

Franz GÜTTLER

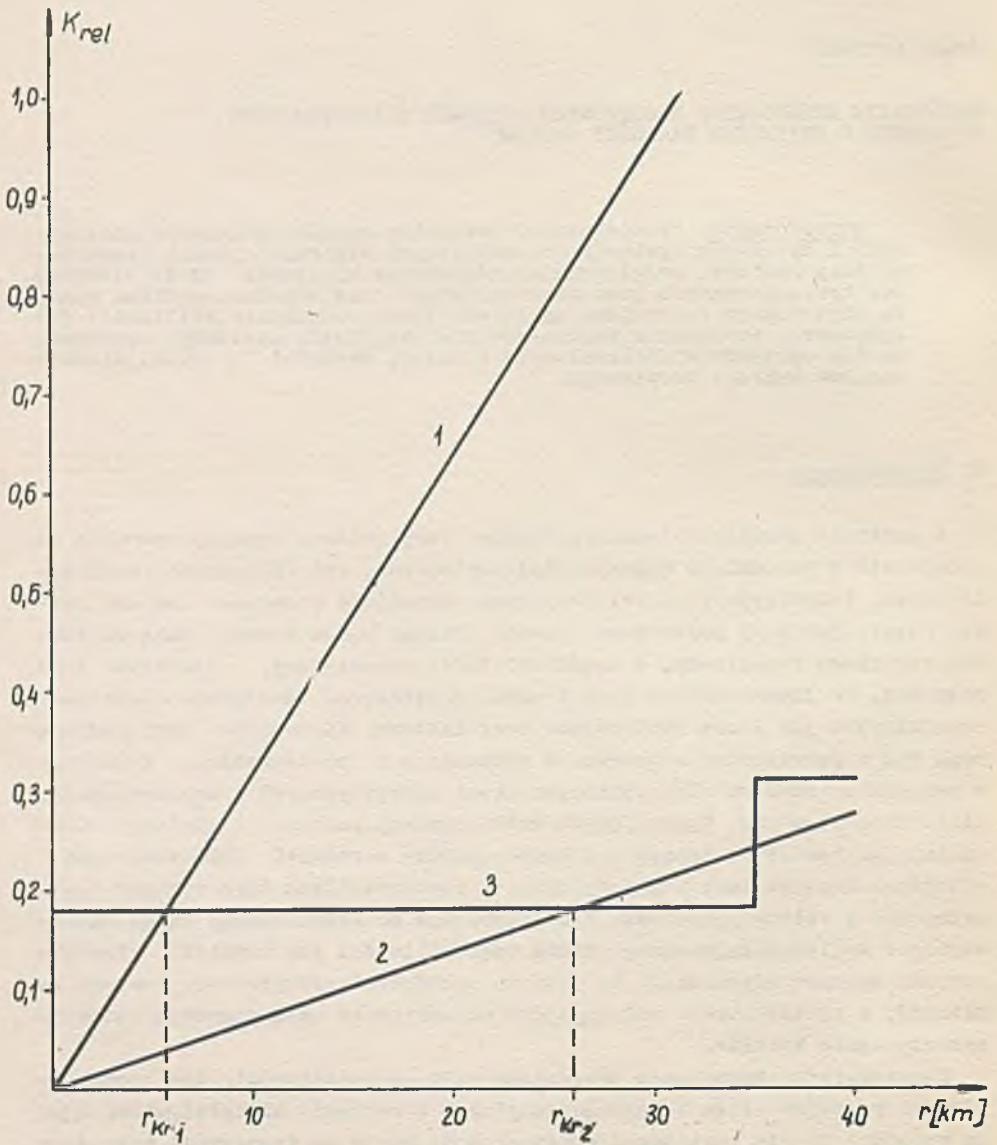
PORÓWNANIE ANALOGOWYCH I CYFROWYCH SYSTEMÓW TRANSMISYJNYCH
W OPARCIU O KRYTERIUM WARTOŚCI SYSTEMU

Streszczenie. Przedstawiono jednolity sposób obliczania analogowych i cyfrowych systemów transmisyjnych wykorzystujących kierunkowe tory radiowe, uwzględniając różnorodne wymagania co do szerokości transmitowanych pasm częstotliwości oraz stosunku poziomu sygnału użytecznego do poziomu zakłóceń. W celu uzyskania możliwości jakościowego porównania parametrów poszczególnych systemów, opracowano dla systemów wielokanałowych o małej, średniej i dużej liczbie kanałów wykresy propagacji.

1. Wprowadzenie

W ostatnim dwudziestolecu kierunkowe tory radiowe zyskały szerokie zastosowania w transmisji sygnałów dalekopisowych, telefonicznych, radiofonicznych, telewizyjnych i teledacyjnych. Aktualnie stosowane są one również często jak tory przewodowe. Powody takiego stanu rzeczy mają charakter częściowo techniczny, a częściowo także ekonomiczny. Istotnym jest przy tym, że łącza radiowe mogą i powinny wykazywać identyczne właściwości transmisyjne jak łącza zawierające tory kablowe. Kierunkowe tory radiowe mogą być z powodzeniem stosowane w automatyce i telemechanice, zwłaszcza w związku z rozwojem rozgałęzionych sieci energetycznych i dalekosiężnych linii rurociągowych, wymagających automatycznej kontroli i zdalnego sterowania, jak również w transmisji danych między ośrodkami obliczeniowymi i odległymi urządzeniami peryferyjnymi. W zastosowaniach tych sygnały telemetryczne i teledacyjne muszą być dopasowane do kierunkowego łącza radiowego pod względem zajmowanego widma częstotliwości jak również stosunku poziomu sygnału użytecznego do poziomu zakłóceń (przewyższenia poziomu zakłóceń), a ponadto także pod względem ekonomicznie uzasadnionego stopnia wykorzystania kanałów.

Uwzględniając istniejące przydziały pasm częstotliwości dla poszczególnych rodzajów służb telekomunikacyjnych w zakresie mikrofal, można dojść do wniosku, że dla zastosowań przemysłowych stoją do dyspozycji wyłącznie częstotliwości leżące powyżej 7 GHz. Dla łącz kierunkowych w pasmie 11 GHz zasięg w płaskim terenie jest nie większy niż 35 km przy wysokościach anten, nadawczej i odbiorczej, wynoszących ok. 30 m. Wysokości tego rodzaju osiągnęły aktualnie nowo wznoszone budynki, co pozwala uniknąć kosztów budowy wież antenowych, stosowanych zazwyczaj w radiowych sieciach telekomun-



