

1 9 6 4  
Nr 6 (33)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD  
ZAGADNIENI  
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# PRZEGLĄD ZAGADNIENI ŁĄCZNOŚCI

ROK 4

WARSZAWA 1964

NR 6(33)

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

## Kolegium Redakcyjne

---

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

### Członkowie:

inż. Edmund Janowski, prof. Stefan Jasiński,  
mgr Kazimierz Kotowski, mgr inż. Adam Moniuszko,  
mgr inż. Józef Możejko

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

### Adres Redakcji:

Instytut Łączności  
Ośrodek  
Informacji Techniczno-Ekonomicznej  
Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Dział Wydawniczy OKW Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 570. Druk ukończono  
w listopadzie 1964 r.

PRZEGLĄD  
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI

Systemy nośne  
na kablach współosiowych 1,2/4,4 mm

SPIS TREŚCI

	Str.
1. J. Szczekowski - Bieżące prace CCITT w zakresie systemów nośnych na torach współosiowych	1
2. J. Dezoteux - Tranzystorowy 300-krotny system telefoniczny 1,3 MHz na torach współosiowych 1,2/4,4 mm - Opracował J. Babski	13



Mgr inż. J. Szczekowski

## BIEŻĄCE PRACE CCITT W ZAKRESIE SYSTEMÓW NOŚNYCH NA TORACH WSPÓŁOSIOWYCH

### 1. WSTĘP

Znormalizowane przez CCITT w ostatnich kilku latach systemy współosiowe: 2700-krotny na torach 2,6/9,5 mm i 300-krotny na torach 1,2/4,4 mm nie znalazły jeszcze powszechnego zastosowania w sieciach telekomunikacyjnych wielu technicznie przodujących krajów, a już na horyzoncie teletransmisji pojawiły się nowe systemy współosiowe. W czerwcu 1964 r. III Zebranie Plenarne CCITT zatwierdziło opracowane przez Komisję Studiów XV zalecenia na systemy na torach 1,2/4,4 mm o krotnościach 900 + 960 i 1200 + 1260.

Należy przy tym zaznaczyć, że nie ma żadnych wątpliwości co do możliwości dalszego zwiększania krotności zarówno w systemach na torach 2,6/9,5 mm, jak i na torach 1,2/4,4 mm.

W niniejszym artykule zostaną w skrócie omówione zalecenia na nowe systemy współosiowe i przewidywane dalsze prace w tym zakresie.

Należy dodać, że zalecenia CCITT na system współosiowy 12 MHz, jak w skrócie nazywa się system 2700-krotny na torach 2,6/9,5 mm zostały ostatnio uzupełnione; do-

puszczono mianowicie drugi wariant rozkładu grup kanałów w pasmie liniowym powyżej 4028 kHz: oprócz wariantu z sześcioma grupami trójnymi może być stosowany wariant z dwoma blokami po 15 grup wtórnych. Wariant ten umożliwia transfer wiązek 900 łączy między systemami 4 MHz i 12 MHz, jak bowiem wiadomo w szeroko stosowanym systemie 4 MHz na torach 2,6/9,5 mm był dotychczas realizowany tylko rozkład w pasmie liniowym o 15 (lub 16) grupach wtórnych. Tych 900-kanałowych grup celowo nie nazywano grupą czwórną (podstawowa grupa czwórną w systemie 12 MHz składa się z 3 grup trójnych w pasmie 8516 + + 12388 kHz), ale ustalono dla niej grupowy prąd pilotowy 1552 kHz. Biorąc pod uwagę, że w nowych systemach 4 MHz i 6 MHz na torach 1,2/4,4 mm przewidziano rozkłady grup w pasmie liniowym do współpracy z systemem 12 MHz, na rys. 1 pokazano wszystkie warianty w tym ostatnim systemie.

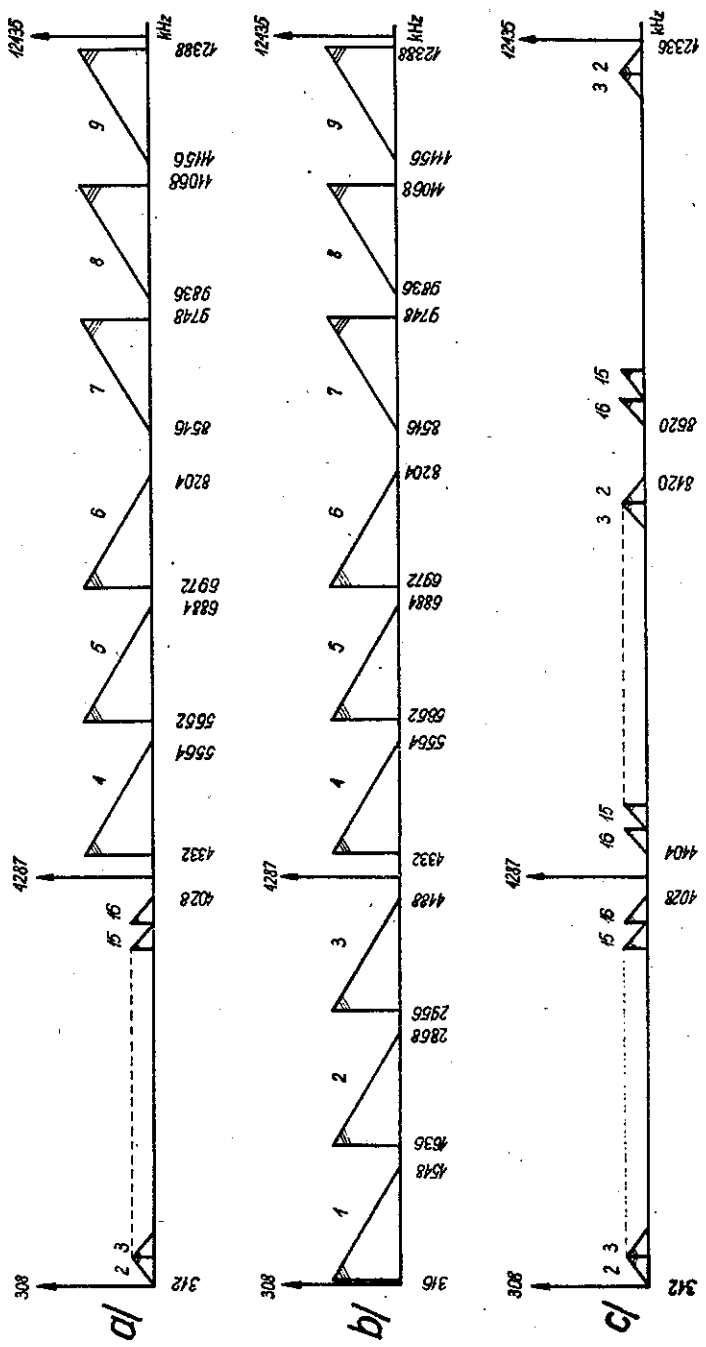
## 2. NOWE SYSTEMY WSPÓŁSIOWE NA TORACH 1,2/4,4 mm

### 2.1. System 4 MHz

W systemie 4 MHz na torach współsiowych 1,2/4,4 mm można zrealizować - w zależności od przyjętego wariantu rozkładu grup w pasmie liniowym - po 900 lub 960 łączy telefonicznych. Przewiduje się następujące trzy warianty:

Wariant 1. W wariacie tym stosuje się 16 grup wtórnych (a zatem osiąga się 960 łączy) w układzie identycz-





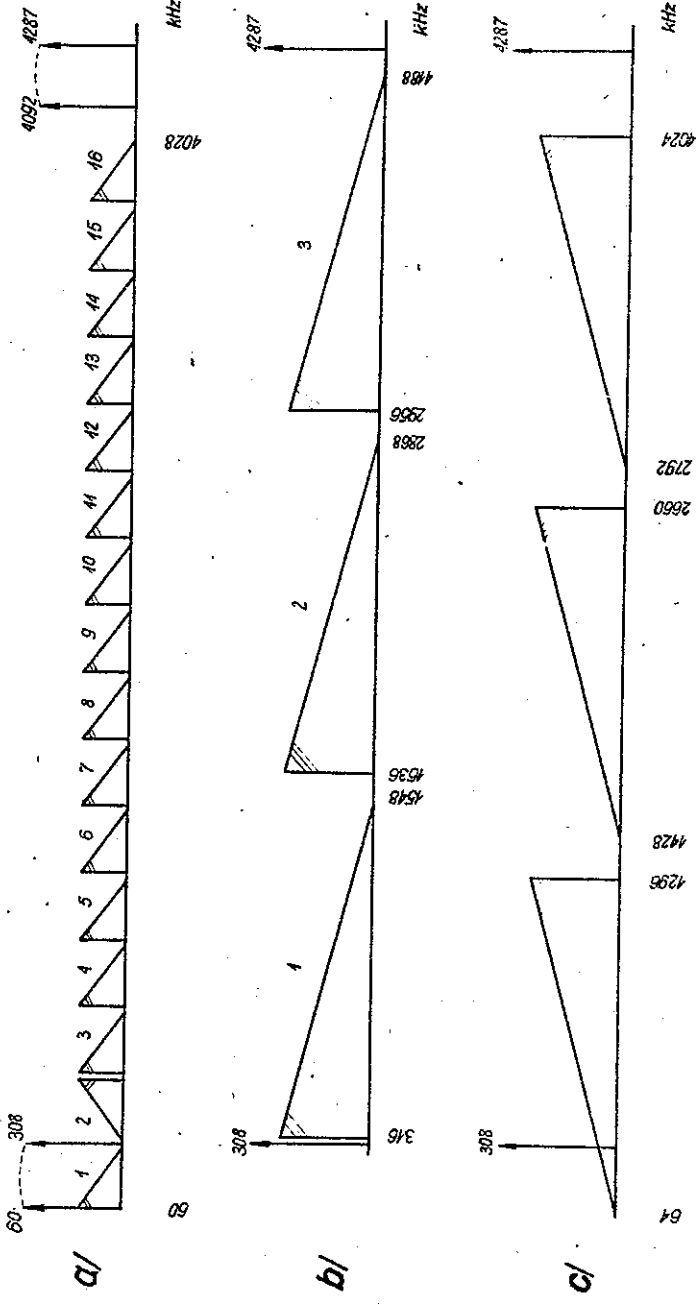
Rys. 1. System nośny 12 MHz na torach współosiowych 2,6/9,5 mm

nym jak w systemie 4 MHz na torach  $2,6/9,5$  mm. Rozkład ten, pokazany na rys. 2a, przeznaczony jest przede wszystkim do współpracy z wymienionym systemem 4 MHz oraz z systemem 300-krotnym na torach  $1,2/4,4$  mm o pięciu grupach wtórnych w pasmie liniowym  $60 - 1300$  kHz. Oczywiście i w szeregu innych przypadków, jakie można spotkać w sieci telekomunikacyjnej, wariant 1 może znaleźć zastosowanie. Częstotliwość górnego liniowego prądu pilotowego może wynosić 4092 kHz lub 4287 kHz.

