla każdego kierunku/.

Ze wzoru tego wynika, że podwojenie liczby systemów w kablu wymaga zwiększenia wymaganej tłumienności zbliznoprzenikowej o 3 dB.

Niektórzy autorzy [6] zalecają jednak powiększenie wartości $A_{b \min}$ o 6 dB, co należy traktować jako margines bezpieczeństwa w przypadku wykorzystywania kabli w sieci istniejącej.

3.3. Tłumienność torów współosiowych

Tłumienność torów symetrycznych, jak wykazano wyżej, ma również wpływ na określenie np. długości odcinka regeneratorskiego.

Ograniczenie tej długości w przypadku wykorzystywania do transmisji sygnałów PCM torów współosiowych nie wynika jedynie z niemożności opracowania wzmacniaków o dostatecznej wzmocności, lecz przede wszystkim z powodu wzrostu w torach o zbyt dużej tłumienności szumów termicznych, szumów wzmacniaków i szumów odbiciowych w stosunku do sygnału użytecznego, choć np. szumy spowodowane odbiciami od niejednorodności torów są stosunkowo małe.

Analizę w tym zakresie przeprowadził m.in. H.W. Wellhausen [8], na podstawie której można dokonać wyboru optymalnego systemu PCM w zależności od tłumienności odcinka regeneratorskiego, tj. od średnicy toru współosiowego.

Zależność ta wykreślona została na rys. 3, w oparciu o dane z wyżej podanej pracy [8]. Rysunek ten sporządzono dla systemów wykorzystujących kod pseudoternarny, przy amplitudzie impulsów wyjściowych z regeneratora 3 V.

Z rysunku 3 widać, że np. na torach współosiowych mikrowymiarowych typu 0,8/2,7 mm system 2 Mbit mógłby pracować na odcinkach regeneratorskich o długości około 8 km, a systemy 8 Mbit na odcinkach o długości około 3,6 km. Te ostatnie systemy na torach małowymiarowych typu 1,2/4,4 mm mogłyby mieć odcinki regeneratorskie wynoszące 6,5 km, a systemy 34 Mbit/s - około 3,2 km.

Na torach współosiowych normalnowymiarowych typu 2,6/9,5 mm mogłyby pracować systemy 140 Mbit/s z odcinkami regeneratorskimi o długościach około 3,2 km, a systemy 560 Mbit/s z odcinkami 1,6 km. Wydaje się więc, że wybór długości odcinków regeneratorskich powinien być poddany analizie, zwłaszcza jeśli chodzi o systemy pracujące na torach współosiowych. Istnieje ponadto pogląd, że bardziej ekonomiczne byłyby trakty wyposażone nie tylko w regeneratory przesyłanych impulsów, mające wzmacniacze z korektorami amplitudowo-fazowymi, lecz także we wzmacniaki analogowe. W ten sposób regeneratory impulsowe umieszczane by były w trakcie liniowym co kilka, kilkanaście lub nawet co kilkadziesiąt wzmacniaków analogowych, co pozwoliłoby na dalsze potanie nie zestroju.

4. KABLE DLA SYSTEMÓW CYFROWYCH

4.1. Wprowadzenie

W rozdziale tym omówione zostaną różne rodzaje kabli, jakie stosowane są w różnych krajach przez administracje poczty i telekomunikacji lub też kable proponowane przez różnych producentów.

Wiadomo, że w zasadzie o rodzaju kabla decydować będzie system, jaki będzie wprowadzany do sieci, jakość urządzeń traktu liniowego, a także w dużej mierze ekonomiczność całego zestawu wraz z kablami. Zdając sobie sprawę z tego, że systemy cyfrowe, zwłaszcza wysokokrotne, będą stosowane dopiero w przyszłości, zaś linie kablowe, na których będą one pracowały, budowane są już obecnie, trzeba umieć dokonać wyboru możliwie optymalnych konstrukcji kabli dla systemów, które dopiero zostaną opracowane.

Niniejszy przegląd konstrukcji kabli powinien pozwolić na lepsze rozeznanie i ułatwić dokonanie wyboru odpowiednich konstrukcji kabli, przydatnych zarówno dla sieci i systemów dzisiejszych jak i dla systemów przyszłościowych, umożliwiając także realizację potrzebnych łącz w okresie przejściowym.

Właśnie w okresie przejściowym byłoby na przykład interesujące uzyskanie odpowiedzi na pytanie czy systemy cyfrowe wprowadzane do sieci będą mogły współpracować z jednokablowymi systemami analogowymi, pracującymi w danej linii. Na ten temat pogląd jest dość jasno sprecyzowany. Uważa się mianowicie, że systemy cyfrowe w kablach symetrycznych mogą jedynie współpracować z

systemami naturalnymi. Możliwa jest również współpraca w takim kablu systemów cyfrowych o różnych krotnościach, natomiast nie jest możliwa współpraca w jednym kablu symetrycznym tych systemów z analogowymi systemami nośnymi. Niektórzy jednak autorzy uważają [9], że w kablach symetrycznych o konstrukcjach specjalnych będzie możliwa współpraca systemów cyfrowych z systemami analogowymi. Oczywiście mogą to być jedynie kable wyposażone w ekran między grupami wiązek, np. ekran typu Z lub kable o pęczkach ekranowanych i parowych wiązkach. Wydaje się jednak, że zagadnienie to powinno być zbadane bardziej szczegółowo, dla konkretnego typu kabla, zwłaszcza ze względu na zakłócenia wprowadzane do torów systemów analogowych przez systemy cyfrowe.

Do współpracy tych dwóch różnych systemów znacznie lepiej nadają się kable o torach współosiowych, które mogą zawierać zarówno tory normalnowymiarowe, jak i małowymiarowe lub mikrowymiarowe.

Pierwszymi opracowanymi systemami cyfrowymi w USA oraz w Europie były systemy grupy pierwotnej 24-krotne, a w ZSRR systemy 12-krotne. w dalszej kolejności opracowano systemy 30/32-krotne oraz systemy grupy wtórnej o krotnościach 96 /w Ameryce/ lub 120 /w Europie/. Dla ogólnej orientacji podano na str. 36 uszeregowane wg kolejności grup krotności systemy opracowane w różnych krajach [1], podając odpowiednie dla tych systemów tory transmisyjne.

W powyższym zestawieniu nie podano rozwiązań szczególnych, np. systemów wysokokrotnych na kablach symetrycznych i in., które pokrótce zostaną omówione w następnych punktach.

Grupa	Krotność systemu	Przepływność binarna Mbit/s	Rodzaj toru	Odcinek regeneracyjny km	Kraj
I	12	0,704			ZSRR
	24	1,544	sym., miejscowy	1 ... 2	USA, Kanada, Japonia
	30/32	2,048			Francja, Włochy, NRF, RWPG
II	96	6,312	sym. specjalny	2 ... 4	USA, Kanada, Japonia
	120	8,448	sym. specj. lub wsp. mikrowym.	2 ... 4	Francja, NRF, Włochy
III	480	ok. 34	wsp. mikrowym. lub	2 lub 4	Francja, Włochy, NRF
	500	ok. 45	wsp. małowym.		USA
	960	ok. 87	wsp. małowym.	2	NRF
IV	1440	ok. 108	lub	lub	Japonia
	1920	ok. 140	wsp. normalno-wym.	4	NRF, Francja, Włochy
	3600	ok. 270			USA
V	3600	ok. 270	wsp. normalno-wym. lub o wymiarach zwiększonych	2	Francja
	5700	ok. 400			Japonia
	7200	ok. 580			NRF, Włochy, Francja

Obecnie prowadzone są prace w ramach CCITT, zmierzające do znormalizowania niektórych parametrów systemów. Z prac tych oraz z dotychczasowych rozwiązań w różnych krajach można przypuszczać, że poza przyjętym przez CCITT, a także przez RWPG systemem 32-krotnym, 2 megabitowym, będą zalecane systemy następnych grup, a mianowicie systemy 8-megabitowe, 34-megabitowe oraz 100- lub 140-megabitowe. O ile system 120-krotny, 8-megabitowy jest już systemem praktycznie zaakceptowanym przez większość projektantów, dalsze systemy wyższych grup są jeszcze w fazie projektowania i prób, nie można więc obecnie nic pewnego powiedzieć na ich temat. Istnieją na przykład poglądy /Francja/, że można by zrezygnować z systemu grupy trójnej, przechodząc z systemów 120-krotnych od razu na systemy 140-megabitowe, wykorzystując tory współosiowe małowymiarowe 1,2/4,4 mm z odcinkami regeneratorskimi o długości 2 km lub tory współosiowe normalnowymiarowe 2,6/9,5 mm z odcinkami 4 km. Żadna jednak administracja poczty lub zarząd poczty nie podjęły ostatecznej decyzji.

Należałoby jeszcze wspomnieć o systemach cyfrowych do transmisji innych sygnałów niż rozmowy telefoniczne [1], tj. do transmisji sygnałów radiofonicznych o przepływnościach od 300 do 448 kbit/s, wizjotelefonicznych o przepływnościach 6,312 Mbit/s lub 8,448 Mbit/s lub wreszcie telewizyjnych o przepływnościach od około 34 Mbit/s do około 120 Mbit/s. Oczywiście, podobnie jak w przypadku transmisji analogowych, systemy te korzystać będą z tych samych torów teletransmisyjnych, odpowiednich do przesyłania wymaganych strumieni informacji.

4.2. Kable symetryczne dla systemów małej krotności

4.2.1. Rodzaje kabli i ich ocena

Systemy cyfrowe o małej krotności, tj. systemy 24- lub 30/32-krotne nie wymagają stosowania kabli specjalnych. Stwierdzono mianowicie w licznych opracowaniach [3,7,10 do 16], że mogą być wykorzystywane kable istniejące w sieciach miejscowych lub okręgowych, w których tory przeznaczone były dla telefonii naturalnej. Częstokroć tory te były pupinizowane, konieczne jest więc ich depupinizowanie w celu przystosowania ich do systemów cyfrowych.

Poza wyżej wspomnianymi systemami, w ZSRR opracowano 12-krotny system PCM, przewidziany przede wszystkim do stosowania na istniejącej sieci wiejskiej [17].

Zakres stosowania systemów cyfrowych określony jest w głównej mierze przez ekonomiczność realizacji potrzebnej liczby łącz. Ekonomiczność ta jest oczywiście różna w przypadku kabli istniejących w sieci, gdy koszty uruchomienia nowych łącz nie obejmują kosztów zakupu i ułożenia kabla, od ekonomiczności, ocenianej dla nowo budowanej linii. W obu jednak przypadkach opłacalność stosowania systemów cyfrowych wzrasta wraz z długością relacji, na której systemy mogą pracować, o ile na wzrost długości pozwalają parametry techniczne kabli. Opłacalność bardzo zależy także od parametrów kabli, a przede wszystkim od punktów zbliżonych między torami oraz od tłumienności falowej torów, które te parametry mają znaczny wpływ na długość odinków regeneracyjnych, zwiększając potrzebną liczbę wzmacniaków i regeneratorów przelotowych, stosowanych na linii.