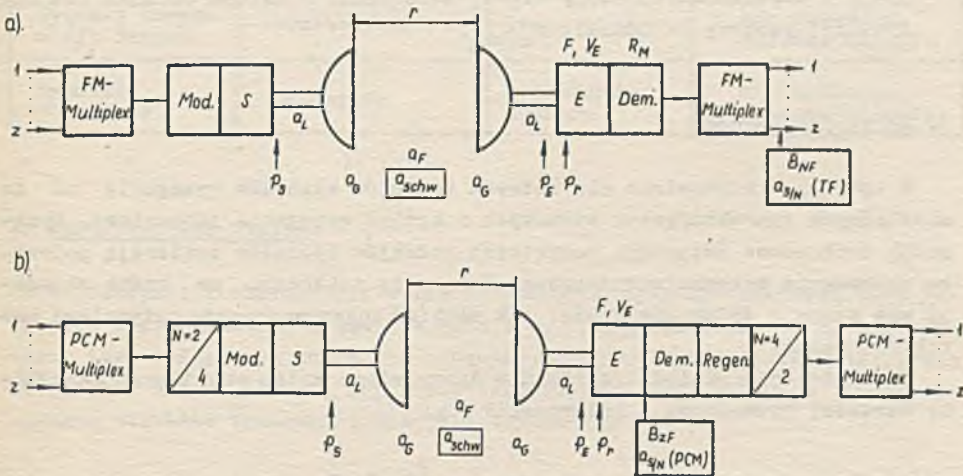
Rys. 1. Porównanie kosztów łączy do transmisji z modulacją PCM
 1 - tor kablony z kosztami położenia kabla, 2 - tor kablony bez kosztów położenia kabla, 3 - radiowy tor mikrofalowy bez kosztów budowlanych

kacyjnych. Z drugiej strony udział kosztów robót ziemnych w ogólnych kosztach budowy sieci kablowych, w gęsto zabudowanych rejonach przemysłowych, jest bardzo wysoki.

Na rys. 1 przedstawiono względne koszty inwestycyjne, dla różnych rodzajów torów transmisyjnych, w zależności od odległości. Krzywa 1 i 2 przedstawiają względne koszty dla kabli niskich częstotliwości $3 \times 4 \times 1,3$ TF 552 z (1) oraz bez (2) udziału kosztów położenia kabla. Krzywa 3 wyznacza koszt odcinka toru radiowego o długości 35 km. Z rys. wynika, że tor radiowy jest bardziej ekonomiczny od nowo kładzionego kabla, dla odległości większej niż 6 km, a pod względem eksploatacyjnych kosztów stanowi ekonomicznie lepsze rozwiązanie dla długości kabla 25 do 35 km. Jak wspomniano powyżej, nie uwzględnia się przy tym kosztów budowy masztów antenowych.

2. Analogowe i cyfrowe systemy transmisji radiowej

Na rys. 2 pokazano schematy blokowe analogowego i cyfrowego kierunkowego łącza radiowego. Dla transmisji sygnałów analogowych stosuje się wielokrotne kierunkowe telefoniczne łącza radiowe z rozdziałem częstotliwościowym kanałów, opartym na lokalnej modulacji częstotliwości i modulacji częstotliwości nośnika UKW sygnałem zespolonym (FM-FM). Dla transmisji sygnałów cyfrowych stosuje się wielokrotne kierunkowe łącza radiowe z czasowym rozdziałem kanałów, opartym na szeregowej transmisji sygnałów PCM za pośrednictwem czterowartościowej manipulacji fazy nośnika UKW (PCM-4PM).



Rys. 2. Schematy blokowe mikrofalowego łącza radiowego
 a) łącze analogowe FM-FM, b) łącze cyfrowe PCM-4PM

Do przesyłu sygnałów cyfrowych można bądź to wykorzystywać analogowe kierunkowe łącza radiowe z modemem, bądź też zastosować łącze cyfrowe. Przy takiej samej szerokości widma sygnału transmitowanego, łącze cyfrowe wykazuje większe szybkości transmisji. W przypadku potrzeby stosowania bezpośredniej transmisji sygnałów analogowych, stoją do dyspozycji kanały telefoniczne analogowego kierunkowego łącza radiowego.

Do obliczenia parametrów obu systemów potrzebne są dane: poziomy mocy emitowanej p_s i mocy zakłóceń p_f , tłumienności składowych pola mikrofalowego (tłumienność feedera a_L , zysk energetyczny anteny a_G , tłumienność ośrodka a_P , rezerwa na zaniki a_{schw}), właściwości sposobu demodulacji (R_M, p_P) i jako wskaźnik jakości transmisji - stosunek poziomu użytecznego do poziomu zakłóceń a_s/N .

Zbadamy, jak powinny być zdimensionowane łącza transmisji radiowej analogowe i cyfrowe dla małej, średniej i dużej liczby kanałów, aby spełnione były obowiązujące wymagania co do jakości transmisji sygnałów. Zasadnicze różnice między parametrami obu systemów są następujące:

1. W łączu analogowym wymagana jest określona wartość przewyższenia poziomu zakłóceń a_s/N (TF) w poszczególnych kanałach na wyjściach demodulatorów lokalnych, wyposażonych w filtry dolnoprzepustowe (przypadek zawężania pasma). W przeciwieństwie do tego, w łączu cyfrowym wymagana jest określona wartość przewyższenia poziomu zakłóceń a_s/N (PCM) przed demodulatorem częstotliwości pośredniej (przypadek szerokiego pasma).
2. W łańcuchowym układzie wielu odcinków toru radiowego stosuje się dla łącza analogowego średnią rezerwę na zaniki a_{schw} dla każdego odcinka. Łącze cyfrowe wymaga natomiast, dla zachowania niezawodności transmisji i dopuszczalnej stopy błędów, stosowania w każdym odcinku toru maksymalnej rezerwy na zaniki a_{schw_0} .

3. Wskaźniki jakości

W tabelicy 1 zestawiono dla różnych rodzajów sygnałów wymagania co do niezbędnych charakterystyk widmowych i ogólne wymagania jakościowe. Wymagania techniczne dotyczące wszystkich rodzajów sygnałów zawierają potrzebę zachowania maksymalnie dopuszczalnej mocy zakłóceń, na którą składają się szumy i zniekształcenia, jak również zagwarantowania optymalnej szerokości pasma.

Przewyższenie poziomu zakłóceń w łączu winno zatem przyjmować określone wartości wyznaczone z zależności:

$$a_s/N = 10 \log \frac{P}{P_s/N} \quad [\text{dB}], \quad (1)$$

gdzie:

P_S - moc sygnału,

P_N - moc zakłóceń,

a szerokość widma przenieszonego przez kanał winna spełniać warunek:

$$B_{kan} = B_{opt}.$$

Szerokość pasma wielkiej częstotliwości B_{HF} jest zależna od liczby kanałów Z , sposobu modulacji i wymaganego przewyższenia poziomu zakłóceń a_B/N .

