

1 9 6 6
Nr 5 (56)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI

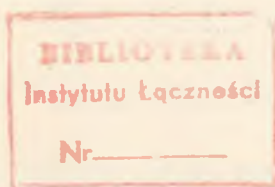
BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności

Nr _____



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI



ROK 6

WARSZAWA 1966

NR 5(56)

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 Kobus,
mgr inż. Adam Moniuszko, 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 RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 830. Druk ukończono
w październiku 1966 r.

PRZEGLĄD
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI

Przesłuchy w kablach telekomunikacyjnych

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Kompensacja sprzężeń między kablowymi torami telefonii nośnej w krótkich odcinkach symetryzacyjnych - Opracował L. Żołątkowski	1
2. Przesłuch między torami systemów nośnych w kablach zawierających parę współosiową 2,6/9,5 mm i wiązki symetryczne - Opracował A. Moniuszko	60
3. Wewnętrzny przesył zdalny - Opracował J. Żakowski	80

621.395.453
621.315.2
621.391.827

KOMPENSACJA SPRZEŻEŃ MIĘDZY KABLOWYMI TORAMI TELEFONII NOŚNEJ W KRÓTKICH ODCINKACH SYMETRYZACYJNYCH

Opracował: L. Żołątkowski¹⁾

1. WSTĘP

Według doświadczeń przeprowadzonych we Francji [1], przy połączeniu z sobą w sposób przypadkowy torów N odcinków fabrykacyjnych kabli, posiadających jednakowe rozkłady normalne sprzężeń między torami, tłumienność zdalnoprzęsłuchowa, odpowiadająca wartości średniej kwadratowej modułów sprzężeń, obniża się o wartość $1/2 \ln N$. Również i tłumienność zdalnoprzęsłuchowa dla 4% prawdopodobieństwa w odcinku symetryzacyjnym, składającym się z N odcinków fabrykacyjnych obniża się o wartość $1/2 \ln N$ w stosunku do tłumienności zdalnoprzęsłuchowej między torami odcinków fabrykacyjnych.

Mediana (prawdopodobieństwo 50%) rozkładu tłumienności zdalnoprzęsłuchowej między torami symetryzowanego odcinka, składającego się z N odcinków fabrykacyjnych, obniża się o wartość podaną w tab. 1 w stosunku do me-

¹⁾ Według patentu Przedsiębiorstwa Budowy Linii Kablowych, którego autorami są L. Żołątkowski, J. Żakowski i H. Karpios (patent nr 51856)..

diany rozkładu tłumienności zdalnoprzęsłuchowych między torami odcinków fabrykacyjnych. Wartość ta, jak widać z tabeli, zależy od odchylenia standardowego rozkładu tłumienności.

Natomiast statystyczna krzywa rozkładu tłumienności zbliżnoprzęsłuchowych [1], po połączeniu z sobą w sposób przypadkowy torów odcinków fabrykacyjnych, posiadających rozkłady tłumienności zbliżnoprzęsłuchowych jednakowe i zgodne z prawem normalnym, przesuwana się w kierunku niższych wartości o

$$\frac{1}{2} \ln (1 - e^{-4\alpha l}) \quad (1)$$

gdzie α jest tłumiennością jednostkową torów, zaś l długością odcinków fabrykacyjnych kabli, z których składa się odcinek symetryzacyjny.

W tabeli 2 podano obniżenie się wartości tłumienności zbliżnoprzęsłuchowych między torami kabli francuskich, w zależności od tłumienności torów i długości odcinków fabrykacyjnych kabli, z których zmontowany jest odcinek symetryzacyjny.

Jak z powyższego wynika, ażeby uzyskać przepisany rozkład tłumienności przesłuchowych między torami odcinka zmontowanego z N odcinków fabrykacyjnych, rozkłady tłumienności przesłuchowych w odcinkach fabrykacyjnych przyłączeniu torów tych odcinków w sposób przypadkowy powinny być przesunięte w stronę większych wartości tłumienności przesłuchowych o dość znaczne wartości. Na przy-

T a b e l a 1

Obniżenie się mediany tłumienności zdalno-przesłuchowych po połączeniu z sobą w sposób przypadkowy N odcinków torów

Liczba połączonych odcinków	1/2 ln N	Odchylenie standardowe										
		0,65	0,70	0,80	0,90	1,00	1,10	1,20	1,30	1,40	1,50	
sztuk	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
1 do 2	0,32	0,39	0,43	0,48	0,52	0,56	0,60	0,64				
1 do 4	0,69	0,77	0,83	0,92	0,99	1,07	1,14	1,21				
1 do 6	0,90	0,98	1,05	1,16	1,25	1,35	1,44	1,52				
1 do 8	1,04	1,13	1,20	1,32	1,43	1,54	1,64	1,74				
1 do 16	1,39	1,48	1,56	1,71	1,84	1,98	2,11	2,24				
1 do 24	1,59	1,68	1,76	1,93	2,07	2,22	2,36	2,51				
1 do 32	1,73	1,83	1,91	2,08	2,23	2,39	2,54	2,70				
1 do 50	1,96	2,05	2,14	2,32	2,47	2,68	2,80	2,97				
1 do 64	2,08	2,18	2,26	2,44	2,60	2,78	2,94	3,14				
1 do 80	2,19	2,29	2,38	2,56	2,72	2,90	3,07	3,25				
1 do 128	2,43	2,53	2,61	2,80	2,97	3,16	3,33	3,51				
1 do 256	2,77	2,88	2,96	3,15	3,34	3,52	3,70	3,88				

T a b e l a 2

Obniżenie się tłumienności zbliznoprzesluchowej wyrażone w neperach, po połączeniu w sposób przypadkowy torów odcinków fabrykacyjnych kabli

		Czwórki o skręcie gwiazdowym			
Rodzaj toru	1,2 mm 26,5 nF/km przy 240 kHz	0,9 mm 33 nF/km przy 120 kHz	0,9 mm 33 nF/km przy 240 kHz	0,6 mm 38,5 nF/km przy 120 kHz	
Tłumienność N/km	0,325	0,360	0,520	0,615	
Obniżenie się tłumienności zbliznoprzesluchowej (N) przy długości odc. fabr. $l = 0,460$ km	0,41	0,36	0,24	0,20	
Obniżenie się tłumienności zbliznoprzesluchowej (N) przy długości odc. fabr. $l = 0,230$ km	0,69	0,64	0,53	0,42	

kład, w przypadku gdy odcinek symetryzacyjny składa się z 24 odcinków fabrykacyjnych, to mediana (patrz tabl.1) rozkładu tłumienności zdalnoprzesłuchowych powinna być, w zależności od odchylenia standardowego rozkładu, większa od 1,59 do 2,51 N od wartości mediany rozkładu tłumienności między torami odcinka symetryzacyjnego.

Krzywa rozkładu tłumienności zbliżnoprzesłuchowych dla odcinków fabrykacyjnych o długości 0,320 km i tłumienności 379 mN/km przy częstotliwości 300 kHz powinna być przesunięta w kierunku wyższych wartości tłumienności o

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \ln (1 - e^{-4\alpha l}) = \\ & = \frac{1}{2} \ln (1 - e^{-4 \cdot 0,379 \cdot 0,320}) = 0,73 \text{ N} \end{aligned}$$

w stosunku do krzywej rozkładu tłumienności zbliżnoprzesłuchowych zmontowanego odcinka symetryzacyjnego.

Jednakże wymagania na tłumienności przesłuchowe między torami odcinków wzmacniakowych względnie odcinków kabli łącznikowych są dość wysokie, dlatego też wytwórcie kabli nie są w stanie, ze względów technicznych, wykonać odcinków fabrykacyjnych posiadających takie wartości tłumienności przesłuchowych, ażeby po połączeniu z sobą, w sposób przypadkowy, torów łączonych odcinków fabrykacyjnych i bez zastosowania układów odsprzęgających można było uzyskać przepisane dla odcinków wzmacniakowych wartości.

Według zaleceń CCITT np. minimalny odstęp zdalnoprzęsłuchowy między torami odcinków fabrykacyjnych w pasmie przesyłanych częstotliwości powinien być większy od $7,8N$, a minimalna wartość tłumienności zbliżnoprzęsłuchowej powinna być większa od $6,4 N$. Natomiast minimalny odstęp zdalnoprzęsłuchowy między torami odcinka wzmacniakowego przeznaczonego dla telefonii 12-krotnej powinien być większy od $8 N$, a dla telefonii 24, 36, 48 i 60-krotnej powinien być większy od $7,5 N$. Minimalna wartość tłumienności zbliżnoprzęsłuchowej przy dopasowaniu wyjściowych i wejściowych oporności wzmacniaczy do oporności torów zgodnie z zaleceniami CCITT powinna być $\geq 6,5 N$.

W Polsce minimalny odstęp zdalnoprzęsłuchowy między torami odcinków wzmacniakowych powinien być $\geq 8,5 N$, a tłumienność zbliżnoprzęsłuchowa $\geq 7,5 N$. Natomiast odstęp zdalnoprzęsłuchowy między torami odcinków fabrykacyjnych telefonii 60-krotnej powinien być $\geq 7,9 N$ dla 100% kombinacji i $\geq 8,9 N$ dla 90% kombinacji. Tłumienność zbliżnoprzęsłuchowa powinna być $> 6,3 N$ dla 100% kombinacji oraz $\geq 7,3 N$ dla 90% kombinacji.

Z powyższego wynika, jak to już podano poprzednio, że w celu uzyskania przepisanych wartości tłumienności przesłuchowych dla odcinków wzmacniakowych konieczne jest przeprowadzenie symetryzacji torów.

Istnieją dwa zasadnicze sposoby symetryzacji torów kablowych. Jeden z nich polega na łączeniu z sobą torów sąsiednich odcinków fabrykacyjnych w taki sposób, ażeby sprzężenia występujące między torami odcinków fabryka-

cyjnych były kompensowane sprzężeniami między torami odcinków sąsiednich (w przypadku przesłuchu zbliżnego) lub (przy przesłuchu zdalnym) sprzężeniami w innych odcinkach, wchodzących w skład odcinka symetryzacyjnego. Drugi sposób polega na włączeniu między symetryzowane tory układów odsprzęgających, kompensujących sprzężenia istniejące między symetryzowanymi torami. Układy te składają się przeważnie z kondensatorów i oporów (system stosowany w Europie) lub z transformatorów.