Wariant 2. W wariancie tym przewiduje się rozkład 3 grup trójnych (tj.  $3 \times 300 = 900$  kanałów) w pasmach zgodnych z systemem 12 MHz, pracującym w układzie 9 grup trójnych (por. rys. 1), a zatem łączne pasmo wynosi  $316 \pm 4188$  kHz, a pasma poszczególnych grup trójnych wynoszą  $316 \pm 1548$  kHz,  $1636 \pm 2868$  kHz i  $2956 \pm 4188$  kHz. Częstotliwość górnego liniowego prądu pilotowego powinna wynosić 4287 kHz. Jest oczywiste, że wariant ten pokazany na rys. 2b przewidziano do współpracy z systemem 12 MHz.

Wariant 3. W wariancie tym przewiduje się również 3 grupy trójne, lecz w pasmie liniowym  $64 \pm 4024$  kHz. Poszczególne grupy trójne zajmują pasma:  $64 \pm 1296$  kHz,  $1428 \pm 2660$  kHz i  $2792 \pm 4024$  kHz. Wariant ten, pokazany na rys. 2c, przewidziany jest specjalnie do współpracy z systemem 300-krotnym o jednej grupie trójnej w pasmie liniowym  $64 \pm 1296$  kHz. Częstotliwość prądu pilotowego wynosi w tym wariancie również 4287 kHz.

Należy przypomnieć, że zgodność rozkładu grup kanałów w różnych systemach w całym pasmie liniowym lub w jego



Rys. 2. System nośny 4 MHz na torach współosiowych 1, 2/4, 4/4 MHz

części umożliwia transfer bezpośredni między współpracującymi systemami, a jak wiadomo jest to transfer zarówno najtańszy, jak i najlepszy technicznie.

W systemie 4 MHz, o którym mowa w niniejszym rozdziale, mogą być przyjęte odcinki wzmacniakowe bądź o długości 3 km, bądź też o długości 4 km. Ustalono również szereg dalszych parametrów tego systemu, jak charakterystykę preemfazy, poziomy na wyjściu wzmacniacza liniowego, prądy pilotowe itd. System 4 MHz na torach 1,2/4,4 mm jest przedmiotem nowego Zalecenia G.343, które zostanie opublikowane w tomie III Niebieskiej Księgi CCITT.

## 2.2. System 6 MHz

W systemie 6 MHz na torach współosiowych 1,2/4,4 mm można zrealizować 1200 lub 1260 łączy telefonicznych. Podobnie jak w systemie 4 MHz przewiduje się trzy warianty:

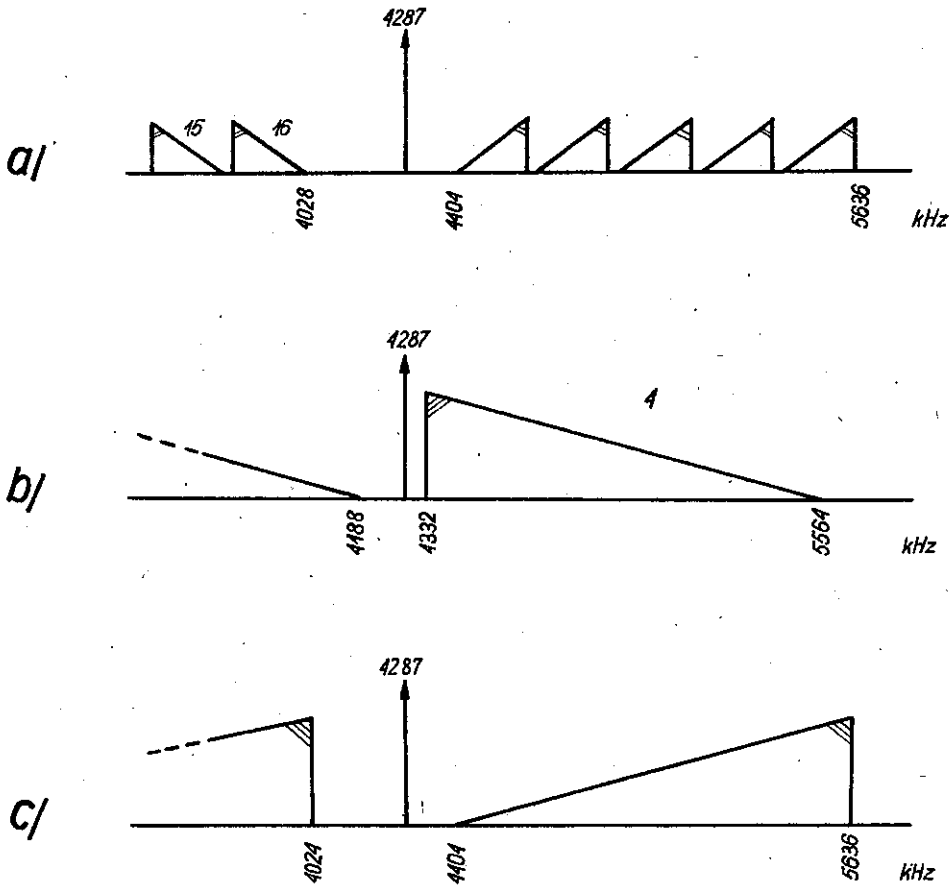
Wariant 1. W wariacie tym w dolnej części pasma liniowego, w zakresie częstotliwości  $60 \pm 4028$  kHz, rozmieszcza się 16 grup wtórnych w układzie identycznym, jak w systemach 4 MHz na torach 2,6/9,5 mm i 4 MHz (wariant 1, por. 2.1. i rys. 2a) na torach 1,2/4,4 mm. W górnej części pasma liniowego, w zakresie częstotliwości  $4404 \pm 5636$  kHz, rozmieszcza się 5 grup wtórnych, jak pokazano na rys. 3a. Rozkład ten umożliwiający utworzenie 1260 łączy jest oczywiście przeznaczony przede wszystkim do współpracy z systemami 4 MHz i z systemem 300-krotnym o pięciu grupach wtórnych w pasmie  $60 \pm$

+ 1300 kHz. Częstotliwość górnego liniowego prądu pilotowego powinna wynosić 4287 kHz.

Wariant 2. W wariancie tym w dolnej części pasma liniowego, w zakresie częstotliwości 316 + 4188 kHz, rozmieszcza się trzy grupy trójne w układzie identycznym, jak w systemie 12 MHz i w systemie 4 MHz (wariant 2, por. 2.1 i rys. b) na torach 1,2/4,4 mm. W górnej części pasma liniowego, w zakresie częstotliwości 4332 + 5564 kHz umieszcza się czwartą grupę trójną, jak pokazano na rys. 3b. Rozkład ten umożliwia zatem utworzenie 1200 łącz telefonicznych i przeznaczony jest do współpracy z jednym z wariantów rozkładu grup w systemie 12 MHz i z wariantem 2. systemu 4 MHz na torach 1,2/4,4 mm. Górny liniowy prąd pilotowy jak w wariancie 1.

Wariant 3. W wariancie tym w dolnej części pasma liniowego, w zakresie częstotliwości 64 + 4024, rozmieszcza się trzy grupy trójne w układzie identycznym, jak w systemie 4 MHz (wariant 3, por. 2.1. i rys. 2c) i w systemie 300-krotnym o jednej grupie trójnej w pasmie liniowym 64 + 1296 kHz. W górnej części pasma liniowego, w zakresie częstotliwości 4404 + 5636 kHz, umieszcza się czwartą grupę trójną, jak pokazano na rys. 3c. Rozkład wg wariantu 3. umożliwia jak widać współpracę z wariantem 3. systemu 4 MHz i z wariantem 2. systemu 300-krotnego na torach 1,2/4,4.

Trakt liniowy omawianego systemu 6 MHz może być wy-



Rys. 3. System nośny 6 MHz na torach współosiowych 1,2/4,4 mm

U w a g a . Rozkłady grup w pasmie liniowym poniżej 4 MHz są takie same, jak w systemie 4 MHz, pokazanym na rys. 2.

korzystany do transmisji sygnałów telewizyjnych o pasmie video ok. 5 MHz; w tym przypadku należy stosować górny liniowy prąd pilotowy 6200 kHz.

W systemie 6 MHz przewiduje się stosowanie jedynie odcinków wzmacniakowych o długości 3 km. W Zaleceniu G.344 na omawiany system 6 MHz ustalone zostały niektóre dalsze parametry, jak poziom na wyjściu wzmacniacza liniowego (tymczasowo), charakterystykę preemfalizacji, prądy pilotowe itd. Ostateczny tekst tego zalecenia zostanie opublikowany w tomie III Niebieskiej Księgi CCITT.