Tablica 1

Szerokość pasma i wymagania jakościowe sygnałów różnego rodzaju

Informacja	Szerokość pasma kanału	Wymagania jakościowe	Wymagania techniczne
Teleksowa	80 Hz	rozpoznanie znaków	moc zakłóceń, zniekształcenia
Telefoniczna	3,1 kHz	zrozumiałość mowy	moc zakłóceń, zniekształcenia
Radiofoniczna	15 kHz	wierność fonii	moc zakłóceń, zniekształcenia
Sygnały telewizyjne	5 MHz	rozłożenie punktów obrazu	moc zakłóceń, stromość impulsów
Sygnały transmisji danych	50bit÷50kbit/s	stopa błędów	moc zakłóceń, zniekształcenia
Sygnały pomiarowe	<1Hz÷MHz	dokładność pomiaru	moc zakłóceń, zniekształcenia

4. Współczynniki systemu

Współczynniki charakterystyczne konwencjonalnych kierunkowych łącz radiowych zostały ustalone dla transmisji sygnałów telefonicznych, gdyż systemy tego rodzaju są normalnie stosowane w pocztowych sieciach teletransmisyjnych. Należy zbadać, czy łącza tego rodzaju mogą spełniać także wymagania stawiane transmisji danych i teledystrybucji.

4.1. Przewyższenie poziomu w łączach analogowych

W kanale telefonicznym dopuszczalna jest, wg CCIR (Comite Consultatif International de Radiocommunication), całkowita moc zakłóceń 3 pW/km, odnoszona do mocy sygnału użytecznego 1 mW. W przypadku odcinka toru radiowego o długości 35-50 km odpowiada to wypadkowej mocy zakłóceń rzędu 100-150 pW na jeden odcinek. Dzielać zakłócenia na równe części obejmujące szумы i zniekształcenia, otrzymuje się dla każdego z obu rodzajów zakłóceń moc rzędu 50-75 pW. Odpowiada to poziomowi zakłóceń rzędu 73-71 dB w zakresie pasma częstotliwości przenoszonych przez kanał: $B_K = 3,1$ kHz.

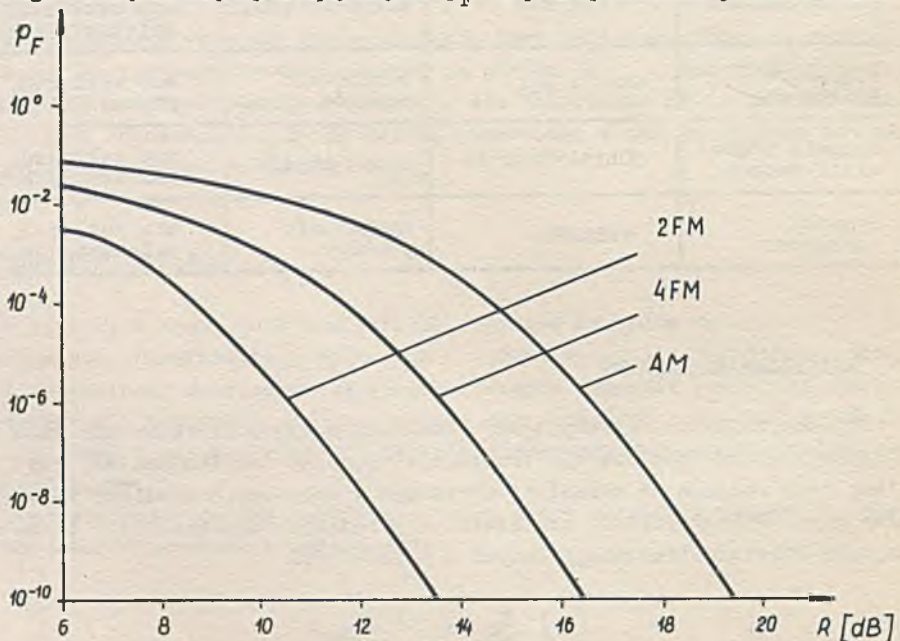
Jeżeli kanałem telefonicznym mają być przesyłane sygnały telemetryczne z dokładnością $F \leq 0,1\%$, to wymagane przewyższenie poziomu zakłóceń wynosi

$$a_{S/N} \approx 20 \log \frac{100}{F} + 10 \geq 70 \text{ [dB]} \quad (2)$$

Oznacza to, że łącza telefoniczne i telemetryczne mogą być uważane za równoważne dla czasów ustalania się przebiegów rzędu: $t_{\text{ein}} \approx 160 \mu\text{s}$.

4.2. Przewyższenie poziomu zakłóceń w łączach cyfrowych

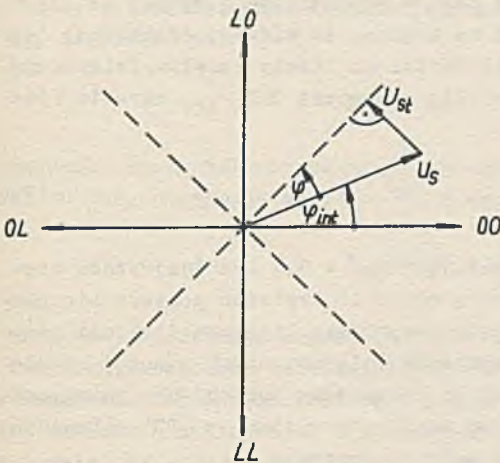
Technicznym wskaźnikiem jakości transmisji w systemach cyfrowych jest stopa błędu p_F . Zwykle żąda się wartości $p_F = 10^{-3}$ na 1 odcinek toru radiowego. Związek między stopą błędu p_F a przewyższeniem poziomu szumów R



Rys. 3. Stopa błędu bitowego przy różnych sposobach manipulacji w łączach cyfrowych z modulacją PCM

zależy od sposobu manipulacji i może być wyrażony za pomocą gaussowskiej całki błędu ϕ , pod warunkiem przyjęcia normalnego rozkładu amplitudy szumu. Na rys. 3 przedstawiono zależność stopy błędu p_F od poziomu szumów R dla manipulacji: amplitudy (AM), 2-fazowej (2 PM) i 4-fazowej (4 PM). Przypadek manipulacji 4-fazowej (4 PM) stanowi korzystny kompromis między szerokością pasma i przewyższeniem poziomu zakłóceń. Dla tego przypadku stopę błędu określa wyrażenie:

$$p_F = 1 - \phi \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{R} \right). \quad (3)$$



W wyniku obcięcia widma impulsów nastąpi, na końcu toru radiowego, zniekształcenie impulsów. W rezultacie takich zniekształceń pojawia się interferencja symboli między sąsiednimi bitami. Na rys. 4 wpływ interferencji symboli uwzględniono poprzez kąt interferencji φ_{int} . Otrzymuje się więc dla stopy błędu zamiast (3):

$$p_F = 1 - \phi(\sin \varphi \sqrt{R}). \quad (4)$$

Rys. 4. Wykres fazowy systemu PCM-4PM

Dla przedstawionej na rys. 4 zależności, przy 4-fazowej manipulacji, słuszna jest relacja:

$$\varphi + \varphi_{int} = 45^\circ.$$

Przy założonym $\varphi_{int} = 22,5^\circ$ i rezerwie tolerancji 4 dB, otrzymuje się niezbędne przewyższenie poziomu szumów:

$$a_{S/N} = 10 \log R + 4 \geq 24,4 \quad [\text{dB}] \quad (5)$$

Takie przewyższenie poziomu szumów winno występować na wejściu demodulatora, przy szerokości pasma kanału B_k , która winna być równa szerokości pasma "ZF" - częstotliwości pośredniej. Ta szerokość pasma (ZF) jest w zależności od liczby kanałów 500-30 000 razy większa od szerokości pasma kanału telefonicznego.