Przeniki między torami są uwarunkowane parametrami sprzężeniowymi w kablach, lecz także wpływ na nie ma przyjęta uprzednio metoda montażu linii, budowanej dla systemów naturalnych. Wszelka bowiem symetryzacja torów w zakresie małych częstotliwości dokonywana za pomocą kondensatorów lub przez krzyżowanie żył i par w czwórkach oraz mieszanie czwórek, na przykład dla wyrównania pojemności skutecznej torów, stwarza poważne trudności przy wyborze odpowiednich torów dla systemów cyfrowych na skutek pogorszenia parametrów przenikowych w zakresie dużych częstotliwości.

Częstotliwości, przy których przeniki są najbardziej krytyczne, jak omówiono poprzednio, znajdują się w pobliżu częstotliwości równej połowie częstotliwości taktowania, a więc w pobliżu 772 kHz przy systemie 24-krotnym lub w pobliżu 1,024 MHz przy systemie 30-krotnym, tj. praktycznie przy 800 kHz lub przy 1 MHz. Przy tych więc częstotliwościach dokonywane powinny być pomiary przeników i tłumienności falowej dla oceny jakości linii.

Te wszystkie względy powodują, że w wielu przypadkach będzie niezwykle trudne wybranie w kablu torów odpowiednich dla systemów cyfrowych.

W kablach miejscowych na przykład przyjęta metoda przypadkowego łączenia ze sobą dowolnych par powoduje przemieszanie ze sobą wiązek i par w wiązkach tak, że wprawdzie w zakresie małych częstotliwości przeniki częściowo się kompensują, lecz nie polepszają tłumienności przenikowej przy dużych częstotliwościach, co uniemożliwia dokonania wyboru odpowiednich wiązek, o dużej tłumienności przenikowej, dla różnych kierunków transmisji w syste-

nie cyfrowym. Sytuacja jest nieco lepsza, jeśli łączenie ze sobą par poszczególnych odcinków fabrykacyjnych kabli ograniczono do danej grupy wiązek lub warstwy w ośrodku kabla, nie mieszając ze sobą wiązek należących do różnych grup lub warstw. Pozwoliłoby to na wybór dla różnych kierunków transmisji grup wiązek, należących na przykład do różnych warstw oddzielonych od siebie innymi warstwami pośrednimi. Drugim ograniczeniem jest tłumienność jednostkowa torów, powodująca, że obecnie opracowane systemy mogą być stosowane praktycznie na kablach miejscowych o grubszych żyłach, tj. powyżej 0,8 mm [3,18,19], choć w niektórych publikacjach [14,16,20,21,22] mówi się o opłacalności stosowania systemów PCM nawet na kablach o żyłach 0,6 lub 0,65 mm.

W kablach typu dalekosiężnego, w sieciach okręgowych, poza depupinizacją, o której wspomniano, może się okazać konieczne usunięcie kondensatorów wyrównawczych, wyrównujących pojemność skuteczną odcinków pupinizacyjnych lub stosowanych do symetryzacji torów, co jak wiadomo byłoby niezwykle trudne. Również stosowane przy montażu kabli krzyżowanie par i wiązek powodowałoby kłopoty, podobnie jak w przypadku kabli miejscowych, zwłaszcza, gdy to krzyżowanie nie było ograniczone do określonych grup wiązek.

Na podstawie dotychczas wykonanych pomiarów można wysunąć wnioski dotyczące wyboru najdogodniejszej konstrukcji nowo projektowanych kabli, przeznaczonych dla systemów cyfrowych.

Ponieważ systemy cyfrowe małej krotności, jak już wspomniano, nie wymagają kabli o konstrukcji specjalnej, należy zastanowić się, jaka konstrukcja stosowana dotychczas byłaby najodpowied-

niejsza. Oczywiście, przy wyborze konstrukcji kabli należy się kierować tymi ich parametrami, które są najbardziej krytyczne, tj. przede wszystkim parametrami przenikowymi. Pod tym względem lepsze są i ble wiązka h parowych, z żyłami izolowanymi polietylenem oraz kable o budowie pęczkowej. Ponadto zarówno w kablach o wiązkach czwórkowych jak i parowych pożądanę jest stosowanie różnych skoków skrętu wiązek, wykorzystywanych dla systemów cyfrowych. W każdym razie w kablach obecnie produkowanych dla nowych linii międzycentralowych, miejscowych lub w kablach okręgowych, niedopuszczalne jest wyrównywanie sprzężeń pojemnościowych metodą krzyżowania żył w parach podczas procesu produkcyjnego, gdyż skompensowane przy małych częstotliwościach sprzężenia będą przyczyną bardzo małych tłumienności przenikowych przy większych częstotliwościach.

Z powyższych rozważań wynika oczywisty wniosek, że stosowanie systemów cyfrowych o krotnościach 24 lub 32 możliwe jest na dowolnych w zasadzie kablach, pod warunkiem spełnienia wymagań przenikowych; wydaje się jednak, że liczba systemów na kablach o wiązkach czwórkowych i budowie warstwowej ośrodka będzie bardziej ograniczona niż na kablach o wiązkach parowych i budowie pęczkowej.

Niektórzy autorzy [9] zalecają nawet stosowanie dla systemów 24- lub 30-krotnych kabli o grupach wiązek ekranowanych, przy czym ekran może być nakładany metodą owijania /w przypadku kabli o większej liczbie wiązek/, lub w postaci ekranu z taśmy aluminiowej o grubości 0,1 mm albo z innego przewodzącego /lub półprzewodzącego/ materiału, układanej wzdłuż kabla, dzieląc go na

pół, a nawet na więcej części. Ten ostatni ekran, zwany ekranem T lub Z, daje dużą elastyczność wykorzystania kabla nie tylko dla transmisji cyfrowej, lecz także do oddzielania od siebie torów, wykorzystywanych dla systemów analogowych i cyfrowych w tym samym kablu, co mogłoby mieć miejsce na przykład w okresie przejściowym lub nawet na stałe. Minimalne wartości tłumienności zbliżoprzenikowej między torami z różnych grup wiązek są w kablach ekranowanych z żyłami 0,6 mm lepsze o około 20 dB od wartości w kablach bez ekranu i wynoszą około 69 dB.

Należy jednak wspomnieć o kablach opracowanych we Francji przez firmę SAT [23], a mianowicie o kablach samowiszących, zawierających 1 lub 4 czwórki gwiazdowe z żyłami 0,9 mm o izolacji balonowej z polietylenu. Tłumienność falowa takiego toru wynosi 8,7 dB przy 1 MHz i przy 10°C. Kable te przeznaczone są także dla systemów 30-krotnych.

Wymagania, jakim powinny odpowiadać tory wykorzystywane dla transmisji cyfrowych wynikają bezpośrednio ze wzorów podanych w p. 3. Jak już wspomniano, wymagania zależą zarówno od jakości wzmacniaków - regeneratorów, jak i od liczby systemów, które będą miały pracować na danej linii.

4.2.2. Zasady wyboru torów dla systemów cyfrowych

4.2.2.1. Liczba potrzebnych par

Systemy cyfrowe w obecnym opracowaniu wymagają do transmisji sygnałów dwóch par, oddzielnych dla każdego kierunku transmisji. Oznacza to, że dla n systemów transmisyjnych potrzeba $2n$ par w kablu.

Ponadto konieczne są tory dla służb pomocniczych, a mianowicie do zdalnego zasilania, zdalnej lokalizacji oraz do łączności służbowej.

Prawie wszystkie rozwiązania techniczne teletransmisyjnych systemów PCM realizują zdalne zasilanie po torach pochodnych lub pseudopochodnych.

Zdalna lokalizacja zwykle wymaga jednej dodatkowej pary na kilka systemów łączności, umieszczonych we wspólnym zasobniku /np. 1 pary na 6 systemów/.

Dodatkowo konieczne jest zarezerwowanie par służbowych, przy czym np. we francuskim systemie TN1' pożądane jest przeznaczenie jednej pary dla każdego zasobnika.

4.2.2.2. Wybór par dla systemów cyfrowych

4.2.2.2.1. Wskazówki ogólne. Pary przeznaczone dla transmisji cyfrowych powinny spełniać następujące zalecenia ogólne:

- pary nie mogą być pupinizowane /lub powinny być zdepupinizowane/ ,
- pary nie mogą być symetryzowane lub krzyżowane ,
- średnice żył kabli powinny być większe niż 0,7 mm ,
- pary dla różnych kierunków transmisji powinny być umieszczone w różnych czwórkach, o różnych skokach skrętu, najlepiej w różnych pęczkach; w kablach dalekosiężnych o czwórkach DM dopuszcza się wykorzystywanie par tej samej czwórki dla dwóch kierunków transmisji ,

- pary tej samej czwórki gwiazdowej mogą być wykorzystywane do transmisji w tym samym kierunku,
- nie należy wykorzystywać dla systemów PCM, zwłaszcza w kablach małoparowych, wiązek centralnych lub znajdujących się w rdzeniu kabla, gdyż są one narażone na większe zakłócenia pochodzące z wielu wiązek warstwy przyległej.

4.2.2.2.2. Wybór par w kablach miejscowych powinien być dokonywany na następujących zasadach, umożliwiającym uzyskanie dostatecznie dużej tłumienności przenikowej. Czwórki przeznaczone dla przeciwnych kierunków transmisji:

- jeżeli należą do tej samej warstwy w kablu, powinny być separowane co najmniej przez jedną czwórkę, jeśli mają różne skoki skrętu lub co najmniej przez pięć czwórek, jeśli mają te same skoki skrętu,
- jeżeli należą do różnych warstw, powinny być separowane przez co najmniej jedną warstwę,
- jeżeli znajdują się w pęczkach kabli pęczkowych, powinny należeć do pęczków przeciwległych, gdy w kablu są 4 pęczki lub do pęczków separowanych przez jeden pęczek, gdy jest więcej niż 4 pęczki /dotyczy to kabli o pęczkach wzajemnie nieekranowanych/.

Zasady te powinny być ściśle przestrzegane na części odcinków regeneracyjnych przyległych do stacji, tj. w odległości od końca odcinka regeneracyjnego, odpowiadającej tłumienności 6-7 dB.

Czwórki przeznaczone dla tego samego kierunku transmisji powinny mieć różne skoki skrętu, lub jeśli mają te same skoki skrętu, powinny być separowane przez 3 czwórki, zwłaszcza, jeżeli znajdują się w warstwie zewnętrznej ośrodka kabla.