### 3. DALSZE PRACE CCITT W ZAKRESIE SYSTEMÓW WSPÓŁSIOWYCH

Prawie całkowite zakończenie prac w zakresie systemów 12 MHz na torach 2,6/9,5 mm oraz systemów 4 i 6 MHz na torach 1,2/4,4 mm stanowi bardzo ważny krok w międzynarodowej normalizacji systemów współsiowych. Jak jednak wspomniano we wstępie do niniejszego referatu, możliwość dalszego rozwoju tych systemów nie budzi już obecnie żadnych wątpliwości.

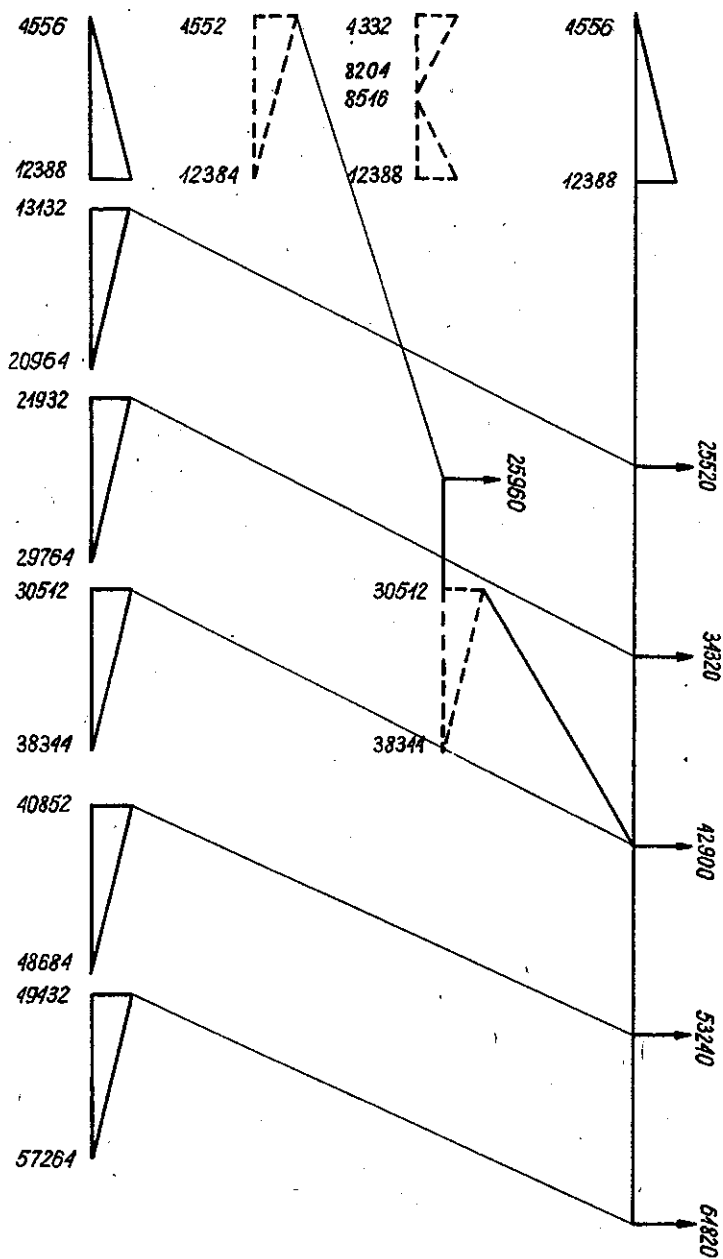
W zakresie systemów na torach 2,6/9,5 mm szczególnie interesująca jest inicjatywa szwedzkiej Administracji Łączności, która zostanie omówiona nieco szerzej. Administracja szwedzka zaproponowała mianowicie przeprowadzenie w okresie 1964 + 1968 studiów nad najlepszym sposobem zwiększenia ponad 2700-krotności systemu na torach współsiowych 2,6/9,5 mm. Zdaniem fachowców szwedzkich można już obecnie przewidzieć moment, w którym krotność

ta okaże się niewystarczająca i warto zastanowić się nad możliwością lepszego wykorzystania istniejących kabli przed układaniem nowych lub przed zastosowaniem zupełnie nowej techniki, np. falowodowej.

Proponuje się, aby odcinki wzmacniakowe w nowym systemie wynosiły ok. 1,6 km, tzn. 1/3 odcinka w systemie 12 MHz (4,5 km), co pozwoli na przesunięcie górnej granicy pasma liniowego do około 60 MHz. W pasmie tym Administracja szwedzka proponuje zastosować sześć grup 1800-kanalowych w rozkładzie pokazanym na rys. 4. Podstawową grupę 1800-kanalową stanowiłaby zasadniczo grupa w pasmie  $4556 + 12388$  kHz, złożona z sześciu grup trójnych o prostym układzie widm z odstępami po 88 kHz. Poza tym przewiduje się możliwość stosowania grupy 1800-kanalowej, złożonej z grup trójnych nr nr 4...9, systemu 12 MHz (por. rys. 1); umożliwiłoby to łatwy transfer dużych wiązek kanałów między systemami 12 i 60 MHz. Jak wynika z rys. 1, grupa trójna nr 4 systemu 12 MHz zajmuje pasmo  $4332 + 5564$  kHz, dlatego też trakt liniowy nowego systemu powinien przenosić pasmo od 4332 kHz. Przy jednoczesnym przesyłaniu sygnału telewizyjnego z sygnałami telefonicznymi może być korzystne odwrócenie pierwszej grupy 1800-kanalowej; można tego dokonać przez podwójną produkcję tej grupy przy użyciu kolejno częstotliwości nośnych 42900 kHz i 25960 kHz.

Powyższe konkretne propozycje szwedzkie będą stanowiły załącznik do treści nowego zagadnienia; należy przypuszczać, że w trakcie studiów będą również zgłoszone inne propozycje.





Rys. 4. Rozkład grup w proponowanym przez szwedzką administrację  
 łączności systemie nośnym 60 MHz na torach współosiowych  
 2,6/9,5 mm

W zakresie systemów na torach współosiowych o dużej średnicy będą prowadzone - poza wyżej omówionymi - studia uzupełniające nad systemem 2700-krotnym o trzech grupach po 15 grup wtórnych (por. rys. 1c) oraz studia nad innymi typami kabli i nad innymi systemami teletransmisyjnymi dla bardzo dużych krotności.

W zakresie systemów na torach 1,2/4,4 mm będą prowadzone studia nad możliwością wprowadzenia także zmian w zaleceniach G.343 i G.344 (por. pp. 2.1 i 2.2), które umożliwiłyby zmniejszenie liczby różnych rozwiązań systemów tego typu. Niektóre Administracje chcą bowiem w systemie 900-krotnym wprowadzić do Zaleceń CCITT trzecią odmianę tego systemu o odcinkach wzmacniakowych 4,5 km. Administracje te uważają, że istnieje już możliwość realizacji wzmacniaczy liniowych o potrzebnym w tym przypadku wzmocnieniu, a długość ta - równa długości odcinka w systemie 12 MHz - ułatwi budowę linii mieszanych, zawierających zestroje systemu 12 MHz i 4 MHz na różnych torach współosiowych.

Poza tym będą prowadzone studia nad transmisją sygnałów telewizyjnych w systemach na torach 1,2/4,4 mm i to zarówno telewizji monochromatycznej, jak i kolorowej.

Na zakończenie warto wspomnieć, że japoński przemysł teletransmisyjny, a mianowicie Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, ma już bardzo zaawansowane prace konstrukcyjne nad systemem 960-krotnym na torach 1,2/4,4 mm oraz prace laboratoryjne nad systemem 2700-krotnym na takich torach; wg wypowiedzi japońskiej nie ma wątpliwości, że odpowiednie modelowe tranzystory ja-

pońskie będą w niedalekiej przyszłości produkowane na skalę przemysłową.

TRANZYSTOROWY 300-KROTNY SYSTEM TELEFONICZNY 1,3 MHz  
NA TORACH WSPÓŁOSIOWYCH 1,2/4,4 mm<sup>1)</sup>

J. Dezoteux: Système transistorisé à 1,3 MHz fournissant 300 voies sur paires coaxiales de 1,2/4,4 mm. Cables et Transmission, nr 1/62 r.

Opisano tu system tranzystorowy, przeznaczony do przesyłania po torze współosiowym o parach 1,2/4,4 mm pięciu grup wtórnych lub jednej grupy trójnej. Na wstępie podano zwięźle dane techniczne pary współosiowej 1,2/4,4 mm, a następnie zanalizowano wzmacniak liniowy, urządzenia stacji wzmacniakowych głównych<sup>2)</sup> oraz urządzenia zdalnego zasilania i zdalnego dozoru stacji wzmacniakowych<sup>3)</sup>. Tranzystoryzacja sprzętu pozwoliła znacznie zmniejszyć objętość urządzeń transmisyjnych i zdalnego zasilania. Od stycznia 1960 r. między Marsylią i La Ciotat pracuje eksperymentalne połączenie.

---

1) Na podstawie oryginału opracował J. Babski.

2) Stacje główne umożliwiają realizację transferu pośredniego i bezpośredniego, kontroli ciągłości pracy łącz i zdalnego nadzoru.

3) Stacji nieobsługiwanych. Na stacjach tych pasmo przenoszone osiąga poziom o przebiegu niezależnym od częstotliwości.