4.3. Szerokości pasma w wielokrotnych łączach analogowych FM-FM

Analogowe, wielokrotne kierunkowe łącza radiowe z rozdziałem częstotliwości pracują w oparciu o modulację częstotliwości. Wymagane skuteczne pasmo częstotliwości W.Cz. zależy od najwyższej częstotliwości sygnału f_{\max} i od maksymalnej dewiacji ΔF_{sp} i może być oszacowane następująco:

$$B_{\text{HF}} \approx 2 \left[\Delta F_{\text{sp}} + (1 \dots 2) f_{\max} \right]. \quad (6)$$

Uwzględniając statystyczne przeciążenie kanału i stopień jego wystero-
wania, szerokość pasma B_{HF} zależna jest w skomplikowany sposób od efek-
tywnej dewiacji ΔF_{eff} . Należy mieć na uwadze, że wartość efektywnej de-
wiacji jest zalecona przez CCIR w zależności od liczby kanałów. Związek mię-
dzy dewiacją szczytową ΔF_{sp} a dewiacją skuteczną $\Delta F_{\text{k eff}}$ określa równ-
anie:

$$\Delta F_{\text{sp}} = \Delta F_{\text{k eff}} \cdot \sqrt{2} \cdot A_{\text{sp}}, \quad (7)$$

gdzie A_{sp} wynika z tablicy 2. Wstawiając $f_{\text{NF}} = 3,4$ kHz (najwyższa czę-
stotliwość w pojedynczym kanale), można określić krotność poszerzenia pas-
ma: $B_{\text{HF}}/Z \cdot f_{\text{NF}}$. W tablicy 2 zestawiono wartości liczbowe dewiacji czę-
stotliwości i szerokości pasma dla systemów telefonycznych o małej, śre-
dniej i dużej liczbie kanałów. Dysponując krotnością poszerzenia pasma, moż-
na odpowiedzieć na pytanie, czy system analogowy o liczbie "Z" kanałów
jest przydatny do transmisji "Z" kanałów cyfrowych.

Tablica 2

Dewiacja częstotliwości i szerokości pasma łącz analogowych FM-FM
o różnej liczbie kanałów

Z	$\Delta F_{\text{k eff}}$ [k Hz]	A_{sp}	ΔF_{sp} [k Hz]	f_{\max} [k Hz]	B_{HF} [M Hz]	$B_{\text{HF}}/Z \cdot f_{\text{NF}}$
24	35	9	445	108	1,1	13,5
120	200	11,5	3250	552	7,6	18,5
600	200	15,5	4350	2540	20	9,8
1920	140	25	5000	8600	34	5,2

4.4. Szerokości pasma systemów cyfrowych PCM z manipulacją 4-fazową

Szerokość pasma częstotliwości kierunkowych łączy radiowych, transmitujących sygnały cyfrowe, jest określona przez szybkość transmisji f_{bit} i sposób manipulacji. Gdy ze względu na oszczędność szerokości zajmowanego pasma stosuje się manipulację 4-fazową, to szerokość skutecznego pasma częstotliwości, przy dopuszczalnej interferencji symboli, wynosi:

$$B_{\text{HF}} \approx 1,5 \frac{f_{\text{bit}}}{2}. \quad (8)$$

Dla łączy telefonicznych transmitujących sygnały kodowe 8-bitowe, otrzymuje się szerokość pasma:

$$B_{\text{HF}} \approx 14,5 \cdot Z \cdot f_{\text{NF}} \quad (9)$$

w przypadku łączy telemetrycznych, transmitujących sygnały binarne o długości 10 bit, otrzymuje się:

$$B_{\text{HF}} \approx 18 \cdot Z \cdot f_{\text{NF}}. \quad (10)$$

Krotność poszerzenia pasma, zdefiniowana w poprzednim rozdziale, wynosi w cyfrowych łącach telefonicznych 14,5, a w cyfrowych łącach telemetrycznych 18. Porównując krotności poszerzenia pasma w kierunkowych łącach radiowych analogowych i cyfrowych, można stwierdzić, że dla systemów o małej ($Z = 24$) i średniej ($Z = 120$) liczbie kanałów potrzebna jest mniej więcej taka sama szerokość pasma częstotliwości nośnej w.cz. Tak więc selektywne własności urządzeń dla analogowych i cyfrowych łączy radiowych są porównywalne dla obu rodzajów transmisji. Przy transmisji większej liczby kanałów ($Z > 120$) wymagana jest w systemach cyfrowych większa szerokość pasma niż w systemach analogowych.

5. Obliczanie łączy

5.1. Moc szumów

Z rozważań w rozdziałach 4.1 i 4.2 wynika, że przewyższenie poziomu w systemach cyfrowych może być niższe o około

$$\Delta a_{\text{S/N}} = 73 - 25 \approx 48 \text{ [dB]}$$

niż w systemach analogowych. Moc samych szumów jest proporcjonalna do szerokości pasma B_k kanału. Ponieważ zaś odpowiednie szerokości pasma kanałów różnią się o czynnik B_{HF}/B_{NF} , to moc szumów w systemie cyfrowym może być wyższa o wartość

$$\Delta P_T = 10 \log \frac{B_{HF}}{B_{NF}} \quad [\text{dB}] \quad (11)$$

niż w systemie analogowym. Tak więc w łączach cyfrowych o małej liczbie kanałów ($B_{HF} = 1,5 \text{ MHz}$) występuje moc szumów o ok. 27 dB wyższa, niż w odpowiednim łączu analogowym. Przy założeniu w obu systemach identycznej mocy emitowanej, uzyskuje się zmniejszenie efektywnego przewyższenia poziomu szumów o tę wartość.

5.2. Rezerwy na zanik łączności radiowej

Nie tylko w analogowych, lecz także w cyfrowych łączach radiowych żąda się zwykle niezawodności rzędu 99,9% przy poprawnej jakościowo transmisji. Wartość ta jest także reprezentatywna dla telemechaniki. Systemy analogowe winny wykazywać na końcu odcinka toru określone przewyższenie poziomu szumów. W łańcuchowym połączeniu n odcinków toru radiowego, stopień zaniku fal rozkłada się statystycznie na pojedyncze odcinki. Ekstremalnie głęboki zanik (a_{schow}) występuje przy tym tylko w jednym odcinku toru. Ponieważ jednak całkowita moc szumów na końcu toru składa się z cząstkowych mocy szumów poszczególnych odcinków, wystarczy uwzględnić średnią rezerwę zaniku łączności dla 1 odcinka:

$$a_{\text{schw}} \approx a_{\text{schw}_0} - 10 \log n \quad [\text{dB}]. \quad (12)$$

W systemach cyfrowych sygnał jest regenerowany w każdej stacji przekaźnikowej. Ponieważ krzywa błędu przebiega bardzo stromo, należy dla zachowania wymaganej stopy błędu w każdym odcinku przewidywać maksymalną rezerwę na zaniki a_{schw_0} .

