

1 9 6 5

Nr 8 (47)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI

ROK 5

WARSZAWA 1965

NR 8(47)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

Przewodniczący - mgr inż. Zenon Szpigler
Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner

Członkowie:

mgr inż. Władysław Adaszewski, inż. Edmund Janowski,
prof. Stefan Jasiński, mgr inż. Stanisław Kóbus,
mgr inż. Adam Mońiuszko, mgr inż. Józef Możejko,
mgr Zofia Życińska

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Ośrodek

Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

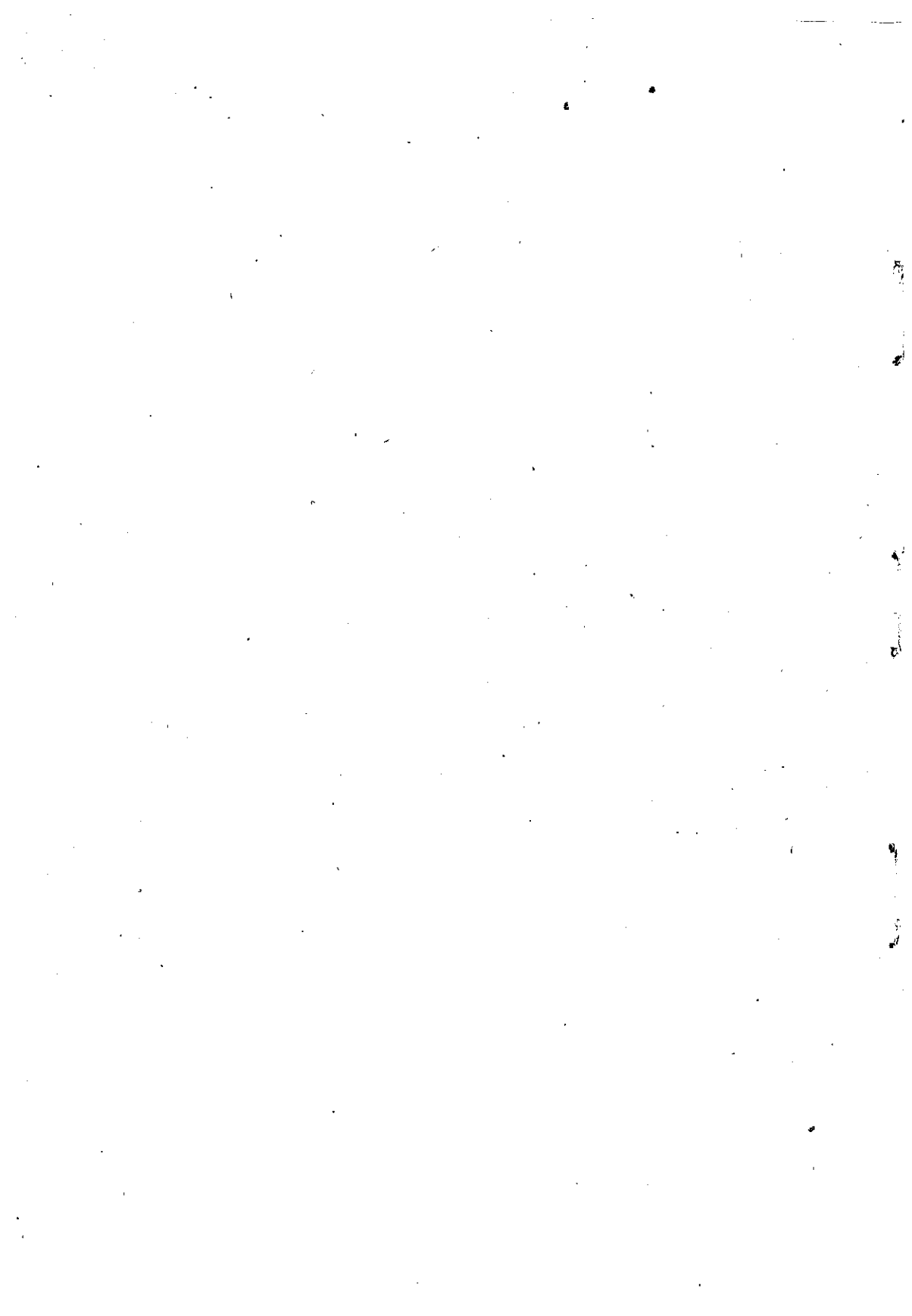
Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 700. Druk ukończono
w grudniu 1965 r.

**PRZEGLĄD
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI**

Teletransmisyjne systemy w przyszłości

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Rozwój systemów teletransmisyjnych - Opracował A. Moniuszko	1
2. Współczesne systemy współosiowe, ich ekonomiczność i własności - Opracował A. Moniuszko	54



ROZWÓJ SYSTEMÓW TELETRANSMISYJNYCH O DUŻEJ KROTNOŚCI

Opracował: A. Moniuszko¹⁾

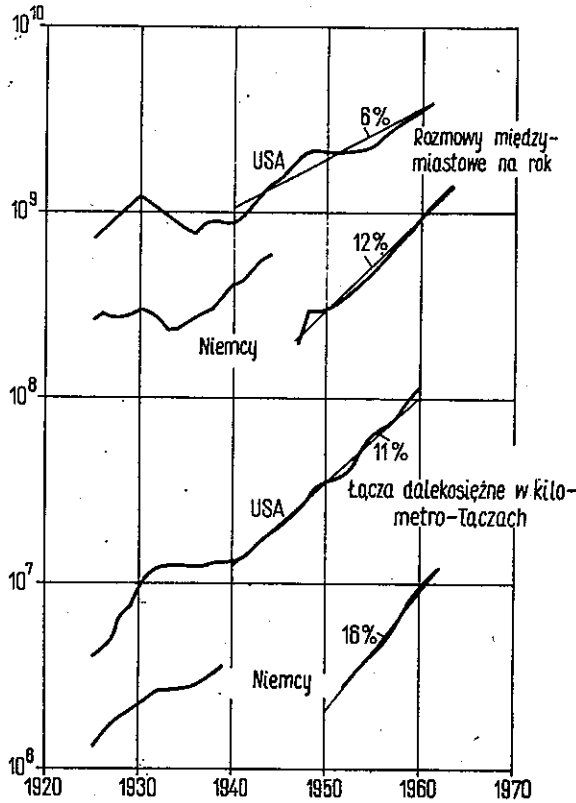
1. WSTĘP

Planując rozwój w danej gałęzi techniki należy mieć koniecznie na uwadze następny etap rozwoju, najbliższą przynajmniej perspektywę. Powstają przy tym pytania, wymagające odpowiedzi: jakie liczby technicznych urządzeń - w naszym przypadku urządzeń teletransmisyjnych - będą potrzebne i jakie techniczne przedsięwzięcia są konieczne i możliwe dla zrealizowania planowanego etapu rozwoju?

Przy odpowiedzi na pierwsze pytanie mogą pomóc dane statystyczne z przeszłości. Na rys. 1 przedstawiony jest wzrost liczby łączy dalekosiężnych w kilometrołączach oraz wzrost liczby rozmów międzymiastowych przeprowadzonych w ciągu roku. Obok liczb dotyczących Niemiec (NRF) podano statystykę USA wybraną dlatego, że istniejący tam ruch międzymiastowy stanowi więcej niż połowę ru-

¹⁾ Referat wygłoszony na Sympozjum zorganizowanym przez Stowarzyszenie Elektryków Polskich i Polską Akademię Nauk, Warszawa 3-6.XII.63 r.; ukazał się również jako artykuł E. Hölzlera, F. Batha i H. Holzwartha w Jahrbuch des Elektrischen Fernmeldewesen 1963.

chu światowego oraz jest tam bardzo duża gęstość aparatów telefonicznych. Liczby dotyczące USA są zarazem reprezentatywne dla takich krajów, jak Kanada, Szwecja,



Rys. 1. Rozwój telefonii /liczby dotyczące Niemiec po roku 1945 odnoszą się tylko do poczty NRR/

Szwajcaria, w których rozwój łączności nie był zakłócony podczas kryzysu. Z rysunku można odczytać następujące interesujące nas fakty:

- Liczba rozmów międzymiastowych wzrasta przeciętnie o ok. 6% rocznie. Liczba ta odpowiada prawidłowemu roz-

wojowi tak ważnej dziedziny w naszym wieku techniki, jaką jest łączność.

- Całkowita długość łączy dalekosiężnych wzrasta przeciętnie o ok. 11% rocznie. Ten uderzająco silny wzrost najbardziej interesującej tu wielkości można wytłumaczyć tym, że rozmowy międzymiastowe są prowadzone na coraz większe odległości oraz tym, że przy rozbudowie sieci jest jeszcze wiele do zrobienia, także w USA.

- Nie daje się zaobserwować zjawiska nasycenia. Jest to szczególnie godne uwagi wobec dużej gęstości aparatów telefonicznych w Ameryce Północnej i wspomnianych wyżej krajach europejskich, gdzie na 100 mieszkańców przypada prawie 50 aparatów. Ponieważ gęstość aparatów telefonicznych w całym świecie wynosi tylko 5%, tzn. 5 aparatów na 100 mieszkańców, tym bardziej poza wymienionymi krajami nie należy się obawiać nasycenia.

Na rysunku 1 podany jest również wzrost tych wielkości w NRF. Liczba rozmów międzymiastowych wzrasta tu od 10 lat przeciętnie nawet o 12% rocznie, a całkowita długość łączy dalekosiężnych o 16% rocznie. Te niezwykle duże liczby usprawiedliwione są szczególną sytuacją NRF po ostatniej wojnie. Ponieważ gęstość aparatów telefonicznych w NRF obecnie wynosi tylko około 12%, można przyjąć, że ten szybki rozwój będzie utrzymywać się jeszcze długi czas. Zakłada się, z pewnością niezbyt optymistycznie, wzrost liczby łączy dalekosiężnych o 11% rocznie; oznacza to potrojenie stanu obecnego w ciągu 10 lat.

Zrozumiałe jest, że równoległe ze wzrostem całkowitej

długości wszystkich łączy dalekosiężnych rosną również stale krotności systemów teletransmisyjnych i pojemności urządzeń liniowych. W latach dwudziestych kabel dalekosiężny umożliwił realizację około 100 do 200 łączy. Dziś w kablu z 8 współosiowymi parami mogą być zrealizowane 4 systemy po 2700 łączy każdy, a więc razem 10800 łączy. W przypadku łączy na liniach radiowych liczby są zbliżone.

Systemy teletransmisyjne o tak dużej krotności nie są wprawdzie jeszcze instalowane w NRF, lecz muszą być one wzięte pod uwagę w planowaniu na lata następne.

Skoro za 10 lat potrzeba będzie trzy razy tyle łączy dalekosiężnych co dziś, to do tego czasu muszą być przygotowane wiązki łączy trzy razy większe niż dziś, a więc wiązki w urządzeniach o dużych krotnościach, tj. o 30000 łączy.

Zamiast ok. 1000 do 1500 kanałów telefonicznych (zależnie od systemu) można uzyskać jeden kanał telewizyjny, natomiast zamiast 3 kanałów telefonicznych uzyskuje się 1 kanał radiofoniczny itp. Potrzeby tych rodzajów telekomunikacji rosną jednocześnie z potrzebami telefonii, toteż można zaniechać oddzielnego ich rozpatrywania.

Muszą być natomiast rozpatrzone i ocenione pod względem technicznym i ekonomicznym oddzielnie poszczególne rodzaje systemów spotykanych w technice, jak systemy na kablach współosiowych, na liniach radiowych, falowodach a także na liniach transoceanicznych (podmorskich) i systemy satelitarne.

2. SYSTEMY TELETRANSMISYJNE NA KABŁACH WSPÓŁOSIOWYCH

Przy dzisiejszym stanie techniki systemem kablowym, dającym największą wiązkę łączy jest system 12 MHz o 2700 kanałach na dwóch torach współosiowych. Najważniejsze dane tego systemu są:

Wymiary pary współosiowej	2,6/9,5 mm
Największa przesyłana częstotliwość	12,4 MHz
Odcinek wzmacniakowy (długość)	4,6 km
Tłumienność falowa odcinka wzmacniakowego przy 12,4 MHz	38 dB (4,4 N)

Osiem par współosiowych w jednym kablu pozwala na zrealizowanie $4 \times 2700 = 10800$ łączy.

Najprostszym sposobem uzyskania 30000 łączy byłoby ułożenie 3 kabli w jednym rowie lub na równoległych trasach. Z punktu widzenia pewności ruchu całego urządzenia byłoby to wprawdzie korzystne, jednak nie byłaby to droga najekonomiczniejsza. Lepiej byłoby już umieścić w jednym kablu $3 \times 8 = 24$ par współosiowych, ale następuje to trudności ze względów mechanicznych. Trudne byłoby manipulowanie takim kablem przy układaniu. Technicznie i ekonomicznie najkorzystniejsze jest rozszerzyć pasmo przesyłanych częstotliwości i w ten sposób powiększyć liczbę kanałów na każdej parze współosiowej. Ponieważ tłumienność falowa torów rośnie proporcjonalnie do pierwiastka z częstotliwości, stacje wzmacniakowe muszą być rozstawiane w odpowiednio mniejszych odstępach. Ko-

szy kabla przy tym są stałe, nakłady zaś na wzmacniaki rosną. Minimum kosztów uzyskuje się, gdy pary współosiowe robi się tak grube, że koszty kabli i wzmacniaków są w przybliżeniu równe. Przy wprowadzonych obecnie systemach dających 960 lub 1260 kanałów, przy których zakres częstotliwości sięga do 4 MHz względnie do 6 MHz, daje się zauważyć wyraźnie minimum kosztów, przy czym wynika z rozważań, że para współosiowa mogłaby być cieńsza. Przy systemie 12 MHz minimum zostało już w przybliżeniu osiągnięte. Przy systemach o potrojonej liczbie łączy przeważają dotychczas koszty wzmacniaków. Jednakże minimum kosztów nie występuje tu zbyt wyraźnie, odejście więc od normalnych wymiarów 2,6/9,5 mm powinno być uzasadnione poważnymi względami; aby ograniczyć tworzenie nowych typów torów, korzystne byłoby opracować następny system o większej krotności również dla tego typu torów. Łatwo więc istniejący obecnie system 12 MHz powiększyć przez podzielenie odcinków wzmacniakowych.

Uwzględniając konieczne odstępy w pasmie częstotliwości między grupami kanałów i w celu ułatwienia konstrukcji wzmacniaków przez przepołowienie odcinków wzmacniakowych osiąga się nie czterokrotną liczbę kanałów, lecz tylko trzykrotną, mianowicie $3 \times 2700 = 8100$, zajmując pasmo częstotliwości do około 40 MHz. Tłumienność odcinka wzmacniakowego wynosi przy tym 34 dB (3,9 N). W kablu z ośmioma parami współosiowymi można utworzyć za pomocą takiego systemu $4 \times 8100 = 32400$ łączy, tj. liczbę łączy, które będą potrzebne za około 10 lat.