W tych sposobach symetryzacji wykorzystuje się dwie właściwości zjawisk przesłuchowych:

- tłumienność zbliżnopresłuchową A_{pb} , wywołaną sprzężeniem elektromagnetycznym F_{zb} , znajdującym się w odległości x od miejsca pomiaru określa się wzorem:

$$A_{pb} = \ln \frac{8}{F_{zb} \cdot e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x} \cdot Z_1 \cdot Z_2} \quad (2)$$

We wzorze tym α_1 i α_2 są tłumiennościami jednostkowymi torów, a Z_1 i Z_2 modułami impedancji falowych symetryzowanych torów. Ponieważ α_1 i α_2 przy dużych częstotliwościach przesyłanych po torach telefonii nośnej są dość znaczne, współczynnik $e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x}$ ze wzrostem x szybko maleje, wskutek czego iloczyn $F_{zb} \cdot e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x}$ również szybko maleje i nawet znaczne sprzężenie F_{zb} między torami przy dostatecznie dużej odległości x wywołuje nieznaczny przesłuch zbliżny. Dzięki temu na tłumienność zbliżnopresłuchową mają zasad-

niczy wpływ sprzężenia między torami odcinków fabrykacyjnych, znajdujących się w pobliżu końców symetryzowanego odcinka, a sprzężenia w odcinkach dalszych, np. w takiej odległości od miejsca pomiaru, że $(\alpha_1 + \alpha_2)x$ przybiera wartość większą od $2N$, praktycznie nie mają wpływu na przesłuch zbliżny;

- odstęp zdalnopresłuchowy A_{od} wywołany sprzężeniem elektromagnetycznym F_{zd} odległym od miejsca pomiaru o x wyraża się wzorem:

$$A_{od} = \ln \frac{8}{F_{zd} e^{-\{\alpha_1 - \alpha_2\}x} \cdot Z_1 \cdot Z_2} \quad (3)$$

Jeżeli tory, co w praktyce ma przeważnie miejsce, posiadają wartości α_1 i α_2 zbliżone do siebie, czynnik $e^{-\{\alpha_1 - \alpha_2\}x}$ jest bliski jedności i odstęp zdalnopresłuchowy nie zależy od odległości x , w jakiej sprzężenie znajduje się od miejsca pomiaru. Dzięki temu sprzężenia zdalnopresłuchowe, znajdujące się w odcinkach położonych na końcach odcinków symetryzacyjnych, można kompensować sprzężeniami występującymi w odcinkach położonych np. w pobliżu środka odcinka symetryzacyjnego.

Dzięki tym właściwościom przy symetryzacji odcinków długich o znacznej tłumienności kompensuje się najpierw, przez odpowiednie krzyżowanie torów lub włączanie między tory układów odsprzęgających, sprzężenia zbliżnopresłuchowe występujące między torami odcinków fabry-

kacyjnych, znajdujących się w pobliżu końców odcinka symetryzacyjnego, a następnie - przez odpowiednie krzyżowania torów odcinków fabrykacyjnych, położonych w pobliżu środka odcinka symetryzacyjnego lub przez włączenie odpowiednich układów odsprzęgających w pobliżu środka odcinka symetryzacyjnego - kompensuje się sprzężenia zdalnoprzesłuchowe.

Z powyższego widać, że obydwie te metody nie zawsze dają pozytywne wyniki przy kompensacji sprzężeń między torami krótkich odcinków symetryzacyjnych, ponieważ sprzężenia znajdujące się w pobliżu środków tych odcinków, a także układy odsprzęgające włączane w pobliżu środków odcinków mają znaczny wpływ na przesłuch zbliżony i często zdarza się, że przy symetryzacji sprzężeń zdalnoprzesłuchowych obniża się wartość tłumienności... zbliżonych poniżej dopuszczalnych wartości.

Trudności te, występujące przy symetryzacji krótkich odcinków, zostały obecnie usunięte dzięki opisaney w niniejszym artykule metodzie symetryzacji.

Omawiana metoda polega na zastosowaniu do symetryzacji torów w krótkich odcinkach kabli układów kompensacyjnych, składających się z kondensatorów, transformatorów i ewentualnie oporników, dzięki czemu możliwa jest jednoczesna kompensacja sprzężeń zbliżno i zdalnoprzesłuchowych względnie kompensacja tylko sprzężeń zbliżonych bez zmiany istniejących między torami sprzężeń zdalnoprzesłuchowych lub odwrotnie.

W roku 1965 wysymetryzowano z pozytywnym wynikiem według tej metody 6 odcinków kabli łącznikowych o długo-

ściach około 1200 m z torami telefonii 24-krotnej. Można szacunkowo określić, że czas symetryzacji tych odcinków został skrócony o kilka miesięcy, a ponadto uniknięto konieczności ewentualnej wymiany odcinków fabrykacyjnych, między torami których znajdowały się zbyt duże sprzężenia. W roku 1966 będą przeprowadzone próby symetryzacji krótkich odcinków w pasmie częstotliwości do 552 kHz.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Ze wzorów (2) i (3) widać, że wartości tłumienności przesłuchowych zależą od częstotliwości, wartości modułu sprzężenia zbliżnoprzesłuchowego F_{zb} lub zdalnopresłuchowego F_{zd} oraz od modułów impedancji falowych torów Z_1 i Z_2 .

Przy częstotliwościach większych od 10 kHz moduły impedancji falowych torów symetrycznych, wykorzystywanych do telefonii nośnych, zmieniają się w bardzo małym zakresie i można je przyjąć za wartości stałe.

Ze względu na przesuwności falowe β_1 i β_2 torów układy kompensujące sprzężenia zbliżnoprzesłuchowe muszą być włączane [4], [2] w pobliżu miejsc, w których te sprzężenia występują między symetryzowanymi torami, wpływ więc ich na wartość tłumienności przesłuchowej będzie tak samo zredukowany przez współczynnik $e^{-\frac{(\alpha_1 + \alpha_2)x}{v}}$ jak wpływ kompensowanych przez nie sprzężeń. W związku z tym układ odsprzęgający, zastosowany do kompensacji sprzężeń zbliżnoprzesłuchowych, powinien być tak wykona-

ny, ażeby sprzężenie wprowadzone przez niego było równe w funkcji częstotliwości sprzężeniom zbliznoprzesluchowym występującym między symetryzowanymi torami.

Również ten sam warunek dotyczy układu odsprzęgającego, kompensującego sprzężenia zdalnoprzesluchowe.

Jak wiadomo z teorii kablowych torów telekomunikacyjnych [2], sprzężenie zbliznoprzesluchowe, występujące między torami macierzystymi, wyrażone w faradach jest określone wzorem:

$$\hat{F}_{zb} = \frac{1}{\omega} \left(g - \frac{4r}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right) + j \left(c + \frac{4m}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right) \quad (4)$$

a sprzężenie zdalnoprzesluchowe:

$$\hat{F}_{zd} = \frac{1}{\omega} \left(g - \frac{4r}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right) + j \left(c - \frac{4m}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right) \quad (5)$$

We wzorach tych zastosowano następujące oznaczenia:

g - asymetria upływności wyrażona w S,

r - asymetria oporności wzajemnych wyrażona w omach,

ω - pulsacja,

c - pomiarowy współczynnik asymetrii pojemności wyrażony w F,

m - współczynnik asymetrii indukcyjności wyrażony w H.

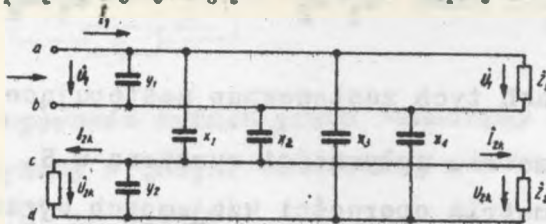
W praktyce składowa rzeczywista, zarówno sprzężenia zbliznoprzesluchowego F_{zb} jak i zdalnoprzesluchowego

F_{zd} jest nieznaczna w porównaniu ze składowymi urojonymi i składowe te mają mały wpływ na przesłuch. Wobec tego układy kompensujące jednocześnie sprzężenia zbliżno i zdalnopresłuchowe powinny umożliwić zrealizowanie przeciwsprężenia o wartości: $j \left(c + \frac{4m}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right)$ dla

kompensacji przesłuchu zbliżnego oraz jednocześnie przeciwsprężenia $j \left(c - \frac{4m}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right)$ dla kompensacji przesłuchu zdalnego.

3. NAPIĘCIE PRZESŁUCHOWE W TORZE ZAKŁÓCANYM PO WŁĄCZENIU MIĘDZY TORY KONDENSATORA O POJEMNOŚCI k

Rozważmy układ (rys. 1) składający się z dwóch krótkich torów kablowych. Do początku toru 1 dołączono zostało źródło prądu wysyłające na tor napięcie \hat{U}_1 . Oba



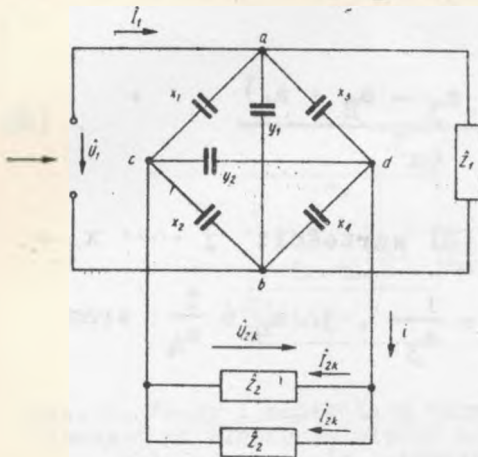
Rys. 1. Układ pojemności cząstkowych między dwoma torami

tory są zamknięte na ich impedancje falowe \hat{Z}_1 i \hat{Z}_2 . Po stronie generatora, tor zakłócany 2 zamknięty jest również odbiornikiem o impedancji wejściowej \hat{Z}_2 . Symbolami $x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2$ oznaczono pojemności cząstkowe torów. Układ ten możemy zastąpić układem podanym na

rys. 2. Pojemności x_1, x_2, x_3, x_4 tworzą mostek. Oporności ramion mostka wynoszą:

$$a_1 = \frac{1}{j\omega x_1}, \quad a_2 = \frac{1}{j\omega x_2}, \quad a_3 = \frac{1}{j\omega x_3} \quad \text{oraz} \quad a_4 = \frac{1}{j\omega x_4}$$

Oporność odbiornika w tym mostku jest równa oporności wypadkowej połączonych z sobą dwóch oporności Z_2 , a więc jest równa $q = \frac{Z_2}{2}$.