## 1. WSTĘP

Tranzystorowy system telefonii 300-krotnej, który jest przedmiotem niniejszego artykułu, pozwala na przesłanie w pasmie od 60 kHz do 1,3 MHz sygnału, który może składać się z pięciu grup wtórnych (GW 1 do 5) lub też z podstawowej grupy trójnej (812 - 2044 kHz) przeniesionej do pasma 64 - 1296 kHz. Do utworzenia jednego połączenia wykorzystuje się dwie pary (dwa tory) współosiowe, przy czym każda z par przeznaczona jest dla jednego kierunku transmisji. Wzmacniaki liniowe są rozmieszczone w przybliżeniu co 6 km. Są one zdalnie zasilane po przewodach wewnętrznych obu par współosiowych. Dane techniczne tego systemu są zgodne z zaleceniami CCITT przyjętymi na drugim Zgromadzeniu Plenarnym (Delhi, 1960), a dotyczącymi systemów współosiowych na parach małowymiarowych (Zagadnienie 44).

Tranzystoryzacja urządzeń doprowadziła do rozwiązań różniących się od rozwiązań systemów współosiowych opartych na zastosowaniu lamp elektronowych. W związku z tym:

należy spodziewać się dużej pewności działania zastosowanych elementów elektronicznych (diody, tranzystora, tantalowego kondensatora), a usunięcie podwójnych dróg wzmacniania prowadzi do znacznego zmniejszenia ciężaru urządzeń;

zmniejszone gabaryty wzmacniaczy liniowych (objętość rzędu 2 dm<sup>3</sup>) umożliwiają zainstalowanie ich w podziemnych komorach a nawet, w przyszłości w szczelnych skrzyniach zakopywanych w ziemi, na wzór skrzyń pupinizacyjnych;

mały pobór energii przez urządzenia i wzmacniaki liniowe upraszcza zagadnienie gwarantowanych źródeł energii elektrycznej. Bateria 25 V lub źródło napięcia zmiennego może dostarczyć stacji napięcia zdalnego zasilania. Maksymalna odległość przewidziana między dwoma kolejnymi stacjami zdalnie zasilającymi, wynosi 110 km<sup>1)</sup>.

## 2. DANE TECHNICZNE

### PARY WSPÓŁOSIOWEJ 1,2/4,4 mm

Szczegółowe dane techniczne pary współosiowej 1,2/4,4 mm zostały podane w artykule R. Bélus [1] i w artykule R. Bélus i M. Troublé [2]. Zasadnicze dane techniczne tego toru podajemy w skrócie w tabeli na str. 16.

---

<sup>1)</sup> Przy tej odległości napięcie przyłożone pomiędzy przewód wewnętrzny i przewód zewnętrzny nie przekracza 200 V. Wartość ta wynika z warunków Bhp dla personelu konserwującego kabel mieszany. Sam kabel mógłby wytrzymać w sposób ciągły napięcia rzędu 400 V.

f (kHz)	60	500	1000	1300
Oporność falowa ( $\Omega$ )	79,7	75,7	75	74,8
Tłumiennosc (N/km przy 10°C)	0,180	0,426	0,605	0,689
Współczynnik cieplny oporności na °C	2,8 · 10 <sup>-3</sup> 2 · 10 <sup>-3</sup>			
Oporność przewodu wewnętrzznego dla prądu stałego przy 10°C ( $\Omega$ /km)	15,1			
Odstęp zdalno- i zblizno-prze- słuchowy między parami współ- osiowymi na odcinkach wzmacnia- kowych 6 km przy 60 kHz (N)	≥ 10,2			
Wytrzymałość na przebicie	Napięcie stałe 1500 V przynaj- mniej przez 1 minutę			

### 3. WZMACNIAKI LINIOWE

#### 3.1. Preemfaza. Zagadnienie regulacji

Określenie odległości między wzmacniakami liniowymi dla danego pasma przesyłanego i dla danego kabla zależy:

od współczynnika szumów wzmacniacza i udziału szumów termicznych w szumach całkowitych, które powinny być mniejsze od 3 pW/km w jednorodnym odcinku o długości 280 km;

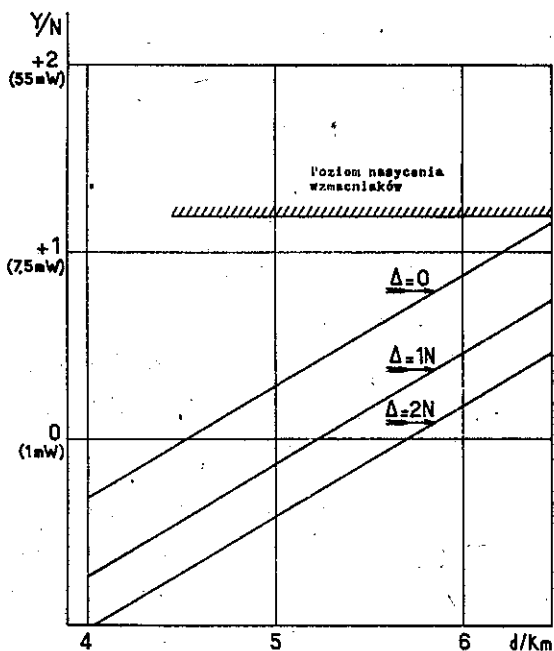
od maksymalnej mocy wzmacniaka i od charakterystyki preemfazy.

Przyjmując wartość 0,8 N dla współczynnika szumów wzmacniacza przy wyższych przesyłanych częstotliwościach i zakładając, że moc psfometryczna spowodowana szumem termicznym, w punkcie o względnym poziomie 0, jest równa 1 pW/km można obliczyć równoważną moc szczytową, którą powinien dostarczyć wzmacniak, w funkcji odległości między wzmacniakami liniowymi i w funkcji różnych wartości preemfazy. Obliczenia podano w załączniku, a wynik przedstawiono w postaci graficznej (rys. 1).

Zbudowane wzmacniaki tranzystorowe dają maksymalną moc wyjściową rzędu 11 mW, czyli 1,2 N. Zazwyczaj przyjmuje się margines bezpieczeństwa od 0,7 do 1 N, między obliczoną równoważną mocą szczytową i maksymalną mocą wyjściową wzmacniaka. Można stwierdzić na rys. 1, że warunek ten jest spełniony dla odległości między wzmacniakami równej 6 km oraz dla preemfazy zawartej w granicach

od 1 do 2 N. Początkowo przyjęto preemfazę 2 N, co zostało ostatecznie zmienione, zgodnie z zaleceniami CCITT (New Delhi 1960), przez administrację francuską na 1,5 N.

Tłumienność dowolnego odcinka wzmacniakowego powinna być równa  $4,1 N$  przy  $1300 \text{ kHz}$ <sup>1)</sup>. Poziom na wejściu na



Rys. 1. Szczytowa moc równoważna  $Y$ , którą ma dostarczać wzmacniak w funkcji odległości  $d$  między wzmacniakami liniowymi z jednej strony oraz preemfazy - z drugiej strony

tor kablowy (na wyjściu wzmacniaka) powinien być równy -  $1,5 N$  przy  $1300 \text{ kHz}$ . Należy zastosować liniową charakterystykę preemfazy,  $(N/Hz)$  taką aby, w tym samym punkcie

<sup>1)</sup> Co odpowiada długości kabla  $5850 \text{ m}$  przy  $17^\circ \text{C}$  i  $5960 \text{ m}$  przy  $10^\circ \text{C}$ .



i dla częstotliwości 60 kHz, poziom posiadał wartość, którą każda Administracja może wybrać w przedziale od - 2,1 N do - 3,2 N.

W dalszym ciągu, wartości względnych poziomów zostały ustalone na - 1,5 N przy 1300 kHz i na - 3 N przy 60 kHz, z liniową charakterystyką preemfazy o wartości 1,5 N. Instalowanie wzmacniaków w podziemnych komorach lub szczelnych naczyniach pozwoliło zaprojektować i zbudować linię w następujący sposób:

nominalną długość elementarnych odcinków wzmacniakowych przyjęto równą  $5947,5 \text{ m}^1$ ,

stacje wzmacniakowe są zlokalizowane możliwie najbliższej ich położenia nominalnego z tolerancją  $\pm 50 \text{ m}$ ; tylko jedna stacja w głównym odcinku wzmacniakowym może wyjątkowo znaleźć się w odległości  $\pm 100 \text{ m}$  od położenia nominalnego.

W tych warunkach, dzięki regulatorowi wzmocności opisanemu w rozdz. 3.2.6., można zapewnić wymiennność wzmacniaków bez dodatkowego wyrównywania i automatycznie korygować w sposób ciągły wzmocność wzmacniaków w funkcji zmian tłumienności kabla powodowanych zmianami temperatury. Doświadczalne wyniki pomiarów temperatury kabli zakopanych na głębokości 80 cm [3] wykazały, że we Francji można odróżnić 3 strefy:

strefa ciepła, o średniej temperaturze  $17^\circ\text{C}$  i maksymalnych wahaniach zawartych pomiędzy  $9^\circ$  a  $26^\circ\text{C}$ ,

<sup>1)</sup> Odcinki fabrykacyjne kabli mają długość 457,5 m; długość odcinka wzmacniakowego jest 13 razy większa.

strefa średnia, o średniej temperaturze  $14^{\circ}\text{C}$  i maksymalnych wahaniach zawartych pomiędzy  $6^{\circ}$  a  $21^{\circ}\text{C}$ ,

strefa zimna, o średniej temperaturze  $11^{\circ}\text{C}$  i maksymalnych wahaniach zawartych pomiędzy  $3^{\circ}$  i  $19^{\circ}\text{C}$ .

Zakłada się, że zmiana tłumienności toru współosiowego w funkcji zmian temperatury jest równoważna zmianie długości: zmiana temperatury o  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  w stosunku do średniej temperatury odpowiada zmianie o  $\pm 100$  m toru współosiowego  $1,2/4,4$  m o długości 6 km.