Techniczna realizacja tego systemu nastęrcza mimo wszystko pewne trudności. Wzmacniacze obecnego systemu 12 MHz wyposażone są w lampy typu D3a. Nachylenie charakterystyki tych lamp wynosi 35 mA/V, a graniczna częstotliwość pracy - 230 MHz. Są nikiłe widoki na wyprodukowanie lampy sterowanej napięciem siatek o trzykrotnie większej częstotliwości granicznej, ponieważ zmniejszenie odległości elektrod osiąga już granicę fizycznych możliwości, zatem czas przebiegu elektronów nie może być znacznie zmniejszony. Trzeba więc myśleć o wzmacniaczach tranzystorowych. Dostępne dziś tranzystory nie osiągają jeszcze żądanej mocy przy wymaganej częstotliwości granicznej; nie ma jednak zasadniczych powodów, które przemawiałyby przeciwko możliwości realizacji w przyszłości odpowiednich tranzystorów.

Zagadnienie korekcji tłumienności zostało rozwiązane, lecz ze względu na bardzo szerokie pasmo częstotliwości w systemie 12 MHz, przy znacznych kosztach. Należy tu jednak zwrócić uwagę na tego rodzaju rosnące, lecz dające się prawdopodobnie rozwiązać trudności. Dalsza trudność polega na istnieniu w linii wielkiej liczby wzmacniaków lub dużej tłumienności całkowitej długiego połączenia, w związku z czym wymagana jest duża dokładność regulacji. W łączy odniesienia (wg CCITT¹⁾) o długości 2500 km wystąpi szeregowo 1100 wzmacniaków, a cał-

1) Obecnie CCITT przewiduje światowy łańcuch połączeń, w którym długość łącza odniesienia wynosi 25000 km (przyp. tłum.).

kwita tłumienność wyniesie 37000 dB. Urządzenia regulacyjne wzdłuż trasy i na końcach całego połączenia muszą utrzymać wahania poziomu w granicach rzędu 1 dB. Wzmacniaki zagłębia się więc w ziemi, aby ich temperaturę utrzymać na takim samym poziomie jak temperatura kabla. Należy jednak wziąć pod uwagę, że ze względu na dużą liczbę wzmacniaków rzadko kiedy jest w dyspozycji odpowiednia liczba ludzi do nadzoru i usuwania uszkodzeń. Będą musiały więc być stawiane jeszcze większe niż dziś wymagania co do niezawodności urządzeń.

Wspomniano już, że łącza w nowym systemie kablowym tego rodzaju będą tańsze niż w systemach obecnych. Przybliżony szacunek kosztów pozwala stwierdzić, że w porównaniu z obecnym systemem 12 MHz nakłady kosztów na potrójną liczbę łączy muszą być dwukrotnie mniejsze.

Porównanie będzie jeszcze korzystniejsze, gdy istniejące urządzenia systemu 12 MHz przerobi się na zakres 40 MHz. Można wówczas przyjąć, że kabel jest już ułożony i jedynie przez wyposażenie linii w nowe wzmacniaki potraja się liczbę kanałów.

Z punktu widzenia projektowania sieci tendencja do stosowania systemów o coraz większej krotności oceniana jest z pewną obawą, a mianowicie odgałęzianie i wprowadzanie małych wiązek łączy jest wówczas bardziej kłopotliwe i wymaga od obsługi tym większej troski, im większa jest krotność systemu. Dlatego należy sprawdzić, jak dalece mogą być utrzymane w mocy korzyści z elastyczności, do której przyzwyczajono się np. przy kablach symetrycznych. Uwzględnienie elastyczności w kablach współ-

osiowych oznaczałoby, że ogólną liczbę łączy w kablu należy rozdzielić na większą liczbę małowymiarowych torów współosiowych. W wielu przypadkach można wtedy pominąć urządzenia modulacyjne przy odgałęzianiu. Przeciwno temu dążeniu przemawiają niestety poważne względy ekonomiczne. Wykaże to rachunek szacunkowy.

Koszty wzmacniaków i kabli zależą od liczby łączy \underline{z} i średnicy torów współosiowych \underline{d} . Koszty sumaryczne powinny osiągać minimum. Pozostawmy najpierw średnicę torów współosiowych stałą, zwiększając liczbę kanałów \underline{z} i, co za tym idzie, zwiększając proporcjonalnie pasmo częstotliwości. Ponieważ tłumienność kabla rośnie proporcjonalnie do pierwiastka z częstotliwości, trzeba odpowiednio skrócić odcinki wzmacniakowe lub, co wychodzi na to samo, liczbę wzmacniaków na danej linii powiększyć przy tej samej tłumienności odcinka wzmacniakowego, mnożąc ją przez współczynnik \sqrt{z} . Praktyczne trudności w budowie wzmacniaczy powodują jednak konieczność zmniejszenia tłumienności odcinków wzmacniakowych i dlatego liczba wzmacniaków rośnie szybciej niż \sqrt{z} (przyjęto $z^{3/4}$). Koszty jednego wzmacniaka rosną powoli ze wzrostem liczby kanałów, w przybliżeniu proporcjonalnie do $z^{1/4}$. Koszty więc wszystkich wzmacniaków w danej linii rosną w przybliżeniu proporcjonalnie do liczby kanałów \underline{z} .

Przyjmijmy teraz liczbę kanałów \underline{z} jako stałą wielkość, średnicę zaś pary współosiowej \underline{d} jako zmienną. Tłumienność kabla maleje odwrotnie proporcjonalnie do średnicy \underline{d} , maleje więc tym samym liczba wzmacniaków w linii. Ke=

sztzy wzmacniaków danej linii są więc proporcjonalne do z/d .

Koszty pary współosiowej rosną w przybliżeniu proporcjonalnie do d . Koszty całkowite są więc:

$$K = c_1 \cdot z/d + c_2 d \quad (1)$$

gdzie c_1 i c_2 są stałymi.

Koszty całkowite osiągną minimum, gdy koszty wzmacniaków równe są kosztom kabla.

$$K_w = K_k = \sqrt{c_1 c_2 z} \quad (2)$$

Optymalna średnica pary jest wówczas:

$$d = \sqrt{\frac{c_1}{c_2}} \sqrt{z} \quad (3)$$

Średnica rośnie więc proporcjonalnie do pierwiastka z liczby kanałów.

Rozdzielając teraz jeden duży system o z_1 kanałach na n mniejszych, każdy po $z_2 = z_1/n$ kanałów, celowe jest, zgodnie z równaniem (3), zmniejszenie średnicy pary odpowiednio do:

$$d_2 = d_1 : \sqrt{n}$$

Koszty n mniejszych systemów wzrosną wg (2) na:

$$K_2 = K_1 \sqrt{n} \quad (4)$$

Przykład. Podzielenie systemu na 4 mniejsze prowadziłoby do 4 razy większej liczby par współosiowych o połowę mniejszej średnicy. Koszty urządzeń byłyby przez to dwukrotnie większe. Odwrotnie, gdy 4 systemy, każdy po 8100 łączy w kablu z 8 parami współosiowymi, połączyć w jeden system o 32400 łączach na 2 parach współosiowych o dwa razy większej średnicy, byłoby to z pewnością ekonomiczne, gdyż doprowadziłoby do zmniejszenia kosztów w przybliżeniu do połowy. Jednakże system taki wymagałby wzmacniaków na pasmo częstotliwości prawie do 200 MHz, co obecnie jest nie możliwe do zrealizowania.

Historia rozwoju systemów nośnych wskazuje, że systemy były zawsze na granicy możliwości realizacji. Przy tym z zasady obok kabli z dwoma parami współosiowymi najczęściej stosuje się kabel z 4, 6 i 8 parami.

Ze względów ekonomicznych pojawia się często nacisk na rozwój systemów o dużych krotnościach. Jak wiadomo, w systemach tych pasmo przesyłanych częstotliwości utworzone jest z pasm grup pierwotnych z 12 kanałami, z których każde 5 grup tworzy grupę wtórną o 60 kanałach. Większe systemy mają grupy trójne po 300 kanałów lub grupy czwórne po 900 kanałów. System o 8100 kanałach może mieć jeszcze większe grupy zawierające po 2700 kanałów.

Jeśli dotychczas w określonych odstępach określony procent wszystkich łączy był odgałęziany z kabla, to przypuszczalnie w przyszłości przy dużych krotnościach systemów będą odgałęziane kanały w tych samych odległościach i w tym samym procencie. Oznacza to, że środki techniczne, eksploatacyjne i nakłady ekonomiczne potrze-

ne do realizacji odgałęzień będą prawdopodobnie w przyszłym systemie z 8100 kanałami na torze współosiowym nie większe niż w dzisiejszym systemie z 960 kanałami. Nakłady te będą jednak z pewnością większe, jeśli się je porówna z systemami na kablach symetrycznych, gdzie odgałęzianie jest szczególnie łatwe. Korzystne byłoby z tego względu także kable z wieloma małowymiarowymi parami współosiowymi.

Należy ponadto zauważyć, że zagadnienia regulacji przy systemach na kablach współosiowych o dużych krotnościach zasadniczo są trudniejsze niż przy systemach o małych krotnościach, ponieważ każda przerwa odcinka regulacyjnego w miejscach odgałęzień zmniejsza dokładność regulacji na całym odcinku. Problemy te są w zasadzie rozwiązane, jednak trzeba dążyć do tego, aby urządzenia do odgałęziania i do regulacji były możliwie proste pod względem obsługi i niezawodne w konstrukcji. Korzystne do odgałęziania kanałów kable symetryczne osiągnęły dziś techniczne granice stosowalności ze względu na przesłuchy, tak że powiększanie krotności tych systemów byłoby nieekonomiczne. Jak wskazano, kable dalekosiężne z małowymiarowymi parami współosiowymi w całości są również zbyt kosztowne. Wyjątkiem są tu krótkie odcinki linii w pobliżu dużych miast, gdzie dla wprowadzeń i dróg obejściowych przyjmuje się specjalne założenia. Biorąc pod uwagę wszystkie czynniki razem, perspektywy dla systemu 40 MHz trzeba ocenić pozytywnie w okresie, w którym potrzeba będzie 30000 łączy.

Na zakończenie rozdziału o kablach współosiowych rozpatrzmy pytanie dotyczące celowości innych systemów modulacji. Stosowana dziś zwykle jednowstęgowa modulacja powoduje, że niedokładności korekcji tłumienności i regulacji poziomu w jednym wzmacniaku dodają się do niedokładności wszystkich następných wzmacniaków. Są to trudności, którym przeciwstawić się trzeba w przyszłych kablowych systemach nośnych. Mogłoby tu pomóc zastosowanie modulacji impulsowej kodowej. Impulsy mogą być wzdłuż drogi regenerowane na zasadzie "tak - nie" co do kształtu i wielkości. Wpływ powstających zniekształceń impulsów może więc być bardzo mały. Zbędne są wówczas skomplikowane korektory i regulacje. Wzmacniacze nie muszą mieć też sprzężenia zwrotnego korygującego ich liniowość.

W systemie nośnym o zwielokrotnieniu częstotliwościowym sygnał zostaje zakodowany, co opisane jest w ostatnim rozdziale (uzupełnieniu) o sposobie modulacji. W każdym z 12 lub 14 pasm częstotliwości powstaje sygnał binarny, wynikający z kodu ósemkowego względnie dziewiątkowego. Oznacza to około trzy i pół krotnie większą tłumienność kabla w porównaniu z jego tłumiennością przy modulacji jednowstęgowej. Odcinki wzmacniakowe nie muszą być jednak skrócone w tym samym stosunku, ponieważ przy modulacji impulsowej kodowej dopuszczalne są większe tłumienności odcinków wzmacniakowych niż przy modulacji jednowstęgowej. Nieuniknione szumy cieplne muszą mieć tylko o tyle niższy poziom od poziomu sygnału odbieranego, aby występujące impulsy "prąd" (1) lub "brak

prądu" (0) były prawidłowo rozpoznane. Innych przyczyn szumów na linii nie należy się obawiać. Można więc tłumienność odcinków wzmacniakowych powiększyć na 85 do 90 dB lub na około dwu i pół krotną wartość tłumienności dopuszczalnej przy modulacji jednowstęgowej. Zależności te są bardziej szczegółowo wyprowadzone w uzupełnieniu. Przy modulacji impulsowej kodowej konieczne będzie więc około półtora raza tyle wzmacniaków, które prawdopodobnie nie będą znacznie prostsze i tańsze niż wzmacniaki dzisiejszych systemów nośnych. Koszty traktu liniowego mogłyby być zatem wyższe niż koszty systemu porównywanego. Do tego dochodzą jeszcze koszty urządzeń kodowania i dekodowania sygnałów PCM¹⁾ na wejściu i wyjściu łącza. Dziś przewiduje się w projektach, że pasmo podstawowe (w systemie o zwielokrotnieniu częstotliwościowym) powinno umożliwiać odgałęzianie co 280 km. W uzupełnieniu zostanie również wykazane, że z tego podziału traktu liniowego, ze względu na istotne tu jedynie szumy kwantowania wynika potrzeba kodu 9-elementowego. Dla systemu z 8100 kanałami, to znaczy dla pasma podstawowego ok. 40 MHz i kodu 9-elementowego, otrzymuje się z równania (6) "Uzupełnienia" konieczne pasmo przesyłowe $1,5 \cdot 9 \cdot 40 \text{ MHz} = 540 \text{ MHz}$. Dzisiejsza technika nie dojrzała jeszcze do tego, aby można było zrealizować wzmacniak regenerujący impulsy o takich wymaganiach.

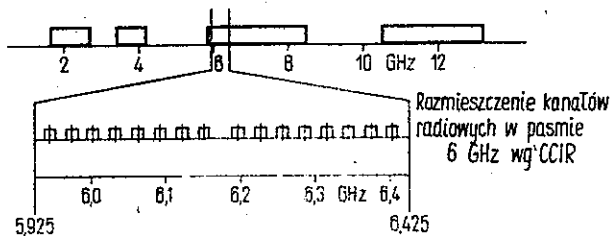
Dlatego modulacja impulsowa kodowa jest obecnie nie

¹⁾ PCM - Pulse Code Modulation - modulacja impulsowa kodowa.

do zrealizowania na kablach współosiowych, przy systemach o bardzo dużych krotnościach, np. z 8100 kanałami, a w systemach z 2700 lub 960 kanałami wprawdzie technicznie możliwa do zrealizowania i korzystna, lecz brak jest ekonomicznych bodźców do jej stosowania.

3. SYSTEMY TELETRANSMISYJNE NA LINIACH RADIOWYCH

Do dyspozycji linii radiowych pracujących w sieciach telekomunikacyjnych użytku publicznego przeznaczone są zakresy częstotliwości, podane na rys. 2 u góry. Są to



Bys. 2. Zakresy częstotliwości w liniach radiowych

zakresy w pasmach 2,4,6 do 8 GHz, jak również powyżej 10.5 GHz. Poniżej przedstawione jest w powiększeniu pasmo 6 GHz i pokazane jest rozmieszczenie kanałów radiowych w tym pasmie.

Stosowane obecnie nowe urządzenia linii radiowych dla tego pasma pozwalają na utworzenie 1800 kanałów telefonicznych w jednym kanale radiowym. Osiem kanałów radiowych dla każdego kierunku rozmieszczonych jest dokładnie między 5925 MHz i 6425 MHz. Ponieważ troposfera wykorzystywana jako droga transmisji radiowej powoduje

iż jeden lub drugi kanał radiowy wskutek przypadkowego, występującego w sposób nieprzewidziany zaniku selektywnego nie może być wykorzystywany, trzeba przeznaczyć jeden z ośmiu kanałów radiowych na rezerwę w przypadku wypadnięcia z ruchu jakiegoś kanału. Siedem kanałów radiowych po 1800 kanałów telefonicznych w każdym daje 12600 łączy. Przeznaczając 2 kanały radiowe na rezerwę (jako zastępcze) przy nieprzychylnych warunkach klimatycznych otrzymuje się, podobnie jak w kablu z ośmioma parami współosiowymi, 10800 łączy.