Porównując łącza analogowe i cyfrowe, pracujące na częstotliwości 11 GHz radiowego toru o długości 500 km, złożonego z odcinków 35 kilometrowych, można dojść do wniosku, że różnica w rezerwie na zanik łączności wynosi ok. 12 dB. Z pierwotnie obliczonej różnicy przewyższeń poziomu szumów $a_{S/N} = 48 \text{ dB}$ pozostaje - po uwzględnieniu różnych szerokości pasm kanałów i rezerwy na zaniki dla systemu o małej liczbie kanałów (PM 24 względnie PCM 30) - tylko 9 dB, które należy uwzględnić przy obliczaniu parametrów łącza.

5.3. Różnice przewyższeń poziomów szumów

W łączy cyfrowym wymagane jest przewyższenie poziomu szumów R dla pasma B_{HF} , które można obliczyć z zależności (4). W łączy analogowym natomiast wymagane jest przewyższenie poziomu zakłóceń w pasmie częstotliwości B_{NF} , którego wartość podana była w rozdziale 4.1. Przewyższenie poziomu zakłóceń w łączy analogowych różni się od przewyższenia poziomu szumów o zysk modulacji R_M i o spektralne własności odbiornika C_B . Wynikającą stąd różnicę poziomów szumów w systemach analogowych i cyfrowych można sformułować następująco:

$$\Delta a_{res} = \Delta a_{S/N} - \left[10 \log \frac{B_{HF}}{B_{NF}} + 10 \log n + 10 \log \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_k}{F_{max}} \right)^2 + 10 \log c_B \right] \quad [\text{dB}] \quad (13)$$

$$R_M = 10 \log \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_k}{F_{max}} \right)^2 \quad [\text{dB}].$$

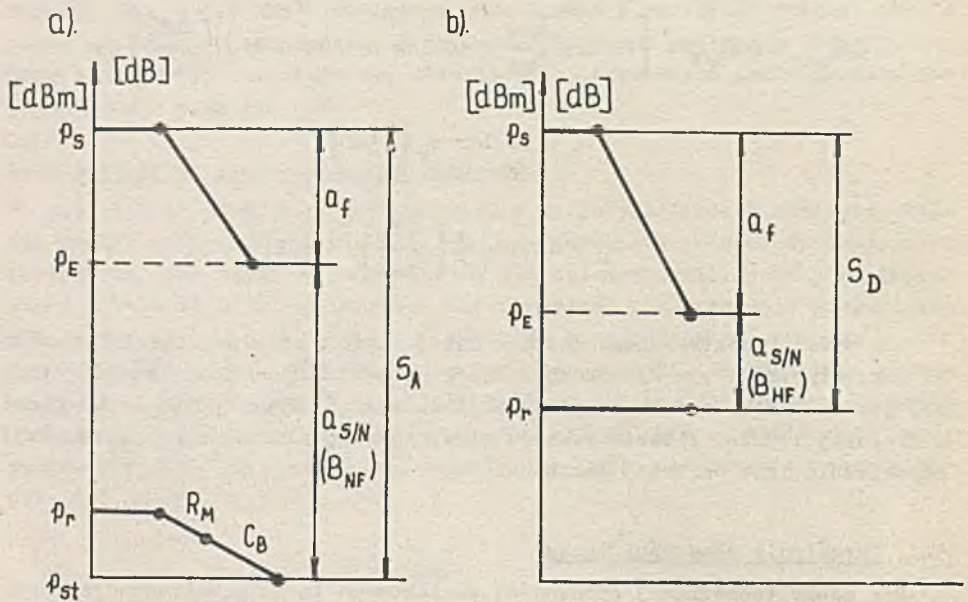
Dla wyżej rozpatrywanego łączy o małej liczbie kanałów i częstotliwości 11 GHz, otrzymuje się wypadkową różnicę przewyższeń poziomów szumów 12,2 dB, jak to wynika z wykresu propagacji na rys. 6. Przy porównaniu łączy o średniej i dużej liczbie kanałów otrzymuje się zgodnie z równaniem (13) odpowiednio inne wartości liczbowe.

5.4. Określenie własności łączy

Dla oceny technicznej sprawności analogowego łączy z kierunkowym torem radiowym stosuje się wskaźnik poprawności S . Przy uwzględnieniu podanych wcześniej wielkości charakterystycznych, można także zdefiniować wskaźnik poprawności łączy cyfrowego. Z wykresów propagacji przedstawionych na rysunku 5 można odczytać charakterystyczne parametry łączy. Dla łączy analogowego wskaźnik poprawności S zdefiniowano jako sumę tłumienności pola elektromagnetycznego a_f i przewyższenia poziomu szumów $a_{S/N}$. Poziomą moc zakłóceń p_{st} w kanale telefonicznym różni się przy tym od poziomu mocy szumów p_r o cechy demodulacji (zysk modulacji R_M) oraz o widmowe własności odbiornika (C_B). Z wykresu propagacji wynika dalej, że parametr systemu S_A jest równy różnicy poziomów mocy nadajnika i mocy zakłóceń. Z obu związków dla wskaźnika poprawności łączy można wyprowadzić wzór na niezbędną moc nadajnika w kierunkowym analogowym łączy radiowym:

$$P_S = \frac{10^{0,1(a_f + a_{S/N})} \cdot F_k \cdot T_o \cdot B_{NF}}{\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta F_k}{f_{max}} \right)^2 \cdot C_B} \quad [W] \quad (14)$$

Potrzebna moc nadajnika P_S jest więc zależna od tłumienności pola elektromagnetycznego a_f , przewyższenia poziomu zakłóceń $a_{S/N}$, liczby szumowej odbiornika F , szerokości pasma kanału B_{NF} i wskaźników poprawności.