Tak na przykład w kablach zawierających 7 do 10 czwórek można wyznaczyć dwie czwórki dla dwóch systemów PCM, w kablach 15-20 czwórkowych mogą pracować 4 systemy PCM, w kablach 25-30-czwórkowych 6 do 8 systemów itd. Oczywiście liczba systemów pracujących w danym kablu będzie zależała od jakości kabli [24]. Różni autorzy podają tu różne liczby, na przykład w opracowaniu [10] K.M. Ray zakłada możliwość wykorzystania 10-15% torów w kablach czwórkowych istniejącej sieci miejscowej. F. Platet [11] podaje zaś, że możliwe jest wykorzystanie do 50% czwórek gwiazdowych 0,8 mm, lecz prowadzona dotychczas symetryzacja bardzo ogranicza możliwości wykorzystania wiązek dla transmisji PCM. Poprzednio wspomniany autor [10] podaje także, że dla lepszego wykorzystania wiązek w miejscowych kablach parowych przy budowie nowych linii dla Poczty Australijskiej zastosowano metodę przypadkowego łączenia par /"na chybił trafił"/, tj. łączenia dowolnej pary jednego odcinka z dowolną parą drugiego odcinka kabla. Przy takim łączeniu par uzyskano tłumienność zbliżoną do 86 dB przy 768 kHz, tj. o 5 dB większą niż w przypadku systematycznego łączenia par; także przenik zdalny nieco się poprawił /o 2,5 dB/. Oczywiście wyniki te bardzo zależą od jakości kabla i mogą być osiągnięte jedynie dzięki małym sprzężeniom między parami.

W przypadku natomiast kabli będących już w eksploatacji przy wyborze par dla systemów cyfrowych ważna jest znajomość metody

montażu. Przydatniejsze dla systemów cyfrowych będą kable o mniejszej tłumienności jednostkowej oraz kable łączone z mieszaniem /krzyżowaniem/ czwórek w grupach lub też łączone "na wprost", to jest bez krzyżowania. Wynika to ze stosunkowo dużych sprzężeń między torami w takich kablach, konieczne jest dlatego wykorzystywanie dla systemów cyfrowych wiązek wzajemnie od siebie oddalonych w przekroju kabla, co daje zmniejszenie asymetrii indukcyjności /wskutek oddalenia od siebie torów/ i asymetrii pojemności /wskutek ekranowania przez wiązki oddzielające/. Najniekorzystniejsze są więc kable montowane bez jakiegokolwiek systemu, to znaczy o parach łączonych przypadkowo, co uniemożliwia określenie usytuowania pary w kablu oraz określenie skoku skrętu czwórki. Wykorzystanie takiego kabla dla systemów PCM możliwe byłoby tylko w ograniczonym zakresie. Jeżeli jednak w danej linii istnieją dwa oddzielne kable, z których każdy mógłby być wykorzystany do transmisji w przeciwnych kierunkach, możliwe byłoby szerokie wykorzystanie tych kabli dla zaspokojenia potrzeb eksploatacyjnych. Należy jednak zwrócić uwagę na fakt pogorszenia niezawodności traktu liniowego, pracującego w systemie dwukablowym.

4.2.2.3. Wybór par w kablach dalekosiężnych

Wybór par w kablach dalekosiężnych powinien opierać się na analogicznych zasadach podanych w punkcie poprzednim. Sytuacja w przypadku kabli okręgowych jest jednak korzystniejsza ze względu na lepsze, na ogół, parametry przenikowe tych kabli i mniejszą ich tłumienność jednostkową przy 1 MHz. Jeszcze lepsze są

pod tym względem kable dalekosiężne, międzymiastowe, do telefonii nośnej, ponieważ każda czwórka ma inny skok skrętu.

Niedogodnością kabli dalekosiężnych będących w eksploatacji jest:

- pupinizacja kabli w sieciach okręgowych,
- krzyżowanie wiązek kabli bez jego ograniczenia do grup wiązek,
- symetryzowanie wiązek za pomocą kondensatorów lub innych elementów wyrównawczych.

Rozpatrzmy dla przykładu kabel okręgowy 73-parowy o żyłach 0,9 mm zawierający 1 parę ekranowaną oraz 36 czwórek gwiazdowych. Konstrukcja kabla jest następująca: w rdzeniu umieszczona jest para ekranowana, pierwsza warstwa zawiera sześć czwórek gwiazdowych, druga 12 czwórek, a trzecia resztę, tj. 18 czwórek gwiazdowych. W kablu tym przewidziano 9 czwórek w zewnętrznej, trzeciej warstwie, do telefonii nośnej, dlatego też w warstwie tej zastosowano cztery skoki skrętu wiązek, a mianowicie czwórki nieparzyste /od dziewiętnastej wzwyż/ miały skok "a", czwórki 20, 26 i 32 miały skok "b", czwórki 22, 28 i 34 - skok "c" oraz czwórki 24, 30 i 36 - skok "d". Przewidując zastosowanie w tym kablu systemów cyfrowych PCM, można byłoby bez wykonywania pomiarów wybrać następujące czwórki dla tych systemów:

- czwórki 20, 21, 22, 24 i 26 dla kierunku A-B,
- czwórki 30, 31, 32, 34 i 36 dla kierunku B-A,
- tj. łącznie 10 systemów PCM 30-krotnych, co daje 300 łączy, a więc odejmując łącza naturalne /wraz z łączami na torach pochodnych/ uzyskuje się $300 - 30 = 270$ łączy dodatkowych.

Wykonanie jednak szczegółowych pomiarów przeników na tych kablach być może pozwoliłoby na dokonanie wyboru większej liczby wiązek, a tym samym na lepsze wykorzystanie kabli.

4.2.3. Zasady budowy nowych linii kablowych

4.2.3.1. Budowa linii w sieci miejscowej

Kable miejscowe powinny być montowane tak, aby możliwe było uzyskanie jak najlepszych własności przenikowych. Ze względów podanych uprzednio, dla systemów cyfrowych należy przewidywać kable z żyłami o średnicach co najmniej 0,7 mm. W przypadku konieczności instalowania systemów PCM na kablach o cieńszych żyłach należy przeanalizować projekt pod względem ekonomicznym, gdyż system może wymagać zbyt krótkich odcinków regeneracyjnych, co podważałoby opłacalność takiego rozwiązania.

Dla uzyskania dużych tłumienności przenikowych należy montować kable, mieszając /krzyżując/ ze sobą czwórki grupami, lub w przypadku kabli małoparowych /np. poniżej 20 czwórek/ należy łączyć ze sobą czwórki na wprost. Jeżeli wyrywkowe pomiary tłumienności przenikowych wykażą zbyt małe wartości, zwłaszcza w dwóch zewnętrznych warstwach kabla, można podjąć próbę symetryzowania torów z tych warstw względem ziemi, co jednak powinno być stosowane w wyjątkowych przypadkach. W kablach natomiast wieloparowych należy dokonywać mieszania wiązek w grupach, dzieląc wiązki na cztery równe grupy, na przykład po 25 czwórek. W kablach pęczkowych należy mieszanie wiązek ograniczyć do poszczególnych pęczków.

Obecnie instalowane kable będą oczywiście w pierwszym okresie wykorzystywane tylko do telefonii naturalnej, należy jednak przy budowie linii, zwłaszcza dłuższych, stosować takie metody montażu, które umożliwi późniejsze uwielokrotnienie torów systemami PCM.

Jak już wyżej wspomniano, tory przeznaczone dla systemów PCM nie mogą być pupinizowane, ani nie może być stosowana skupiona ich symetryzacja.

4.2.3.2. Budowa linii z kabli dalekosiężnych

Kable typu dalekosiężnego, jak już wspomniano, mają lepsze własności przenikowe i lepszą tłumienność falową, są więc bardziej przydatne dla systemów cyfrowych.

Polepszenie własności przenikowych uzyskano dzięki stabilniejszej konstrukcji wiązek oraz dzięki zastosowaniu różnych skoków skrętów dla różnych grup wiązek /w kablach dla sieci okręgowych/ lub nawet dla każdej wiązki /w kablach dalekosiężnych do telefonii nośnej/. Z tego powodu wydaje się niecelowe mieszanie wiązek w tych kablach lub też należałoby przyjąć taką metodę mieszania, która nie zmieniałaby wzajemnego położenia wiązek. Chodzi bowiem o to, aby na całej długości odcinka regeneratorskiego wybrane wiązki były od siebie odseparowane o tę samą liczbę wiązek telefonii naturalnej. Metoda mieszania wiązek powinna być opracowana w oparciu o wyniki statystycznych pomiarów na liniach doświadczalnych.

Większość linii dalekosiężnych lub okręgowych wykorzystywanych do telefonii naturalnej była pupinizowana i symetryzowana.

Konieczne jest więc dokonanie wyboru wiązek dla systemów PCM już na etapie projektowania, aby wiązki te nie były pupinizowane lub symetryzowane elementami skupionymi. W pewnych jednak przypadkach może się okazać, że potrzeba uwielokrotnienia niektórych torów wyniknie dopiero za kilka lat, wówczas byłoby celowe spupinizowanie wszystkich torów, licząc się z tym, że po kilku latach wszystkie cewki z torów przeznaczonych dla systemów cyfrowych musiałyby być usunięte.

W sieciach okręgowych przewiduje się, że część torów będzie uwielokrotniona systemami PCM, pozostała zaś część będzie spupinizowana i wykorzystana do telefonii naturalnej. W tym przypadku, zarówno ze względów trasowych jak i zmniejszenia przeników przez tory trzecie, pożądane jest stosowanie odcinka regeneratorskiego o długości równej długości odcinka pupinizacyjnego lub, jeśli to możliwe ze względu na inne parametry, równej długości dwóch odcinków pupinizacyjnych. Dla uniknięcia przeników przez tory trzecie można stosować także przemienne włączanie wiązek poszczególnych grup przeciwnych kierunków transmisji, to znaczy, że jedna grupa wiązek w kablu powinna być z jednej strony wzmacniaka przeznaczona do transmisji w kierunku A-B, a z drugiej do transmisji w kierunku B-A, druga zaś grupa wiązek na odwrót. W ten sposób ewentualny przenik przez tory trzecie przedostawałby się na tory zakłócające o tym samym poziomie użytecznym, jaki jest na torach zakłócających. Pomiaru na pierwszych budowanych liniach powinny wykazać, czy ta ostrożność jest konieczna.

4.3. Kable symetryczne dla systemów średniej i dużej krotności

4.3.1. Omówienie ogólne

Dalszy wzrost potrzeb na łącza telekomunikacyjne, postęp w dziedzinie technologii produkcji urządzeń teletransmisyjnych w systemach wielokrotnych z modulacją impulsowo-kodową, a także dążenie do lepszego wykorzystania nowo instalowanych kabli spowodowały opracowanie systemów PCM o większej krotności.

Następnym po systemie małej krotności systemem jest system grupy wtórnej, zawierający 4 grupy pierwotne; to jest 96 kanałów /4 x 24/, stosowany w Ameryce, lub 120 kanałów /4 x 30/, stosowany w Europie; ten ostatni o przepływności binarnej 8,448 Mbit/s [25]. Maksymalna gęstość energii przypada wokół częstotliwości 4,224 MHz, jest to już więc duża częstotliwość, do przesyłania której wykorzystywano w systemach analogowych jedynie tory współosiowe. Znane, poprzednio omówione zalety systemów cyfrowych, a przede wszystkim ich mniejsza podatność na zakłócenia, pozwoliły na wykorzystanie do transmisji tych sygnałów również torów symetrycznych.

Dotychczas stosowane dla analogowych systemów nośnych kable symetryczne nie zapewniały właściwych parametrów przenikowych. Konieczne więc było budowanie dla tych systemów linii dwukablowych.