W ramach CCIR dyskutowany jest system, który byłby zastosowany w przyszłości, dający 2700 kanałów telefonicznych w każdym kanale radiowym. System zajmowałby pasmo częstotliwości od 6425 do 7125 MHz, przy 8 kanałach radiowych dla każdego kierunku. Dawałoby to wtedy 18900 lub 16200 łączy. Obydwa te systemy pozwalają na utworzenie ok. 30000 łączy, toteż potrzeby, jakie wynikną za 10 lat zostaną już zaspokojone.

Do dziś podstawowym systemem w liniach radiowych był tzw. system 4 GHz, w którym jeden kanał radiowy pozwalał na realizację 960 kanałów telefonicznych. System ten w Niemczech zajmuje zakres częstotliwości od 3600 do 4200 MHz i ma rozkład częstotliwości taki, że w zakresie od 3600 do 3800 MHz znajdują się trzy kanały radiowe w każdym kierunku, a w zakresie od 3800 do 4200 MHz znajduje się sześć kanałów radiowych w każdym kierunku (zgodnie z wymaganiami CCIR). Przeznaczając jeden kanał jako rezerwowany, uzyskuje się w tym zakresie $8 \times 960 = 7680$ łączy. Jeżeli zakresy częstotliwości przy 2 i 4 GHz

będzie się wykorzystywać równie ekonomicznie jak to się robi dziś w zakresie 6 GHz, to można będzie tu również uzyskać 30000 łączy. Co prawda, zakres 2 GHz jest w Niemczech obecnie częściowo zajęty przez systemy mniejsze, ale zakres częstotliwości przy 8 GHz daje jeszcze dalsze możliwości.

Do dyspozycji łączności na liniach radiowych jest jeszcze duży zakres fali o częstotliwościach powyżej 10,5 GHz. Jednak w tym zakresie odcinki przesyłowe (między stacjami przekaźnikowymi), wynoszące przy mniejszych częstotliwościach ok. 50 km, muszą być skrócone wskutek silnego wpływu absorpcji i opadów atmosferycznych. Koszty na jedno łącze będą przez to większe niż w porównywanym systemie 4 GHz. Ta niedogodność będzie się mniej uwypuklać w sieci okręgowej, gdzie odległości są krótsze, ponieważ urządzenia końcowe stanowią tam przeważającą część kosztów inwestycji.

Przechodząc do jeszcze większych częstotliwości, obok wpływu deszczu i mgły zaznacza się coraz bardziej zakłócające działanie absorpcji przez parę wodną i tlen, tak że nie można myśleć o ekonomicznym wykorzystaniu tego zakresu przez linie radiowe.

W technice wielkich systemów na liniach radiowych zastosowane zostały jako lampy nadawcze - lampy z falą bieżącą; obecnie pracuje się przy mocach 5 do 10 W; lampy te będą stosowane chyba także w przyszłości. Podczas gdy wspomniany niemiecki system 4 GHz jeszcze pracował całkowicie w oparciu o lampy elektronowe, jako elementy czynne, nowy system 6 GHz zawiera już - poza stopniem

mocy - praktycznie tylko elementy półprzewodnikowe. Można stwierdzić, że, poza kilkoma rzeczywiście ważnymi wyjątkami, urządzenia linii radiowych będą w przyszłości budowane bez lamp elektronowych.

Wielokanałowe systemy w liniach radiowych pracują dziś wyłącznie z modulacją częstotliwości. Ponieważ systemy te (jak dowiedziono w uzupełnieniu) wymagają co najmniej trzykrotnie szerszego pasma częstotliwości niż systemy z modulacją jednowstęgową, powstaje pytanie, czy nie można dzięki stosowaniu tej ostatniej techniki potroić liczby łączy w danym pasmie częstotliwości. System z jednowstęgową modulacją przy 400 MHz, dający 120 łączy został już zrealizowany. Analogicznie do wzmacniaków kablowych nadajnik ma tu również sprzężenie zwrotne. Rozciągnięcie jednak tej metody na duże systemy mogłoby natrafić na znaczne trudności przy stosowanych dziś lampach. Im szersze pasmo częstotliwości, tym mniejsze powinno być opóźnienie czasowe w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Opóźnienia elektronów odgrywają tu decydującą rolę; nie można ich jednak uniknąć we wszystkich stosowanych lampach. Dążenie do zastosowania modulacji jednowstęgowej występuje dziś i wystąpi chyba także później tylko tam, gdzie stojące do dyspozycji pasmo częstotliwości musi być możliwie jak najlepiej wykorzystane, nawet gdy koszty są większe. Jeżeli kiedyś udałoby się zastosować tranzystory o wymaganej mocy wyjściowej, wówczas należałoby na nowo rozważyć różne względy za i przeciw stosowaniu tej metody.

Z ekonomicznego punktu widzenia interesujące jest,

czy będzie się dążyć do mniejszej liczby bardzo szerokich kanałów radiowych zamiast wielu stosunkowo wąskich, mimo że zawierają one po 1800 kanałów telefonicznych. Wprawdzie dzięki temu nie uzyskaloby się większej liczby kanałów telefonicznych, lecz wystarczyłoby użyć mniejszej liczby urządzeń wielkiej częstotliwości. Z teorii rozchodzenia się fal wiemy, że zanik spowodowany jest częściowo interferencją fal, które przebywają drogi o różnej długości. Zanik tego rodzaju jest zawsze, ze względu na istotę zjawiska, bardziej lub mniej selektywny, zależnie od liczby fal, które się nakładają. Im szerszy jest kanał radiowy, tym bardziej nierównomiernie zaznaczy się szkodliwy wpływ zaniku na tłumienność i fazę w odbieranym pasmie częstotliwości. Modulacja częstotliwości jest wprawdzie w dużym stopniu niewrażliwa na zniekształcenia tłumieniowe, jednak zniekształcenia fazowe wywołują zniekształcenia nieliniarne (harmoniczne) w pasmie podstawowym. Zanik selektywny objawia się w omawianych tu wielokanałowych systemach jako wzrost chwilowy szumów, występujący jednocześnie praktycznie we wszystkich kanałach telefonicznych tego samego kanału radiowego. Efekt ten będzie wzrastał przy poszerzaniu kanałów radiowych. Przy liczbie 1800 lub 2700 kanałów telefonicznych nie występuje wprawdzie ostro granica powstawania tego zjawiska, jednak częstość i wielkość zakłóceń są tym bardziej zauważalne, im szerszy jest kanał radiowy.

Pomijając te niepożądane zjawiska należy zastanowić się, jaki będzie zysk ekonomiczny, jeżeli zastosuje się szersze kanały radiowe. Dopóki urządzenia takie nie zo-

staną rzeczywiście opracowane, trudno będzie oszacować koszty. Można tylko powiedzieć, że urządzenia o szerszych kanałach radiowych będą z pewnością droższe, ponieważ nadajnik musi mieć większą moc, odbiornik musi mieć stopień wejściowy o mniejszych szumach, zaś korekcja fazowa w szerszych pasmach częstotliwości jest znacznie trudniejsza. Nie jest pewne, czy to podrożenie opłaci się ze względu na wzrost liczby kanałów. W każdym razie, biorąc rzeczy ogólnie, zysk z przejścia na mniejszą liczbę szerszych kanałów radiowych nie będzie bardzo duży. Należy poza tym pamiętać, że również kanały radiowe rezerwowe będą szersze, wobec czego do dyspozycji będzie mniej kanałów czynnych.

W przeciwieństwie do sytuacji w liniach kablowych współosiowych, gdzie dla określonego zakresu potrzeb eksploatacyjnych istnieją jeszcze możliwości stosowania systemu o większej pojemności, nie można dziś przy połączeniach za pomocą linii radiowych doradzać powiększenia systemu ponad 2700 kanałów.

Często było już dyskutowane zastosowanie modulacji impulsowej kodowej w systemach na liniach radiowych, jednakże do dziś jeszcze nie myślano poważnie o jej wprowadzeniu, przynajmniej w systemach o dużych krotnościach na sieciach publicznych. Uzasadniają to dwa argumenty. Przy łączności radiowej nieuniknione są zaniki powodujące konieczność przewidzenia, przy odcinkach przesyłowych o długości ok. 50 km, rezerwowych urządzeń wzmacniających o wzmacnieniu ok. 30 do 40 dB, przeciwdziałających całkowitemu zerwaniu połączenia. Korzystny odstęp fal nośnych od szumów przy modulacji PCM w stosunku do FM

praktycznie jest z tego względu stracony, tak iż nie można osiągnąć żadnego zysku na zasięgu lub mocy nadawanej. Z drugiej strony sygnały PCM zajmują znacznie szersze pasmo częstotliwości niż sygnały FM; stosowanie więc systemów PCM przeciwne jest dążeniu do ekonomicznego wykorzystania pasm częstotliwości w łączności radiowej. Poza tym w szerszych pasmach częstotliwości mogłyby częściej występować zjawiska zaników i powodować silniejsze zakłócenia.

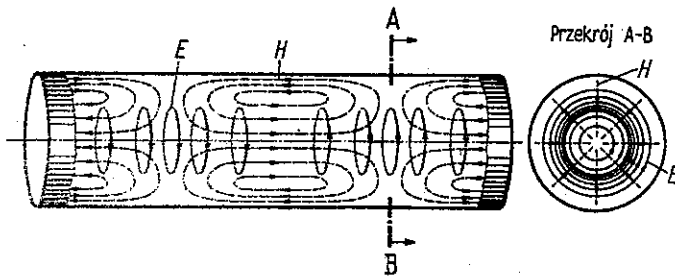
Przy całej ostrożności w stosunku do powyższych rozważań należy stwierdzić, że technika łączności radiowej osiągnęła już dziś dojrzały stan. Dotyczy to zarówno samej koncepcji technicznej, jak i jej opłacalności ekonomicznej. Możliwe jest również zaspokojenie w będącym do dyspozycji zakresie częstotliwości zapotrzebowania na łącza w okresie najbliższych 10 lat lub dłużej.

4. SYSTEMY TELETRANSMISYJNE FALOWODOWE

Metaliczny przewód rurowy nie pozwala na przesyłanie długich fal elektromagnetycznych. Przy zmniejszeniu jednak długości fal, gdy w przybliżeniu pół długości fali równa się jednemu z wymiarów przekroju przewodu rurowego, okazuje się możliwe przesyłanie fal elektromagnetycznych. Rurę taką nazywa się wówczas falowodem.

Przy takiej granicznej długości fali zaczyna się rozprzestrzeniać w falowodzie fala zasadnicza, która podobnie jak w kablu współosiowym ma określoną konfigurację pola. Z malejącą długością fal, to znaczy z rosnącą czę-

stotliwością powstają fale innego rodzaju, które dzieli się z grubsza na fale rodzaju E i H¹⁾. Fale rodzaju E mają w kierunku osi falowodu tylko składowe elektryczne, a fale rodzaju H tylko składowe magnetyczne pola. Każda z tych fal zawiera znów wiele typów lub rodzajów fal; szczegółowego podziału dokonano przez dodawanie wskaźników, nazywając różne typy fal falami E_{mn} i H_{mn} . Każda z tych fal ma w zasadzie swoją własną częstotliwość graniczną, przy której może już ona istnieć. Tłumienie fal, które przy częstotliwości granicznej jest nieskończenie wielkie, maleje wraz ze wzrostem częstotliwości, a następnie po osiągnięciu wartości najmniejszej dla większości typów fal znów wzrasta wskutek wzrostu strat w ściankach falowodu.



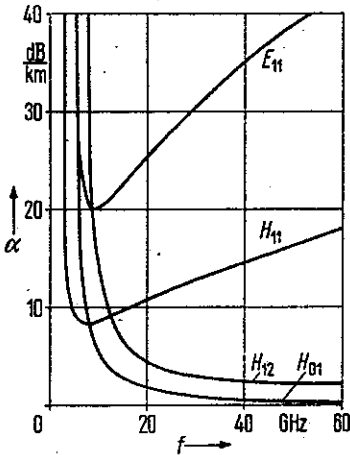
Rys. 3. Linie pól fali typu H_{01}

E - linie sił pola elektrycznego, H - linie sił pola magnetycznego

Między wieloma możliwymi typami fal w falowodzie o przekroju kołowym występują fale typu H_{0n} , odznaczające się tym, że ich tłumienie maleje w sposób ciągły powy-

¹⁾ lub fale TM i TE.

żej częstotliwości granicznej. Podstawowy typ tych fal, tj. fala H_{01} jest najmniej tłumiona i jest szczególnie ciekawa pod względem technicznym. Jak pokazano na rys. 3, linie pola elektrycznego tej fali tworzą współśrodkowe, jednakowo skierowane okręgi w płaszczyznach pionowych do osi falowodu (przekrój AB); składowe magnetyczne pola są skierowane zgodnie z osią falowodu. Podczas gdy tłumienność jednostkowa kablowego toru współosiowego rośnie proporcjonalnie do pierwiastka z częstotliwości, tłumienność



Rys. 4. Teoretyczne tłumienie ważniejszych typów fal w falowodach o przekroju kołowym /miedzianych, o średnicy 70 mm/

mienie fali H_{01} maleje proporcjonalnie do odwrotności częstotliwości w potęgę $3/2$. Przebieg tego tłumienia naniesiony jest jako funkcja częstotliwości na rys. 4 dla falowodu miedzianego o średnicy 70 mm. Na rysunku wykreślone są też krzywe tłumienia szczególnie często występujących typów fal E_{11} , H_{11} i H_{12} .

Szczególne własności tłumieniowe fal typu H_{01} są uwarunkowane tym, że w kierunku osiowym falowodu nie ist-

nieją składowe pola elektrycznego, które mogłyby przyczynić się do powstania prądów wzdłużnych w ścianach falowodu i że wywołane przez wzdłużne linie sił pola magnetycznego prądy wirowe w ściankach falowodu maleją ze wzrostem częstotliwości. Wiązki linii sił pola magnetycznego skupiają się bowiem wówczas coraz bardziej na osi falowodu.

Zakłócające rozproszenie i absorpcja w wolnej atmosferze fal elektromagnetycznych powyżej ok. 10 GHz - absorpcja powodowana przede wszystkim przez parę wodną i tlen - mogą być w falowodzie zmniejszone przez wypełnienie go właściwym gazem, np. azotem. Zamiast tego w falowodach występują jednak inne zakłócenia.