Rys. 2. Układ pojemności cząstkowych po przekształceniu układu podanego na rys. 1

Jeżeli oporność źródła prądu oznaczymy symbolem p , to prąd i płynący w gałęzi odbiorczej mostka możemy określić [3], [6] ze wzoru:

$$i = \frac{U_1 (a_1 a_3 - a_2 a_4)}{\Delta a} \quad (6)$$

gdzie $\Delta a = a_1 \cdot a_4 (a_2 + a_3) + a_2 \cdot a_3 (a_1 + a_4) +$
 $+ q(a_1 + a_2)(a_3 + a_4) + p (a_1 + a_4) (a_2 + a_3) +$
 $+ pq (a_1 + a_2 + a_3 + a_4).$

W przypadku gdy oporności a_1, a_2, a_3, a_4 są prawie równe sobie i można je zastąpić opornością średnią a , wzór uprości się:

$$\hat{i} = \frac{\hat{U}_1(a_1 \cdot a_3 - a_2 \cdot a_4)}{4a^3 + 4a^2(p+q) + 4apq} \quad (7)$$

Z kolei jeżeli a jest znacznie większe od p i q , co w przypadku torów krótkich odcinków kablowych ma miejsce, to:

$$\hat{i} \approx \frac{\hat{U}_1(a_1 \cdot a_3 - a_2 \cdot a_4)}{4a^3} \quad (8)$$

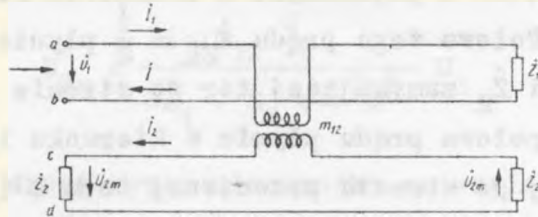
Po wstawieniu do wzoru (8) wartości: $j \cdot \omega \cdot x_1 = \frac{1}{a_1}$, $j\omega x_2 = \frac{1}{a_2}$, $j\omega x_3 = \frac{1}{a_3}$, $j\omega x_4 = \frac{1}{a_4}$ oraz $j\omega x = \frac{1}{a}$, otrzymamy:

$$\hat{i} = j\hat{U}_1\omega^2 \frac{x_1x_3 - x_2x_4}{4\omega x} \quad (9)$$

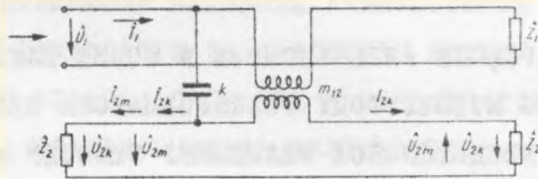
Załóżmy teraz, że tory są tak wysymetryzowane, że $x_1 = x_2 = x_3 = x_4$. Prąd i wtedy jest równy zeru, nie występuje więc przesłuch między torami.

Jeżeli do pojemności x_1 włączymy równolegle kondensator o pojemności k , to otrzymamy:

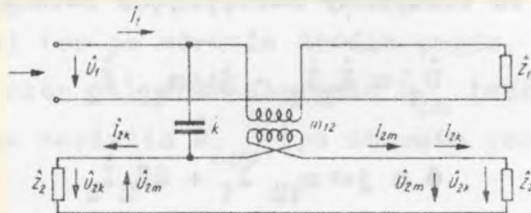
$$\hat{i} = j\hat{U}_1\omega^2 \frac{(x+k)x - x \cdot x}{4\omega x} = j\hat{U}_1\omega \frac{k}{4} \quad (10)$$



Rys. 3. Prądy płynące w torze zakłócającym i torze zakłócanym po włączeniu między tory transformatora o indukcyjności wzajemnej uzwojeń m_{12}



Rys. 4. Prądy i napięcia w torze zakłócającym oraz torze zakłócanym po włączeniu między tory układu kompensacyjnego składającego się z transformatora i kondensatora



Rys. 5. Prądy i napięcia w torze zakłócającym i torze zakłócanym po włączeniu między tory transformatora ze skrzyżowanym wtórnym uzwojeniem

Prąd przedostający się z toru 1 na tor 2 po włączeniu kondensatora o pojemności k rozdziela się w dwóch kierunkach. Połowa tego prądu $\hat{I}_{2k} = \frac{1}{2}$ płynie w kierunku impedancji \hat{Z}_2 zamykającej tor po stronie źródła prądu, a druga połowa prądu płynie w kierunku impedancji \hat{Z}_2 , położonej po stronie przeciwnej toru 2 (patrz rys. 4 i 5).

Na impedancjach zamykających tor 2 pojawią się napięcia:

$$\hat{U}_{zk} = \hat{Z}_2 \cdot \hat{I}_{2k} = j\hat{U}_1 \hat{Z}_1 \frac{\omega k}{8} \quad (11)$$

4. NAPIĘCIE PRZESŁUCHOWE W TORZE ZAKŁÓCANYM PO WŁĄCZENIU MIĘDZY TORY TRANSFORMATORA DEZSTRATNEGO O INDUKCYJNOŚCI WZAJEMNEJ UZWOJEŃ m_{12}

Jeżeli między idealnie wysymetryzowane krótkie tory włączymy - według schematu podanego na rys. 3 - transformator posiadający jednakowe ilości zwojów w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym, o indukcyjności wzajemnej uzwojeń m_{12} , to otrzymamy następujące zależności:

$$\hat{U}_1 = \hat{Z}_1 \hat{I}_1 - j\omega m_{12} \hat{I}_2 \quad (12)$$

$$0 = j\omega m_{12} \hat{I}_1 + 2\hat{Z}_2 \hat{I}_2 \quad (13)$$

$$\hat{U}_{2m} = \hat{Z}_2 \hat{I}_2 \quad (14)$$

Ze wzorów tych możemy znaleźć:

$$\hat{U}_{2m} = \frac{j\omega m_{12} \hat{Z}_2}{2\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2 + \omega^2 m^2} \hat{U}_1 \quad (15)$$

Pomijając drugi wyraz mianownika ze względu na jego małą wartość w stosunku do wyrazu pierwszego, otrzymamy:

$$\hat{U}_{2m} \approx \frac{j\omega m_{12}}{2\hat{Z}_1} \hat{U}_1 \quad (16)$$

5. WYPADKOWE NAPIĘCIE PRZESŁUCHOWE W TORZE ZAKŁÓCANYM PO WŁĄCZENIU MIĘDZY TORY UKŁADU SKŁADAJĄCEGO SIĘ Z KONDENSATORA I TRANSFORMATORA BEZSTRATNEGO

Jeżeli między dwa krótkie tory, między którymi nie ma sprzężeń, włączymy według schematu podanego na rys.4 układ odsprzęgający składający się z kondensatora o pojemności k oraz transformatora o indukcyjności wzajemnej uzwojeń m_{12} , to napięcie, występujące na impedancji \hat{Z}_2 , zamykającej tor po stronie źródła prądu, jest sumą napięcia \hat{U}_{2k} (wzór 11) oraz napięcia \hat{U}_{2m} (wzór 16).

Wartość tego napięcia \hat{U}_{2pb} (po stronie generatora) wyniesie:

$$\hat{U}_{2pb} = \hat{U}_{2k} + \hat{U}_{2m} = j\hat{U}_1 \left(\hat{Z}_2 \frac{\omega k}{8} + \frac{\omega m_{12}}{2\hat{Z}_1} \right) \quad (17)$$

Natomiast napięcie zdalnoprzesłuchowe \hat{U}_{od} , pojawiające się na oporności \hat{Z}_2 położonej po stronie przeciwnej niż źródło prądu, wynosi:

$$\hat{U}_{2od} = \hat{U}_{2k} - \hat{U}_{2m} = j\hat{U}_1 \left(\hat{Z}_2 \frac{\omega k}{8} - \frac{\omega m_{12}}{2\hat{Z}_1} \right) \quad (18)$$

W związku z tym tłumienność zbliznoprzesłuchowa A_{pb} będzie następująca:

$$A_{pb} = \frac{1}{2} \ln \frac{|\hat{U}_1|^2 |\hat{Z}_2|}{|\hat{U}_2|^2 |\hat{Z}_1|} =$$

$$= \frac{1}{2} \ln \frac{|\hat{U}_1|^2 |\hat{Z}_2|}{|\hat{U}_1|^2 \cdot \omega^2 \left| \frac{\hat{Z}_2 \cdot k}{8} + \frac{m_{12}}{2\hat{Z}_1} \right|^2 |\hat{Z}_1|}$$

$$A_{pb} = \ln \frac{8}{\omega \left| k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right| \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (19)$$

Odstęp zdalnoprzesłuchowy będzie równy:

$$A_{od} = \ln \frac{8}{\omega \left| k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right| \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (20)$$

Jeżeli z kolei transformator i kondensator włączymy zgodnie ze schematem podanym na rys. 5, napięcie U_{2m} zostanie odwrócone o 180° i napięcie zbliznoprzesłuchowe przyjmie wartość:

$$\hat{U}_{2pb} = \hat{U}_{2k} - \hat{U}_{2m} = j\hat{U}_1 \left(\hat{Z}_2 \frac{\omega k}{8} - \frac{\omega m_{12}}{2\hat{Z}_1} \right) \quad (21)$$

a napięcie zdalnoprzesłuchowe:

$$\hat{U}_{2od} = \hat{U}_{2k} + \hat{U}_{2m} = j\hat{U}_1 \left(\hat{Z}_2 \frac{\omega k}{8} + \frac{\omega m_{12}}{2\hat{Z}_1} \right) \quad (22)$$

W związku z tym wzór na tłumienność zbliznoprzesłuchową A_{pb} przybierze postać:

$$A_{pb} = \ln \frac{8}{\omega \left| k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \right| \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (23)$$

a wzór na odstęp zdalnoprzesłuchowy:

$$A_{od} = \ln \frac{8}{\omega \left| k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \right| \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (24)$$

Zmianę kierunku prądu w uzwojeniu wtórnym w stosunku do kierunku prądu płynącego po włączeniu kondensatora między żyły a i c (rys. 4) można uzyskać również przez włączenie pierwotnego uzwojenia transformatora w żyłę a,

a uzwojenia wtórnego w żyłę d. Również znak sprzężenia wnoszonego przez kondensator możemy zmienić na odwrotny w stosunku do znaku sprzężenia wywołanego przez kondensator włączony między żyły a i c, przez włączenie go między żyły a i d względnie b i c (wzór 9).