Rys. 5. Parametry łączy analogowego i cyfrowego
a) łącze analogowe, b) łącze cyfrowe

Wykres propagacji łączy cyfrowego wykazuje, że względu na większą rezerwę na zaniki, większą tłumienność pola a_f , a ze względu na większą szerokość pasma kanału B_{HF} większy poziom mocy szumów p_r . Za to przewyższenie poziomu $a_{S/N}$ szumów jest mniejsze. Wskaźnik poprawności S_D łączy cyfrowego można zdefiniować jako sumę a_f i $a_{S/N}$ oraz także jako różnicę p_s i p_r . Stąd otrzymuje się także dla łączy cyfrowego wzór na niezbędną moc nadajnika:

$$P_S = 10^{0,1(a_f + a_{S/N})} \cdot F_k \cdot T_o \cdot B_{HF} \quad [W] \quad (15)$$

5.5. Wykresy propagacji różnych systemów

5.5.1. Systemy o małej liczbie kanałów

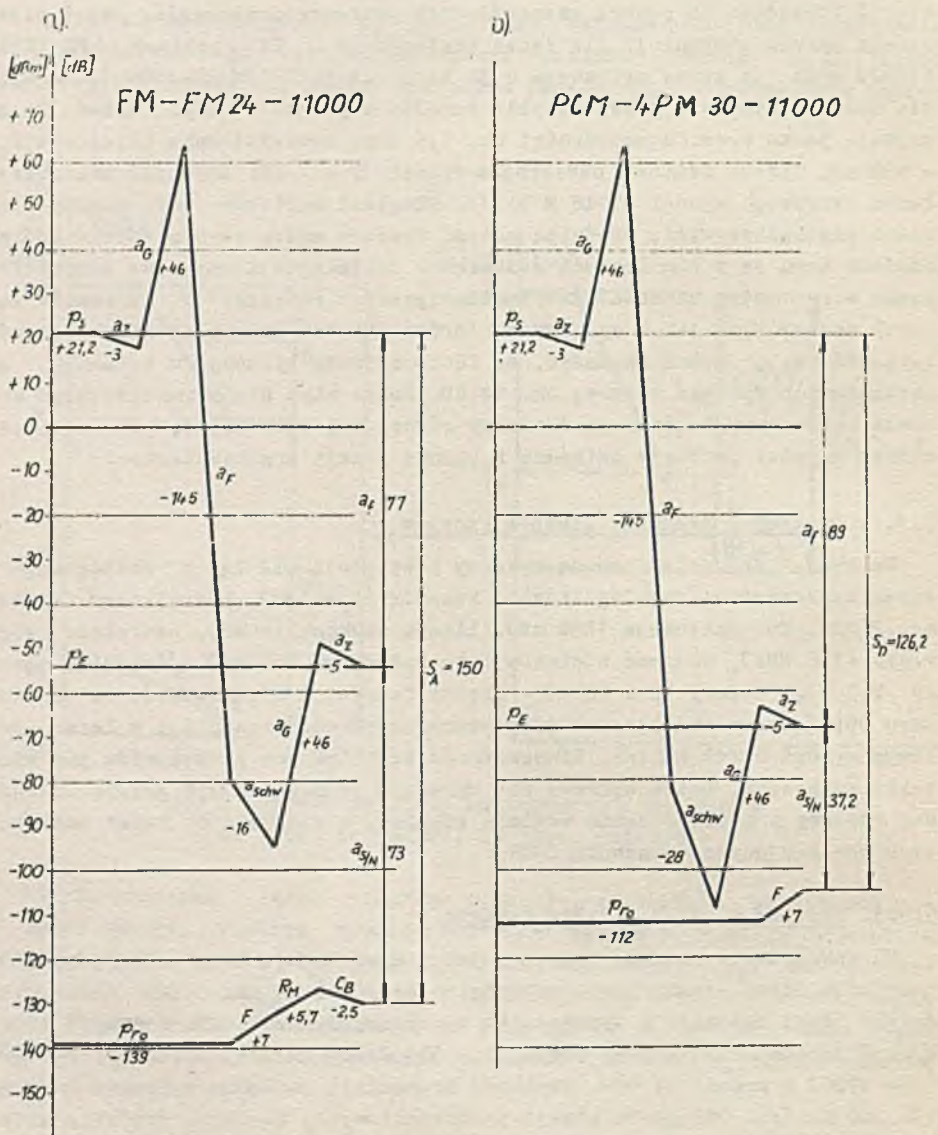
Ilościowe związki między poszczególnymi parametrami łączy można przedstawić poglądowo za pomocą szczegółowych wykresów propagacji. Rys.6 przedstawia wykres propagacji dla łącza analogowego o 24 kanałach (FM-FM24-11000) oraz dla łącza cyfrowego o 30 kanałach (PCM-4PM 30-11000), a więc dla dwóch systemów o małej liczbie kanałów w pasmie 11 GHz. Obydwa łącza zajmują pasmo w.cz. o szerokości ok. 1,5 MHz, moc emitowaną określono $P_S = 130$ mW, liczba szumowa odbiornika wynosi $F = 7$ dB. Szybkość transmisji łącza cyfrowego wynosi 2,048 M bit/s. Długości odcinków toru między stacjami przekaźnikowymi, średnice anten, feedery antenowe i niezawodność na odcinek toru są w obu łączach jednakowe. Zakładając identyczne szerokości pasma w.cz. można stosować szereg identycznych podzespołów zarówno w łączach analogowych jak i cyfrowych. Porównując zaś przewyższenia poziomów zakłóceń $a_{S/N}$ można zauważyć, że łącze cyfrowe wykazuje w stosunku do postawionych wymagań rezerwę ok. 12 dB. Można więc dla łącza cyfrowego stosować anteny paraboliczne o średnicy równej zaledwie 1,5 m, co w znacznej mierze łagodzi problemy związane z budową stacji przekaźnikowych.