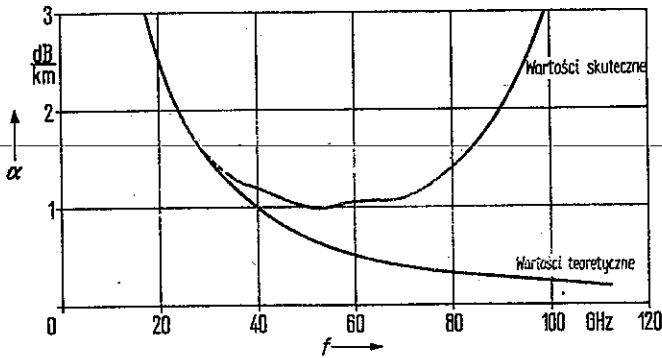
Dążąc do uzyskania możliwie małej tłumienności falowodu, należy oddalić się dostatecznie daleko od częstotliwości granicznej fali typu H_{01} ; oznacza to jednak, że obok pożądanej fali H_{01} możliwe jest powstanie dodatkowych innych rodzajów fal. Mogą one być łatwo wzbudzone, gdy falowód wykazuje jakies odchylenia od dokładnego kształtu walca o przekroju kołowym. Okazało się na szczęście, że powstaje tylko niewiele rodzajów takich fal. Przede wszystkim bardzo łatwo występuje, przeważnie w krzywiznach, przemiana fali H_{01} w falę E_{11} . Z rys. 4 można zauważyć, że fale H_{01} i E_{11} mają tę samą częstotliwość graniczną, a więc również tę samą prędkość fazową. Powoduje to silne sprzężenie tych dwóch rodzajów fal w krzywiznach. Poza tym przy wygięciach osi i odchyleniach wymiarów łatwo zachodzi przemiana fali H_{01} na H_{1n} ; z fal typu H_{1n} trzeba głównie wziąć pod uwagę fale H_{11} i H_{12} .

Nieuniknione odchylenia wymiarów geometrycznych od kształtu walca kołowego powodują, że pewna mała część energii może przechodzić w inne rodzaje fal. Prowadzi to po pierwsze do zwiększenia tłumienia fali. Ponadto zostają wprowadzone zakłócenia, gdy przemienione fale zostaną częściowo znowu zmienione z powrotem w falę H_{01} , ponieważ większość rodzajów fal rozchodzi się w falowodzie z inną prędkością niż fala H_{01} . Falowód z gołych metalicznych rur nie jest więc z tych względów właściwie stosowany.

Głównym dążeniem w technice falowodów jest więc wytłumienie niepożądanych rodzajów fal. Ważne jest również wykonanie falowodu w sposób ekonomiczny. Na pierwszy plan wysuwają się dwa rozwiązania: falowód spiralny (inaczej zwijkowy) i falowód z warstwą dielektryka. Obydwa falowody wykorzystują fakt, że fala H_{01} w pobliżu ścian falowodu nie przenosi prawie żadnej energii oraz że nie powstają w nich znaczne niepożądane rodzaje fal. Cienki izolowany drut miedziany zwinięty w spiralę i pokryty warstwą tłumiącą zmniejsza wyżej wspomnianą przemianę fali H_{01} w E_{11} i tworzy ścianki falowodu bardzo dobrze tłumiące inne rodzaje niepożądanych fal. Warstwa dielektryka na falowodzie ma podobne działanie; nie jest ona wprawdzie tak skuteczna, mogłaby być jednak według dzisiejszej oceny znacznie tańsza.

Niedawno zostały pomierzone mechaniczne niedokładności wykonanych falowodów i stąd obliczono tłumienie dodatkowe przesyłanej fali typu H_{1n} w funkcji częstotliwości. Rys. 5 pokazuje przewidywane wartości tłumienno-

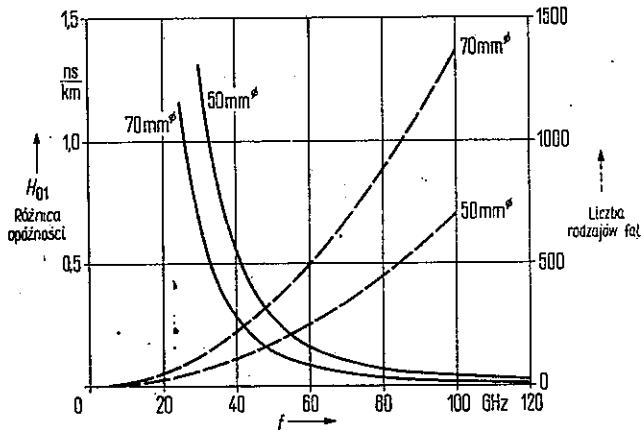
ści aluminiowego falowodu o średnicy 70 mm z warstwą dielektryka. Wydaje się, że może być zrobiony tańszy falowód pokryty warstwą dielektryka o dostatecznie małej tłumienności do ponad 100 GHz, zwłaszcza gdy przejdzie się z dotychczas rozważanej średnicy falowodu 50 mm na średnicę 70 mm. Ponieważ częstotliwość graniczna jest wtedy mniejsza, uzyskuje się mniejsze różnice opóźnie-



Rys. 5. Skuteczne tłumienie fali typu H_{01} , uwzględniające przemianę na inne rodzaje fal. Wartości odnoszą się do falowodu aluminiowego o średnicy 70 mm

nia czasowego, zwłaszcza przy mniejszych częstotliwościach. Na rys. 6 pokazano (krzywe ciągłe) różnice opóźnień w pasmie o szerokości 200 MHz, i (krzywe przerywane) liczbę możliwych rodzajów fal. Z krzywych ciągłych widać, że różnią się one między sobą o współczynnik 2. Liczba możliwych rodzajów fal jest wprawdzie dwukrotnie większa, fakt ten nie ma jednak większego znaczenia, ponieważ i tak zakłócające działanie mają tylko rodzaje fal o niższej liczbie porządkowej. Falowód z

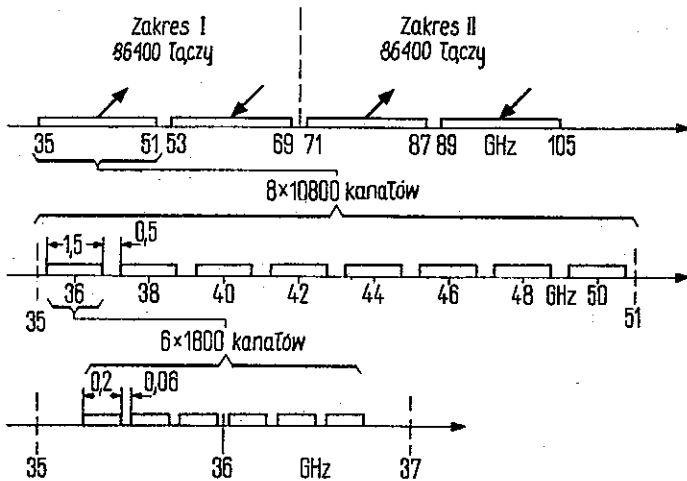
warstwą dielektryka, w którym zrobiono wstawki co 100 m z krótkich odcinków falowodu spiralnego o silnym tłumieniu niepożądanych rodzajów fal, wydaje się być korzystny pod względem ekonomicznym i możliwy do wykonania. Wybór optymalnej średnicy falowodu zależy będzie głównie od technicznych możliwości produkcyjnych.



Rys. 6. Różnica opóźnienia fal H_{01} dla pasma o szerokości 200 MHz /krzywe ciągłe/ i liczba rodzajów fal w falowodzie o przekroju kołowym /krzywe przerywane/

Dla systemu teletransmisyjnego ważny jest jeszcze wybór rodzaju modulacji. W falowodach, dających do dyspozycji dostatecznie szerokie pasmo częstotliwości, gdzie nie występują zaniki, wahania tłumienności ani zniekształcenia fazowe, a w wykorzystywanym zakresie szerokopasmowego kanału nie ma wzrostu tłumienności ze wzrostem częstotliwości jak w kablu współosiowym, uwiadcniają się wszystkie zalety modulacji impulsowej kodowej. Nie ma potrzeby stawiania szczególnych wymagań co do li-

niowości wzmacniaków; impulsy zniekształcone przez reszkowe przemiany rodzajów fal mogą być w punktach wzmacniakowych regenerowane. Można przyjąć, że długość odcinków wzmacniakowych wyniesie od 25 do 30 km.



Rys. 7. Rozmieszczenie kanałów przesyłowych w systemie falowodowym

Na rysunku 7 przedstawione jest przykładowe rozmieszczenie częstotliwości pasma liniowego systemu falowodowego. W najniższym wierszu na rysunku 1800 kanałów telefonicznych tworzy najmniejszą grupę. Sygnał zwielokrotniony częstotliwościowo mógłby być zestawiony w pasmo liniowe, jak zwykle w technice telefonii nośnej. Sygnał ten zostaje następnie zmodulowany impulsowo kodowo, przybierając postać przebiegu nośnego wielkiej częstotliwości. Grupa ta zajmuje pasmo ok. 200 MHz w takim położeniu, w jakim ma być wysłana na linię. Sześć takich grup daje $6 \times 1800 = 10800$ kanałów, co zaznaczone jest

w ostatnim wierszu rysunku. Odstęp między grupami konieczne są dla późniejszego transferu za pomocą filtrów.

Następna wyższa grupa obejmuje $8 \times 10800 = 86400$ kanałów. Położona jest ona w naszym przykładzie między 35 a 51 GHz. Do tego dochodzi jeszcze pasmo od 53 do 69 GHz, w którym znajdują się kanały drugiego kierunku transmisji. Tak uzyskuje się razem zakres I, do którego dodaje się utworzony w ten sam sposób zakres II. Między 35 a 105 GHz można rozmieścić w jednym falowodzie 172800 kanałów telefonicznych. Częstotliwości te odpowiadają długościom fal w otwartej przestrzeni ok. 10 do 3 mm.

Urządzenia pracujące na falowodach są ekonomiczne już wtedy, gdy są one tylko częściowo wyposażone. Powodując je z kablami współosiowymi koszty w odniesieniu do jednego kilometra łącza są równe, gdy system falowodowy zawiera w przybliżeniu dwukrotnie więcej łączy niż system na kablu współosiowym. Stosunek ten mógłby być utrzymany również w przyszłości, aż do wyczerpania technicznych możliwości powiększania systemów na kablach współosiowych.

Ponieważ odległość między wzmacniakami w systemie falowodowym jest duża, prawdopodobnie koszty samego falowodu i jego ułożenia będą stanowić największą część, przynajmniej wówczas, gdy jest on tylko częściowo zajęty. Dlatego też są dziś szczegółowo studiowane warunki produkowania i układania falowodów.

W produkcji dąży się do tego, aby znaleźć tanie techniczne rozwiązanie, przy układaniu zaś chodzi o zbadanie i określenie koniecznej dokładności geometrycznej i utrzymanie tego stanu w ciągu dłuższego czasu.

5. SYSTEMY TELETRANSMISYJNE NA KABLACH MORSKICH¹⁾

Łączność telefoniczna przez wielkie oceany realizowana była początkowo za pomocą radia na falach długich przy częstotliwościach ok. 100 kHz. Później, w oparciu o odkrycia radioamatorów, realizowano łączność na falach krótkich przy częstotliwościach od 3 do 30 MHz. System radiowy jednowstęgowy na falach krótkich w latach trzydziestych osiągnął pewien poziom, pozwalający na zrealizowanie 4 łączy. Ponieważ urządzenia krótkofalowe mogą być stosowane na ziemi na dowolne odległości, począwszy od odległości odpowiadającej odcinkowi jednokrotnego odbicia od jonosfery (jednemu skokowi), trzeba w celu porównania kosztów przyjąć określoną odległość. Przyjmijmy odległość 6000 km, jaka jest między Europą a Ameryką Północną. Wtedy łącze telefoniczne na krótkich falach jest ok. 6 do 8 razy droższe niż łącze w systemie 2700-krotnym na kablach współosiowych w połączeniach naziemnych; jest ono jednak znacznie tańsze niż planowany w r. 1932 kabel morski z pojedynczym łączem.

Z czasem nauczono się budować kable morskie z podwodnymi wzmacniakami. Pierwsze ułożone kable transatlantyczne to TAT 1 i TAT 2. W kablach pasmo rozmówne wykorzystywane jest w granicach od 200 do 3050 Hz, a nie w granicach 300-3400 przepisanych przez CCITT, umieszczając je w pasmie liniowym w odstępach co 3 kHz, zamiast wg za-

¹⁾ W rozdziale tym omówione będą tylko kable morskie transatlantyczne.

leccń CCITT c6 4 kHz. Uzyskano dzięki temu 48 kanałów zamiast 36. Dalsze większe wykorzystanie torów w kablu morskim uzyskano dzięki urządzeniu, zwanemu w skrócie TASI. Urządzenie to, skonstruowane przez American Telephone and Telegraph Company, przydziela kanał tylko wtedy, gdy rozmówca rzeczywiście w danej chwili mówi. Za pomocą urządzenia tego uzyskuje się prawie podwojenie liczby łączy.

W roku 1961 Administracja Łączności Wielkiej Brytanii ułożyła między Szkocją a Kanadą nowoczesny kabel, zwany CANTAT. Kabel ten odznacza się nową konstrukcją mechaniczną elementu nośnego, który znajduje się w żyły wewnętrznej kabla współosiowego. Średnica wewnętrzna żyły zewnętrznej wynosi 1 cal. Kabel jest lekki, o mniejszej tłumienności i tańszy niż poprzednie kable z opancerzeniem jako konstrukcją nośną. Zastosowano tu system jednotorowy różnokanałowy z odstępem między kanałami 3 kHz, pozwalający zrealizować 80 łączy. Wzmacniaki są tu większe, w cylindrycznej obudowie, zamiast dotychczas stosowanych wzmacniaków giętkich, długich. Wzmacniaki pracują równocześnie w obu kierunkach transmisji, co możliwe jest przez włączenie ich między zwrotnice.

W roku 1963 został ułożony pierwszy bezpośredni kabel transatlantycki TAT 3 między Anglią i USA bez punktów pośrednich. Kabel ten ma 6300 km długości i daje 128 łączy z 3 kHz odstępem między kanałami. Kabel i system są tu podobne do zastosowanych w linii CANTAT.

Dotychczasowe kable morskie wyposażone były we wzmacniaki lampowe, ale są już w planach opracowane wzmacniaki

tranzystorowe. Dzięki temu ułatwione będzie zasilanie, co pozwoli na powiększenie liczby wzmacniaków w linii podmorskiej, a tym samym zwiększenie liczby łączy.

Laboratorium Bella zapowiedziało na rok 1967 nowe rozwiązanie problemu łączności transoceanicznej. Kabel o lekkiej konstrukcji będzie miał zwiększoną średnicę wewnętrzną przewodu zewnętrznego do 1,5 cala. Pozwoli to na utworzenie 720 kanałów w odstępach co 3 kHz, w oddzielnych pasmach dla każdego kierunku transmisji. Każde przesyłane pasmo zajmuje ok. 2,5 MHz; kabel umożliwi również transmisję telewizyjną przy zmniejszonych nieco wymaganiach. Największa przesyłana częstotliwość wyniesie prawie 6 MHz, a odcinki wzmacniakowe będą miały długość 18 do 19 km. System zaprojektowany jest na odległość 7500 km bez pośrednich punktów zasilających, będzie więc zawierać około 400 wzmacniaków.

Do projektowania kabli morskich ze wzmacniakami przyjmowane są w zasadzie te same reguły co dla linii lądowych. Występujące różnice, które będą także istnieć w przyszłości, przytoczone są poniżej:

- z powodu dużego ciśnienia wody kabel musi mieć pełną izolację:

- ze względu na koszty system musi być tak zaprojektowany, aby sygnały obu kierunków transmisji przesyłane były w jednym kablu współosiowym.

- ponieważ wzmacniaki nie są dostępne, charakterystyki tłumienności kabla i wzmocności wzmacniaków w funk-

cji częstotliwości muszą być nadzwyczaj dokładnie równe sobie i stałe w czasie,

- ułatwieniem w kablach morskich jest to, że nie ma po drodze żadnych odgałęzień, co zacieśniłoby jeszcze bardziej dopuszczalne tolerancje,

- szczególnie trudne jest rozwiązanie zasilania wzmacniaków. Zastosowano prąd stały; napięcie wynoszące wiele tysięcy volt podzielone na pół przyłożono przeciwnymi biegunami na obu końcach kabla. Stawia to wysokie wymagania kondensatorom użytym we wzmacniakach.