Wzory (19), (20), (23) i (24) zostały wyprowadzone w założeniu, że tory, między które zostały włączone układy odsprzęgające są krótkie. Jeżeli między tory włączymy układ wywołujący sprzężenie \hat{F}_{zb} - w odległości x od miejsca pomiaru - to wpływ jego na tłumienność zblizno-przesłuchową zmniejszy się $e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x}$ razy, gdzie α_1 i α_2 są tłumiennościami toru zakłócającego (α_1) oraz zakłócanego (α_2). Również w przypadku, gdy tłumienność torów nie jest jednakowa, we wzorach na tłumienność zdalnopresłuchową przy \hat{F}_{zd} pojawi się współczynnik $e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)x}$.

Wzory (19) i (20) przybiorą wówczas postać:

$$A_{pb} = \ln \frac{\delta}{\omega \left| k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \right| e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x} \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (25)$$

oraz

$$A_{od} = \ln \frac{\delta}{\omega \left| k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \right| e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)x} \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (26)$$

Natomiast wzory (2) i (3) po podstawieniu do nich wartości

$$F_{zb} = \left| c + \frac{4m}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right| \quad (\text{wzór 4}) \quad \text{oraz} \quad F_{zd} = \left| c - \frac{4m}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \right|$$

(wzór 5)

uwzględniających przesłuch wywołany składowymi urojonymi sprzężeniami przybiorą postać:

$$A_{pb} = \ln \frac{8}{\omega \left| c + \frac{4m}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right| e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x} \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (27)$$

oraz

$$A_{od} = \ln \frac{8}{\omega \left| c - \frac{4m}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \right| e^{-(\alpha_1 - \alpha_2)x} \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \quad (28)$$

Ze wzorów (25), (26), (27) i (28) widać, że po włączeniu między tory w odległości x od miejsca pomiaru kondensatora o pojemności $k = c$ oraz transformatora o indukcyjności wzajemnej uzwojeń $m_{12} = m$ w taki sposób, ażeby sprzężenia zdalnopresłuchowe i zbliżnopresłuchowe posiadały znaki przeciwne niż sprzężenie istniejące między torami, to prądy zbliżno i zdalnopresłuchowe między torami zostaną skompensowane.

Ze wzorów (25) i (26) widać również, że w przypadku gdy między tory włączymy układ kompensujący spełniający równanie

$$k = \left| \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \right|,$$

zgodnie ze schematem podanym na rys. 4, to sprzężenie zbliznoprzesluchowe wyniesie:

$$\hat{F}_{zb} = k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \approx 2k \quad (29)$$

a sprzężenie zdalnoprzesluchowe:

$$\hat{F}_{zd} = k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \approx 0 \quad (30)$$

W przypadku gdy układ zostanie włączony według schematu podanego na rys. 5, sprzężenie zbliznoprzesluchowe będzie

$$\hat{F}_{zb} = k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \approx 0 \quad (31)$$

a sprzężenie zdalnoprzesluchowe:

$$\hat{F}_{zd} = k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \approx 2k \quad (32)$$

Dzięki temu możemy przeprowadzić kompensację tylko sprzężeń zbliznoprzesluchowych (29) (30) bez zmiany istniejących między torami sprzężeń zdalnoprzesluchowych. Względnie tylko kompensację sprzężeń zdalnoprzesluchowych

wych (31) (32) bez zmiany istniejących między torami sprzężeń zbliznoprzesłuchowych.

Ten sposób symetryzacji jest więc szczególnie wygodny, w porównaniu ze sposobami stosowanymi dotychczas, w przypadku symetryzacji krótkich odcinków kabli (np. kabli łącznikowych).

Na rysunku 6 podano możliwe sposoby włączenia układu odsprzęgającego, składającego się z transformatora i kondensatora.

W przypadku zastosowania oznaczeń znaków sprzężeń przyjętych przez firmę Siemens znaki składowych sprzężenia zblizno i zdalnoprzesłuchowego będą następujące:

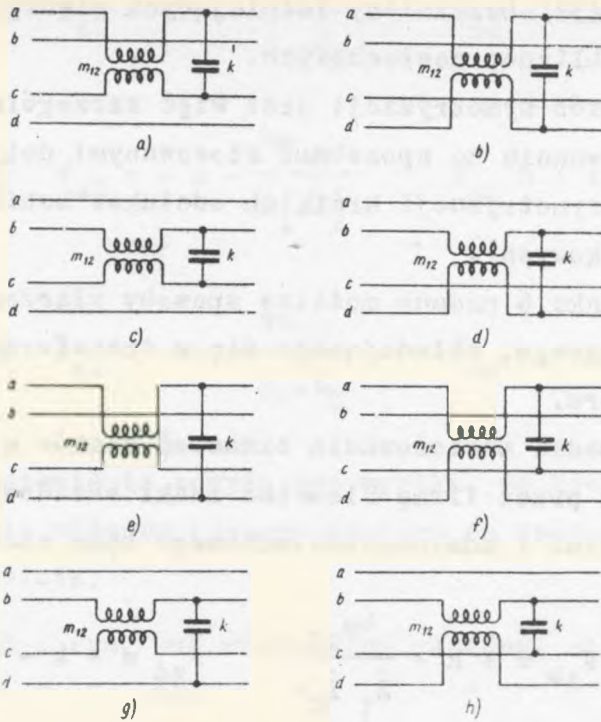
$$\text{rys. 6a)} \quad \hat{F}_{zb} = +k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = +k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$

$$\text{rys. 6b)} \quad \hat{F}_{zb} = -k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = -k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$

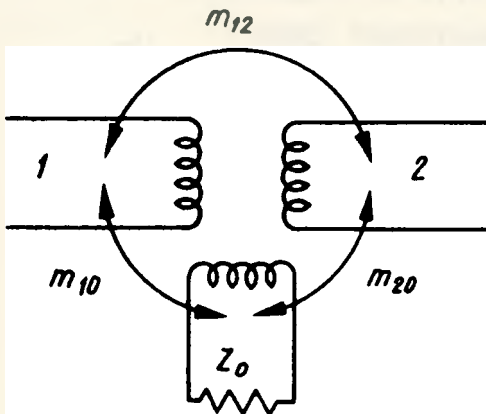
$$\text{rys. 6c)} \quad \hat{F}_{zb} = -k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = -k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$

$$\text{rys. 6d)} \quad \hat{F}_{zb} = +k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = +k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$

$$\text{rys. 6e)} \quad \hat{F}_{zb} = -k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = -k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$



Rys. 6. Kombinacje układu kompensacyjnego składającego się z kondensatora i transformatora



Rys. 7. Sprzężenia między uzwojeniami transformatora i obwodem ekranu

$$\text{rys. 6f)} \quad \hat{F}_{zb} = + k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = + k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$

$$\text{rys. 6g)} \quad \hat{F}_{zb} = + k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = + k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$

$$\text{rys. 6h)} \quad \hat{F}_{zb} = - k + \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \quad \hat{F}_{zd} = - k - \frac{4m_{12}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$$

Z zestawienia powyższego wynika, że niektóre sposoby włączania układów odsprzęgających są sobie równoważne, a mianowicie:

układ z rys. 6a) równoważny układowi z rys. 6d)

" " " 6b) " " " 6c)

" " " 6e) " " " 6h)

" " " 6f) " " " 6g)

6. SPRZEŻENIE WYTWORZONE MIĘDZY TORAMI PRZEZ TRANSFORMATOR ZE STRATAMI

W rozdziale 5 niniejszego artykułu wyprowadzono wzory na przesłuch dla przypadku, gdy układ odsprzęgający składa się z kondensatora i transformatora bezstratnego.

Straty wniesione przez kondensatory stosowane do symetryzacji torów nośnych są nieznaczące i można je w praktyce pominąć. Straty natomiast wniesione przez transformatory są tego rzędu, że przy symetryzacji torów nośnych przy wysokich częstotliwościach należy je uwzględnić.

Rozpatrzmy obecnie, jaki wpływ na sprzężenie wywołane przez transformator wywiera obecność innych mas metalowych znajdujących się w pobliżu transformatora nieekranowanego względnie obecność ekranu.

Pole magnetyczne wytworzone przez uzwojenie pierwotne transformatora przenika nie tylko do uzwojenia wtórnego, ale również do innych przewodów ekranu oraz rdzenia i wzbudza w nich prądy wirowe.

Jeżeli symbolem m_{12} oznaczymy sprzężenie między uzwojeniem pierwotnym i wtórnym transformatora, m_{10} sprzężenie magnetyczne występujące między uzwojeniem pierwotnym i ekranem (względnie innymi masami znajdującymi się w pobliżu transformatora), m_{20} sprzężenie magnetyczne między uzwojeniem wtórnym transformatora i ekranem, a przez Z_0 oporność zespoloną obwodu prądów wirowych wzbudzonych w ekranie, to otrzymamy następujące zależności (patrz rys. 7).

Siła elektromagnetyczna wzbudzona w uzwojeniu wtórnym transformatora poprzez sprzężenie m_{12} wyniesie:

$$- j\omega m_{12} \hat{I}_1 \quad (33)$$

Prąd \hat{I}_0 wywołany w ekranie (0) przez prąd \hat{I}_1 wynosi:

$$\hat{I}_0 = - \frac{j\omega m_{10} \hat{I}_1}{Z_0} \quad (34)$$

Z kolei prąd \hat{I}_0 wzbudza w uzwojeniu wtórnym transformatora siłę elektromagnetyczną równą:

$$-j\omega m_{20} \hat{I}_0 = -\frac{m_{10} m_{20}}{\hat{Z}_0} \omega^2 \hat{I}_1 \quad (35)$$

Wypadkowa siła elektromagnetyczna wzbudzona w torze 2 wynosi:

$$\hat{E}_2 = -j\omega m_{12} \hat{I}_1 - \frac{m_{10} m_{20}}{\hat{Z}_0} \omega^2 \hat{I}_1 \quad (36)$$

Jeżeli weźmiemy pod uwagę, że \hat{Z}_0 jest opornością zespoloną, o składowych $\hat{Z}_0 = R_0 + j\omega L_0$, to wzór (36) przekształci się:

$$\hat{E}_2 = \hat{I}_1 \left[-j\omega m_{12} - \frac{m_{10} m_{20} \omega^2 R_0}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2} + \right. \\ \left. + j \frac{m_{10} m_{20} \omega^3 L_0}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2} \right] \quad (37)$$

$$\hat{E}_2 = \hat{I}_1 \left[-j\omega (m_{12} - \frac{m_{10} m_{20} \omega^2 L_0}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2}) - \right. \\ \left. - \frac{m_{10} m_{20} \omega^2 R_0}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2} \right] \quad (38)$$

We wzorze tym znak przy indukcyjności wzajemnej m_{12} w przypadku sprzężenia zbliżnoprzesłuchowego jest dodat-

ni, a w przypadku sprzężenia zdaloprzesłuchowego - ujemny.