Dążność do potania traktów liniowych nowych systemów cyfrowych, a tym samym zwiększenia opłacalności ich stosowania nawet na stosunkowo krótkie odległości, spowodowała powstanie ten-

dencji zmierzających do korzystania z linii jednokablowych. Wymagane jednak parametry przenikowe, nawet dla systemów cyfrowych, nie mogły być spełnione bez dodatkowych zabiegów. Okazało się mianowicie konieczne ekranowanie co najmniej poszczególnych grup wiązek, przeznaczonych dla przeciwnych kierunków transmisji. Stwierdzono następnie, że wystarcza tu stosunkowo proste ekranowanie elektrostatyczne, dzielące kabel na dwie grupy wiązek, co dla systemów analogowych nie zapewniało uzyskania wymaganych parametrów.

Powyższe względy, a także konieczność dysponowania torami o stosunkowo małej tłumienności falowej w szerokim zakresie częstotliwości spowodowały opracowanie i wykonanie kabli symetrycznych o nowej konstrukcji, specjalnie przystosowanej dla systemów cyfrowych, głównie 8-megabitowych. Niezależnie jednak od projektowania kabli specjalnych prowadzone były też badania nad możliwością wykorzystania kabli dotychczas produkowanych, typu dalekosiężnego, zwłaszcza kabli o izolacji polistyrenowo-powietrznej. Badania takie prowadzono w ZSRR [26] i w NRD [13].

4.3.2. Konstrukcje kabli

Jak wspomniano w poprzednim punkcie, kable symetryczne dla systemów cyfrowych średniej krotności, to jest systemów 8-megabitowych, różnią się przede wszystkim ekranem, dzielącym wiązki na co najmniej dwie grupy dla przeciwnych kierunków transmisji.

Na ogół przyjęto konstrukcję wiązeki parową, zapewniającą lepsze własności sprzężeniowe, przy czym dla zmniejszenia tłumienności falowej torów zmniejszono ich pojemność skuteczną w porów-

naniu z pojemnością torów przyjętą w kablach miejscowych oraz zastosowano lepszą izolację, to jest izolację z polietylenu piankowego.

W Stanach Zjednoczonych A. P. opracowano kilka konstrukcji tego typu kabli. Firma Superior Cable Corporation, North Carolina opracowała kable wyposażone w tzw. ekran T /inaczej zwany Z lub S/, dzielący kabel na 2 części. Kabel ten może być wykorzystywany zarówno dla systemów o małej krotności, o czym wspomniano w punkcie 4.1.1, lecz także dla systemów o średniej krotności. Tłumienność zbliżnoprzenikowa w 25-parowym kablu o żyłach 0,65 mm izolowanych polietylenem piankowym wynosi przy 4 MHz około 63 dB /spadek ok. 3 dB/oktawę/ [6]. Firma ta zaleca wypełniać ośrodek kabla specjalną masą uszczelniającą /petroleum jelly/, co przy zachowaniu tej samej pojemności skutecznej toru powoduje nawet zmniejszenie tłumienności falowej kabla o około 15% przy 772-kHz /z 14,3 dB/km do około 12,5 dB/km w kablach o żyłach 0,65 mm/ [22].

Największa z firm amerykańskich produkująca kable telekomunikacyjne, a mianowicie firma Western Electric Co, opracowała kabel o konstrukcji pęczkowej, specjalnie przystosowany do transmisji cyfrowej dla 96-krotnego systemu T2 [27] w traktach do około 800 km.

Kabel ten ma wiązki parowe, o żyłach 0,65 mm, izolowanych polipropylenem piankowym, skręconych razem w pęczki 7-parowe. Pęczki w kablu nie są ekranowane, a przeniki między pęczkami zredukowano przez zastosowanie różnych skoków skrętu nie tylko dla siedmiu par w pęczku, ale także dla wszystkich par w pęczkach

przyległych. W ten sposób kabel 50-parowy wykonany został jako kabel o średnim pęczkach 7-parowych z dodatkową pięćdziesiątą parą /rys. 4/; zastosowano tu 22 różne skoki skrętu wiązek parowych.

Pary w kablu mają pojemność skuteczną $23,6 \text{ nF/km}$, a tłumienność około $37,3 \text{ dB/km}$ przy $6,3 \text{ MHz}$. W celu uzyskania lepszych parametrów przenikowych zastosowano nowoczesne metody produkcji tych kabli, jak na przykład: tandemowe ciągnięcie drutów na żyły wraz z izolowaniem żył i kontrolą średnicy izolacji i centryczności żyły za pomocą pomiaru pojemności żyły izolowanej względem elektrody aparatu kontrolującego, a także jednoczesne skręcanie żył w pary i par w pęczki. Powłokę kabla wykonano w postaci warstwowej, składającej się z pofalowanej taśmy aluminiowej o grubości $0,2 \text{ mm}$, pokrytej dwustronnie warstwą $0,05 \text{ mm}$ kopolimeru etylenu. Na to wytłoczona jest wewnętrzna powłoka z polietylenem o dużej gęstości, nałożona jest druga taśma falowana aluminiowa, na którą natryśnięto zewnętrzną powłokę z czarnego polietyleno o dużej gęstości.

Firma General Cable Corporation, USA, również opracowała podobny kabel dla systemów 96-krotnych o żyłach $0,65 \text{ mm}$, izolowanych polietylenem piankowym i o pojemności skutecznej torów $24,2 \text{ nF/km}$.

We Francji natomiast opracowano kable o żyłach $0,9 \text{ mm}$ z izolacją z polietyleno piankowego, o pojemności skutecznej torów 28 nF/km . Tłumienność falowa torów w tych kablach wynosiła 15 dB/km przy $4,224 \text{ MHz}$ [4].

Przewiduje się we Francji stosowanie kabli zawierających 12, 24, 48 lub 84 pary symetryczne do transmisji cyfrowej. Ka-

bel 12-parowy /rys. 5/ ma w pierwszej warstwie, nawiniętej na centralne "wypełnienie", 6 par. Warstwa ta owinięta jest ekranem, na który nawinięto pozostałe 6 par i 1 czwórkę służbową, przy czym wiązki oddzielone są od siebie wypełnieniem. Kable 24-, 48- i 84-parowe wykonane są w postaci kabli pęczkowych, złożonych z 4, 8 lub 14 ekranowanych pęczków 6-parowych. W każdym kablu umieszczono ponadto między pęczkami 4 pary dla służb pomocniczych. Na rys. 6 pokazano przykładowo konstrukcję kabla 24-parowego. Kable 12-parowe mają następujące wartości przenikowe, odnośzące się do średniej wartości energii:

$$A_{b\bar{e}} = 121 \text{ dB} \quad \text{oraz} \quad E_{d\bar{e}} = 46,5 \text{ dB}$$

Kable 12- i 24-parowe przewidziano do stosowania w sieciach okręgowych, kable 48-parowe w sieciach miejscowych lub okręgowych, kable zaś 84-parowe w sieciach miejscowych. Te ostatnie kable mają orientacyjne wartości przeników:

$$A_{b\bar{e}} = 128 \text{ dB}; \quad E_{d\bar{e}} = 40,4 \text{ dB}$$

W Japonii na podstawie badań teoretycznych [28] stwierdzono, że względy ekonomiczne przemawiają za tym, aby pojemność skuteczna torów była mniejsza niż 30 nF/km, gdyż zwiększony wydatek na materiał izolacyjny jest skompensowany przez mniejsze zużycie miedzi na żyły, przy zachowaniu tej samej tłumienności falowej. Polepszenie wartości przenikowych w kablu może być osiągnięte przez polepszenie jakości wiązek i dobór właściwych skoków skrętu, ale także przez zmniejszenie liczby par w pęczku. Uznano mianowicie, że pęczki powinny zawierać od 3 do 10 par, lub

też każda para powinna być ekranowana oddzielnie, co nie jest zbyt ekonomiczne.

Dla uzyskania tych założonych, lepszych parametrów, opracowano w Japonii kable o ekranach typu Z /podobnie jak w USA/ w dwóch wykonaniach. W pierwszym wykonaniu pary żył o średnicy 0,65 mm izolowane polietylenem piankowym miały pojemność skuteczną 28 nF/km i tłumienność falową przy 4 MHz, nie przekraczającą 20 dB/km. Kable te przeznaczone były do transmisji telewizyjnej w pasmie do 4 MHz. W kablu zawierającym 20 par /po 10 par w każdym pęczku/ oraz 10 dodatkowych czwórek 0,4 mm uzyskano tłumienność zbliżoną do 95 dB w odcinku o długości 2,5 km. Drugi kabel, przeznaczony do transmisji 120 kanałów w systemie PCM, wykonano z żyłami 1,2 mm o izolacji balonowej z polietylenu. Tak wykonane pary miały pojemność skuteczną 24 nF/km, a tłumienność falową 10,4 dB/km przy 4 MHz. Odstęp zdalnooprzenikowy w odcinku fabrykacyjnym o długości 250 m wynosił średnio 83 dB.

W obu wykonaniach kabla uznano, że ekran typu Z ma najlepsze własności ekranujące, gdy zrobiony jest z dwóch taśm aluminiowych, o grubości 0,1 mm każda.

Kabel dla 120-krotnego systemu PCM wykonano tak, że każda z ekranowanych części /każdy "pęczek"/ zawiera 2 pary 1,2 mm o izolacji balonowej oraz 2 czwórki 0,9 mm o izolacji z polietylenu pełnego. System PCM ma pracować na odcinkach regeneracyjnych o długości 6 km.

Wydaje się również możliwe, że system 120-krotny będzie mógł pracować na kablu poprzednio opisanym /przeznaczonym w zasadzie dla transmisji telewizyjnej/ z odcinkami regeneracyjnymi 3 do 3,5 km.

Nieco inną konstrukcję japońską opisano w [29, 30]. Kable te mianowicie mają budowę pęczkową, a wiązki są parowe. Stwierdzono tu, że dla uzyskania założonej tłumienności falowej toru trzeba zużyć więcej miedzi, realizując tor współosiowy, niż stosując tor symetryczny. Dlatego opracowane kable z parami symetrycznymi mają być przeznaczone nawet dla systemów o dużej krotkości, to jest dla systemów o przepływności binarnej do 100 Mbit/s.

Pary tych kabli wykonano z żył 0,9 lub 1,2 mm izolowanych polietylenem piankowym, a następnie skręcono je w pęczki, zawierające 3, 4 lub 6 par. Uznano za najdogodniejsze pęczki 6-parowe, które wykonano z żyłami 0,9 mm^{x/}, z wypełnieniem w rdzeniu w postaci rurki polietylenowej. Każdy pęczek owinięto polietylenową taśmą, następnie miedzianym ekranem o grubości 0,05 mm oraz na zewnątrz - taśmą papierową. Z pęczków tych skręcono pierwsze kable zawierające 12 lub 14 pęczków. Tłumienność torów o żyłach 0,9 mm przy 100 MHz i przy 25°C wynosiła 68 dB /w pęczkach 6-parowych/, a pojemność skuteczna 29 nF/km. Torry o żyłach 1,2 mm przy tej samej częstotliwości i temperaturze mają tłumienność 59 dB /w pęczkach 4-parowych/ i pojemność skuteczną 33 nF/km. W pęczkach 3-parowych wartości te wynoszą odpowiednio ok. 55 dB i 30,5 nF/km.