Koszty kabla morskiego w przeliczeniu na jedno kilometrołącze są oczywiście znacznie wyższe niż kabli lądowych, głównie dlatego, że liczba łączy jest dużo mniejsza. Koszt np. jednego kilometrołącza we wspomnianym wyżej kablu morskim TAT 3 ze 128 łączy wynosi ok. 20 razy tyle, ile w kablu zmiennym z 10800 łączy. W następnym projektowanym kablu morskim z 720 łączy koszty będą tylko 5 razy większe. Można powiedzieć, że kabel morski wkrótce dorówna łączności krótkofalowej.

6. ŁĄCZNOŚĆ SATELITARNA

Do pokonania znacznych odległości między kontynentami, oddzielonymi od siebie oceanami, telekomunikacja zaczyna dziś wykorzystywać sztuczne satelity ziemi. Satelity telekomunikacyjne mogą być bierne (pasywne) lub czynne (aktywne). Obecnie przeważa pogląd, że korzystniejsze są pod względem ekonomicznym satelity czynne,

tj. wyposażone w urządzenia odbiorcze i nadawcze. Zostało to już udowodnione przez trzy satelity doświadczalne: "Telstar 1" wystrzelony przez Laboratorią Bella w czerwcu 1962 r. (pracował około pół roku), "Relay" oraz "Telstar 2".

Systemy satelitarne można w zasadzie podzielić na dwie grupy, a mianowicie na systemy z satelitami poruszającymi się swobodnie i z satelitami, których ruch może być sterowany.

Satelity poruszające się swobodnie są stosunkowo proste i tanie. Wyposażone są tylko w urządzenia odbiorczo-nadawcze, urządzenia zasilające, urządzenia telemetryczne i zdalnego sterowania. Ponieważ tory, po których satelity poruszają się, nie mogą być obliczone z dowolnie dużą dokładnością, konieczne jest do utrzymania stałej łączności satelitarnej wystrzelenie dostatecznej liczby satelitów - należy liczyć się z liczbą 30 - tworzących sieć satelitarną, mogącą utrzymać czas przerw w transmisji w znośnych granicach.

Jeżeli satelity zostaną wyposażone w urządzenia sterujące, mogące korygować ich tory, można wtedy założyć, że zawsze co najmniej jeden satelita będzie w zakresie widoczności dwóch stacji naziemnych. Nie wystąpią wtedy żadne przerwy w transmisji i wystarczy mniejsza liczba satelitów niż w poprzednim wypadku, np. 12 satelitów. Najdogodniejszą orbitą satelity jest orbita o odległości od powierzchni Ziemi 36000 km; czas obiegu jest wówczas równy czasowi obrotu Ziemi, tj. wynosi 24 godziny. Satelita taki jest widziany z Ziemi jako nieruchomy, gdy

wystrzelony został w kierunku obrotu Ziemi i porusza się po orbicie równikowej; nazywany go wówczas satelitą stacjonarnym. Zalety satelity stacjonarnego są niewątpliwe, dlatego też prowadzone są liczne prace badawcze i projektowe, które między innymi muszą doprowadzić do opracowania urządzeń do sterowania i korygowania toru satelity, działających co najmniej w ciągu 1 roku. Jako zalety satelity stacjonarnego należy wymienić: możliwość zastosowania tylko 1 anteny (zamiast dwóch przy satelitach niestacjonarnych), brak przerw w transmisji przy przełączaniu się z jednego satelity na drugi, a także bardzo małe zmiany częstotliwości na skutek zjawiska Dopplera. Zmiany częstotliwości w zakresie mikrofal przy satelitach poruszających się na średnich odległościach od powierzchni Ziemi mogą dochodzić do 10 kHz, co wymaga zastosowania technicznych środków zaradczych, mających na celu skompensowanie tego zjawiska. Wadą satelitów stacjonarnych ¹⁾ jest osiągnięcie dopuszczalnej granicy opóźnienia przesyłanych sygnałów, tj. około 0,3 sek. Jest to powód, dla którego projektuje się również system łączności z satelitami sterowanymi o orbitach równikowych, lecz na średnich wysokościach np. 14000 km. Czas obiegu dokoła Ziemi wynosi wtedy 8 godzin; co 12

¹⁾ Satelita synchroniczny ma okres obrotu wokół Ziemi równy okresowi obrotu Ziemi względem swej osi. Satelita stacjonarny jest to satelita synchroniczny, którego kołowa orbita leży w płaszczyźnie równika ziemskiego, a którego ruch odbywa się w kierunku zgodnym z kierunkiem obrotu Ziemi.

godzin każdy satelita będzie wtedy widoczny o tej samej porze w tym samym punkcie horyzontu¹⁾.

Bardzo ważnym problemem we wszystkich typach satelitów jest kontrola położenia anten satelity w celu uzyskania właściwego skierowania wiązki promieniowania elektromagnetycznego na Ziemię. Głównymi zasadami, na których opiera się kontrola położenia anten, są:

1. Mechaniczna stabilizacja w stosunku do Ziemi własnych obrotów swobodnych satelity w trzech osiach współrzędnych; jako kryterium może być wykorzystane promieniowanie cieplne Ziemi. Antena kierunkowa skierowuje wtedy całe promieniowanie na powierzchnię Ziemi.

2. Częściowa stabilizacja położenia, tak zwana stabilizacja skrętu lub obrotu, jeżeli satelitom nadana została pewna rotacja; oś obrotu zachowuje swoje niezmiennicze położenie w ciągu bardzo długiego czasu bez doprowadzania energii. Ustawiając np. oś obrotu pionowo do płaszczyzny toru osiągnięto, że obracający się równik satelity będzie zawsze skierowany do Ziemi. W tym przypadku można w sposób prosty osiągnąć kołowe promieniowanie kierunkowe anteny satelity, o tzw. "obwarzankowej" charakterystyce; antena promieniuje dookólnie, lecz tylko w kierunku płaszczyzny Ziemia - satelita, a nie w kierunku osi obrotu.

¹⁾ Jest to tzw. satelita podsynchroniczny; wielokrotność okresu jego obrotu równa się okresowi obrotu Ziemi.

Przy satelitach aktywnych istnieją dwa niezależne odcinki trasy linii satelitarnej, następujące bezpośrednio po sobie, mianowicie odcinek Ziemia - satelita i odcinek satelita - Ziemia. Przyjmując, że antena kierunkowa satelity wypromieniowuje energię równomiernie tylko na całą widoczną powierzchnię Ziemi, tak iż nie będzie strat energii w pozostałej przestrzeni, można w łatwy sposób określić liczbowo tłumienność obu odcinków. Całkowita wypromieniowana moc rozkłada się na powierzchnię $\frac{\pi D^2}{4}$, gdzie D jest średnicą Ziemi. Przez antenę odbiorczą stacji naziemnej o średnicy d zostaje odebrana część mocy odpowiadająca powierzchni $\frac{\pi d^2}{4}$. Stosunek mocy nadawanej do odbieranej wynosi więc $(\frac{D}{d})^2$. Przyjmując współczynnik skuteczności anteny naziemnej 50% oraz tłumienie na brzegach listka kierunkowej charakterystyki anteny satelity 3 dB, tłumienność odcinka trasy wyniesie:

$$a = 20 \lg \frac{2D}{d} \text{ dB}$$

Zależność ta została wyprowadzona dla kierunku satelita - Ziemia, lecz słuszna jest także na zasadzie wzajemności dla kierunku Ziemia - satelita, ponieważ do nadawania i odbioru służą jednocześnie te same anteny. Tłumienność odcinka trasy jest więc niezależna od częstotliwości i wysokości toru satelity. Przy wyborze częstotliwości transmisji uwzględnia się tylko fakt, że przy częstotliwościach mniejszych niż 1 GHz atmosfera i galaktyka wywołują silne zakłócenia mające charakter szu-

mów, a przy częstotliwościach większych niż ok. 10 GHz tłumienność bardzo wzrasta wskutek działania opadów atmosferycznych, pary wodnej itp. Najkorzystniejsze są dlatego częstotliwości leżące pośrodku "okien radiowych". CCIR zaleca częstotliwości wokół 4 i 6 GHz, ponieważ są one już wykorzystywane w poprzednio stosowanych komercyjnych służbach łączności. Przy technicznie i ekonomicznie uzasadnionej 25-metrowej średnicy anteny stacji naziemnej tłumienność odcinka trasy wyniesie ok. 120 dB. Tłumienności tego rzędu znane są w radiokomunikacji rozsiewczej (rozgłaszaniu), gdzie moce nadawania wynoszą najczęściej wiele kilowatów. Dla odcinka Ziemia - satelita problem jest więc całkowicie do rozwiązania. Odcinek satelita - Ziemia wymaga jednak specjalnych przedsięwzięć, ponieważ ze względów ekonomicznych moc nadawania musi być ograniczona do kilku watów.

CCIR podaje zalecenia, dotyczące dopuszczalnych szumów w łączach satelitarnych, a mianowicie, niezależnie od odległości, jaka jest do pokonania, średnia moc szumów nie powinna przekraczać 10000 pW w punkcie o poziomie względnym zero, co odpowiada odstępowi sygnału od szumów 50 dB. Dla odcinka satelita - Ziemia przyjęto odstęp sygnału od szumów 53 dB. Aby osiągnąć te wartości trzeba zastosować wszystkie dostępne środki techniczne. Decydujące jest tu zastosowanie wzmacniaczy molekularnych (maserów). Energię szumów wyraża się dziś często jako równoważną temperaturę szumów. Temperatura 293°K odpowiada energii szumów $1 kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Wsek. Podczas gdy temperatury szumów dotychczas używanych odbiorników

wynosiły 2000 do 3000^oK, przez zastosowanie maserów można obniżyć temperatury szumów w zakresie mikrofalowym w urządzeniach odbiorczych naziemnych do około 50^oK. Zalety tak niskich temperatur szumów wykorzystuje się prawie w pełni, ponieważ anteny nie są skierowane w kierunku horyzontalnym jak przy normalnych liniach radiowych, lecz w kierunku "zimnego" nieba, którego szumy w zakresie mikrofalowym wynoszą tylko kilka stopni Kelvina. Uzyskuje się więc zysk około 17 dB. Dalszym środkiem jest zastosowanie modulacji częstotliwości o dużej dewiacji, dzięki czemu można zwiększyć odstęp sygnału od szumu. Wykorzystując zalecaną przez CCIR szerokość pasma 50 MHz przy maksymalnej dewiacji ± 20 MHz, można wykazać za pomocą obliczeń, że przy zachowaniu wszystkich podanych warunków i przy mocy nadajnika satelity ok. 10 W możliwe jest zastosowanie systemu o 1200 kanałach (patrz uzupełnienie). Ponieważ pasmo dla 1200 kanałów wynosi ok. 5,5 MHz, można zamiast kanałów telefonicznych przesyłać program telewizyjny. Rezygnując z pełnej stabilizacji położenia satelity, a ograniczając się tylko do stabilizacji obrotu bez dodatkowego sterowania anteny, szerokość przesyłanego pasma zostaje ograniczona z powodu zmniejszonego zysku kierunkowego anteny; można więc utworzyć wiązkę tylko 900 kanałów przy wysokości toru satelity 14000 km i 600 kanałów w przypadku satelity stacjonarnego.

Dowolność wyboru miejsca dla stacji naziemnej w celu zrealizowania transmisji w kierunku Ziemia - sateli-

ta pozwala na projektowanie sieci o najdogodniejszym ukształtowaniu. Przy połączeniu dwóch stałych punktów na Ziemi najbardziej celowe jest przyjęcie tego samego rodzaju modulacji dla obu kierunków transmisji. Duże wiązki łączy będą w najbliższych 10-20 latach potrzebne tylko między Ameryką Północną i Europą; przy wszystkich innych połączeniach np. Europy z różnymi częściami Afryki i Ameryki Południowej, z Indią itd., przewidywane dziś przyszłe potrzeby łączy rzadko przekroczą liczbę 60. W celu ekonomicznego wykorzystania sieci satelitów należy więc dążyć do stworzenia możliwości nawiązania łączności z satelitami z wielu stacji naziemnych jednocześnie. Pozwoliłoby to na realizację ruchu nie tylko międzykontynentalnego, lecz również ruchu w obrębie np. kontynentu afrykańskiego. Przy tego rodzaju połączeniach wspomniane na wstępie zjawisko Dopplera wpływa jednak szkodliwie, ponieważ na każdym odcinku między stacją naziemną a satelitą odchylenie częstotliwości spowodowane tym zjawiskiem jest różne, co może prowadzić do nakładania się poszczególnych pasm częstotliwości na siebie. Jeżeli dla każdej stacji naziemnej przydzielone jest wąskie pasmo i jeżeli chce się uniknąć straty kanałów, wówczas celowe jest w stacji naziemnej przesunąć pasma częstotliwości odpowiednio do ruchu satelity.

Prace projektowe nad szeregiem materiałów zostały już intensywnie rozpoczęte w wielu krajach, także poza USA skąd wyszła inicjatywa. W tym czasie powstała również w NRF w pobliżu Monachium naziemna stacja satelitarna, przy wykorzystaniu której w ciągu 1964 roku za-

częte będą badania. Można oczekiwać, że w najbliższych 10 latach postawione zagadnienia techniczne będą w większości rozwiązane, co pozwoli na utworzenie obok łączności na kablach morskich także łączności satelitarnej o podobnej liczbie łączy przy zbliżonych kosztach przypadających na jedno kilometrołącze.

7. UZUPEŁNIENIE

W omawianych różnych systemach teletransmisyjnych wspomniano o różnych sposobach modulacji, a mianowicie: o stosowanej dziś w systemach kablowych modulacji jednowstęgowej (EM), o modulacji częstotliwości (FM) w systemach na liniach radiowych, a ponadto o rzadko dotychczas stosowanej modulacji impulsowej kodowej (PCM).

Poniżej zostaną omówione dla przypomnienia najważniejsze dane tych sposobów modulacji, dotyczące wymaganej szerokości pasma i wielkości szumów.

7.1. Wymagane szerokości pasm częstotliwości

Oznaczmy szerokość pasma jednego kanału telefonicznego B_0 . Jak wiadomo, przyjmuje się na ogół szerokość 4 kHz. Zwyczajny system nośny z jednowstęgową modulacją (EM) przy z kanałach telefonicznych wymaga pasma

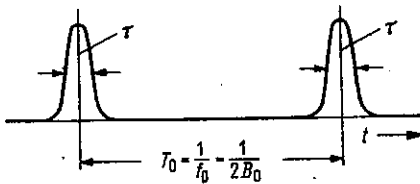
$$B_{EM} = zB_0 \quad (1)$$

Z praktycznych względów między grupami kanałów przewiduje się odstępy, co powoduje zajęcie pasma o ok. 10% szerszego niż to wynika z równania (1).