W celu uproszczenia wzorów wprowadzimy następujące oznaczenia:

$$m_{zb} = m_{12} - \frac{m_{10} \cdot m_{20} \cdot \omega^2 L_0}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2} \quad (39)$$

$$m_{zd} = -m_{12} - \frac{m_{10} \cdot m_{20} \cdot \omega^2 L_0}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2} \quad (40)$$

$$r = \frac{m_{10} \cdot m_{20} \cdot \omega^2 R_0}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2} \quad (41)$$

Po podstawieniu tych oznaczeń do wzoru 38 otrzymamy:

$$\hat{E}_2 = (-j\omega m_{zb} - r) \hat{I}_1 \quad (42)$$

Prąd w obwodzie wtórnym transformatora wzbudzony siłą elektromagnetyczną E_2 wyniesie:

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{E}_2}{2\hat{Z}_2} = - \frac{(j\omega m_{zb} + r) \hat{I}_1}{2\hat{Z}_2},$$

skąd

$$\frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2} = \frac{-2\hat{Z}_2}{j\omega m_{zb} + r} \quad (43)$$

Przesłuch zbliżny wywołany przez włączenie transformatora ze stratami między tory wynosi:

$$\begin{aligned}
 A_{pb} &= \ln \left| \sqrt{\frac{\hat{z}_1 \hat{i}_1}{\hat{z}_2 \hat{i}_2}} \right| = \ln \frac{2 \sqrt{z_1 z_2}}{|j\omega m_{zb} + r|} = \\
 &= \ln \frac{8}{\frac{4|j\omega m_{zb} + r|}{z_1 \cdot z_2} \cdot \sqrt{z_1 \cdot z_2}}
 \end{aligned} \tag{44}$$

Ze wzorów (42) i (11) można również wyprowadzić zależność na przesłuch powstały przez włączenie między tory - zgodnie ze schematem podanym na rys. 4 - transformatora ze stratami oraz kondensatora o pojemności k . Przesłuch zbliżny wyniesie wtedy:

$$A_{pb} = \ln \frac{8}{\left| j\omega \left(k + \frac{4m_{zb}}{\hat{z}_1 \hat{z}_2} \right) + \frac{4r}{\hat{z}_1 \hat{z}_2} \right| \sqrt{z_1 z_2}} \tag{45}$$

zaś odstęp zdalnopresłuchowy:

$$A_{od} = \ln \frac{8}{\left| j\omega \left(k - \frac{4m_{zd}}{\hat{z}_1 \hat{z}_2} \right) + \frac{4r}{\hat{z}_1 \hat{z}_2} \right| \sqrt{z_1 z_2}} \tag{46}$$

Oczywiste jest, że w przypadku, gdy układ ten zostanie włączony w odległości x od miejsca pomiaru, to tak jak we wzorach (25) i (26), we wzorze (45) w mianowni-

ku pojawi się współczynnik $e^{-j(\alpha_1 + \alpha_2)x}$, a we wzorze (46) również w mianowniku, współczynnik $e^{-j(\alpha_1 - \alpha_2)x}$.

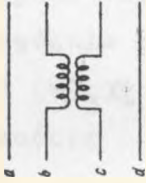
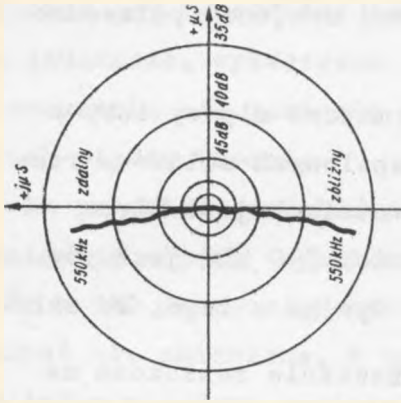
Na rysunku 8 podano przykładowo wykresy przewodności zbliznoprzesłuchowych $j\omega \frac{4m_z b}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} + \frac{4r}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$ oraz przewodności

zdałnoprzesłuchowych $-j\omega \frac{4m_z d}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} + \frac{4r}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$ po włączeniu

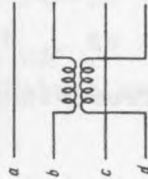
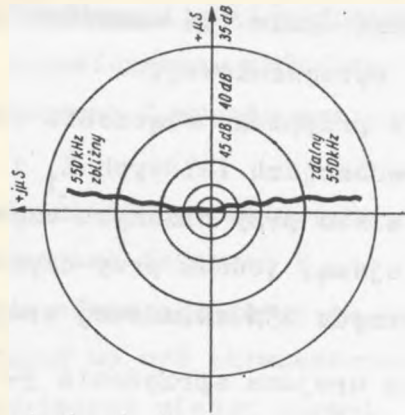
transformatora ze stratami między tory o impedancji falowej $\hat{Z}_1 = \hat{Z}_2 = 200 \Omega$.

Z lewej strony rysunków podano schemat, według którego transformatory zostały włączone. Z wykresów tych widać, że zgodnie ze wzorami (45) i (46) składowa rzeczywista przewodności sprzężeniowej przy przesłuchu zdalnym i zbliznym zachowuje tę samą wartość i znak, natomiast zmienia znak, gdy zmienia się sposób włączenia transformatora w ten sposób, że zostają zmienione jednocześnie znaki przewodności zblizno i zdałnoprzesłuchowej.

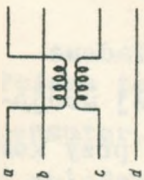
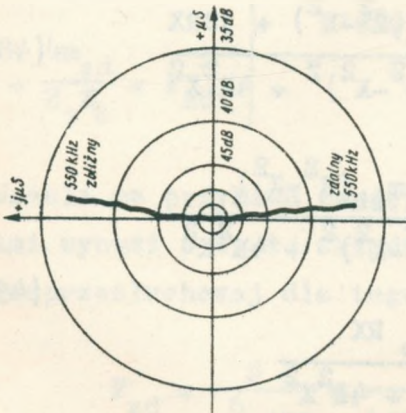
Na rysunku 21 przedstawiono stosunek składowej rzeczywistej do składowej urojonej przewodności sprzężeniowej wytworzonej przez transformator ze stratami, włączony między tory o impedancjach falowych \hat{Z} równych oporności rzeczywistej 200Ω , przy częstotliwościach 550, 300 oraz 100 kHz. Zmiany składowej rzeczywistej i urojonej uzyskano przez zmianę położenia rdzenia (wkręcanie lub wykręcanie) w stosunku do uzwojeń transformatora.



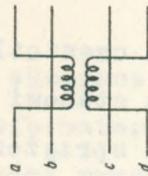
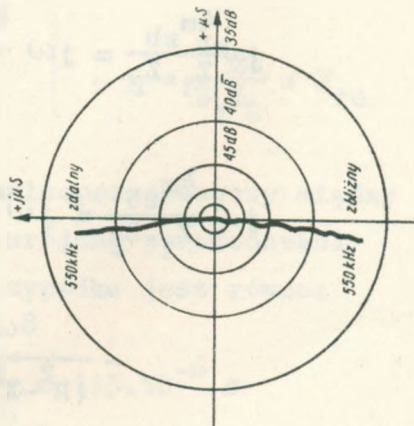
c)



d)



a)



b)

Rys. 8. Wykresy przewodności sprzężeniowych po włączeniu transformatora ze stratami międzytóry o impedancji falowej $Z_1 = Z_2 = 200 \Omega$

Jak widać z wykresu, wartość składowej rzeczywistej wynosi około 15% wartości składowej urojonej przewodności sprzężeniowej.

W przypadku włączenia transformatora między tory o impedancjach falowych \hat{Z}_1 i \hat{Z}_2 zespolonych składowa rzeczywista przy niższych częstotliwościach jest nieco mniejsza, jednak przy częstotliwości 550 kHz jest równa rzędu 15% składowej urojonej. Wynika z tego, że składowa urojona sprzężenia $j\omega \frac{4m_{zb}}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}$ zostanie rozłożona na dwie składowe.

Założmy dla uproszczenia, że $\hat{Z}_1 = \hat{Z}_2 = R - jX$, wtedy

$$\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2 = R^2 - j2RX + X^2 = (R^2 - X^2) - j2RX \quad (47)$$

$$j\omega \frac{4m_{zb}}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} = j\omega \frac{4m_{zb}(R^2 - X^2) + j2RX}{(R^2 - X^2)^2 + 4R^2 X^2} \quad (48)$$

$$j\omega \frac{4m_{zb}}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} = j\omega \frac{4m_{zb}(R^2 - X^2)}{(R^2 - X^2)^2 + 4R^2 X^2} - \frac{8\omega m_{zb} RX}{(R^2 - X^2)^2 + 4R^2 X^2} \quad (49)$$

Przy wyższych częstotliwościach $R \gg X$, składowa więc rzeczywista stanowi parę procent składowej urojonej przewodności sprzężeniowej. Wskutek tego, przy kompensacji sprzężeń zdalnoprzesyłowych, w przypadku gdy

kompensovane sprężenia posiadają tylko składowe urojone oraz gdy tłumowności toru zakłócanego i zakłócającego są jednakowe, wytworzona przez transformator składowa rzeczywista nie zostanie skompensowana i wywoła przesłuch między torami.