Odróżnia się dwa typy wzmacniaków mających jednakowe charakterystyki transmisyjne, ale różniące się systemem regulacji: wzmacniak typu P i wzmacniak typu T. Przewiduje się przeciętnie stosowanie 3 wzmacniaków typu T na 1 wzmacniak typu P.

W z m a c n i a k t y p u P (z regulacją za pomocą pilota). Dokonuje się regulacji pilota 1364 kHz (o poziomie - 1,2 N w punkcie o poziomie względnym równym 0). Zmiany wzmocności wzmacniaka w zależności od zmian poziomu pilota w stosunku do wartości nominalnej są takie, że odpowiadają maksymalnym zmianom długości o  $\pm 300$  m.

W z m a c n i a k t y p u T (z regulacją temperaturową). We wzmacniaku typu T wzmocność jest funkcją temperatury otoczenia wzmacniaka. Ponieważ kabel jest zakopany, przypuszcza się, że średnia temperatura kabla na odcinku wzmacniakowym jest bardzo zbliżona do temperatury ziemi otaczającej wzmacniak. W ten sposób korygo-

wane są z dość dużą dokładnością zmiany tłumienności powodowane zmianami temperatury. We wzmacniakach typu P następuje dokładna korekcja.

### 3.2. Opis i charakterystyki wzmacniaków liniowych

Wzmacniak liniowy (rys. 2 - schemat i fotografia) zawiera:

filtry zwrotnicy wejściowej i wyjściowej (FA);

stały korektor, tłumiący częstotliwości dolne pasma (Eg);

wzmacniacz wstępny (PA);

korektor RC, o tłumienności zmieniającej się w funkcji oporności termistora o grzaniu pośrednim. Prąd grzejny jest funkcją bądź poziomu pilota (we wzmacniaku typu P), bądź temperatury otaczającego gruntu (we wzmacniaku typu T);

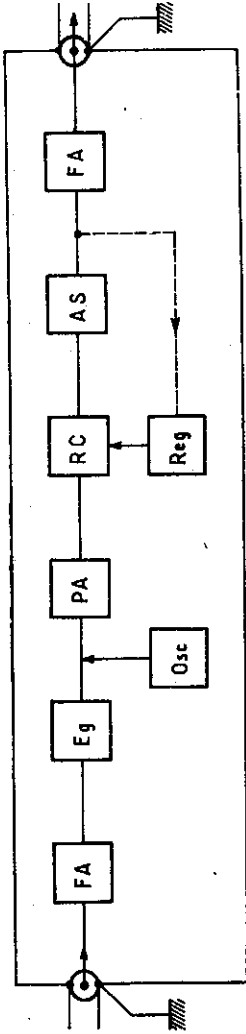
wzmacniacz wyjściowy (AS);

regulator (Reg);

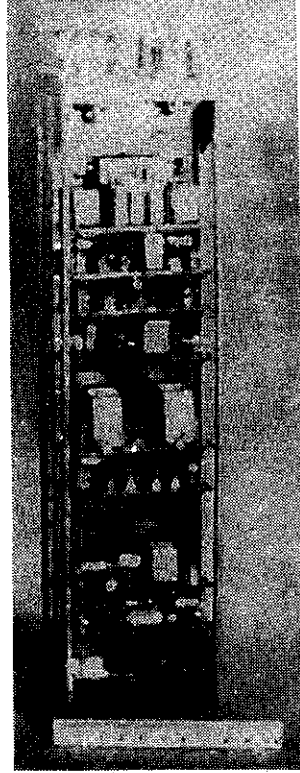
urządzenie zdalnego dozoru, w skład którego wchodzi generator (Osc).

#### 3.2.1. Filtry zwrotnicy

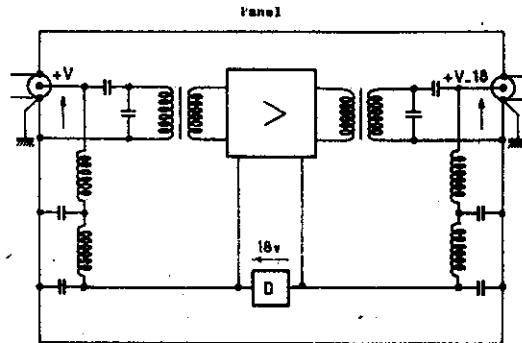
Filtry zwrotnicy (rys. 3) umożliwiają oddzielenie sygnału wielokrotnego od stałego napięcia zdalnego zasilania. Każdy filtr składa się ze zwrotnicy FDP i FGP oraz transformatora.



Rys. 2a. Schemat działania wzmacniaka liniowego



Rys. 2b. Widok wzmacniaka liniowego



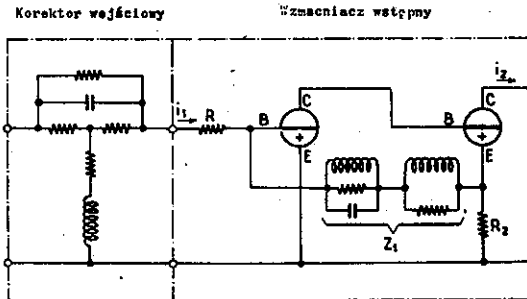
Rys. 3. Filtr zwrotnicy i zasilanie wzmacniaka liniowego

Zespół ten, znajdujący się na zaciskach zasilacza i wzmacniacza, ma za cel zasadniczo, zapewnienie ciągłości zdalnego zasilania w przypadku powstania przerwy we wzmacniaczu. Ciągłość ta jest niezbędna do lokalizacji uszkodzeń.

### 3.2.2. Korektor wejściowy i wzmacniacz wstępny

Korektor wejściowy (rys. 4) jest czwórnikiem typu zbocznikowanego T, przeznaczonym do tłumienia niskich częstotliwości przesyłanego pasma. Wzmacniacz wstępny posiada dwa stopnie, z ujemnym sprzężeniem zwrotnym między emitern stopnia drugiego i bazą stopnia pierwszego. Ponieważ oporność wejściowa jest bardzo mała, jest ona dopasowana za pomocą oporu R. Można by obliczyć, że wzmocnienie prądowe  $i_2/i_1$  tego wzmacniacza równa się w przybliżeniu:  $1 + Z_1/R_2$ . Oporność  $Z_1$  ma taki charakter, aby wzmocnienie było większe przy wyższych częstotliwościach:

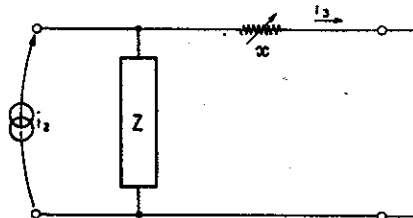
0,4 N przy 60 kHz i 2,1 N przy 1300 kHz. Oporność wyjściowa wzmacniacza wstępnego jest duża i pozwala mu ona pracować z korektorem jako generator prądowy.



Rys. 4. Stały korektor wejściowy i wzmacniacz wstępny wzmacniacza liniowego

### 3.2.3. Korektor

Na rysunku 5 przedstawiono układ zastosowanego korektora. Pracuje on między zaciskami wyjściowymi wzmacniacza wstępnego, odgrywającego rolę generatora, a opornością wejściową wzmacniacza wyjściowego, która praktycz-



Rys. 5. Układ zmiennego korektora liniowego  
x - termistor o ogrzewaniu pośrednim

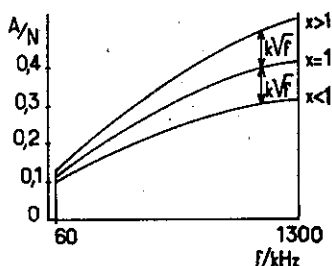
nie równa się zero. Regulowany element  $x$  stanowi oporność termistora, która określona jest przez prąd grzejny. Tłumienność  $A$  tego korektora, określa się jako:  $\ln \frac{I_2}{I_3}$ , tak że

$$e^A = 1 + \frac{x}{z}$$

Określmy przez  $A_0$  nominalną wartość tłumienności otrzymaną dla  $x = 1$  (znormalizowaną wartość). Dla dowolnego  $x$  otrzymujemy:

$$e^{A-A_0} = (x + z) : (1 + z)$$

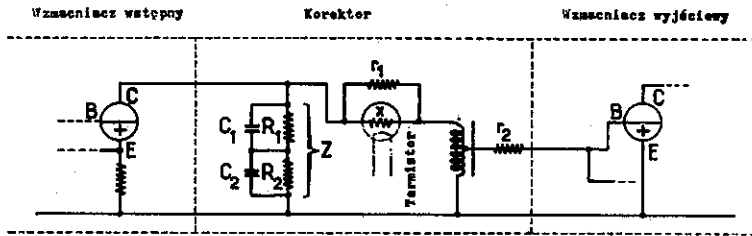
Za pomocą syntezy określono dwójnik  $z$ , w taki sposób, aby  $e^{A-A_0}$  było równe maksymalnym zmianom, jakim ma ulegać całkowita wzmacniaczka dla największych war-



Rys. 6. Krzywe tłumienności korektora

tości  $x$ . Należy zaznaczyć, że zmiany powinny odpowiadać zmiennym długościom kabla (aż do  $\pm 300$  m) i są one w przybliżeniu proporcjonalne do  $f$  (rys. 6). Tłumienność

Średkowa  $A_0$  zmienia się z częstotliwością w sposób taki, że dla 60 kHz wynosi 12 cN, zaś dla 1300 kHz wynosi 42 cN. Oporność wejściowa i wyjściowa tego korektora są również funkcją częstotliwości.