W celu określenia wymaganego pasma przy modulacji impulsowej kodowej wychodzimy z prostej modulacji amplitudy impulsów (PAM), a mianowicie rozważymy najpierw przebiegi przy tworzeniu kanałów czasowych w systemie o zwielokrotnieniu czasowym. Zgodnie z teorią modulacji impulsowej sygnał rozmówny trzeba próbkować z częstotliwością, która wynosi co najmniej:

$$f_0 = 2B_0 \quad (2)$$

Przy czasie trwania τ impulsu próbkującego, który może mieć kształt zaokrąglony, otrzymuje się sygnał impulsowy, jak pokazuje rys. 8.



dla $B_0 = 4 \text{ kHz}$ jest $T_0 = 125 \mu\text{s}$

Rys. 8. Sygnał impulsowy

Niezbędne pasmo częstotliwości do przesłania takiego impulsu w przypadku granicznym jest:

$$B_{\text{PAM}} = \frac{1}{2\tau} \quad (3)$$

Odstępy między impulsami pokazane na rysunku mogą być wypełnione liczbą z impulsów, odpowiadających innym sygnałom rozmównym. Jako największą możliwą liczbę kanałów otrzymuje się:

$$z = \frac{T_0}{T} \quad (4)$$

Stąd

$$B_{\text{PAM}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{z}{T_0} = zB_0 \quad (5)$$

co odpowiada równaniu (1). Przy modulacji amplitudy impulsów (PAM) nie potrzebá więc szerszego pasma częstotliwości niż przy modulacji jednowstęgowej. Przy powyższych rozważaniach nie uwzględniono jednak wcale przeniku między kanałami, występującego na skutek przebiegów nieustalonych, a powodującego, iż przy modulacji PAM musi być przewidziane znacznie szersze pasmo częstotliwości. Natomiast przy modulacji PCM, dokładniej mówiąc przy zastosowaniu kodu binarnego, wymagania na przenik między torami są dużo łagodniejsze; wystarczające jest przyjęcie pasma poszerzonego, jak w telegrafii, tylko o 50%. Podobnie jak w telegrafii każdy znak, tak tu każdą próbkę określa liczba elementów kodu. Liczba możliwych ich kombinacji określa z kolei liczbę stopni kwantyzacji; uzyskuje się mianowicie dla kodu q elementowego 2^q możliwych takich stopni lub skoków amplitudy. Np. dla ośmiu elementów jest 256 stopni. Jest to liczba stopni co najmniej potrzebna do uzyskania dostatecznej jakości transmisji telefonicznych - do dokładniejszego określenia wymagań dojdziemy przy rozważaniach zagadnień szumowych - tak więc uzyskuje się wymagania na szerokość pasma przy modulacji PCM:

$$B_{PCM} = 1,5 \cdot n \cdot B_{EM} \quad (6)$$

Zależność ta jest słuszna nie tylko wtedy, gdy kanały tworzone są przez zwielokrotnienie czasowe, to znaczy, gdy sygnały rozmówne są osobno kodowane, lecz także wtedy, gdy cała wiązka sygnałów nośnych utworzona metodą modulacji jednowstęgowej zostaje zakodowana. Jeżeli sygnał po modulacji PCM nie jest wysyłany w pasmie podstawowym, lecz moduluje prąd nośny wielkiej częstotliwości, wtedy przy zwykłej modulacji amplitudy potrzebne jest pasmo o podwójnej szerokości w stosunku do pasma podstawowego z równania (6). Przy kodzie ośmioelementowym wymagane pasmo jest, w stosunku do pasma przy modulacji jednowstęgowej, 12 lub 24-krotnie szersze, zaś przy dziewięciu elementach - 14 względnie 28 krotnie szersze. Te duże wymagania co do szerokości pasma równoważone są tym, że zmodulowany sygnał PCM może być regenerowany przy każdym wzmocnieniu, a więc przy połączeniu łańcuchowym wzmacniaków zniekształcenie i szumy nie sumują się. Dzięki temu poziom sygnału na każdym wejściu wzmacniaka może być obniżony w pobliże tzw. "progu szumów", tzn. do odstępu poziomu od szumów ok. 15 do 20 dB. Ponadto można wykorzystać pełną moc wzmacniaczy, ponieważ nie trzeba zwracać uwagi na linearność ich charakterystyk, co pozwala na uniknięcie konieczności stosowania sprzężenia zwrotnego.

Stosowana często w radiokomunikacji modulacja częstotliwości różni się od dwóch innych metod modulacji

tym, że daje dużą swobodę w ustalaniu wymagań dotyczących szerokości pasma. Przy przesyłaniu wiązki sygnałów różnym zmodulowanych jednowstęgowo, których charakter przebiegu przy dostatecznie dużej wiązce jest taki jak szumów białych, oblicza się szerokość pasma częstotliwości według wzoru:

$$B_{FM} = 2 (\Delta F + f_{max}) \quad (7)$$

gdzie:

ΔF - maksymalna dewiacja częstotliwości,
 f_{max} - największa częstotliwość pasma podstawowego.

Wielkość f_{max} jest w przybliżeniu równa szerokości pasma podstawowego, tak iż można również napisać:

$$B_{FM} = 2 B_{EM} \left(1 + \frac{\Delta F}{B_{EM}} \right) \quad (7a)$$

Można więc szerokość pasma przesyłanego zwiększać od wartości najmniejszej, która przy bardzo małej dewiacji równa się podwojonej szerokości pasma podstawowego, aż do dowolnie dużych wartości. Jak wiadomo, osiąga się przy tym zmniejszenie szumów proporcjonalnie do dewiacji częstotliwości. Maksymalna dewiacja częstotliwości obliczana jest w radiokomunikacji ze skutecznej dewiacji częstotliwości na kanał Δf , która stanowi podstawę do obliczeń szumów i określona jest też przez CCIR dla wszystkich systemów; do obliczania maksymalnej de-

wiacji częstotliwości służą współczynniki wartości szczytowej C_{sp} , które podane są w zaleceniach CCITT w tabelach, praktycznie dla wszystkich spotykanych wielkości wiązek; obliczeń dokonuje się wg równania:

$$\Delta F = C_{sp} \cdot \delta f \cdot \sqrt{2} \quad (8)$$

Ze względu na dążenie do ekonomicznego wykorzystania pasma częstotliwości, radiokomunikacja coraz bardziej redukowała względną dewiację $\Delta F/B_{EM}$; w ostatnich zaleceniach CCIR dla systemu 1800 kanałowego zaproponowano dewiację na kanał δf równą 140 kHz, co daje maksymalną dewiację częstotliwości ΔF równą ± 6 MHz. Maksymalna dewiacja jest więc mniejsza niż największa częstotliwość modulacji 8 MHz i wg równania (7) wymagane pasmo wynosi 28 MHz. W tym wypadku

$$B_{FM} = 3,5 B_{EM} \quad (9)$$

rozszerzenie więc pasma jest znacznie mniejsze niż przy modulacji PCM.

7.2. Szumy

Obok wymagań co do szerokości pasma częstotliwości, najważniejszym parametrem mówiącym o jakości transmisji jest osiągalny w danym systemie odstęp sygnału od szumów. CCITT zaleca, aby na końcu łącza o długości 2500 km odstęp sygnału od szumów wynosił 50 dB, co od-

powiada 10000 pW w punkcie o poziomie względnym zero. Jednym z ważniejszych punktów wymagań na system są wymagania na szumy termiczne, którym przy modulacji EM lub FM należy przydzielić pewną część z 10000 pW; w poniższych rozważaniach dla normalnych połączeń na powierzchni Ziemi wzięto za podstawę odstęp sygnału od szumów termicznych wynoszący:

$$10 \lg S/N = 56 \text{ dB}$$

Odpowiada to mocy szumów termicznych 2500 pW lub 1 pW/km w punkcie o poziomie względnym zero.

a. M o d u l a c j a j e d n o w s t ę g o w a

Rozważmy zależność między dopuszczalną tłumiennością odcinka wzmacniakowego a wymaganą mocą wyjściową wzmacniaka. Ponieważ dla określenia wymagań na wzmacniak decydująca jest szczytowa moc wyjściowa P_s , niech wszystkie zależności będą odniesione do tej wielkości. Zależność między mocą szczytową całkowitego sygnału (w całym przenoszonym pasmie) a pomiarową mocą odniesienia P_o na jeden kanał telefoniczny wyrażona jest przy dostatecznie dużej liczbie kanałów (większej niż ok. 300) przez:

$$P_s = z \frac{P_o}{31} \cdot 16 \approx \frac{z}{2} \cdot P_o \quad (10)$$

Średnia moc w kanale telefonicznym wynosi mianowicie $1/31$ mocy odniesienia P_o , zaś współczynnik 16 (12 dB)

jest stosunkiem mocy szczytowej do średniej wszystkich kanałów. Stąd współczynnik wartości szczytowej w równaniu (8) będzie:

$$C_{sp} = \sqrt{\frac{P_s}{P_o}} \approx \sqrt{\frac{z}{2}} \quad (11)$$

W założeniu, że moc szczytowa jest większa o ok. 12 dB od średniej mocy wszystkich kanałów - sygnał sumaryczny ma charakter szumów białych - prawdopodobieństwo przekroczenia mocy szczytowej wynosi ok. 10^{-5} . Zakłócenia wywołane przez obcinanie tak rzadko występujących dużych mocy szczytowych są pomijalnie małe w stosunku do innych szumów, również przy bardzo wielu łańcuchowo połączonych wzmacniakach.

Stosunek sygnału do szumów S/N równa się stosunkowi mocy sygnału pomiarowego do psfometrycznej mocy szumów na wejściu odbiornika względnie wzmacniaka w pasmie kanału telefonicznego, a więc:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_o \cdot 10^{-a/10}}{P_N} \quad (12)$$

gdzie:

a - tłumienność odcinka wzmacniakowego w dB.

Psfometryczna moc szumów określona jest równaniem:

$$P_N = F \cdot kT \cdot B \cdot C \quad (13)$$

gdzie:

F - współczynnik szumów,

C - współczynnik ważkości psfometrycznej.

Z równań (10) i (12) otrzymuje się:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s \cdot 10^{-a/10}}{P_N} \cdot \frac{2}{z} \quad (14)$$

Przy $B = 3100$ Hz i $C = 0,56$ będzie:

$$P_N = 0,7 \cdot 10^{-17} \cdot F \text{ [W]} \quad (15)$$

a stąd z równania (14)

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s}{1W} \cdot 10^{-a/10} \cdot 2,9 \frac{10^{17}}{F} \cdot \frac{1}{z} \quad (16)$$

Podstawiając $10 \lg S/N = 56$ dB otrzymuje się dopuszczalną tłumienność odcinka linii:

$$a = 119 \text{ dB} + 10 \lg \frac{P_s}{1W} - 10 \lg z - 10 \lg F \quad (17)$$

Na ogół na dłuższych odcinkach włączana jest większa liczba wzmacniaków, których szumy dodają się; wtedy dopuszczalna tłumienność przypadająca na odcinek wzmacniakowy wyniesie:

$$a = 119 \text{ dB} + \frac{P_s}{1W} - 10 \lg z - 10 \lg v - 10 \lg F \quad (18)$$

Dla przykładu w systemie o 8100 kanałach, przy długości odcinka wzmacniakowego 2,3 km pracuje 1100 wzmacniaków. Dopuszczalna tłumienność odcinka wzmacniakowego przy szczytowej mocy wyjściowej $P_s = 0,1 \text{ W}$ i $F = 3$ będzie równa:

$$a = (119 - 10 - 39 - 31 - 5) \text{ dB} = 34 \text{ dB} \quad (19)$$

b. M o d u l a c j a c z ę s t o t l i w o ś c i

Dla odstępu od szumów w kanale telefonicznym słuszna jest przy modulacji FM zależność

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s}{2P_N} \cdot 10^{-a/10} \cdot \left(\frac{\delta f \cdot \sqrt{2}}{f_{\max}} \right)^2 \cdot C_p \quad (20)$$

gdzie:

P_N - moc zdefiniowana równaniem (13),

P_s - moc stała generatora, która przy modulacji FM jest niezależna od modulacji,

C_p - współczynnik, uwzględniający preemfazę,

δf - skuteczna dewiacja przy modulacji jednym kanałem, odpowiadająca mocy sygnału pomiarowego P_0 w kanale telefonicznym.

Między dewiacją maksymalną ΔF i dewiacją skuteczną, przy dużej liczbie kanałów słuszna jest zależność, zgodnie z równaniami (8) i (11):

$$\Delta F = \sqrt{\frac{z}{2}} \cdot \delta f \cdot \sqrt{2} = \sqrt{z} \cdot \delta f \quad (21)$$

Dewiacja ta może być przekroczona, jak w równaniu (10), z prawdopodobieństwem 10^{-5} . Z równań (20) i (21) otrzymuje się:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s \cdot 10^{-a/10}}{P_N} \left(\frac{\Delta F}{f_{\max}} \right)^2 \frac{C_p}{z} \quad (22)$$

Biorąc za podstawę zwykle stosowaną w łączności na liniach radiowych preemfazę 8 dB ($C_p \leq 3$ dB) i przyjmując P_N wg równania (15) otrzymuje się przy v odcinkach przesyłowych dopuszczalną tłumienność linii przypadającą na odcinek przesyłowy

$$a = 120 \text{ dB} + 10 \lg \frac{P_s}{1 \text{ W}} - 10 \lg z + \quad (23)$$

$$+ 20 \lg \frac{\Delta F}{f_{\max}} - 10 \lg v - 10 \lg F$$

System o 1800 kanałach ma następujące dane:

$$F = 10$$

$$\Delta F = 6 \text{ MHz}$$

$$P_s = 10 \text{ W}$$

$$f_{\max} = 8 \text{ MHz}$$

Długości odcinków przesyłowych na liniach radiowych wynoszą około 50 km, tak że dla 2500 km $v = 50$. Stąd:

$$a = 68 \text{ dB}$$

Tłumienność przeciętna odcinka przesyłowego w pasmie 6 MHz wynosi przy swobodnej propagacji ok. 60 dB, tak iż system ten ma pewną rezerwę na zaniki i straty na doprowadzeniach, wynoszącą ok. 8 dB.

W przypadku omawianej tu łączności satelitarnej założono dla odcinka satelita - Ziemia $a = 120$ dB. Przy $F = 0,17$ (co odpowiada $T = 50^\circ\text{K}$), $10 \lg S/N = 53$ dB, $\Delta F = 20$ MHz, $z = 1200$, stąd $f_{\text{max}} = 5,5$ MHz, jak również $v = 1$, będzie więc

$$P_s = 8 \text{ W.}$$

c. M o d u l a c j a i m p u l s o w a k o d o w a

Przy modulacji PCM szумы nie sumują się. Długość odcinka wzmacniakowego jest określona jedynie przez wartość progową PCM. Wartość ta równa jest stosunkowi całkowitej mocy sygnału do całkowitej mocy szumu na wejściu wzmacniaka

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s \cdot 10^{-a/10}}{P_N \cdot z \cdot 1,5 q} \quad (24)$$

przy czym $P_N = F k T B_0$ bez psfometrycznego współczynnika ważkości; przy $B_0 = 4$ kHz i $q = 9$ będzie:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{całk}} = 1,4 \cdot 10^{15} \frac{P_s}{z} \cdot \frac{1}{F} \cdot 10^{-a/10} \quad (25)$$

Przyjmując jako próg wymagany stosunek sygnału do szumu $S/N_{\text{całk}}$ odpowiednio 16 dB otrzymuje się tłumienność odcinka wzmacniakowego

$$a = 135 \text{ dB} + 10 \lg \frac{P_s}{1W} - 10 \lg z - 10 \lg F \quad (26)$$

Przy mocy wyjściowej $P_s = 0,1 \text{ W}$ i $F = 3$ dla systemu o 2700 kanałach dopuszczalna tłumienność odcinka wzmacniakowego wynosi:

$$a = 90 \text{ dB}$$

zaś dla systemu o 8100 kanałach

$$a = 85 \text{ dB.}$$

Można jeszcze dodać, że przy modulacji PCM, po zdekodowaniu w kanałach telefonicznych nie występują żadne szумы termiczne pochodzące z linii, lecz tylko tzw. szum kwantowania. Przy bardzo dużej liczbie zwielokrotnionych częstotliwościowo kodowanych sygnałów, odstęp sygnału od szumu pochodzącego od kwantowania, wyrażony przez $10 \lg S/N$, zależy od liczby q elementów kodu:

q	$10 \lg S/N$
7	53 dB
8	58 dB
9	63 dB

Gdy według zaleceń CCITT następuje demodulacja co 280 km, jak zwykle w łączach krajowych, wtedy szumy wszystkich urządzeń przemiany nakładają się. W łączu o długości 2500 km znajduje się 9 par urządzeń przemiany, przeto szum kwantowania wzrasta o 10 dB. Ponieważ dla całego łącza wymagana jest wartość 51 dB - 1 dB jest zarezerwowany dla końcowych urządzeń nośnych - odcinek modulacyjny (tj. odcinek między dwoma punktami przemiany) musi mieć odstęp od zakłóceń co najmniej 61 dB. Nie wystarczy więc w tym przypadku kod 8-elementowy, lecz konieczne jest zastosowanie kodu 9-elementowego.