Na przykład, jeżeli sprężenie zbliznopresluchowe występuje między torami o impedancjach falowych $\hat{Z}_1 = \hat{Z}_2 = 170 \Omega$ po włączeniu układu odsprężającego ma pozostać nie zmienione, a przez układ ma być skompensowana tylko składowa urojona występującego między torami sprężenia zdalnopresluchowego \hat{F}_{zd} , to zgodnie z wzorami (45) i (46) powinny być spełnione następujące zależności:

$$\left. \begin{array}{l} k - \frac{4m_{zb}}{Z_1 Z_2} = 0 \\ k + \frac{4m_{zd}}{Z_1 Z_2} = F_{zd} \end{array} \right\} \text{względnie} \left\{ \begin{array}{l} -k + \frac{4m_{zb}}{Z_1 Z_2} = 0 \\ -k - \frac{4m_{zd}}{Z_1 Z_2} = F_{zd} \end{array} \right.$$

Jeżeli na przykład odstęp zdalnopresluchowy między torami wynosi 6 N, to składowa urojona przewodności zdalnopresluchowej dla tego przypadku jest równa:

$$F_{zd} = \frac{8}{e^6 \cdot 170} = \frac{8}{410 \cdot 170} = 115 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

Połowa tej składowej zostanie skompensowana przez kondensator, a połowa przez transformator, a więc wartość składowej urojonej przewodności przeciwsprężenio-

wej wytworzonej przez transformator powinna być równa $57,5 \cdot 10^{-6} \text{ S}$.

Ponieważ składowa rzeczywista przewodności sprzężeniowej wynosi około 15% składowej urojonej, wartość jej będzie:

$$57,5 \cdot 10^{-6} \cdot 15/100 = 8,6 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

Składowa ta spowoduje przesłuch:

$$A_{\text{od}} = \ln \frac{8}{8,6 \cdot 10^{-6} \cdot 170} = 8,6 \text{ N}$$

W przypadku gdy wykonuje się kompensację sprzężeń zdalnopresłuchowych tylko za pomocą transformatora, składowa rzeczywista sprzężenia, powstała po kompensacji, będzie dwukrotnie większa niż w przypadku, gdy kompensację wykonuje się za pomocą układu składającego się z kondensatora i transformatora. W związku z tym tłumienność przesłuchowa zostanie obniżona o $\ln 2 = 0,7 \text{ N}$.

W tabeli 3 podano wartości tłumienności przesłuchowych wywołanych przez składową rzeczywistą, gdy przeprowadza się kompensację składowej urojonej sprzężenia zdalnopresłuchowego bez zmiany wartości istniejącego sprzężenia zbliżnopresłuchowego lub odwrotnie. W tabeli uwzględniono również przypadek, gdy kompensacja sprzężenia jest przeprowadzona za pomocą tylko transformatora.

W przypadku gdy tory zakłócający i zakłócany posiadają taką samą tamowność, składowe rzeczywiste przewodności zdalno i zbliżnopresłuchowych wytworzone przez

Tabela 3

Przesłuch wywołany przez składową rzeczywistą przewodności sprężeniowej transformatora ze stratami, po kompensacji składowej urojonej przewodności sprężeniowej

Wartość tłumien- sowanej tłumien- ności przesłu- chowej	Tłumiennosc przesłuchowa wywołana składową rzeczywistą przewodności sprężeniowej transformatora			
	Składowa rzeczywista = 15% składowej urojonej		Składowa rzeczywista = 10% składowej urojonej	
N	kondensator i transformator N	transforma- tor N	kondensator i transformator N	transforma- tor N
5,0	7,6	6,9	8,0	7,3
5,5	8,1	7,4	8,5	7,8
6,0	8,6	7,9	9,0	8,3
6,5	9,1	8,4	9,5	8,8
7,0	9,6	8,9	10,0	9,3
7,5	10,1	9,4	10,5	9,8
8,0	10,6	9,9	11,0	10,3

transformator, można - z dostateczną dokładnością dla celów praktycznych - skompensować za pomocą kondensatorów połączonych szeregowo z oporami.

Jak widać z rysunku 8, po włączeniu transformatorów według schematów podanych na rys. 8a i 8d otrzymuje się identyczne wartości przewodności sprzężeniowych. Również identyczne wartości przewodności sprzężeniowych uzyskuje się po włączeniu transformatorów między tory według schematów podanych na rys. 8b i 8c. W związku z tym ograniczymy się do rozpatrzenia możliwości kompensacji składowych rzeczywistych przewodności sprzężeniowych powstałych po włączeniu transformatorów wg schematów podanych na rys. 8a i 8b.

Z wykresów na tych rysunkach również widać, że przy określonym schemacie włączenia transformatora, składowe rzeczywiste przewodności zdalno i zbliżnoprzesłuchowych są sobie równe i posiadają takie same znaki, natomiast składowe urojone przewodności zdalno i zbliżnoprzesłuchowych są sobie równe, lecz znaki ich są przeciwne (patrz wzór 45 i 46). Jeżeli natomiast między tory włączy się kondensator, to składowe urojone przewodności sprzężeniowych zdalno i zbliżnoprzesłuchowych posiadają takie same wartości i takie same znaki. Również i przewodności sprzężeniowe zdalno i zbliżnoprzesłuchowe po włączeniu między tory kondensatora połączonego w szereg z oporem posiadają taki sam znak i wartość.

Oznaczmy następującymi symbolami składowe przewodności sprzężeniowych:

- Y_{mzd} oraz Y_{mzb} - składowe urojone przewodności zdalno i zbliżnoprzesłuchowych wytworzonych przez transformator;
- X_{mzd} oraz X_{mzb} - składowe rzeczywiste przewodności zdalno i zbliżnoprzesłuchowych wytworzone przez transformator;
- Y_{kzd} oraz Y_{kzb} - składowe urojone przewodności zdalno i zbliżnoprzesłuchowych wytworzone przez kondensator połączony szeregowo z oporem;
- X_{kzd} oraz X_{kzb} - składowe rzeczywiste przewodności zdalno i zbliżnoprzesłuchowych wytworzone przez kondensator połączony szeregowo z oporem.

Wobec tego przewodność układu, składającego się z kondensatora o pojemności k oraz oporu o oporności R , wynosi:

$$X_k + jX_k = \frac{1}{R - j \frac{1}{\omega k}} = \frac{j\omega k}{1 + j\omega k R} \quad (50)$$

Skąd:

$$X_{kzb} = X_{kzd} = \frac{\omega^2 k^2 \cdot R}{1 + \omega^2 k^2 R^2} \quad (51)$$

oraz

$$Y_{kzb} = Y_{kzd} = \frac{\omega k}{1 + \omega^2 k^2 R^2} \quad (52)$$

Zależności podane we wzorach można również określić za pomocą specjalnych nomogramów lub w sposób wykreślny. Metoda ta jest opisana w [4].

Dla przykładu podano poniżej różne przypadki kompensowania sprzężeń.

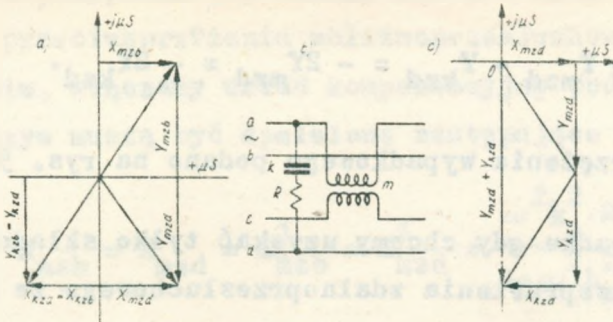
1. W przypadku gdy przez włączenie układu odsprzęgającego chcemy uzyskać tylko składową urojoną przewodności przeciwsprężeniowej zdalnoprzesłuchowej ze znakiem ujemnym, włączamy transformator według schematu podanego na rys. 9b. Następnie między żyły a i d torów włączamy w szereg kondensator o pojemności k oraz opór o oporności R , o wartościach spełniających równanie (51) i (52) oraz spełniających warunki dodatkowe, a mianowicie:

$$X_{mzb} = X_{mzd} = X_{kzb} = X_{kzd} = \frac{\omega^2 k^2 R}{1 + \omega^2 k^2 R^2} \quad (53)$$

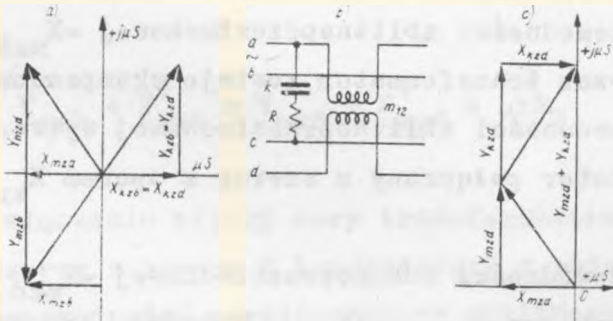
oraz

$$Y_{mzb} = Y_{mzd} = Y_{kzb} = Y_{kzd} = \frac{\omega k}{1 + \omega^2 k^2 R^2} \quad (54)$$

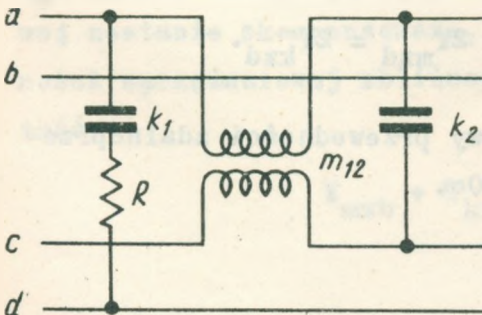
Wobec tego wektor przewodności zbliźnoprzesłuchowej $+X_{mzb} - jY_{mzb}$ zostanie skompensowany przez wektor przewodności zbliźnoprzesłuchowej $-X_{kzb} - jY_{kzb}$ wytworzony przez kondensator połączony w szereg z oporem. Natomiast wektor przewodności zdalnoprzesłuchowej $+X_{mzd} - jY_{mzd}$ doda się do wektora przewodności zdalnoprzesłuchowej $-X_{kzd} - jY_{kzd}$. Ponieważ składowe rzeczywiste $X_{mzd} = X_{kzd}$ skompensują się, wektor wypadkowy przewodności przeciw-



Rys. 9. Kompensacja składowej rzeczywistej przewodności przeciwsprężeniowej zdalnoprzesłuchowej, wytworzonej przez transformator ze stratami, w przypadku gdy znak składowej urojonej jest ujemny



Rys. 10. Kompensacja składowej rzeczywistej przewodności sprężeniowej zdalnoprzesłuchowej, wytworzonej przez transformator ze stratami, w przypadku gdy znak składowej urojonej jest dodatni



Rys. 11. Układ wytwarzający składową urojoną przewodności przeciwsprężeniowej zbliznoprzesłuchowej o znaku dodatnim

sprężeniowej będzie posiadał wartość:

$$- Y_{mzd} - Y_{kzd} = - 2Y_{mzd} = - 2Y_{kzd}.$$

Wykres sprzężenia wypadkowego podano na rys. 9c.