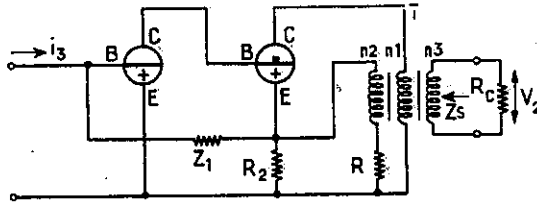
Rys. 7. Wykonanie korektora

Praktyczne wykonanie korektora pokazano na rys. 7. Impedancja  $Z$  składa się z dwóch szeregowo połączonych układów RC. Opory  $r_1$  i  $r_2$  ograniczają, na wypadek zwarcia lub przerwy w termistorze, tłumienność wprowadzaną przez korektor.

### 3.2.4. Wzmacniacz wyjściowy

Wzmacniacz wyjściowy jest wzmacniaczem dwustopniowym. Posiada on ujemne sprzężenie zwrotne, mieszane na wyjściu i równoległe na wejściu, zgodnie z uproszczonym schematem na rys. 8. W tych warunkach oporność wejściowa jest mała, a oporność wyjściowa  $Z_s$  równa się  $R \frac{n_2^2}{n_2(n_1+n_2)}$ :  
 $Z_s = R \frac{n_2^2}{n_2(n_1+n_2)}$ . Dobiera się tak stosunek zwojów oraz oporność  $R$ , aby na wyjściu istniało dopasowanie, które otrzymuje się dla  $Z_s = R_c$ .





Rys. 8. Wzmacniacz wyjściowy

Obliczenie oporności skróśnej  $v_2/i_3$  (rys. 8), przy założeniu dużej wzmocności tranzystorów, daje

$$\frac{v_2}{i_3} = \frac{1}{2} R_c \frac{n_1}{n_3} \left(1 + \frac{Z_1}{R_0}\right) = \frac{1}{2} R \frac{n_1 n_3}{n_2 (n_1 + n_2)} \left(1 + \frac{Z_1}{R_0}\right)$$

przy czym  $\frac{1}{R_0} = (n_1 + n_2) : (n_1 R + \frac{1}{R_2})$ .

Impedancja  $Z_1$  jest tak dobrana, aby otrzymać nachylenie wstępne prawie liniowe w zakresie pomiędzy granicznymi częstotliwościami pasma przepustowego. W tym celu jako  $Z_1$  stosuje się stłumiony równoległy obwód rezonansowy, którego częstotliwość rezonansowa wynosi około 2 MHz. Wzmocność zmienia się pomiędzy 1 N przy 60 kHz i 2,5 N przy 1300 kHz.

### 3.2.5. Dane techniczne ogólne i poziomy wzmacniaka liniowego

Dane techniczne ogólne wzmacniaka liniowego są następujące:

pasmo przesyłowe: 45-1500 kHz;

wzmocność skuteczna przy 17°C: 1,08 N przy 60 kHz;  
2,56 N przy 500 kHz; 4,14 N przy 1300 kHz;

zmiana wzmocności, dla zmian napięcia zasilania o  
± 10%, mniejsza od 1 dB;

współczynnik odbicia, na wejściu i na wyjściu, mniej-  
szy od 10% w całym pasmie;

szum termiczny: bezwzględny poziom mocy psfometrycz-  
nej spowodowanej szumem termicznym w wycinku pasma o sze-  
rokości 4 kHz, w punkcie o względnym poziomie równym 0,  
jest mniejszy od -9,8 N w całym pasmie;

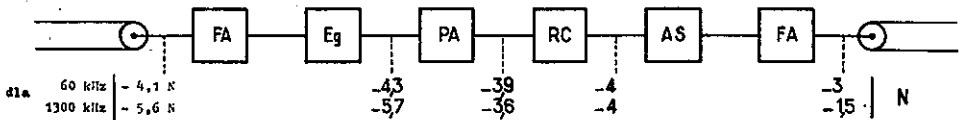
szum termiczny i szum modulacji skrośnej: szумы te po-  
winny być mierzone w pasmach pomiarowych (wycinkach) o  
szerokości 4 kHz przy 50 kHz i 1350 kHz. Poziom bezwzględ-  
ny mocy psfometrycznej spowodowanej szumami termicznymi  
i modulacją skrośną, w punkcie o poziomie względnym rów-  
nym 0, po przyłożeniu sygnału o widmie ciągłym i jedno-  
równym, który posiada umowny poziom mocy (-1,73 N w ka-  
nale, w punkcie o poziomie względnym 0) jest mniejszy od  
-9,6 N w górnym i dolnym wycinku pasma;

poziom nasycenia: poziom nasycenia, odniesiony do pun-  
ktu o względnym poziomie 0 i określony jako poziom mocy  
sygnału o widmie ciągłym i jednorodnym, którego wzrost  
o 1 dB powoduje wzrost o 7 dB poziomu mocy szumu modula-  
cji skrośnej pojawiającego się w dolnym i górnym wycin-  
ku pasma, jest równy 2,3 N. Ponieważ całkowity poziom  
bezwzględny mocy sygnału o widmie ciągłym i jednorodnym,

który posiada umowny poziom mocy, równa się  $-1,73 + \frac{1}{2} \ln 300 = +1,1 \text{ N}$ , to wynika, że do dyspozycji pozostaje jeszcze margines bezpieczeństwa, równy  $1,2 \text{ N}$ ;

pobór prądu:  $60 \text{ mA}$  przy  $18 \text{ V}$ .

Na rysunku 9 przedstawiono poziomy w różnych punktach wzmacniaka.

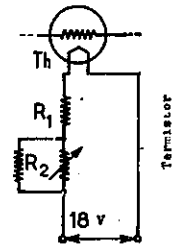


Rys. 9. Względne poziomy mocy wzmacniaka liniowego (N)

### 3.2.6. Systemy regulacji wzmacniaków typu T i P

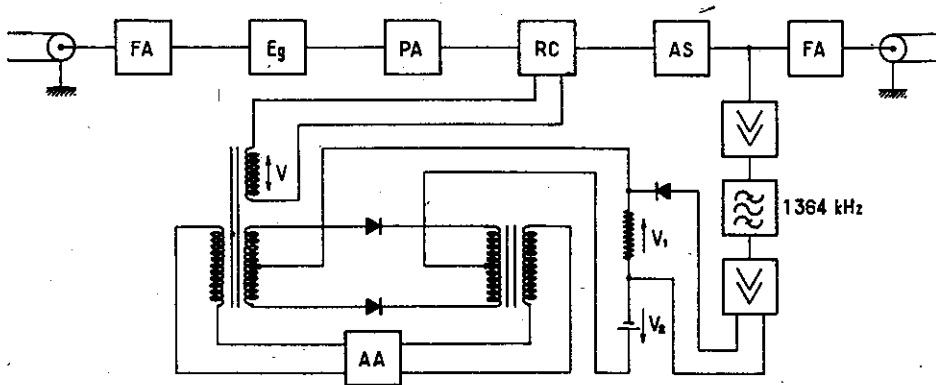
**W z m a c n i a k t y p u T .** Układ regulacji wzmacniaków typu T jest bardzo uproszczony. Zmianę prądu grzejnego termistora, umieszczonego w korektorze, wywołuje się za pomocą drugiego termistora o ogrzewaniu bezpośrednim (rys. 10). Zarówno termistor ten, jak i oporności  $R_1$  i  $R_2$  są tak określone, aby przy krańcowych temperaturach mogących wystąpić w otoczeniu wzmacniaka, tłumienność korektora posiadała żądane wartości.

**W z m a c n i a k t y p u P .** Pilot liniowy  $1364 \text{ kHz}$  jest wzmacniany przez bardzo selektywny układ, składający się z dwóch wzmacniaczy rezonansowych, między



Rys. 10. Regulacja wzmacniaka liniowego typu T

którymi wtrącony jest filtr kwarcowy (rys. 11). Tak więc sygnał  $V_1$  jest porównywany po detekcji, z napięciem odniesienia  $V_2$ . Otrzymane napięcie różnicowe, dodatnie lub



Rys. 11. Regulacja wzmacniaka liniowego typu P  
 $V_1$  - napięcie zdetektowanego pilota;  $V_2$  - napięcie odniesienia; AA - wzmacniacz rezonansowy (19 kHz)

ujemne w zależności od wartości poziomu pilota w stosunku do jego wartości nominalnej, działa na pętlę sprzężenia zwrotnego generatora 19 kHz. Generator ten służy do ogrzewania termistora umieszczonego w korektorze. Gdy poziom pilota jest niższy od wartości nominalnej, generator wytwarza drgania, co w konsekwencji powoduje zmniejszenie tłumienności korektora. Odwrotnie, gdy poziom pilota jest zbyt wysoki - generator zmniejsza amplitudę drgań.

Dla przykładu, otrzymano wynik następujący: zmiana poziomu pilota o  $\pm 2$  dN na wejściu wzmacniaka jest zmniejszona przez regulator do  $\pm 2$  cN na wyjściu wzmacniaka.

### 3.2.7. Generator zdalnego dozoru

Każdy wzmacniak liniowy wysyła pilota dozoru, o częstotliwości zawartej między 1385 a 1400 kHz. Sygnał ten, wytwarzany przez generator kwarcowy, jest doprowadzony na wejście wzmacniacza wstępnego o poziomie  $-1,7$  N, w punkcie o poziomie względnym 0. Tak jak to zostanie dokładnie omówione w rozdz. 6, wysyłanie tych sygnałów o częstotliwościach charakterystycznych pozwala wzmacniaki liniowe dozoruć na stacji wzmacniakowej głównej. Do dyspozycji jest 31 częstotliwości charakterystycznych, oddległych od siebie o 500 Hz.