5.5.2. Systemy o średniej liczbie kanałów

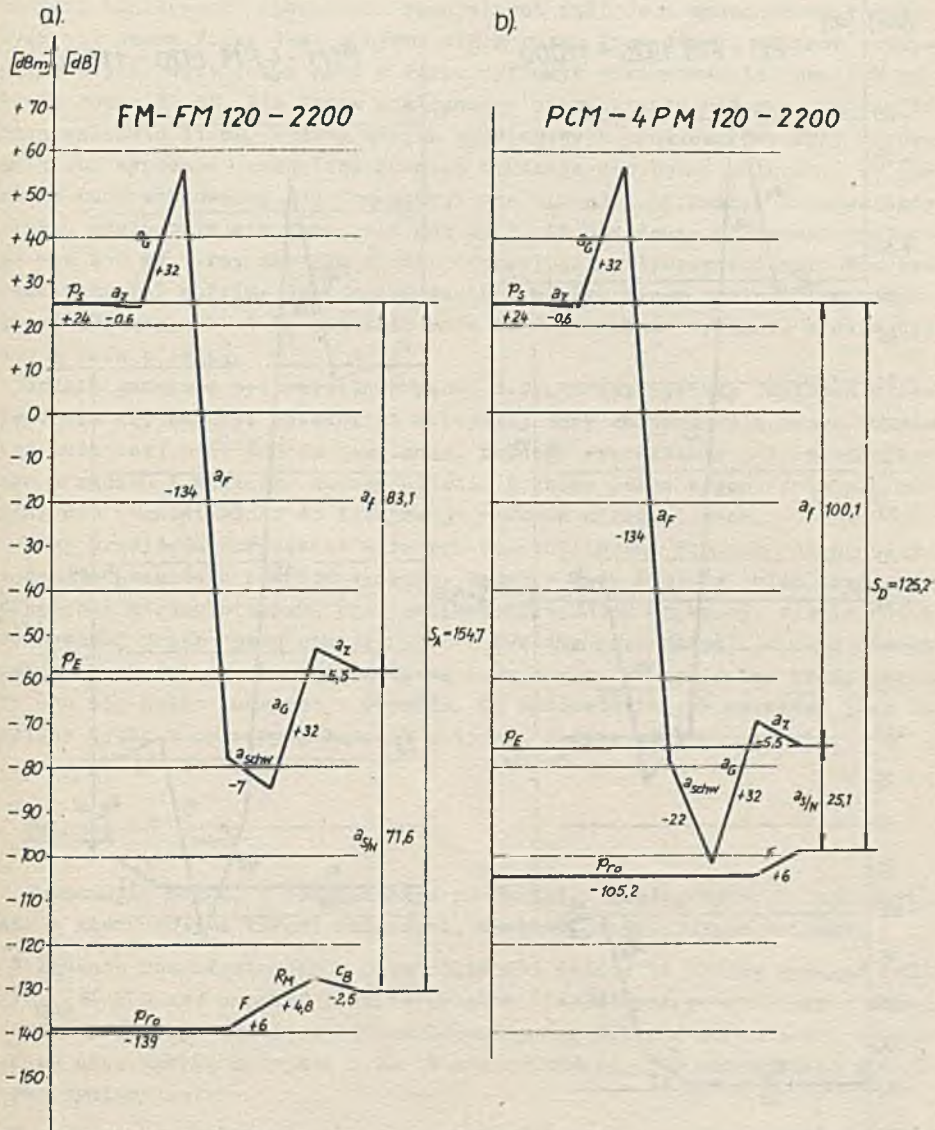
Na rys. 7 przedstawione są wykresy propagacji dla łącza analogowego i łącza cyfrowego o średniej liczbie kanałów ($Z = 120$), pracującego w pasmie 2 GHz. Moc emitowana (250 mW), liczba szumowa (6 dB), szerokość pasma w.cz. (7,6 MHz), długość odcinków toru radiowego (50 km), średnica anteny (2,5 m), feedery (2 x 60 m) - giętki falowód i niezawodność na odcinek toru 99,9%, są w obu łączach identyczne. Szybkość transmisji w łączu cyfrowym wynosi 8,448 Mbit/s. Równoważność selektywnych podzespołów jest więc także zachowana. Łącze cyfrowe nie wykazuje jednakże w tym przypadku żadnej rezerwy w przewyższeniu poziomu zakłóceń w stosunku do łączy analogowych spełniających wymagania CCIR.

5.5.3. Systemy o dużej liczbie kanałów

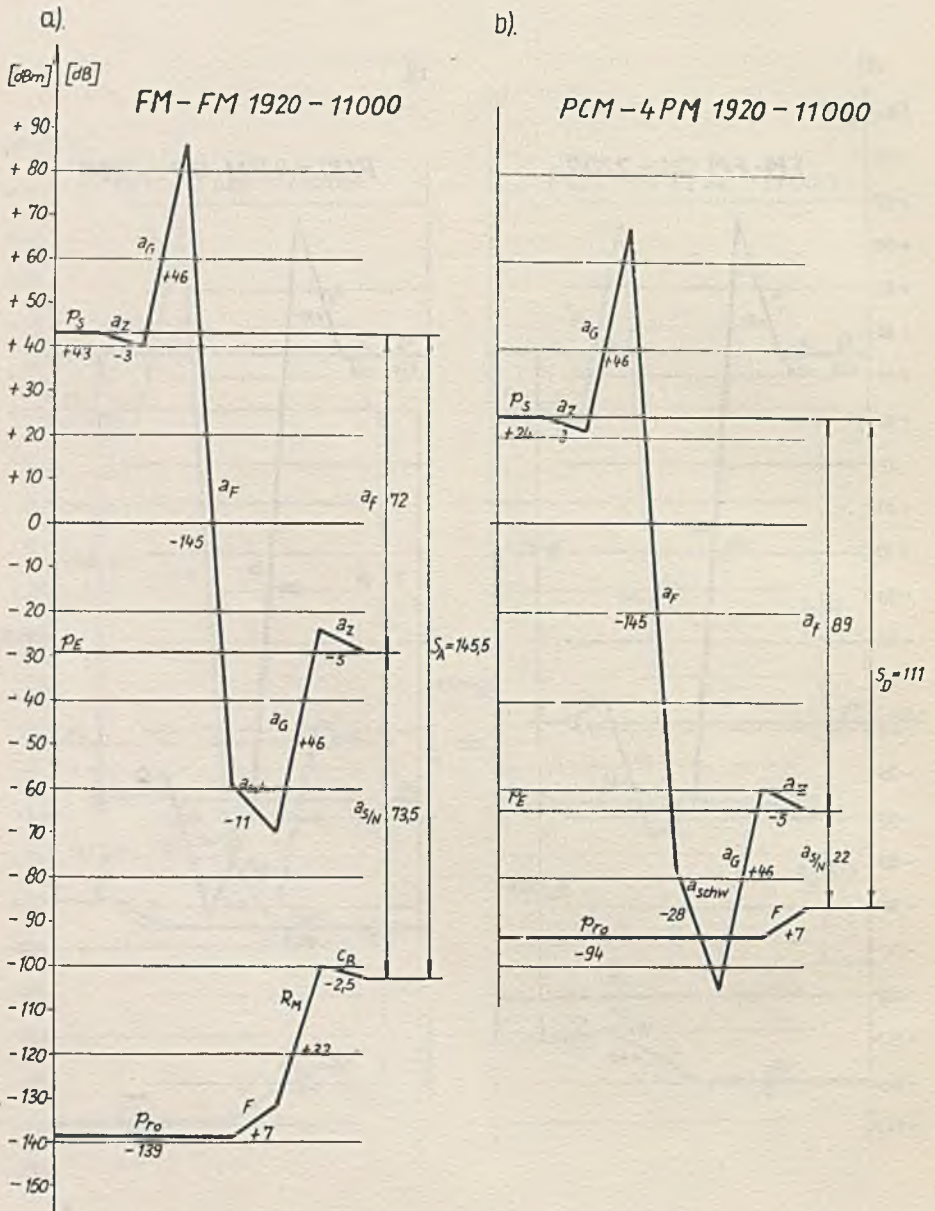
Na zakończenie zbadamy jeszcze, jak się zachowują oba rodzaje łączy w przypadku dużej liczby kanałów. Dotychczas omówione przypadki wykazywały daleko idącą zgodność w wyposażeniu w podzespoły w.cz. obu rodzajów łączy. Rys. 8 przedstawia wykresy propagacji dla łączy o dużej liczbie kanałów ($Z = 1920$) w pasmie 11 GHz. Szybkość transmisji w łączu cyfrowym wynosi 138,240 Mbit/s. Odległość stacji przekaźnikowych, feedery, średnice anten i niezawodność na odcinek toru są znowu takie same dla obu rodzajów łączy. Aparaturowa realizacja jest jednakże w tym przypadku bardzo różna.