2. W przypadku gdy chcemy uzyskać tylko składową urojoną przeciw sprzężenia zdalnoprzęsłuchowego ze znakiem dodatnim, transformator włączony wg schematu podanego na rys. 10, a następnie między żyły a i c kondensator o pojemności k i opór o oporności R , (tak jak na rys. 10b), spełniające równania (53) i (54).

Wektor przewodności zbliżnoprzęsłuchowej $-X_{mzb} - jY_{mzb}$ wytworzony przez transformator zostaje skompensowany wektorem przewodności zbliżnoprzęsłuchowej wytworzonej przez kondensator połączony w szereg z oporem $X_{kzd} + jY_{kzd}$.

Wektor przewodności zdalnoprzęsłuchowej $-X_{mzd} + jY_{mzd}$ doda się do wektora $X_{kzd} + jY_{kzd}$. Składowe rzeczywiste przewodności zdalnoprzęsłuchowych kompensują się, a składowa urojona przewodności sprzężeniowej - wypadkowa przybierze wartość:

$$Y_{mzd} + Y_{kzd} = 2Y_{mzd} = 2Y_{kzd}.$$

Wypadkowy wykres wektorowy przewodności zdalnoprzęsłuchowych podano na rys. 10c.

3. W przypadku gdy chcemy uzyskać tylko składową urojoną przeciwprzęcia zbliznoprzesluchowego ze znakiem dodatnim, włączamy układ kompensacyjny podany na rys.11, przy czym muszą być spełnione następujące zależności:

$$X_{mzb} = X_{mzd} = X_{kzb}^1 = X_{kzd}^1 = \frac{\omega^2 k_1^2 \cdot R}{1 + \omega^2 k_1^2 R^2} \quad (55)$$

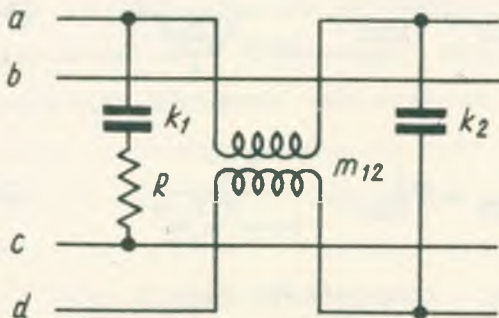
$$Y_{mzb} = Y_{mzd} = Y_{kzb}^1 = Y_{kzd}^1 = \frac{k_1}{1 + \omega^2 k_1^2 R^2} \quad (56)$$

$$Y_{mzb} + Y_{kzb}^1 = Y_{mzd} + Y_{kzd}^1 = \omega k_2 \quad (57)$$

Po włączeniu między tory transformatora i połączonego w szereg z oporem R kondensatora o pojemności k_1 wektory przewodności sprzężeniowych zbliznoprzesluchowych zostają skompensowane, a składowa urojona przewodności sprzężeniowej zdalnoprzesluchowej przybierze wartość $Y_{mzd} + Y_{kzd}^1$. Jeżeli teraz z kolei włączymy kondensator k_2 , to składowa urojona przewodności zdalnoprzesluchowej zostanie skompensowana, a składowa urojona przewodności sprzężeniowej zbliznoprzesluchowej przybierze wartość:

$$Y_{mzb} + Y_{kzb} = \omega k_2$$

4. W przypadku gdy chcemy uzyskać tylko składową urojoną przeciwsprężeniową zbliznoprzesłuchową ze znakiem ujemnym, między tory włączamy układ podany na rys. 12, przy czym pojemności kondensatorów i oporność R muszą spełniać równania 55, 56 i 57.



Rys. 12. Układ wytwarzający składową urojoną przewodności przeciwsprężeniowej zbliznoprzesłuchowej o znaku ujemnym

Tak jak w poprzednim przypadku, po włączeniu transformatora, kondensatora o pojemności k_1 oraz oporu o oporności R , wektor przewodności sprzężeniowej zbliznoprzesłuchowej zostaje skompensowany i pozostaje tylko składowa urojona przewodności zdalnoprzesłuchowej o wartości $Y_{mzd} + Y_{kzd}$. Z kolei po włączeniu kondensatora k_2 składowa urojona przewodności sprzężeniowej zdalnoprzesłuchowej zostaje skompensowana, a przez kondensator k_2 zostanie wytworzona przewodność sprzężeniowa zbliznoprzesłuchowa - $j\omega k_2$, do czego dążyliśmy.

W praktyce jednoczesną kompensację sprzężeń zbliznoprzesłuchowych i zdalnoprzesłuchowych, pomimo że jest możliwa do przeprowadzenia, rzadko się stosuje, ponieważ w celu obliczenia układu odsprzęgającego zachodzi konieczność wykonywania jednocześnie pomiarów przewodności zdalno i zbliznoprzesłuchowych. Ponieważ pomiary te są pracochłonne

ne i wymagają bogatego zestawu aparatury pomiarowej, technicy wykonujący kompensację sprzężeń między torami tworzącymi jedną wiązkę czwórkową względnie między torami czwórek sąsiednich kompensują najpierw sprzężenia zbliznoprzesłuchowe przez krzyżowanie lub włączanie między te tory układów składających się z kondensatorów lub kondensatorów połączonych szeregowo z oporami. Po kompensacji sprzężeń zbliznoprzesłuchowych między tory włącza się układy podane na rys. 9 i 10 względnie na rys. 6e, 6f, 6g, 6h i kompensuje sprzężenie zdalnoprzesłuchowe.

Taki system symetryzacji jest korzystny również z tego względu, że czas symetryzacji sprzężeń zbliznoprzesłuchowych dzięki wykonywaniu pomiarów tylko przewodności zbliznoprzesłuchowych znacznie się skraca, a ponadto zmniejsza się ilość transformatorów, które są kosztowniejsze niż kondensatory. Natomiast przy kompensacji sprzężeń zbliznoprzesłuchowych między torami czwórek nie sąsiednich wydaje się, że korzystniej będzie stosować transformatory, ponieważ sprzężenia pojemnościowe między tymi torami są bardzo małe, natomiast sprzężenia magnetyczne mogą być dość znaczne i przy kompensacji sprzężeń zbliznoprzesłuchowych, za pomocą kondensatorów, sprzężenia zdalnoprzesłuchowe wrażliwość prawie do podwójnej wartości. W przypadku gdyby tory posiadały tę samą tanowność, wzrost sprzężeń zdalnoprzesłuchowych wytworzonych przez kondensatory nie byłby szkodliwy, jednak ze względu na to, że czwórki przeznaczone dla telefonii nośnej posiadają różne skoki skrętu, a wskutek tego różną

tamowność, może powstać znaczny "efekt zamiany torów", to znaczy w przypadku gdy zamienimy tor zakłócający na zakłócany, a tor zakłócany na zakłócający, to wektory przewodności sprzężeniowych zdalnoprzesłuchowych mogą różnić się między sobą.

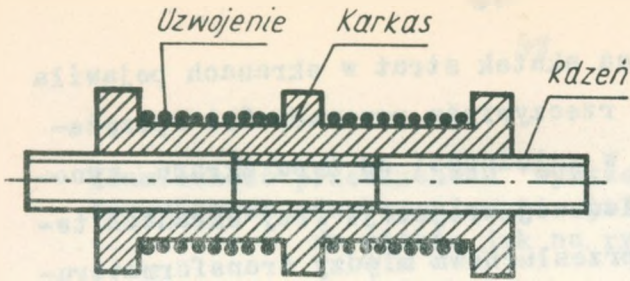
Zagadnienie to jest obecnie badane przez Instytut Łączności wspólnie z Centralnym Laboratorium Budownictwa Łączności.

7. BUDOWA I DANE TECHNICZNE TRANSFORMATORÓW ODSPRZĘGAJĄCYCH

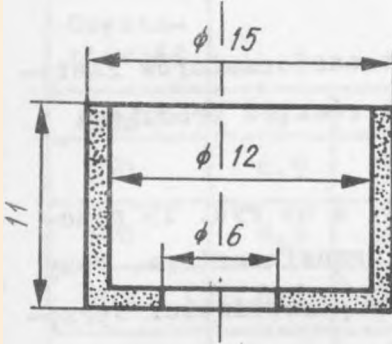
7.1. Konstrukcja transformatorów odsprzęgających

Pierwsze transformatory zostały wykonane na karkosach z pleksiglasu. Posiadały one 2 cewki, umieszczone jak na rys. 13, oraz wkręcone 2 rdzenie ferrytowe typu F401 kl.E produkcji Zakładów Materiałów Magnetycznych L9 w Warszawie. Transformatory te zastosowano przy symetryzacji odcinków kabli łącznikowych o długości około 1200 m. Wsymetryzowano nimi w 1965 r. 5 odcinków. Umieszczanie jednak kilku transformatorów tego typu w jednym złączu sprawiało pewne trudności, ponieważ posiadają one duży strumień rozproszenia, wskutek czego nawet przy częstotliwości 110 MHz występowały przesłuchy między torami w które włączone były transformatory.