## 4. URZĄDZENIE LINIOWE STACJI WZMACNIAKOWYCH GŁÓWNYCH

### 4.1. Urządzenia nadawcze

W urządzeniu nadawczym (rys. 12) znajdują się następujące wejścia:

wejście nadawania o poziomie względnym mocy  $-4,1$  N na kanał;

wejście transferowe o poziomie  $-3$  N, z włączonym szeregowo filtrem transferu bezpośredniego;

wejście pomiarowe o poziomie  $-3,4$  N, z włączonym szeregowo tłumikiem  $1$  N w celu zamaskowania niedopasowania wprowadzanego przez oporność zamknięcia na zaciskach pomiarowych;

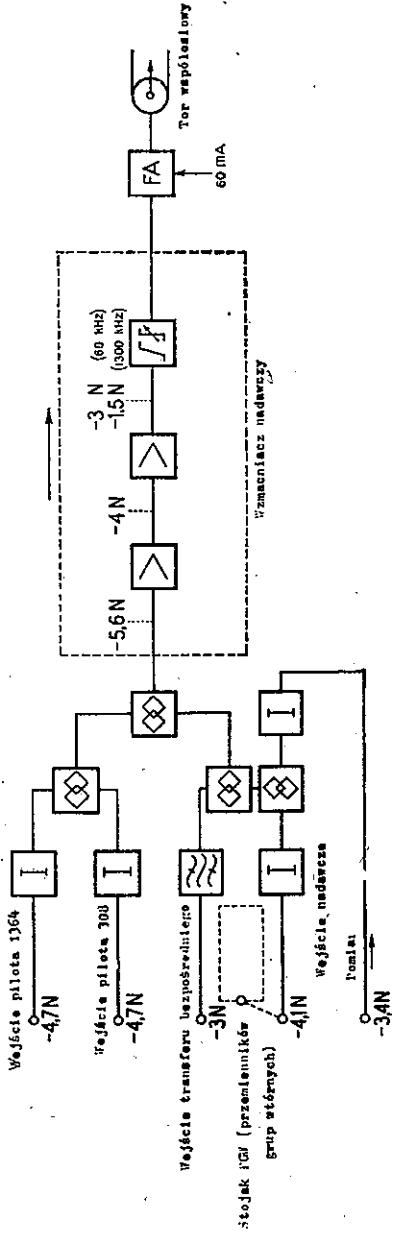
wejście sygnałów - pilotów 308 kHz i 1364 kHz, których poziomy można regulować za pomocą dwóch tłumików

zmiennych. Pilot 308 kHz jest dostarczany przez centralny generator stacji. Z powodu ważnej roli, jaką odgrywa pilot liniowy 1364 kHz, którego przerwa powoduje przerwę połączenia, stosowane są dwa niezależne źródła, automatycznie przełączane w przypadku uszkodzenia. Jednym źródłem jest generator lokalny a drugim jest generator centralny stacji. Dwa układy rozdzielające sygnały pilotów, 308 i 1364 kHz, pozwalają zasilać sześć urządzeń nadawczych.

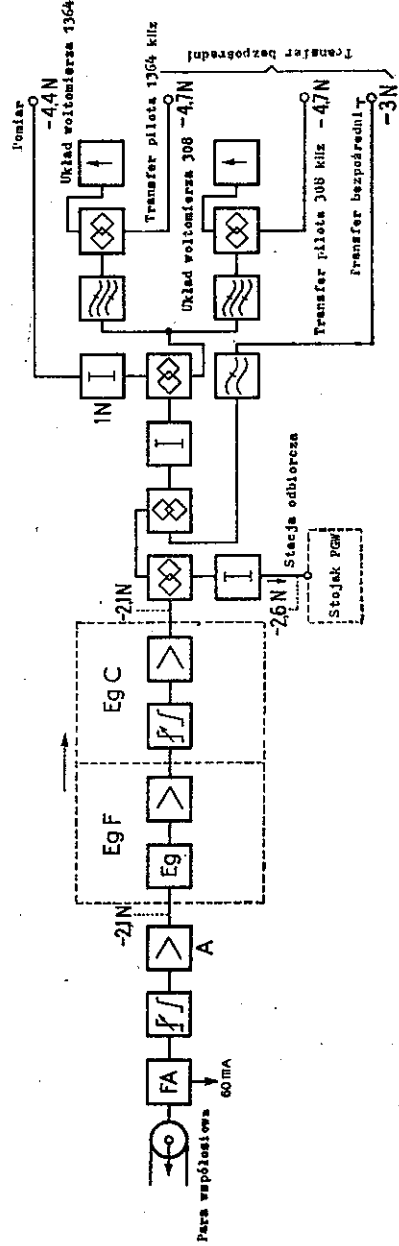
Te różne wejścia są sprzężone przez zespół czterech transformatorów różnicowych. Płyta wzmacniacza nadawczego zawiera wzmacniacz o stałej wzmocności 1,6 N i wzmacniacz preemfazy. Układ wydłużający pozwala skorygować długość kabla przez dołączanie elementów odpowiadającym odcinkom kabla o długości 0 m, 100 m, 200 m, 400 m, 800 m, 1600 m i 3200 m; pozwala to dopasować odległość pierwszej stacji wzmacniakowej do  $5950 \text{ m} \pm 50 \text{ m}$ .

#### 4.2. Urządzenia odbiorcze

Na wejściu za filtrem zwrotnicy i korektorem długości, znajduje się wzmacniacz regulowany za pomocą pilota (rys. 13), na wyjściu którego względne poziomy mocy są niezależne od częstotliwości i równe  $-2,1 \text{ N}$ . Korekcję łącza zapewnia się z jednej strony za pomocą korektora stałego, nastawianego w czasie uruchamiania, a z drugiej strony za pomocą dodatkowego korektora wyrównawczego regulowanego ręcznie. Dodatkowy korektor służy do kompensacji wahań, które mogą pogarszać połączenie, głów-



Rys. 12. Schemat działania urządzenia nadawczego stacji wzmacniającej głównej



Rys. 13. Schemat działania urządzenia odbiorczego stacji wzmacniającej głównej

nie na skutek starzenia się elementów. Dwa wzmacniacze o stałej wzmacności kompensują zasadniczą tłumienność jaką wprowadzają te układy korekcyjne.

Zespół trzech układów sprzęgających zapewnia następujące wyjścia:

wyjście odbiorcze o względnym poziomie mocy  $-2,6$  N na kanał;

wyjście transferu bezpośredniego o poziomie  $-3$  N, z filtrem dolnoprzepustowym do wyeliminowania pilota 1364 kHz i pilotów dozoru, wytwarzanych przez wzmacniaki liniowe;

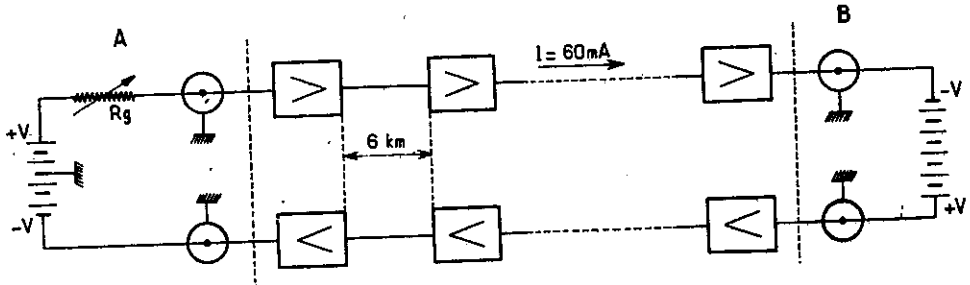
wyjście pomiarowe o poziomie  $-4,4$  N; podobnie jak na wejściu, tłumik 1 N maskuje wahania oporności zamknięcia na zaciskach pomiarowych.

Dwa układy woltomierzy dla 308 i 1364 kHz zapewniają kontrolę pilotów (pomiar, zapis i alarm przy  $\pm 3$  dB) oraz dostarczają wyjścia transferowi pilota o poziomie  $-4,7$  N.

## 5. ZDALNE ZASILANIE

Zdalne zasilanie odbywa się prądem stałym po wewnętrznych przewodach obu par współosiowych (rys. 14). Źródła wysokiego napięcia, znajdujące się w obu stacjach zdalnie zasilających, są połączone szeregowo. Przewody zewnętrzne torów współosiowych są uziemione w każdej stacji wzmacniakowej. Jeśli napięcie wyjściowe między przewodem wewnętrznym i ziemią wynosi 200 V, to można zdalnie zasilać na odległość do 110 km.





Rys. 14. Zdalne zasilanie wzmacniaków liniowych  
 A - Stacja zdalnie zasilająca z regulacją; B - stacja zdalnie zasilająca bez regulacji.

Zasilanie odbywa się prądem stałym (60 mA). Regulacja prądu odbywa się tylko na jednym z obu końców, w którym środek źródła napięcia jest uziemiony, aby ustalić potencjały. Spadek napięcia na odcinku 6 km łącznie ze wzmacniaczem wynosi 23,5 V.

Ten system zdalnego zasilania zapewnia dużą pewność pracy. Rzeczywiście, w przypadku uszkodzenia zasilania na jednym z obu końców, prąd dostarczany przez drugi koniec zapewnia nadal możliwość pracy połączenia.

Zespół zdalnego zasilania jest w pełni tranzystorowy. Ze źródła stałego napięcia 25 V (baterii), przetwornica tranzystorowa wytwarza wysokie napięcie stałe do zdalnego zasilania. Regulację zapewnia układ transduktorów magnetycznych. W przypadku gdyby na stacji było tylko źródło prądu zmiennego 220 V, zostały przewidziane układy zdalnego zasilania, które można zasilac tym napięciem.