WSPÓLCZESNE SYSTEMY WSPÓŁOSIOWE, ICH EKONOMICZNOŚĆ I WŁASNOŚCI,

Opracował: A. Moniuszko¹⁾

Telefoniczne systemy nośne mają dwie zasadnicze grupy urządzeń, a mianowicie urządzenia końcowe (krotnice) i trakt liniowy (urządzenia liniowe, tj. linie i wzmacniaki przelotowe).

W zależności od rodzaju drogi transmisyjnej stosuje się różne typy urządzeń liniowych, podczas gdy urządze-

¹⁾ Referat wygłoszony przez S. Trońskiego pracownika naukowego firmy LM Ericsson (Szwecja) na Sympozjum Naukowym SEP i Polskiej Akademii Nauk, Warszawa 3-6 grudnia 1963 r.).

nia końcowe ogólnie są jednakowe. Tak więc można określić cztery typy systemów:

- na torach napowietrznych,
- na symetrycznych torach kablowych,
- na współosiowych torach kablowych,
- na liniach radiowych.

Charakterystyczne własności tych systemów uwarunkowane są przede wszystkim urządzeniami liniowymi. W niniejszym artykule omówione są głównie urządzenia liniowe, przy czym nacisk położono na nowoczesne systemy pracujące na małowymiarowych torach współosiowych.

Aby wyrobić sobie pogląd na zakres zastosowań systemów, muszą być ustalone ich stosunki ekonomiczne. Największy wpływ mają koszty: 1) linii przewodowych i 2) wzmacniaków.

Koszty samej pary współosiowej można wyrazić przez aD^2

gdzie:

a - współczynnik,

D - średnica przewodu zewnętrznego pary.

Zależność ta słuszna jest dla par jednakowego typu, np. dla małowymiarowych par, jak również dla pary typu 2,6/9,5 mm, przy czym a przyjmuje różne wartości.

Tłumienność jednostkowa pary współosiowej może być wyrażona jako:

$$\alpha \approx \frac{b}{D} N^{0,5}$$

Można zaś udowodnić, że przy współczesnych tranzystorowych wzmacniakach przelotowych słuszna jest zależność:

$$p \approx cN^{0,2}$$

gdzie:

p - cena na 1 dB, ..

b, c - współczynniki, ..

N - liczba kanałów,

(przy czym c przy urządzeniach lampowych jest trzy do czterech razy większe).

Koszty wzmacniaków na km wynoszą więc

$$\alpha_p = \frac{bc}{D} N^{0,7}$$

Koszty całkowite urządzeń liniowych na km wyniosą w przypadku systemu dwutorowego:

$$T = 2 \frac{bc}{D} N^{0,7} + 2aD^2 + K \quad (1)$$

gdzie: K - koszty budowy kabla na km. ..

Z (1) można obliczyć interesującą nas wielkość t , to jest cenę na kilometr i na 1 kanał

$$t = 2 \frac{bc}{D} N^{-0,3} + 2 aN^{-1} D^2 + KN^{-1} \quad (2)$$

Ze wzroku tego widać, że

$$\frac{dt}{dN} < 0$$

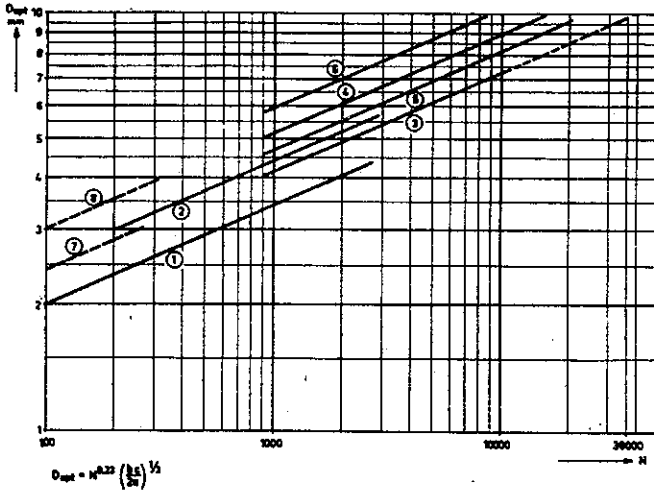
Oznacza to mianowicie, że jednostkowe koszty kanału (na 1 km) ze wzrostem wielkości systemu, to znaczy ze wzrostem liczby kanałów N , maleją.

Zależność t od średnicy przewodu zewnętrznego można zbadać, obliczając:

$$\frac{dt}{dD} = 4aN^{-1}D - 2bcN^{-0,3} \cdot D^{-2}$$

t osiąga minimum, gdy $\frac{dt}{dD} = 0$. Stąd:

$$D_{opt} = \left(\frac{bc}{2a}\right)^{1/3} \cdot N^{0,23} \quad (3)$$



Rys. 1. Optymalna średnica pary współosiowej w zależności od liczby kanałów

Funkcja ta przedstawiona jest na rys. 1, gdzie N jest zmienną zaś c i a są parametrami.

Krzywa 1 pokazuje D_{opt} małowymiarowych par współosiowych z izolacją balonową, przy uwzględnieniu kosztów inwestycyjnych.

Krzywa 2 pokazuje D_{opt} tego samego typu pary, lecz przy uwzględnieniu rocznych kosztów amortyzacji.

Krzywa 3 pokazuje D_{opt} pary współosiowej 2,6/9,5 mm o izolacji krążkowej, przy uwzględnieniu kosztów inwestycyjnych.

Krzywa 4 pokazuje D_{opt} pary współosiowej 2,6/9,5 mm o izolacji krążkowej, przy uwzględnieniu rocznych kosztów amortyzacji.

Krzywe 5 i 6 odpowiadają krzywom 3 i 4, lecz przy zastosowaniu wzmacniaków lampowych.

Roczne koszty amortyzacji obliczone są przy założeniu okresu amortyzacji urządzeń wzmacniakowych na lat 10, a kabli na lat 30, przy czym przyjęto stopę procentową 6%.

Z krzywych wynika, że przy wprowadzeniu tranzystorów optymalna wielkość systemu na torach kablowych współosiowych typu 2,6/9,5 mm podwyższona zostaje do około 11000 kanałów, gdy uwzględnione są koszty roczne amortyzacji, a do około 36000 kanałów, gdy weźmie się pod uwagę koszty inwestycyjne.

Liczby te wskazują jednoznacznie, że celowe jest wprowadzenie cieńszej pary współosiowej. Małowymiarowa para współosiowa typu 1,18/4,4 mm daje optymalną wielkość systemu, wynoszącą ok. 900 względnie 2700 kanałów.

Dlatego też urządzenia z taką parą dają bardzo duże możliwości rozwojowe.

Gdyby małowymiarowy kabel współosiowy dopiero teraz był wprowadzony do produkcji, jest zupełnie możliwe, że średnica pary na korzyść mniejszych systemów byłaby trochę mniejsza. Nie należy jednak zapominać, że gdy średnica zewnętrznego przewodu zostaje zanadto zmniejszona, koszty zaczynają odbiegać od wzoru aD^2 . Na przykład przewód zewnętrzny pary musi mieć pewną najmniejszą grubość, aby własności przesłuchowe były zadowalające.

Interesujące jest, jakie będą koszty na 1 kanał i na 1 kilometr, gdy D równe jest D_{opt} . Z (2) i (3) otrzymuje się:

$$t_{min} = 3,8 (bc)^{2/3} a^{1/3} N^{-0,53} + KN^{-1} \quad (4)$$

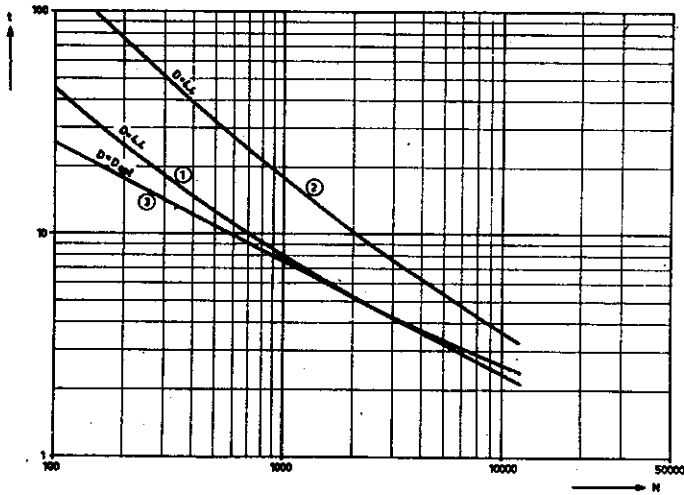
Są to jednocześnie najniższe możliwe koszty kanału na 1 kilometr w systemie dwutorowym.

Na rysunku 2 wykreślone są względne koszty inwestycyjne.

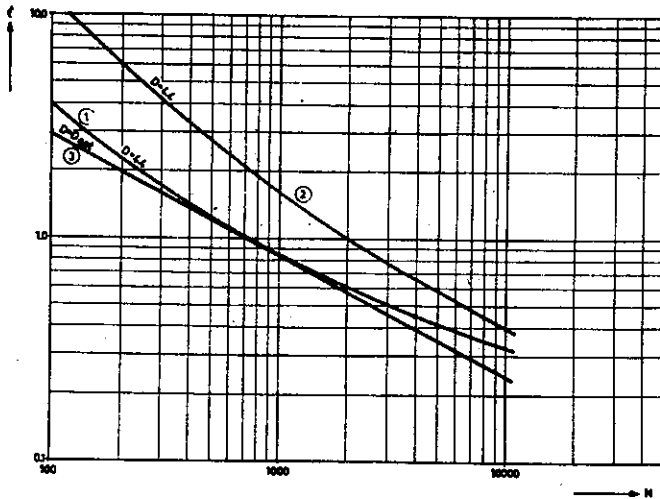
Krzywa 3 przedstawia t_{min} jako funkcję liczby kanałów N , bez uwzględnienia kosztów ułożenia kabla.

Krzywe 2 i 1 przedstawiają względne koszty kanału na 1 km dla małowymiarowego kabla współosiowego z kosztami ułożenia kabla względnie bez tych kosztów.

Na rysunku 3 narysowane są względne koszty rocznej amortyzacji z wyłączeniem kosztów eksploatacji i kosztów energii elektrycznej.



Rys. 2. Względne koszty inwestycyjne w zależności od liczby kanałów



Rys. 3. Względne koszty roczne amortyzacji na jeden kanał i na jeden kilometr w zależności od liczby kanałów

Krzywa 3 przedstawia t_{\min} .

Krzywe 2 i 1 przedstawiają t^3 dla małowymiarowego kabla współosiowego z kosztami ułożenia kabla lub bez nich.

Takie same obliczenia zostały przeprowadzone dla kabla z parami współosiowymi 2,6/9,5 mm. Stosunek:

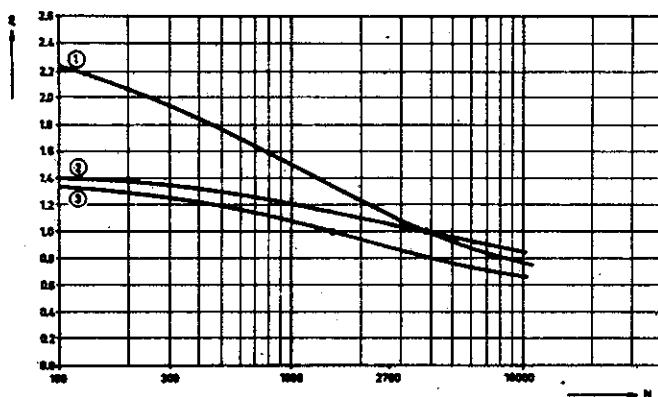
$$\varphi = \frac{t_{9,5}}{t_{4,4}}$$

określa stosunek kosztów kanału na parze 2,6/9,5 mm i na parze 1,2/4,4 mm; stosunek ten został wykreślony na rys. 4. Poszczególne krzywe oznaczają tu:

Krzywa 1 - stosunek kosztów bez kosztów ułożenia kabla.

Krzywa 2 - stosunek kosztów z kosztami ułożenia kabla.

Krzywa 3 - stosunek kosztów rocznych amortyzacji.

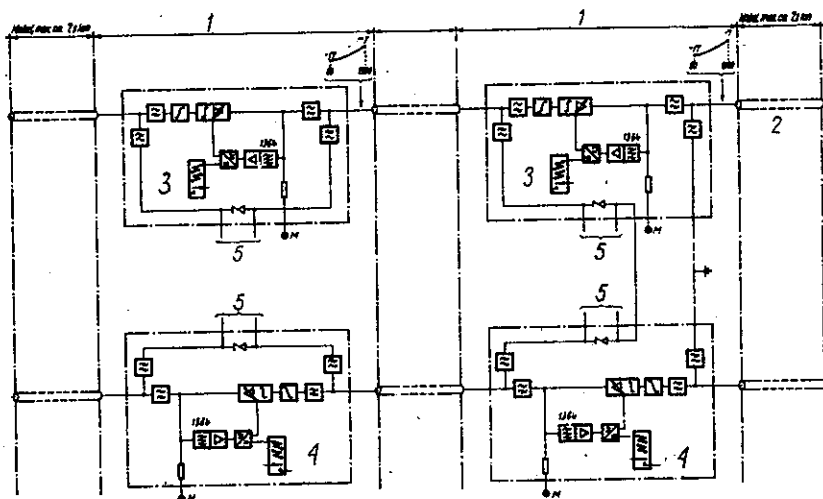


Rys. 4. Stosunek kosztów amortyzacji na jeden kanał i na jeden kilometr normalnowymiarowego i małowymiarowego kabla współosiowego w zależności od liczby kanałów

Rysunek 4 dowodzi, że dla systemu o krótności do 900 najbardziej ekonomiczne są systemy pracujące na małowymiarowych kablach współosiowych, jeżeli uwzględnione są koszty roczne amortyzacji. Jeżeli uwzględnia się koszty inwestycyjne, wówczas konkurencyjne są systemy dające do 27000 kanałów. Systemy takie są możliwe do zrealizowania, jeśli chodzi o technikę wzmacniania, nie jest jednak całkiem pewne, czy można przesyłać kablem tego typu tak szerokie pasmo (np. ze względu na niejednorodności torów). Istnieje poza tym pogląd, że ze względu na konieczność przewidywania rezerw w linii, lepsze jest zastosowanie w kablu równoległe kilku systemów na małowymiarowych torach współosiowych niż zastosowanie mniejszej liczby systemów na torach 2,6/9,5 mm.