Ze względu na dobre ekranowanie par różnych kierunków transmisyjnych względem siebie przenik zbliżony nie jest tu krytyczny, natomiast powinien być kontrolowany odstęp zdaloprzenikowy;

^{x/} Wykonano także kable zawierające 27 pęczków 6-parowych z żyłami 0,65 mm, jednak ze względu na zbyt dużą tłumienność takich torów zastosowanie ich będzie ograniczone.

wynosi on ok. 36 dB [34] dla zapewnienia stopy błędu 10^{-10} w odcinkach regeneracyjnych.

Maksymalna tłumienność odcinka regeneracyjnego może wynosić 95 dB przy 100 MHz, a więc długość jego nie przekracza 1,5 km. Opłacalność stosowania takiego systemu będzie oczywiście zależała od kosztu wzmacniaków i regeneratorów przelotowych.

W NRF opracowano kable pęczkowe, o ekranowanych pęczkach, zawierających po 5 czwórek gwiazdowych. Żyły 0,9 mm izolowane są polietylenem piankowym [18,19]. Kabel ten może być wykorzystywany dla systemów PCM 30-krotnych i 120-krotnych, a nawet na jednej parze z każdej wiązki może pracować system 40-krotny, lub też może być zrealizowany kanał wideotelefoniczny. W NRF stosowane są również kable o pęczkach większych, nieekranowanych, lecz przedzielonych w kablu ekranem typu Z / rys. 7/.

W NRD poza kablami o budowie pęczkowej przewiduje się stosowanie kabli typu dalekosiężnego, na przykład kabli o żyłach 1,3 mm izolowanych polistyrenem / styrofleksem/ [13].

Podobnie w ZSRR przewiduje się dla 120-krotnych lub 240-krotnych systemów PCM wykorzystywanie kabli o izolacji polistyrenowo-powietrznej, produkowanych dotychczas dla systemów analogowych 60- lub 120-krotnych [26]. Są to kable o czterech czwórkach gwiazdowych, z żyłami 1,2 mm. Stwierdzono, że na tych kablach montowanych w dotychczasowy sposób, możliwe będzie stosowanie systemów 8-megabitowych z odcinkami regeneracyjnymi 2 do 3 km.

4.4. Kable współosiowe dla systemów cyfrowych

4.4.1. Omówienie ogólne

Niemal równolegle z poszukiwaniami, prowadzonymi dla znalezienia odpowiedniej konstrukcji kabli symetrycznych dla systemów cyfrowych średniej i dużej krotkości, zaczęto badać istniejące torry współosiowe, a także poszukiwać nowych konstrukcji, najlepiej dostosowanych do przesyłania sygnałów cyfrowych. Parametry istniejących torów współosiowych normalnowymiarowych i małowymiarowych okazały się odpowiednie do przesyłania sygnałów cyfrowych, lecz ze względu na ich koszt, nie było opłacalne stosowanie takich torów dla pierwotnie opracowanych systemów PCM średniej krotkości.

Badania skierowano więc z jednej strony na potanieńnię konstrukcji produkowanej pary współosiowej małowymiarowej przy nieznacznym pogorszeniu niektórych parametrów tej pary, a z drugiej strony rozpoczęto próby skonstruowania zupełnie nowej pary współosiowej, o jeszcze mniejszych wymiarach, specjalnie przystosowanej do transmisji sygnałów cyfrowych, to jest tak zwanej pary współosiowej mikrowymiarowej.

Dalszy rozwój systemów cyfrowych i gwałtowny wzrost potrzeb, w niektórych krajach, w zakresie łączy PCM, spowodował również wzrost zainteresowania torami współosiowymi o klasycznych rozwiązaniach, a więc torów normalnowymiarowych i małowymiarowych, które pozwoliłyby na realizację bardzo dużych wiązek łączy: 960, 1920, 7680, a nawet więcej. Stąd szereg badań zmierzało do poznania parametrów tych torów w interesującym dla tych systemów

zakresie częstotliwości, czyli w zakresie 68, 140 i 560 MHz, a nawet do 1000 MHz.

4.4.2. Kable współosiowe mikrowymiarowe

Dotychczas współosiowe torry mikrowymiarowe nie doczekały się normalizacji na terenie międzynarodowym. Powszechnie jednak istnieje pogląd zgodny co do celowości ich stosowania w przyszłej sieci telekomunikacyjnej, zwłaszcza w sieciach zintegrowanych.

Prace prowadzone były dotąd przez poszczególnych produjących producentów kabli oddzielnie, bez uzgadniania parametrów tych torów i kierunków prac. Na terenie CCITT prace są już jednak w toku i być może niedługo ustalone zostaną międzynarodowe zalecenia, podobnie jak dla torów normalnowymiarowych lub małowymiarowych.

Zrealizowane już opracowania mają jeden parametr wspólny, a mianowicie impedancję falową wynoszącą 75Ω przy 1 MHz, co jest bardzo dogodne ze względu na posiadaną, zarówno u producentów jak i przyszłych użytkowników tych kabli, aparaturę pomiarową.

We Włoszech, firma Pirelli opracowała kabel współosiowy o torach mikrowymiarowych typu 0,65/2,8 mm [31]. Tor współosiowy wykonano tu o izolacji z polietylenu piankowego, przy czym na żyłę zewnętrzną, wykonaną z taśmy miedzianej o grubości 0,1 mm, nałożonej z zakładką, zastosowano ekran stalowy także o grubości 0,1 mm, nałożony w ten sam sposób co taśma miedziana. Dzięki zastosowaniu ekranu tor taki ma bardzo dobre własności prze-

nikowe, gdyż tłumienność zbliznoprzenikowa przekracza 140 dB przy 300 kHz. Tłumienność falowa wynosi 9,5 dB/km przy 1 MHz, a skorygowany współczynnik echa własnego nie przekracza 1% /40 dB/ przy pomiarach impulsem 50 ns.

Podobne wymiary torów współosiowych mikrowymiarowych zastosowano w NRF, a mianowicie przyjęto parę o wymiarach 0,6/2,8 mm [32,33]. Tory te są również ekranowane.

We Francji natomiast firma SAT opracowała konstrukcję współosiowych torów mikrowymiarowych w oparciu o izolację polietylenową balonową, stosując wymiary toru 0,8/3 mm. Zasadniczą różnicą w stosunku do poprzednio podanych rozwiązań jest tu brak ekranu na parze współosiowej, co pogarsza tłumienności przenikowe między tymi torami. Zaletą natomiast jest ich mniejsza tłumienność falowa dzięki lepszej izolacji toru i nieco większym wymiarom oraz lepsza ich jednorodność.

Dalsze jednak badania prowadzono również we Francji nad parami ekranowanymi lub też parami, w których zewnętrzne przewody par współosiowych wykonane są ze stali pokrytej dwustronnie warstwami miedzi. Pozwala to na uzyskanie lepszych parametrów przenikowych. Badania są jednak w toku i nie podjęto jeszcze ostatecznej decyzji co do wyboru konstrukcji tych torów.

Bliższe szczegóły dotyczące różnych rozwiązań współosiowych par mikrowymiarowych można znaleźć w opracowaniu prof. Z. Szpiglera i in., które ukaże się w jednym z najbliższych numerów *Problemy Łączności IŁ* [34].

4.4.3. Kable współosiowe małowymiarowe

Następnym kablem wykorzystywanym dla systemów PCM dużej krotności jest kabel o torach współosiowych małowymiarowych typu 1,2/4,4 mm.

Tory małowymiarowe mają znormalizowaną w CCITT konstrukcję i niezależnie od sposobu ich realizacji mogą być wykorzystywane do transmisji cyfrowych. Niemniej jednak w niektórych krajach próbowano poszukiwać torów współosiowych o tych samych wprawdzie wymiarach, lecz o konstrukcji nieco uproszczonej, przeznaczonej specjalnie dla systemów cyfrowych, uzyskując dzięki temu pewne potanie kable. Tak ukierunkowano prace we Francji [35]. Zrezygnowano mianowicie przy produkcji torów współosiowych z ekranów stalowych na poszczególnych parach oraz zmniejszono o 0,05 mm grubość taśmy miedzianej na przewód zewnętrzny, to jest do wartości 0,1 mm. W ten sposób wykonane pary miały gorsze przeniki, a ponadto gorsze własności mechaniczne. Tłumienność zbliżnoprzenikowa minimalna wynosiła około 104 dB, co uznano za wartość dostateczną.

W celu polepszenia natomiast własności mechanicznych par współosiowych zastosowano specjalną technologię produkcji, to jest produkowano jednocześnie cztery pary współosiowe, skręcane następnie w tym samym ciągu technologicznym w pęczek czteroparowy, który wraz z odpowiednim wypełnieniem owijano taśmami z tworzywa sztucznego. Uzyskano dzięki temu polepszenie własności mechanicznych takiego pęczka, jak też gotowego kabla i uniknięto ewentualnego pogorszenia parametrów poszczególnych torów, głównie ich jednorodności, podczas następujących procesów technolo-

gicznych w produkcji kabla, gdyż tor bez ekranu stalowego przy skręcaniu pojedynczych par współosiowych był bardzo podatny na mechaniczne zniekształcenia. Pęczki 4-parowe mogą być następnie skręcane w ośrodek zawierający 4, 6 lub 7 pęczków. Prowadzone badania doświadczalne linii potwierdziły możliwość wykorzystywania tych kabli dla systemów o przepływnościach binarnych do 106 Mbit/s.

W opracowaniach zaś włoskich [31] przewidywano wykorzystywanie kabli z torami współosiowymi małowymiarowymi typu 1,2/4,4 mm bez zmiany ich konstrukcji, dla systemów 34 oraz 140-Mbitowych, odpowiednio z odcinkami regeneratorskimi 4 lub 2 km.

Według danych szwedzkich [36], firma L.M. Ericsson wyraża pogląd, że tory współosiowe małowymiarowe o normalnej konstrukcji jak dla systemów analogowych powinny być wykorzystywane dla systemów o znacznie większych krotnościach, rzędu 18.000 kanałów, co można osiągnąć dzięki zastosowaniu kodu 8-poziomowego. Odstęp między analogowymi wzmacniakami są 0,7 km, a regeneratory cyfrowe rozmieszczone są co 40 wzmacniaków analogowych.

4.4.4. Kable współosiowe normalnowymiarowe

W zasadzie dotychczas opracowane systemy cyfrowe dużej krotności nie wymagały stosowania torów współosiowych normalnowymiarowych, typu 2,6/9,5 mm. Prowadzono jednak szereg badań nad torami tego typu, z których najciekawsze opublikowano w Kanadzie [37].

W wyniku bardzo szczegółowych badań, dotyczących wytrzymałości par współosiowych, zwłaszcza przy mechanicznym ukła-

daniu kabli, a także badaniu parametrów elektrycznych i przydatności ich dla systemu LD4 o przepływności binarnej 272 Mbit/s, określono optymalną konstrukcję takiej pary, po uwzględnieniu także wyników analizy kosztów. W rezultacie tych badań ustalono poniżej podaną konstrukcję pary współosiowej.