Rys. 6. wykres propagacji systemu o małej liczbie kanałów
 $r = 35$ km, $l = 2 \times 20$ a, $f_B = 10,7 \dots 11,7$ GHz, $D = 2,5$ a, $\epsilon = 99,9\%$



Rys. 7. Wykres propagacji systemu o średniej liczbie kanałów $r = 50$ km, $l = 2 \times 60$ m, $f_s = 2,1...2,3$ GHz, $D = 2,5$ km $s = 99,9\%$



Rys. 8. Wykres propagacji systemu o dużej liczbie kanałów
 $r = 35$ km, $l = 2 \times 20$ m, $f_g = 10,7...11,7$ GHz, $D = 2,5$ m, $s = 99,9\%$

Podczas, gdy w analogowych kierunkowych łączach radiowych o 1920 kanałach i szerokości pasma W.Cz. 35 MHz wystarcza częstotliwość pośrodkowa 70 MHz, to łącze cyfrowe o 1920 kanałach wymaga stosowania szerokości pasma skutecznego 100 MHz i częstotliwości pośrodkowej 200 MHz. W związku z tym zachodzi konieczność stosowania specjalnych filtrów i wzmacniaczy, a wykorzystanie pasma W.Cz. jest trzykrotnie gorsze. Przy użyciu filtrów optymalizowanych, wystarczyć może w łączu cyfrowym przewyższenie poziomu zakłóceń równe 22 dB. Dla łącza analogowego przewidziano rezerwę na zaniki równą zaledwie 11 dB, według danych katalogowych producentów. Przy porównaniu obu systemów zasadniczą różnicę wykazują niezbędne potrzeby w zakresie mocy emitowanej dla transmisji analogowej i cyfrowej. Podczas, gdy w łączu analogowym wymagana jest moc 20 W, to dla łącza cyfrowego wystarcza moc 250 mW. Przy obecnym stanie technologii półprzewodnikowej dla zakresu mikrofal możliwe jest generowanie z wielokrotnym powieleniem w pasmie 11 GHz mocy ok. 1 W, jednakże moce 10 W i większe wymagają stosowania lamp z falą bieżącą.

Wadzie gorszego wykorzystania pasma W.Cz. przez systemy cyfrowe przeciwstawia się zalety: zasadniczo mniejszej mocy emitowanej, a przez to również mniejszej mocy źródła zasilania, pełnego wyposażenia półprzewodnikowego urządzeń i większej niezawodności. W końcu pełne wyposażenie półprzewodnikowe stanowi klucz do integracji obwodów mikrofalowych.

Przy przejściu do jeszcze wyższych częstotliwości nośnych opisane tu tendencje pozostają również słuszne. Zapewne będą musiały ulec skróceniu odległości między stacjami przekaźnikowymi wskutek większej tłumienności powodowanej przez opady atmosferyczne. Systemy tego rodzaju z dużą liczbą stacji przekaźnikowych tylko wówczas będą mogły być opłacalnie produkowane, gdy uda się pełna integracja obwodów. Wg przedstawionych rozważań jest to możliwe tylko w cyfrowych łączach z torami radiowymi.

6. Wnioski

Reasumując można, z technicznego porównania analogowych i cyfrowych łącz z kierunkowymi torami radiowymi, wyciągnąć następujące wnioski:

- W łączach rozgałęzionych o częstotliwości nośnej 11 GHz wg wymagań CCIR ($L_{\max} \leq 500$ km) o małej liczbie kanałów (24/30) potrzebuje się w łączu cyfrowym, przy takiej samej szerokości pasma W.Cz. w porównaniu z łączem analogowym, mniejszą o 12 dB moc emitowaną albo odpowiednio mniejsze wymiary anteny.
- W systemach magistralnych o częstotliwości nośnej 2 GHz wg wymagań CCIR ($L_{\max} = 2500$ km) o średniej liczbie kanałów (120) potrzebuje się w łączach cyfrowych przy takiej samej szerokości pasma W.Cz. taką samą moc emitowaną, identyczną liczbę szumową oraz identyczne wymiary anteny jak w łączach analogowych.

- Analogowe łącza FM-FM i cyfrowe PCM-4PC wymagają przy liczbie kanałów telefonicznych rzędu 120 takiej samej szerokości pasma W.Cz. Oznacza to, że podzespoły pracujące na częstotliwości nośnej W.Cz. i pośredniej ZF mogą być do szerokości pasma 8 MHz identyczne w łączach analogowych i cyfrowych. Jedynie modulatory i demodulatory będą różne.
- W systemach rozgałęzionych, pracujących na częstotliwości 11 GHz wg wymagań CCIR, o dużej liczbie kanałów (1920) wymagana jest w łączu cyfrowym ok. 3-krotnie większa szerokość pasma W.Cz. moc emitowana może być jednakże mniejsza o 19 dB. Przyczyna tkwi w ograniczeniu szerokości pasma W.Cz. w łączach analogowych do ok. 35 MHz (selektywny zanik!), przez co zysk modulacji maleje z kwadratem szerokości pasma na wyjściu modulatorów lokalnych. W przeciwieństwie do tego w łączach cyfrowych moc szumów rośnie zaledwie liniowo ze wzrostem szybkości transmisji.
- Szerokopasmowe łącza pracujące na wysokich częstotliwościach nośnych można zrealizować w oparciu o elementy półprzewodnikowe wyłącznie jako łącza cyfrowe.

LITERATURA

- [1] Poschenrieder W.: Digitale Nachrichtensysteme; Technischer Stand und Entwicklungsmöglichkeiten. NTZ 21 (1968) 11, s. 665.
- [2] Arens W., Kersten R., Poschenrieder W.: Die PCM und ihre Anwendung im Fernmeldewesen. Jahrbuch des elektr. Fernmeldewesens 19 (1968), s.184.
- [3] Ninomiya Y.: Data to speed over 20 GHz radio relay. Electronics, March 27, 1972, s. 81.
- [4] Güttler F.: PCM-Übertragung im Schmalband-Einheitssystem. Nachrichtentechnik 21 (1971) 11, s. 382.

СРАВНЕНИЕ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ОПИРАЯСЬ НА КРИТЕРИЙ СТОИМОСТИ СИСТЕМЫ

Р е з ю м е

Представлено единый способ расчёта аналоговых и цифровых систем передачи использующих типовые направленные радиоканалы. Расчёты ведутся с учётом разнообразных требований по отношению к ширине полосы передаваемых частот а также отношении уровня полезного сигнала к уровню помех. С целью получить возможность качественного сравнения параметров отдельных систем, разработано эпюры пропагации для многоканальных систем с небольшим, средним и большим количеством каналов.

COMPARISON OF ANALOG AND DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS USING
PERFORMANCE OF VALUE OF THE SYSTEM

S u m m a r y

In the paper a method of computation of analog and digital transmission systems has been given. In these systems directional radio links are used. In the computation various demands connected with bandwidths and with proportion of a useful signal level to a noise level are considered. The propagation diagrams are worked out to compare parameters of many multichannel systems, which have small, average and big number of channels.