Po tych podstawowych rozważaniach przedstawiony będzie 300-krotny system firmy L.M. Ericsson.

Rysunek 5 pokazuje schemat blokowy dwóch zdalnie zasilanych wzmacniaków przelotowych. Na wejściu wzmacniacza przelotowego w filtrach zwrotnicy zdalnego zasilania zostają oddzielone sygnały wysokiej częstotliwości od prądów zasilania. Sygnał wysokiej częstotliwości skierowany zostaje przez wstępny korektor do trzystopniowego wzmacniacza tranzystorowego, którego wzmocnienie wzrasta wraz z rosnącą częstotliwością. Następnie sygnał ten zostaje ponownie połączony w zwrotnicy razem z prądami zasilania. Każdy wzmacniak w torze zostaje wyposażony w odbiornik liniowego prądu pilotowego 1364 kHz. Poziom tego prądu pilotowego zostaje porównany z napięciem odniesienia. Ewentualne odchylenie wywołuje prąd



Rys. 5. Schemat blokowy dwóch zdalnie zasilanych stacji wzmacniakowych przelotowych

1 - wzmacniak przelotowy, 2 - odcinek wzmacniakowy bez napięcia zdalnego zasilania, 3 - alarm wahania poziomu A-B, 4 - alarm wahania poziomu B-A, 5 - do zasilania urządzeń w.c.z.

regulacyjny, przepływający przez termistor w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Głównym zadaniem tego urządzenia regulacyjnego jest wyrównanie odchyleń poziomu od wartości właściwej, wywołanych przez zmiany temperatury kabla. Obwód regulacyjny zawiera ponadto przekaźnik, który w przypadku zaniku prądu pilotowego zwiera pomocniczą parę w kablu, dzięki czemu uszkodzenie jest sygnalizowane i może być zlokalizowane.

W ten sposób każdy wzmacniak przelotowy ma automatyczną regulację poziomu zależną od częstotliwości, można więc wyrównywać stosunkowo duże odchylenia od nominalnej długości odcinków wzmacniakowych, bez potrzeby stosowania jakichkolwiek dodatkowych układów uzupełniających (linii wydłużających) kabel.

Wzmocność wzmacniaka wynosi 45 dB przy 1364 kHz, co odpowiada długości odcinka wzmacniakowego około 7,3 km.

Przy opracowywaniu tego typu wzmacniaków należy szczególnie mieć na względzie możliwość zakopywania w ziemi stacji wzmacniakowych przelotowych. Dlatego też:

1) liczba zastosowanych tranzystorów jest możliwie najmniejsza;

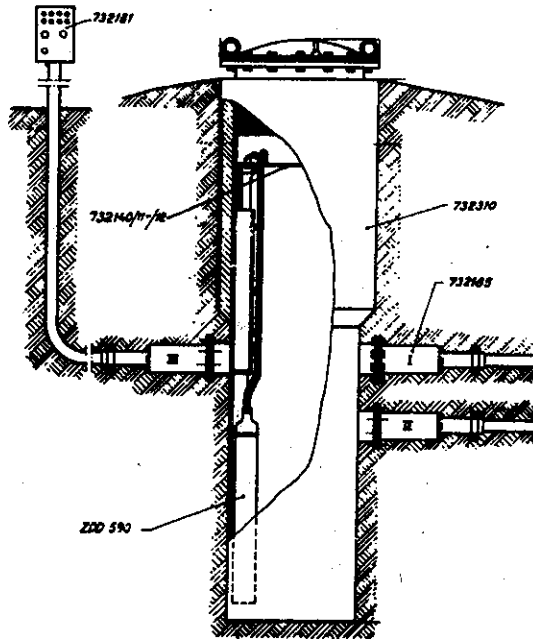
2) zostały zastosowane wyłącznie tranzystory krzemowe, planarne, które odznaczają się bardzo małym prawdopodobieństwem uszkodzeń;

3) zwrócono szczególną uwagę na ochronę wzmacniaków przed przepięciami. Nie zastosowano więc ani odgromników węglowych ani gazowanych, ponieważ wiadomo, że po pewnej liczbie wyładowań odgromniki muszą być wymienione. Ochrona przeciwprzepięciowa jest tu dwustopniowa i zapewnia wytrzymałość elektryczną wzmacniaków taką samą, jaką posiada kabel współosiowy.

Wzmacniaki zasilane są stałym prądem o wartości stałej 75 mA. Z każdej stacji zasilającej można zasilać zdalnie do 10 wzmacniaków przelotowych po każdej stronie. Odległość między dwoma stacjami zasilającymi wynosi więc ok. 150 km.

Wzmacniaki przelotowe dla każdego kierunku transmisji są wbudowane w hermetycznie zamkniętym cylindrze i stanowią jedną całość odporną na wilgoć i dającą się wymieniać.

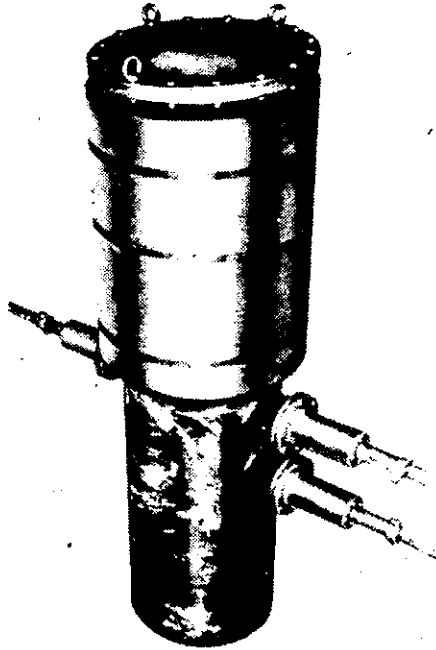
Cylinder jest z kolei umieszczony w studziencie sta-



Rys. 6. Schemat włączenia stacji przelotowej do kabla

cji przelotowej zgodnie z rys. 6 i 7. Wzmacniak dołączony jest w górnej części studzienki poprzez gniazdniki. Gniazdnik posiada także przełącznik oraz gniazdko do dołączenia prądu zasilającego, aby można było w razie potrzeby wyłączyć zasilanie z odcinka kabla, np. przy wykonywaniu robót kablowych. Do gniazdnika może być również dołączony w razie potrzeby zespół uzupełniający kabel. Aby zapewnić wymiennność zespołów, unika się różnych wariantów poszczególnych zespołów (wzmacniaczy itp).

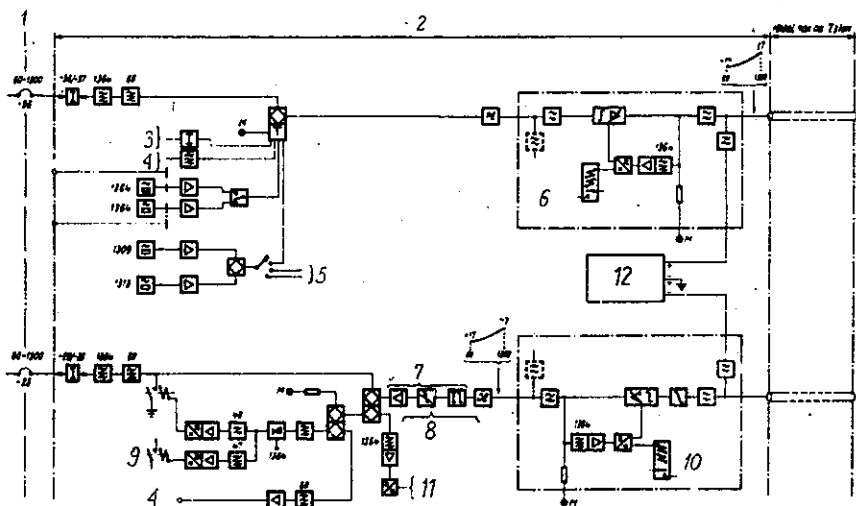
Studzienka wzmacniakowa przelotowa jest wodoszczelna i może być wyposażona w co najwyżej 4 systemy. Kabel dołączany jest za pomocą dwóch kabli połączeniowych, któ-



Rys. 7. Widok stacji przelotowej

re są gazoszczelne. Ponadto dołączony jest jeden kabel połączeniowy do naziemnego słupka pomiarowego, na którym mogą być mierzone poziomy wejściowe i wyjściowe wzmacniaków i niektóre napięcia stałe. Do zacisków słupka pomiarowego może być również dołączony przenośny telefon służbowy. Studzienki przelotowe są z góry przewidziane dla 4 MHz systemu. Kiedy jest aktualne przejście na tę częstotliwość, trzeba jedynie wymienić cylindry ze wzmacniakami.

Rysunek 8 pokazuje schemat blokowy urządzenia końcowego traktu liniowego. Wzmacniaki liniowe mogą być wstawione zarówno jako wzmacniaki nadawcze, jak i wzmacniaki odbiorcze. Ponadto przewidziane jest wyposażenie do blokady prądów pilota lub do jego nadania, układy preemfazy i deemfazy, a także korektory.



Rys. 8. Schemat blokowy urządzenia końcowego traktu

1 - przełącznica, 2 - wzmacniak nadawczy i odbiorczy, 3 - dodatkowe częstotliwości pomiarowe, 4 - pilot częstotliwości porównywanej, 5 - inne systemy, 6 - alarm wahania poziomu A-B, 7 - korektor, 8 - ręczna regulacja korektora, 9 - alarm, 10 - alarm wahania poziomu B-A, 11 - kontrola prądu pilotowego i alarm, 12 - zasilanie o stałym natężeniu prądu

Uwzględniono tu również wyposażenie do kontroli modulacji skrośnej i do blokowania traktu liniowego, w którym występują zbyt duże szумы. To ostatnie urządzenie blokuje trakt liniowy, gdy szумы wzrastają do -40 dBm0 na kanał. Dzięki temu może być wyłączony... uszkodzony... trakt liniowy lub przełączony na trakt pracujący poprawnie.

4 MHz system ma w zasadzie konstrukcję taką samą, przy czym odcinek wzmacniakowy ma długość 3,7 km. Na podstawie wyprowadzonych na wstępie wzorów Szwedzka Administracja Łączności zdecydowała się już na stosowanie tego rodzaju systemu.

Oczywiście możliwe są jeszcze inne warianty systemów pracujących na małowymiarowych kablach współosiowych. Można na przykład stworzyć interesującą odmianę systemu, jeżeli wzmacniak liniowy 300-kanalowego systemu zastosować w układzie jednotorowym. Prowadzi to do uzyskania 120-kanalowego systemu, który wymaga tylko pojedynczej pary współosiowej małowymiarowej. Długość odcinka wzmacniakowego wynosi jak poprzednio ok. 7,3 km. System może być w zasadzie zastosowany zarówno na kablu napowietrznym, jak i ziemnym. System na kablu napowietrznym wymaga najmniejszych kosztów inwestycyjnych i jest atrakcyjny w stosunku do dotychczas stosowanego systemu 12-kanalowego na liniach napowietrznych.

Granica rentowności systemu na małowymiarowych kablach współosiowych przy uwzględnieniu kosztów urządzeń leży już przy 24 kanałach w porównaniu z systemem na liniach napowietrznych i przy 60 kanałach w porównaniu z systemem na kablach symetrycznych.

Porównując konkurencyjność systemów kablowych i systemów na liniach radiowych, bardzo trudno jest wyciągnąć ogólne i ostateczne wnioski. Można jednak powiedzieć, że w przypadku konieczności zrealizowania łączności tylko między dwoma punktami, linie radiowe są tańsze, jeśli bierze się pod uwagę koszty inwestycyjne. Jeśli jednak weźmie się pod uwagę roczne koszty amortyzacji, wtedy obraz bardzo się zmienia przez zastosowanie wzmacniaków przelotowych tranzystorowych, które praktycznie prawie nie wymagają konserwacji. Wówczas systemy kablowe mają przewagę. Linie radiowe wymagają

jeszcze dotychczas dość dużych kosztów eksploatacyjnych (konserwacji) z powodu ograniczonej trwałości lamp zastosowanych w tych systemach (ok. 20-30% całkowitych kosztów rocznych amortyzacji). Poza tym należy się liczyć z dużymi kosztami zasilania w energię elektryczną, ponieważ na stacjach przelotowych retransmisyjnych trzeba stosować agregaty spalinowe obliczone na duży pobór prądu. Dla porównania można podać, że 300-kanalowa linia radiowa wymaga ok. 100 mW na 1 kanał i 1 kilometr, podczas gdy tej samej wielkości system na małowymiarowych kablach współosiowych potrzebuje tylko ok. 3 mW. Koszty zasilania w systemach na liniach radiowych stanowią ok. 15 do 20% całkowitych rocznych kosztów amortyzacji.

Ogólnie można powiedzieć, że roczne koszty amortyzacji w obu alternatywach są w przybliżeniu jednakowe. Stosunek ten zależy oczywiście między innymi od tego, jaki przyjęto okres amortyzacji i jaka jest stopa procentowa.

Wszystkie powyższe rozważania są słuszne przy założeniu, że rzeczywiście wykorzystany jest cały odcinek wzmacniakowy zawarty między stacjami przelotowymi. Czasem w praktyce może okazać się trudne wykorzystanie odcinka między stacjami przelotowymi linii radiowej o długości ok. 50 km w porównaniu z odcinkiem ok. 7 km systemu na torach małowymiarowych współosiowych.

Przypadek konieczności realizowania połączenia tylko od jednego punktu do drugiego występuje stosunkowo rzadko. Najczęściej potrzebna jest pewna liczba krótkich połączeń, leżących wzdłuż zasadniczej relacji. Na razie potrzeby te rozwiązywane są najtaniej za pomocą

łączy naturalnych, wobec czego przy linii radiowej musi być również układany kabel. Jeżeli łącza naturalne zrealizowane są w kablu mieszanym, w którym także znajdują się potrzebne pary współosiowe, wówczas porównanie wypada korzystniej dla systemu na małowymiarowych kablach współosiowych.

Jest rzeczą oczywistą, że założenia powyższe powinny być dla szczególnych przypadków dokładnie badane. Tu zostały wspomniane tylko najważniejsze czynniki, które mogą wystąpić w praktyce.

Na zakończenie uwaga dotycząca systemów stosowanych w przyszłości. Prawdopodobnie zakres stosowania kablów współosiowych normalnowymiarowych typu 2,6/9,5 mm ograniczony zostanie w przyszłości do takich relacji, na których w okresie amortyzacji kabla konieczne jest stosowanie systemów z co najmniej 2700 kanałami. Kabel współosiowy małowymiarowy jest bardzo elastycznym środkiem łączności. Z tego powodu należy przypuszczać, że systemy na kablach symetrycznych i na liniach napowietrznych ze względu na ograniczone możliwości ich rozbudowy będą coraz rzadziej w przyszłości stosowane, podczas gdy systemy na małowymiarowych kablach współosiowych będą występować w znacznie rozszerzonym zakresie.



2-10