Przyjęto wymiary toru 2,6/9,5 mm. Impedancję falową toru ustalono na 75Ω , przy 2 MHz. Tor wykonany jest z izolacją krążkową, a przewód zewnętrzny zrobiony jest ze stalowej taśmy laminowanej warstwą miedzi o grubości 0,1 mm, pofalowanej. Dzięki temu uzyskano dużą elastyczność pary współosiowej, a tym samym stałość parametrów elektrycznych torów, nawet mimo narażenia ich na działanie pewnych naciągów przy układaniu mechanicznym i montażu kabla. Ustalono, że najodpowiedniejsza "gęstość" pofalowania wynosi około 12 falowań/1 cal / tj. około 4,7 falowań na 1 cm/, przy głębokości /amplitudzie/ falowań około 0,9 mm.

Badania terenowe przeprowadzono na kablach o 12 parach współosiowych, przy różnych wykonaniach powłok kabli. Uznano, że pofalowana powłoka stalowa spełnia swoje zadanie, lecz w celu poprawienia niezawodności takiego kabla powłokę tę nieco zmodyfikowano. Wyposażono bowiem kabel w dodatkową taśmę aluminiową, pokrytą obustronnie kopolimerem etylenu, na którą wytłoczono wewnętrzną powłokę polietylenową z wzdłużnymi rowkami po stronie zewnętrznej w celu zmniejszenia oporności pneumatycznej kabla. Taśma aluminiowa przyklejona jest do powłoki polietylenowej. Następnie nałożona jest stalowa powłoka falowana, spawana, na którą nałożona jest mazista polewa oraz zewnętrzna osłona z polietylenu o średniej gęstości.

Ze względu na przewidywane wykorzystanie tych torów dla systemów o bardzo dużej krotkości muszą być one przystosowane do transmisji bardzo szerokiego pasma częstotliwości. Maksimum mocy w tym pasmie przypada przy około 130 MHz. Zawiera ono jednak wiele składowych w zakresie od 2 do 270 MHz, a nawet powyżej - do 490 MHz, zwrócono więc szczególną uwagę na jednorodność torów. Stwierdzono, że nierównomierności impedancji powodują odbicia będące źródłem zakłóceń międzyelementowych. Omawiany kabel kontrolowano w zakresie do 300 MHz dotychczas stosowanymi metodami pomiarowymi. Wykonywano dokładne pomiary wahań tłumienności falowej, tłumienności odbiciowej toru, a także impulsowe pomiary odbić. Należy jednak oczekiwać opracowania nowych metod pomiarowych, jak na przykład reflektometrii wysokonapięciowej lub nowych metod opartych na technice radarowej.

Niezależnie od potrzeby i opłacalności wykorzystywania współosiowych kabli normalnowymiarowych dla systemów PCM o bardzo dużej krotkości na uwagę zasługuje zastosowanie pofalowanego przewodu zewnętrznego pary współosiowej. Uzyskane wyniki badań własności mechanicznych takiej pary i stabilności parametrów elektrycznych są bardzo zachęcające. Może to być bowiem wskazówką na znalezienie konstrukcji toru współosiowego bardzo odpornego na zniekształcenia mechaniczne, a więc nadającego się dla kabli układanych sposobami zmechanizowanymi.

5. ZAKOŃCZENIE

Technika transmisji sygnałów w postaci ciągów impulsów w systemach wielokrotnych z podziałem czasowym, o modulacji impu-

sowo-kodowej w zasadzie nie wymaga, jak to wynika z analiz teoretycznych, specjalnych rodzajów torów lub odrębnych konstrukcji kabli, a nawet pozwala na złagodzenie niektórych wymagań na kable. Jednakże wprowadzenie do sieci nowych systemów, początkowo o niewielkiej krotności, spowodowało wzrost zainteresowania techniką zwielokrotnienia czasowego kanałów. Powstawały i nadal powstają coraz to nowe systemy PCM dla nowych usług telekomunikacyjnych, a podział czasowy kanałów wprowadzono nawet do centrów komutacyjnych. Doprowadziło to do koncepcji tworzenia zintegrowanych sieci telekomunikacyjnych, które w każdym swoim punkcie i na każdej płaszczyźnie transmitowałyby tylko sygnały cyfrowe, niezależnie od ich źródła generacji czy punktu odbiorczego i ostatecznej formy odebranej informacji.

Rozwój ten nie pozostał bez wpływu na samą technikę kablową, tj. na konstrukcję kabli i torów, jakie powinny być stosowane w nowo budowanych liniach na potrzeby obecnie lub w przyszłości instalowanych systemów cyfrowych. Na konkretne rozwiązania kabli mają też wpływ z jednej strony usiłowania zmierzające do potania konstrukcji kabli, a tym samym zwiększenia ekonomiczności wprowadzanych do sieci systemów, z drugiej zaś strony dążenia do wzrostu przepustowości dróg transmisyjnych, to jest zwiększenia strumieni przesyłanych informacji.

Jak wynika z podanego w niniejszym artykule przeglądu rozwiązań konstrukcji kabli, prace w różnych krajach poszły w różnych kierunkach, choć w niektórych punktach wyniki są zbieżne. Poniżej podjęto próbę sformułowania wniosków, jakie nasuwają się w toku prowadzonych rozważań.

Dla systemów PCM o małej krotności można stosować kable symetryczne zarówno miejscowe jak i dalekosiężne o dotychczasowej konstrukcji. Należałoby jednak przeanalizować celowość zmiany konstrukcji torów dla zwiększenia efektywności systemów cyfrowych oraz możliwości wykorzystywania większej liczby wiązek w kablu dla systemów PCM i zwiększenia długości odcinków regeneracyjnych. Szczególnie wnikliwie należałoby zbadać opłacalność stosowania wiązek parowych w nowo produkowanych kablach miejscowych oraz dokonać wyboru optymalnej pojemności skutecznej torów. Należy dążyć do wprowadzenia znacznie większej liczby różnych skoków skrętu wiązek oraz zastosowania budowy pęczkowej ośrodków kabli.

Należy ponadto przewidzieć możliwość transmisji sygnałów cyfrowych w systemach PCM 24 lub 30-krotnych w kablach małoparowych, przeznaczonych zwłaszcza do telefonizacji wsi. Należy więc zbadać możliwość przyjęcia takiej konstrukcji tych kabli, aby ewentualne ich uwielokrotnienie, choćby jednym systemem, nie nastroczało zbyt wielu trudności i było przedsięwzięciem opłacalnym.

Kable typu dalekosiężnego, stosowane głównie dla sieci okręgowych, powinny mieć konstrukcję przystosowaną dla systemów PCM o przepływności do około 8,4 Mbit/s, a więc powinny mieć wiązki parowe i powinny być wyposażone w ekran mający dobre własności przenikowe między grupami wiązek, przeznaczonych dla przeciwnych kierunków transmisji. Należałoby dokonać wyboru optymalnej konstrukcji ośrodka kabla, badając kable wyposażone w ekran typu Z lub kable o budowie pęczkowej z odpowiednio dobranymi skokami skrętu wiązek i o pęczkach ekranowanych.

W zakresie kabli współosiowych nasuwa się wniosek o celowości stosowania torów współosiowych mikrowymiarowych obok torów o innych, większych wymiarach. Tory te, jak wiadomo, nadają się do transmisji sygnałów o przepływności binarnej od około 8 do około 34 Mbit/s, dają więc potencjalnie większe możliwości niż kable symetryczne o konstrukcji specjalnej. Dodatkową zaletą torów współosiowych jest możliwość produkowania kabli tzw. mieszanych, to jest wyposażonych w tory współosiowe różnych wymiarów. Kable mieszane dawałyby możliwość jednoczesnej pracy w tym samym kablu systemów cyfrowych /na przykład na torach mikrowymiarowych/ - z systemami analogowymi /na przykład na torach małowymiarowych/, co byłoby bardzo istotne zwłaszcza w okresie przejściowym, kiedy jeszcze nie będzie systemów cyfrowych o bardzo dużej krotności, a będą jeszcze musiały być stosowane systemy analogowe, np. 960-krotne. W okresie późniejszym zaś pozwoliłyby te kable na stosunkowo wygodne przejście na wysokokrotne systemy cyfrowe na torach małowymiarowych lub normalnowymiarowych, w chwili gdy będą tworzone zintegrowane sieci telekomunikacyjne. Mieszane kable współosiowe z torami o różnych wymiarach nie mają nadto wady, jakie miałyby kable o torach współosiowych i symetrycznych, polegającej m.in. na konieczności symetryzacji torów symetrycznych przy budowie nowej linii lub przy naprawach linii uszkodzonej, co jest niewskazane ze względu na możliwość zakłócania normalnej pracy wysokokrotnych systemów na torach współosiowych.

Stosowanie torów współosiowych małowymiarowych wydaje się w obecnych warunkach bardzo wskazane. Tory te dają możliwości wykorzystania ich dla systemów o dużej krotności, zarówno ana-

logowych 300 lub 960-krotnych, jak i w przyszłości systemów cyfrowych 480-krotnych lub 1920-krotnych [31]. Są to więc tory przydatne w dzisiejszych sieciach, a także w przyszłych sieciach do transmisji cyfrowych. Ze względu jednak na większą swobodę nie byłoby pożądane stosowanie konstrukcji uproszczonych tych torów, o pogorszonych parametrach, gdyż uniemożliwiłoby to stosowanie systemów analogowych i zwiększałoby podatność tych torów na zakłócenia zewnętrzne. Mogłoby być natomiast celowe zbadanie możliwości produkcji torów małowymiarowych o zewnętrznym przewodzie wykonanym z taśm stalowych, obustronnie pokrytych dostatecznie grubymi warstwami miedzi. Należałoby bowiem prowadzić poszukiwania mające na celu uproszczenie technologii produkcji, lecz przy zachowaniu parametrów technicznych gotowych wyrobów na dotychczasowym lub zbliżonym poziomie.

Obecnie produkowane w Polsce tory współosiowe normalnowymiarowe są w zasadzie dobrej jakości, odpowiedniej dla systemów analogowych w zakresie co najwyżej do 12 MHz. Wykorzystanie ich w szerszym zakresie częstotliwości, zarówno dla systemów analogowych /np. do 60 MHz/ jak i dla przyszłościowych systemów cyfrowych o bardzo dużej krotności, nie jest możliwe, co wynika między innymi z badań wykonanych przez Instytut Łączności [38]. Proces technologiczny produkcji tych kabli wymaga więc bezwzględnie unowocześnienia, gdyż stosowanie torów normalnowymiarowych opłacalne jest dopiero dla systemów o krotnościach co najmniej ponad 2000. Po uruchomieniu produkcji torów normalnowymiarowych o wyższej jakości konieczne byłoby ich badanie w zakresie do około 100 MHz, a nawet 140 MHz w celu umożliwienia oceny ich jakości i przydatności do transmisji sygnałów cyfrowych

o przepływnościach 140 lub 280 Mbit/s. Wydaje się jednak, że decyzję co do wyboru systemów analogowych czy też cyfrowych dla tych kabli, ewentualnie stosowania obu tych systemów w sieci krajowej, a także decyzję co do wyboru ostatecznej konstrukcji i wymiarów torów można będzie odłożyć na później, jeśli dostatecznie szybko zostanie uruchomiona produkcja torów współosiowych małowymiarowych i mikrowymiarowych, do czasu, gdy prace badawcze i konstrukcyjne nad urządzeniami teletransmisyjnymi systemów wysokokrotnych będą bardziej zaawansowane.