Alarmy następują bądź w przypadku uszkodzenia przetwornicy, bądź gdy prąd zdalnego zasilania waha się wię-

cej niż  $\pm 10\%$ , bądź gdy między środkiem transduktorów regulacyjnych a ziemią pojawia się prąd nierównowagi. Przy zmianach prądu o  $+10$  mA i  $-30$  mA następuje automatyczne wyłączenie zasilania.

## 6. ZDALNE DOZOROWANIE POŁĄCZENIA

Oprócz stałego dozoru pilotów, 308 kHz i 1364 kHz, za pomocą układów woltomierzy na stacjach wzmacniakowych głównych, powinna istnieć możliwość szybkiego zlokalizowania uszkodzenia w połączeniu. Metody lokalizacji uszkodzeń różnią się od siebie w zależności od tego, czy po pojawieniu się uszkodzenia wzmacniaki pozostają zdalnie zasilane, czy też nie.

W pierwszym przypadku, uszkodzenie ma miejsce w łańcuchu transmisyjnym albo w regulacji wzmacniaka liniowego i objawia się zmianą wzmocności tego wzmacniaka. Uszkodzenie to można na ogół zlokalizować mierząc na stojaku odbiorczym stacji głównych poziomy sygnałów o częstotliwościach charakterystycznych wysyłanych przez wzmacniaki liniowe. Przy normalnej pracy, odebrane sygnały mają ten sam poziom. Zmiana poziomu jednego lub kilku z nich wskazuje natychmiast wzmacniak, którego wzmocność jest nienormalna i w pewien sposób informuje o charakterze uszkodzenia. Druga metoda została przewidziana na wypadek, gdyby poprzedni pomiar nie pozwolił zlokalizować uszkodzenia. Polega ona na kolejnym wysyłaniu ze stojaka nadawczego stacji głównej sygnałów o częstotliwości  $F_n - 45$  kHz o poziomie 0 w punkcie względ-

nym zerowym (sygnał o częstotliwości charakterystycznej  $F_n$  generatora zdalnego dozoru jest wysyłany przez n-ty wzmacniak liniowy). Każdy sygnał o częstotliwości  $(F_n - 45)$  kHz daje poprzez modulację skrośną z sygnałem o częstotliwości  $F_n$  sygnał o częstotliwości 45 kHz, który można zmierzyć za pomocą selektywnego odbiornika na stojaku odbiorczym następnej stacji głównej. Postępujemy w ten sposób w odniesieniu do wszystkich wzmacniaków przelotowych począwszy od tego, który znajduje się najbliżej stacji odbiorczej. Można w ten sposób, poprzez porównanie z wynikami przy uruchomieniu, skontrolować zmiany nielinearności w każdym wzmacniaku liniowym i wykryć uszkodzenie.

W drugim przypadku, odpowiadającym przerwie w kablu, lokalizację wykonuje się w przyjęty zazwyczaj sposób, za pomocą pomiarów niskiej częstotliwości na torach pomiarowych kabla. Próby wykazały, że metodę tę można również zastosować, aczkolwiek z mniejszą dokładnością, do kabla współosiowego wyposażonego we wzmacniaki.

## 7. EKSPERYMENTALNE POŁĄCZENIE MARSYLIA - LA CIOTAT - MARSYLIA

Eksperymentalne połączenie o długości 60 km (10 odcinków wzmacniakowych) pracuje od stycznia 1960 r. Wzmacniaki liniowe mają preemfazę równą 2 N. Na tej linii zostały wykonane liczne pomiary i jej charakterystyki są mierzone okresowo, aby śledzić ewolucję różnych elektro-  
nicznych elementów składowych.

Stwierdzono, że moc psfometryczna odpowiadająca szumom termicznym i modulacji skrośnej w odniesieniu do połączenia o długości 280 km, w punkcie względnym zerowym równa się 1,5 pW/km w dolnym pasmie i 1 pW/km w górnym pasmie. W przypadku uszkodzenia zasilania szумы te pozostają mniejsze od 3 pW/km.

Pomiary temperatury wzmacniaka, umieszczonego w komorze, dały graniczne wartości  $+8^{\circ}\text{C}$  i  $+23^{\circ}\text{C}$  w ciągu roku 1960. Wzmocność, mierzona na całym połączeniu między zaciskami: wejście pomiarowe i wyjście pomiarowe, była stała w czasie całego roku z dokładnością 5 cN.

Uszkodzenie, które nastąpiło w jednym wzmacniaku pozwoliło docenić skuteczność metody lokalizacji za pomocą pomiaru amplitudy, sygnałów o częstotliwości charakterystycznej, w stacji odbiorczej.

Określenie równoważnej mocy szczytowej wzmacniaków liniowych

Symbol	Znaczenie symbolu	Wartości liczbowe
d	Odległość w km między wzmacniakami liniowymi	parametr
$\alpha$	Tłumienność jednostkowa kabla przy najwyższej częstotliwości przesyłanej $f_2$	0,7 N/km przy 1300 kHz
F	Współczynnik szumów wzmacniaka przy najwyższej częstotliwości przesyłanej $f_2$	0,8 N
$Y_{e2}$ i $(Y_{s2})$	Poziom względny na wejściu (i na wyjściu) wzmacniaka liniowego dla częstotliwości $f_2$	
$\Delta$	Preemfaza poziomów wyjściowych, tzn. różnica względnych poziomów wyjściowych między 60 kHz i 1300 kHz. Zakłada się liniową preemfazę	parametr
N	Liczba kanałów telefonicznych	300
p	Moc psfometryczna na km, spowodowana szumami termicznymi, w punkcie o poziomie względnym zero	1 pW/km
$y_m$	Średni poziom względny, równy <sup>1)</sup> : $y_{s2} - \frac{1}{2} \ln(2\Delta) : (1 - e^{-2\Delta})$ .	

<sup>1)</sup> Jeśli  $y_r$  jest poziomem względnym kanału rzędu r, to średni poziom względny  $y_m$  określa się przez:

$$y = \frac{1}{2} \ln \left[ \frac{1}{N} \sum_{r=1}^{N} e^{2y_r} \right] = y_{s2} - \frac{1}{2} \ln \frac{2\Delta}{1 - e^{-2\Delta}} \quad (\text{por. (4)})$$

Bezwzględny poziom mocy psfometrycznej szumu termicznego wzmacniaka, w punkcie o względnym poziomie 0, w górnym kanale (kanał 300) wynosi:

$$-15,85 + F - \psi - y_{e2} \quad [N] \quad (1)$$

$\psi$  - współczynnik psfometryczny, równy 0,4 N;

-15,85 wartość  $\frac{1}{2} \ln kTB$ , gdzie

k - stała Boltzmanna  $1,37 \cdot 10^{-23} \frac{\text{dżul}}{\text{stopień}}$ ,

T - temperatura bezwzględna (293<sup>0</sup>K),

B - szerokość pasma kanału, to znaczy 4 kHz.

Moc psfometryczna spowodowana przez szumy termiczne, wyrażone w pW, jest równa pd na wzmacniak. Wartość wyrażenia (1) może również wyrazić się w sposób następujący:

$$-10,35 + \frac{1}{2} \ln p + \frac{1}{2} \ln d \quad [N] \quad (2)$$

(-10,35 N odpowiada wartości 1 pW).

Zakładając, że p równe jest 1, a F równe 0,8 N, to równość (1) i (2) daje

$$y_{e2} = -5,10 - \frac{1}{2} \ln d, \text{ skąd: } y_{s2} = y_{e2} + \alpha d = -5,10 + \alpha d - \frac{1}{2} \ln d.$$

A poziom średni  $y_m$  wynosi

$$y_m = -5,10 + \alpha d - \frac{1}{2} \ln d - \frac{1}{2} \ln (2 \Delta) : (1 - e^{-2\Delta}).$$

Z krzywych Holbrooka i Dixona [4] otrzymuje się, że poziom szczytowej mocy równoważnej wynosi:  $y_m + 2,7 \text{ N}^{1)}$ .

Proste  $y_m + 2,7 \text{ N}$  przedstawiono graficznie na rys.1, nanosząc  $d$  na osi odciętych i  $y_m + 2,7$  na osi rzędnych i przyjmując  $\Delta$  jako parametr.

U w a g a. Dla obranych wartości:  $y_{e2} = -5,6 \text{ N}$ ,  $F = 0,8 \text{ N}$  i  $\Delta = 1,5 \text{ N}$  otrzymujemy, że poziom mocy psometrycznej spowodowanej szumem termicznym wynosi  $-9,85 \text{ N}$ , co odpowiada  $0,45 \text{ pW/km}$ . Średni poziom  $y_m$  jest równy  $-2,1 \text{ N}$ .

#### WYKAZ LITERATURY

1. R. Béhus - La paire coaxiale de 1,18/4,43 mm normalisée pour câble à grande distance, Câbles & Transmission, 14<sup>e</sup> A., oct. 1960, pp. 294-306.
2. R. Béhus & M. Troublé - Résultats d'essais sur les paires coaxiales normalisées de 1,18/4,43 mm du câble Marseille-Toulon, Câbles & Transmission, 15<sup>e</sup> A., N<sup>o</sup>2, avr. 1961, pp. 160-176.
3. M. Troublé - Température moyenne des câbles enterrés. Câbles & Transmission, 12<sup>e</sup> A., N<sup>o</sup>3, juil. 1958, pp. 173-176.

---

1) Założono, że wartość ta nie zależy od  $\Delta$ . W rzeczywistości można by otrzymać dokładniej dla  $\Delta = 0$ ,  $y_m + 2,55 \text{ N}$  i dla  $\Delta = 2 \text{ N}$ ,  $y_m + 2,7 \text{ N}$ .

4. B.D. Holbrook & J.T. Dixon - Load rating theory for multichannel amplifiers. Bell System Technical Journal, oct. 1939, pp. 624-644.