Rodzaje stosowanych systemów cyfrowych i dobór dla nich odpowiednich typów kabli pokrótce omówiony był w punkcie 4.1. Bardziej szczegółowe potraktowanie tego tematu przekraczałoby ramy niniejszego artykułu, warto jednak zainteresowanym Czytelnikom wskazać ciekawy artykuł H. Geisslera [39], w którym zebrane są propozycje różnych krajów i stan prac w CCITT do roku 1970 włącznie.

Ogólny wniosek, jaki się tu nasuwa przemawia za celowością równomiernego rozwoju produkcji kabli symetrycznych oraz współosiowych, po ustaleniu optymalnych konstrukcji torów i kabli, przy ograniczeniu do niezbędnego minimum potrzebnej liczby profili kabli. Celowe byłoby uruchomienie odpowiednich prac studialnych, które powinny się zakończyć znormalizowaniem typów kabli symetrycznych i współosiowych przewidzianych do produkcji, a zastosowanych dla przyszłych systemów teletransmisyjnych w kraju.

WYKAZ LITERATURY

1. Milek J. : Telefoniczne systemy wielokrotne z czasowym podziałem kanałów i modulacją impulsowo-kodową. Problemy Łączności II 1973 nr 98, s. 1-122.
2. Rydel M. : Studium systemów telekomunikacyjnych cyfrowych z punktu widzenia sygnałów przesyłanych torami przewodowymi. Instytut Teleelektroniki PW 1972 r. , praca 01.D.01.02. .01.a, ss. 39.
3. Boulvin J. : Utilisation de câbles à paires symétriques pour la transmission de systèmes MIC 36 voies et 30 voies /TN1/, Centre National d'Etudes des Télécommunications, Lannion, 1971, Etude nr 2022 TMA-ETL, ss. 116.
4. Camborde J.M. , Le Gall M. : Système de transmission numérique sur paires symétriques à 8,448 Mbit/s. Centre National d'Etudes des Télécommunications, Lannion, 1973, Note technique TMA/ETL/38, ss. 42.
5. Boulvin J. , Fuchs G. ; Fenouillet P. , Peltier Y. : Méthodes et appareillages de mesure pour l'évaluation des caractéristiques des câbles en circuits symétriques destinés aux transmissions numériques, FITCE, Juillet, 1971, ss. 10.
6. Aratani T. , Iwahashi E. : Measuring equipments for short-haul PCM transmission system. Rev. Elect. Commun. Lab. , 1965 t. 13 nr 11-12, s. 1065-1086. Także w opracowaniu polskim: Milek J. : Przyrządy pomiarowe dla systemu PCM przeznaczonych na małe odległości. Przegląd Zagadnień Łączności 1967 nr 12 /75/, s. 49-57.

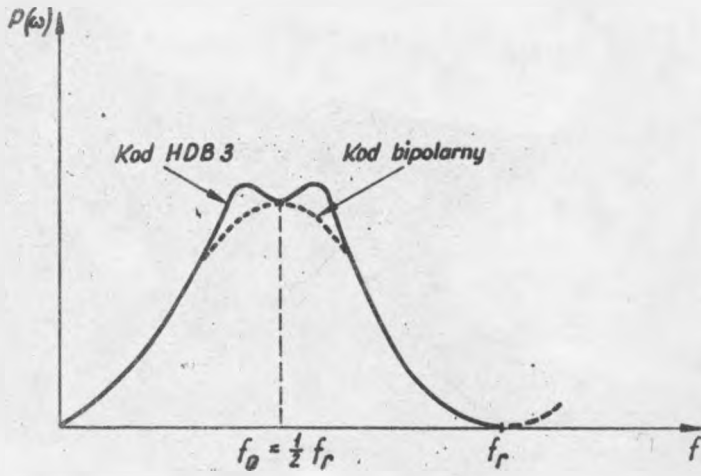
7. Cravis H., Crater T.V. : Engineering of T1 Carrier System Repeated Lines, Bell Syst. Tech. J. 1963 r., nr 2, s.431-486.
8. Wellhausen H.W. : Beitrag zur Übertragung digitaler Basisband-Signale über Koaxialkabel, Fernmelde-Ing. 1972, nr 1, ss. 35.
9. Roberts W.L., Wilkenloh F.N. : Multipair cable shielding for PCM Transmission, publikacja Superior Cable Corporation, North Carolina, ss. 9.
10. Ray K.M. : Transmission Line and Measurements - Part 2: Cable. Telecom. J. Australia, 1970 t. 3 nr 3, s.266-273.
11. Platet F. : L'introduction des techniques numériques dans le réseau de transmission, Radome, Avril, 1970, s. 1-8.
12. Jacobsen B.B. : Cable crosstalk limits on low capacity PCM systems. Electrical Commun. ITT, 1973 t. 48 nr 1/2, s.98-109.
13. Prenzlów H.G. : Bewertung symmetrischer Kabel für breite Frequenzspektren, Informationsheft IPF, 1973 nr 214, ss.80.
14. Matuda S. : High frequency transmission properties and crosstalk characteristics of intercity and toll cables applicable to PCM transmission design, Rev. Electrical Comm., Lab. 1965 t. 13, nr 11-12, s. 906-930. Także w' opracowaniu polskim: Własności transmisyjne i sprzężeniowe w zakresie wielkich częstotliwości kabli miejscowych i okręgowych wykorzystywanych do przesyłania sygnałów impulsowej telefonii wielokrotnej. Przegląd Zagadnień Łączności 1967 nr 11/74, s. 32-62.

15. Žženowa N. A. , Ruga A. D. : Parametry peredači i vlijanija telefonnyh kabelej GTS w szirokom spektre častot, Trudy CNIIS-LF, 1969, nr 21, s. 145-156.
16. Žženowa N. A. , Kōpaczewa J. J. : Niekotoryje rezultaty issledovanija vysokōčastotnyh pomiech na kabelach GTS, Trudy CNIIS-LF, 1969 nr 21, s. 157-167.
17. Kapłan M. P. , Parefienow J. A. , Caliwicz A. B. : Normirovanie elektriczeskich charakteristik kabelnyh linij sielskich telefonnyh sietej, uplotniajemych apparaturoj s impulsno-kodowej modulaczej, Trudy CNIIS-LF, 1969 nr 23, s. 152-156.
18. Anon: Nachrichtenkabel und Garnituren, ETZ-B, 1973 nr 14, s. 384.
19. Anon: Schwachstromkabel und -leitungen, ETZ-B 1973 nr 15/16, s. 434.
20. Kaden H. : Das Rückfluss- und Mittfussgeräusch infolge von Reflexionen und Nebensprechen bei der Übertragung von Zufallsfolgen von PCM-Impulsen über Leitungen. Archiv Elektr. Übertragung, 1966 nr 4, s. 195-200.
21. Kersten R. : Signalarten und Signalformen bei der Übertragung von PCM-Signalen auf symmetrischen Fernsprechkabeln. Archiv Elekt. Übertragung 1968 nr 10, s. 461-471.
22. Anon: Improvements in cable construction have eliminated some serious shortcomings and have increased overall performance. The Lenkurt Demodulator, June 1970. s. 2-5.
23. Ulotka firmowa: Microréseaux, Société Anonyme de Télécommunication, France.

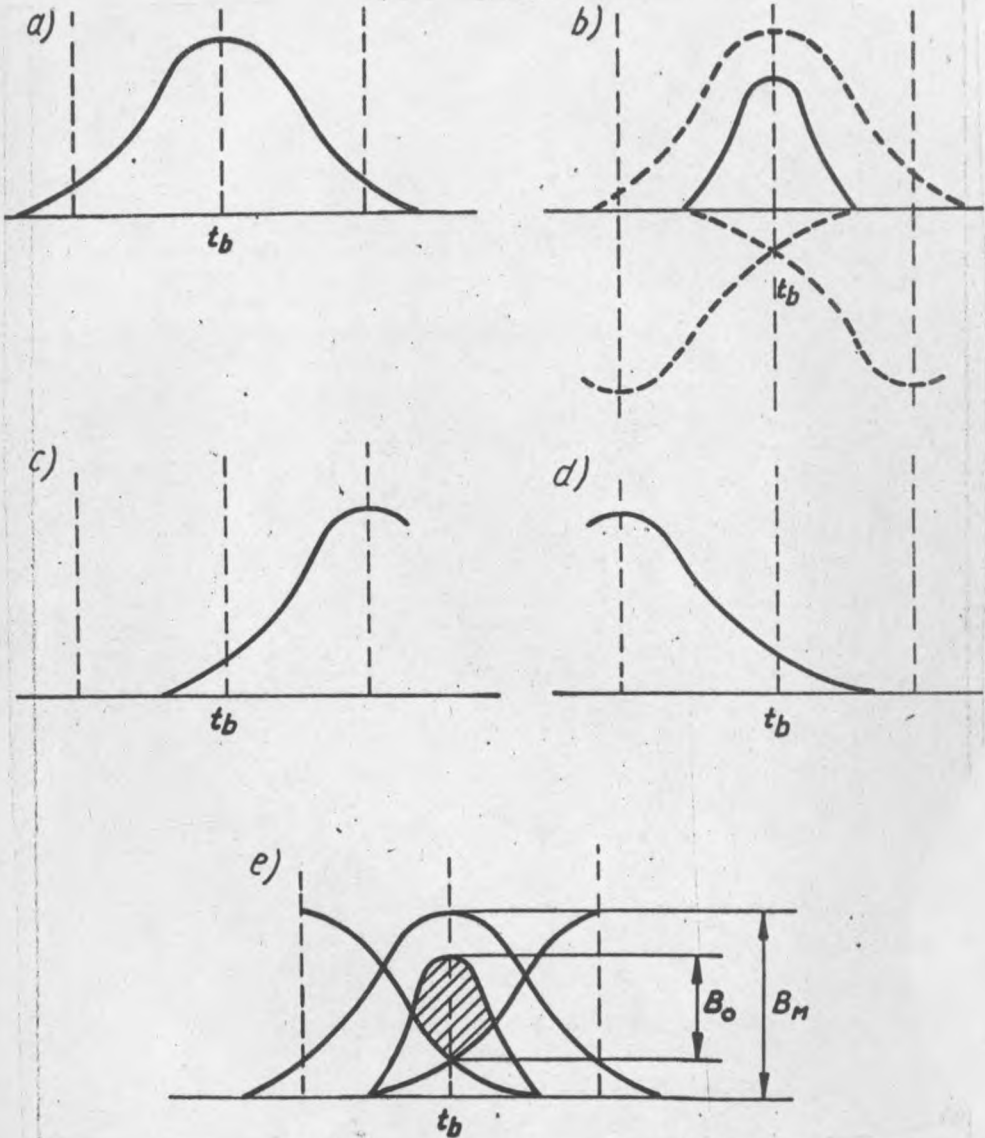
24. Boulvin J. : Choix des quartes pouvant être affectées à la transmission de systèmes MIC à 36 et 30 voies dans les câbles à quartes à paires combinables et à quartes en étoile, Centre National d'Etudes Télécomm. Lannion, 1970, Doc. de Trav. TMA/ETL/21, ss. 24.
25. Wellhausen H.W. : Übertragung von Informationsflüsse des PCM-Sekundärmultiplex- und PCM-Tertiärmultiplex-Systems, Bulletin des SEV, Januar, 1973.
26. Łuczyn A.A., Cym A.J. : Issledovanije miezhdugorodnowo simetricznowo kabiela w diapazonie častot sistiem, s IKM. Elektrosvjaź, 1970 nr 8, s. 16-21.
27. Biskeborn M.C., Crotty F.N. : Manufacturing low capacitance cable. Western Elect. Eng. 1971 t. XV nr 3, s. 50-55.
28. Okamoto K., Noda H., Oniski M. : High Frequency Crosstalk Performance of Z-Type Shielded Cable. Publikacja Hitachi Cable, Ltd, ss. 6.
29. Kojima N., Taguchi M., Ohmura M. : New Type Paired Cable for High Speed PCM Transmission, 20-th International Wire and Cable Symposium Proceedings, 1971, s. 164-182.
30. Kojima N., Taguchi.M., Ohmura M., Ishida Y. : Transmission Line Designing and It's Characteristic for High Speed PCM Systems. Rev. of the Electrical Comm. Lab., t. 21, nr 5-6, 1973, s. 285-321.
31. Paladin G., Transmisja cyfrowa z prędkością 8,448 Mbit/s kablami mikrowspółosiowymi. Przekłady Telekomunikacyjnej

Literatury Zagranicznej, 1971 zeszyt 32, Instytut Łączności, Warszawa, s. 146-164.

32. Martin D., Wellhausen H.W.: Übertragungsversuch auf einem Mikro-Koaxialkabel mit 8,448 Mbit/s. NTZ 1973 nr 2, s. 81-82.
33. Anon: Kabel und Leitungen für die Nachrichtentechnik. NTZ, 1972 nr 7, s. K 146.
34. Szpigler Z. i in.: Kable współosiowe mikrowymiarowe. Problemy Łączności, IL, 1974, w druku.
35. Blanchi A., Mathieu R., Boutmy P., Peltier Y.: Paire coaxiale de 1,2/4,4 mm pour transmission numérique. Cables Trans. 1971 nr 3, s. 243-260.
36. Ericson T., Johansson U.: Digitale Übertragung über Koaxialkabel. Ericsson Rev. 1972 nr 3, s. 99-108.
37. Mc Clean R., Mc Manus T., Iyengar R.: An Advanced Multi-Unit Coaxial Cable for Toll PCM Systems. 20-th International Wire and Cable Symposium Proceedings. 1971, s. 1-23.
38. Szpejn J., Sztern A.: Pomiar i badania kabli współosiowych normalnowymiarowych typu 2,6/9,5 mm przed ułożeniem i po ułożeniu. Badania odcinków wzmacniakowych. IL. Praca nr 06.04.03.01c. 1973 r.
39. Geissler H.: Zur Planung einer PCM-System-Hierarchie, NTZ-Report nr 8 /14.1.1971/.

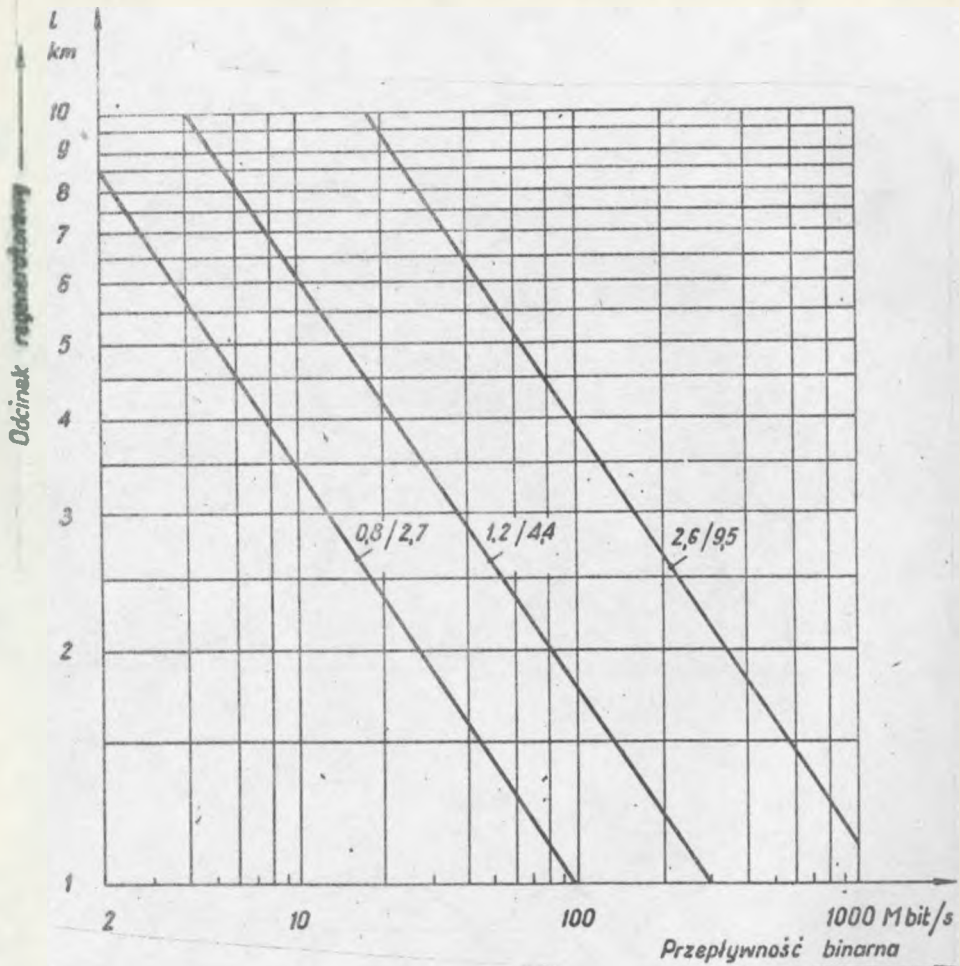


Rys. 1. Gęstość energii widma sygnałów cyfrowych dla kodu bipolarnego i kodu HDB3



Rys. 2. Wyjaśnienie znaczenia amplitudy "oka": a/ symbol "1" odosobniony, po przejściu przez tor, b/ symbol "1" zniekształcony przez symbole "1" o przeciwnym znaku, poprzedzający i następujący, c/ symbol "0" i następujący po nim symbol "1", d/ symbol "0" i poprzedzający go symbol "1", e/ jednoczesne nałożenie na siebie poprzednich przebiegów

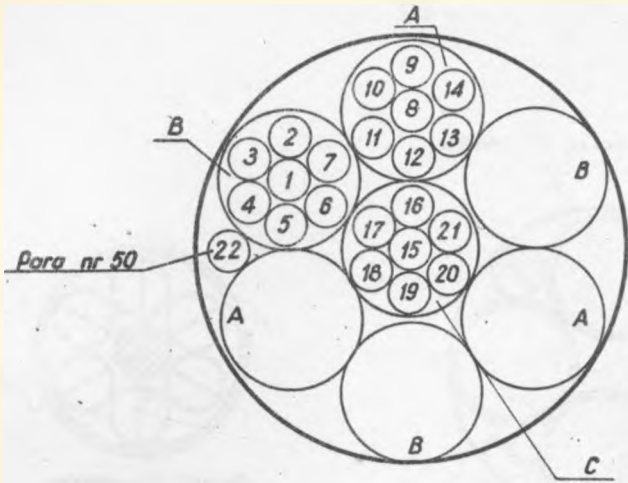
B_M - napięcie szczytowe impulsu niezniekształconego innymi impulsami w chwili t_b , B_0 - napięcie amplitudy wewnętrznego oka



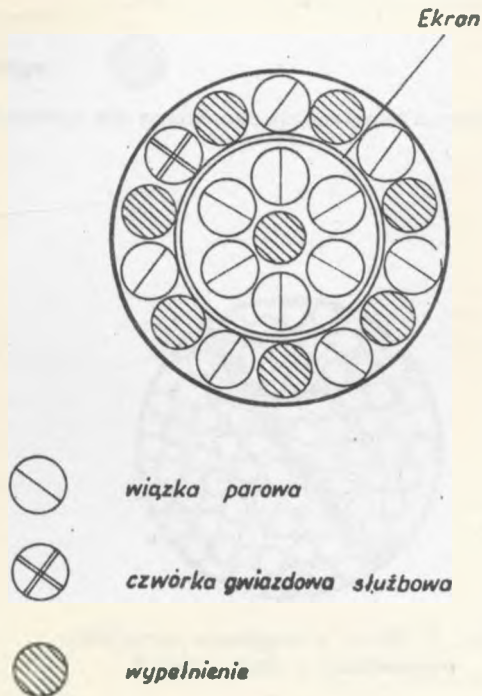
Rys. 3. Zależność długości odcinka regeneratorskiego od przepływności binarnej systemu, dla różnych torów współosiowych

Tłumienność falowa torów współosiowych przy 2 MHz:

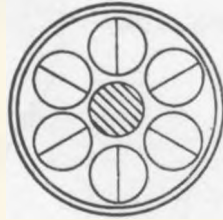
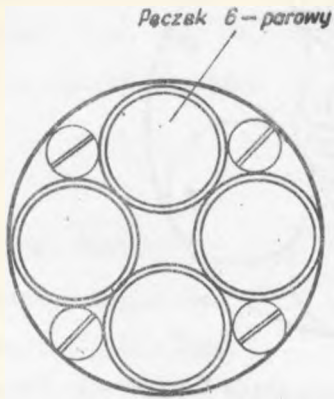
- toru 2,6/9,5 - α = 3,3 dB/km,
- toru 1,2/4,4 - α = 7,5 dB/km,
- toru 0,8/2,7 - α = 13,5 dB/km



Rys. 4. Kabel pęczkowy, o nieekranowanych pęczkach 7-parowych. Pary w pęczkach A, B i C mają różne skoki skrętu. Numery oznaczają rodzaje skoków skrętu



Rys. 5. Kabel 12-parowy dla systemów PCM



Pęczek 6-parowy
ekranowany



para służbowa

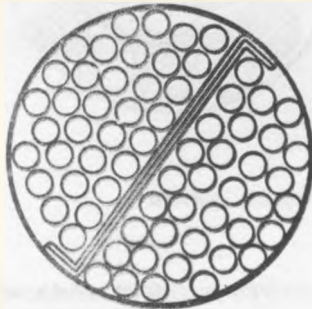


wiązka parowa



wypłnienie

Rys. 6. Kabel 24-parowy o konstrukcji pęczkowej dla systemów PCM



Rys. 7. Kabel o wiązkach parowych
wyprowadzony w ekran typu Z.