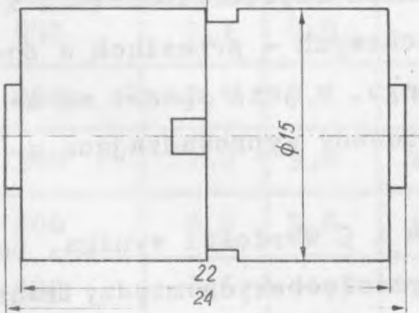
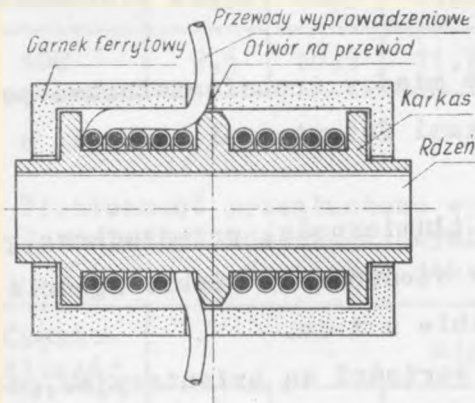
W związku z tym w pierwszym etapie pracy zostały przeprowadzone próby ekranowania transformatorów przez zastosowanie ekranów metalowych. Próby te dały wyniki



Rys. 13. Transformator bez ekranów



Rys. 14. Garnek ferrytowy zastosowany do ekranowania transformatorów odsprzęgających



Rys. 15. Przekrój i widok transformatora zaekranowanego garnkami ferrytowymi

negatywnie, ponieważ na skutek strat w ekranach pojawiła się znaczna składowa rzeczywista przewodności sprzężeniowej. Składowa ta, w zależności od typu ekranu, wynosiła od 20 do 40% składowej urojonej. Przy ekranach tego typu tłumienność przesłuchowa między transformatorami wzrosła około 1 N.

W drugim etapie do ekranowania transformatorów zastosowano garnki ferrytowe typu 3D-10A również produkcji Zakładu L9.

Wymiary garnka podano na rys. 14, a na rys. 15 przekrój i widok z boku zaekranowanego transformatora. Przy tym rozwiązaniu składowa rzeczywista przewodności sprzężeniowej wynosi około 15% składowej urojonej przewodności.

Tłumienność przesłuchowa między transformatorami po zaekranowaniu uzwojeń garnkami ferrytowymi wzrosła o przeszło 1 N.

W tabelach 4 i 5 podano tłumienności przesłuchowe, gdy transformatory ułożone są w stosunku do siebie zgodnie z rys. 16 i oddalone od siebie o x cm.

Podane w tabelach 4 i 5 wartości są orientacyjne, ponieważ - szczególnie przy wysokich częstotliwościach i dużych tłumiennościach przesłuchowych - przesłuch w dużej mierze zależy również od tego, w jaki sposób są ułożone w stosunku do siebie przewody wyprowadzające uzwojeń.

Z przytoczonych w tabelach 4 i 5 wartości wynika, że wyższe wartości tłumienności przesłuchowych między trans-

T a b e l a 4

Tłumiennosc przesłuchowa wyrażona w N między transformatorami odsprzęgającymi położonymi w stosunku do siebie jak na rys. 16a

Często- tliwość	Odległość x (cm)					
	0	1	2	3	5	7
kHz						
550	6,9	9,6	10,0	10,6	11,1	13
400	8,3	9,8	10,3	11,0	11,7	13
300	8,6	10,0	10,6	11,4	12,4	13
200	8,9	10,3	11,2	11,9	12,9	13
100	9,6	10,9	11,7	12,4	13,2	13

T a b e l a 5

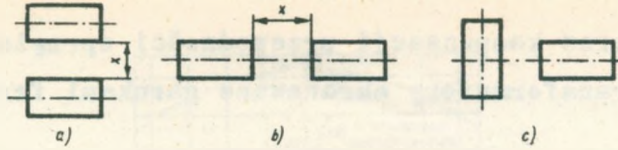
Tłumiennosc przesłuchowa wyrażona w N między transformatorami odsprzęgającymi położonymi w stosunku do siebie jak na rys. 16b

Często- tliwość	Odległość x (cm)					
	0	1	2	3	5	7
kHz						
550	7,1	8,9	9,5	10,1	10,9	11,5
400	7,4	9,1	10,0	10,6	11,7	12,0
300	7,8	9,4	10,3	10,9	11,8	13,0
200	8,2	9,8	10,6	11,2	12,4	13,0
100	8,6	10,3	11,2	13,0	13,0	13,0

formatorami odległymi od siebie o x cm uzyskuje się, gdy transformatory są ułożone w sposób podany na rys. 16a.

Znany jest jednak fakt, że najwyższe wartości tłumienności przesłuchowych między transformatorami uzyskuje się, gdy osie transformatorów są prostopadłe do siebie, tak jak to podano na rys. 16c, i gdy oś transformatora umieszczonego w pozycji poziomej jest zgodna z osią poprzeczną transformatora pionowego. Przy takim wzajemnym położeniu transformatorów można uzyskać między nimi tłumienność przesłuchową większą od 14 N w paśmie częstotliwości do 550 kHz. Przesunięcie jednak transformatora poziomego w kierunku jednego z końców (górnego lub dolnego) transformatora pionowego względnie zmiana nachylenia osi transformatorów powoduje znaczne obniżenie się wartości tłumienności przesłuchowej. Pomimo to, gdy tylko to jest możliwe, w złączach i skrzyniach symetryzacyjnych należy rozmieszczać transformatory tak, jak podano na rys. 17. Ponieważ jednak prawidłowe usytuowanie wzajemne transformatorów w złączu jest trudne ze względu na kształt złącza, a ponadto w czasie bandażowania złącza mogą wystąpić przesunięcia transformatorów, należy je umieszczać możliwie daleko od siebie, gdyż nie zachowanie warunku prostopadłości osi transformatorów względnie zbieżności osi pionowej jednego z nich z osią poprzeczną transformatora sąsiedniego ma mniejszy wpływ na tłumienność przesłuchową.

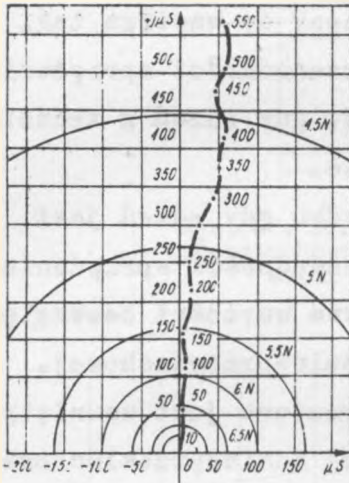
Przed zamknięciem złącza, transformatory powinny być odpowiednio umocowane i należy sprawdzić, czy między torami w które zostały włączone transformatory, nie powstały nadmierne przesłuchy.



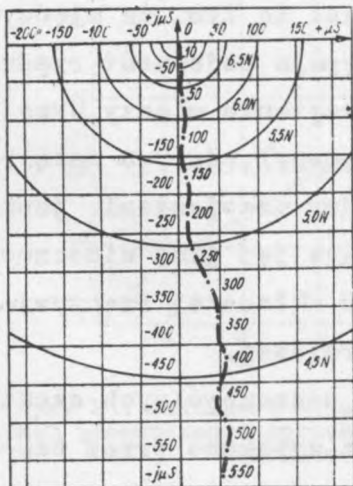
Rys. 16. Sposoby układania transformatorów w złączu



Rys. 17. Rozmieszczenie transformatorów w złączu



Rys. 18. Przewodność zbliżnoprzesłuchowa wytworzona przez transformator z wkręconym rdzeniem



Rys. 19. Przewodność zdalnoprzesłuchowa wytworzona przez transformator z wkręconym rdzeniem

7.2. Zakres kompensacji przewodności sprzężeniowych przez transformatory ekranowane garnkami ferrytowymi

Na rysunku 18 podano wykres przewodności sprzężeniowej zbliżnoprzesłuchowej, a na rys. 19 - przewodności zdalnoprzesłuchowej po włączeniu między tory transformatora ekranowanego garnkami ferrytowymi, przy czym rdzeń transformatora został wkręcony do wnętrza tak, aby uzyskać największą wartość przewodności sprzężeniowej zbliżno i zdalnoprzesłuchowej, gdy rdzeń z transformatora został wykręcony całkowicie.

Jak widać z wykresów, w przypadku gdy rdzeń jest wkręcony, wartość bezwzględna przewodności sprzężeniowej zbliżnoprzesłuchowej jest równa wartości bezwzględnej przewodności sprzężeniowej zdalnoprzesłuchowej.

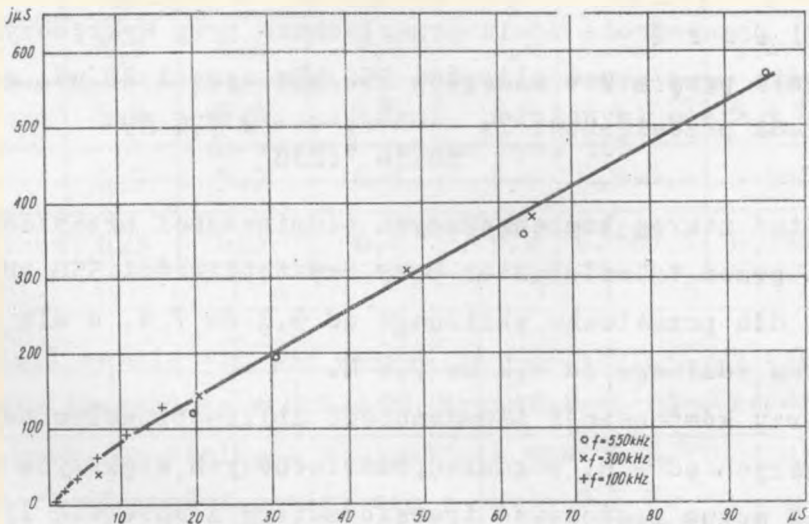
Natomiast gdy rdzeń z transformatora jest usunięty, wartość przewodności sprzężeniowej zdalnoprzesłuchowej jest mniejsza od wartości przewodności sprzężeniowej zbliżnoprzesłuchowej. Wywołane jest to tym, że między uzwojeniami transformatorów występuje pojemność rzędu 2,5 pF, która w przypadku gdy sprzężenie między uzwojeniami cewek jest duże (rdzeń wkręcony), odgrywa małą rolę, natomiast gdy sprzężenie między uzwojeniami jest nieznaczące (rdzeń wykręcony), wpływ jej jest widoczny.

Na rysunku 21 podano zależność składowej rzeczywistej przewodności od składowej urojonej.

Zmiany wartości sprzężeń przy poszczególnych częstotliwościach 550, 300 oraz 100 kHz uzyskano przez czę-



Rys. 20. Przewodności zbliżno i zdalno-przesłuchowe wytworzone przez transformator z rdzeniem wykreślonym



Rys. 21. Zależność składowej rzeczywistej od składowej urojonej przewodności sprzężeniowej wytworzonej przez transformator ekranowany garnkami ferrytowymi

ściowe wykręcenie rdzenia transformatora. Z rysunku toru widać, że składowa rzeczywista przewodności sprzężeniowej wynosi około 15% składowej urojonej.

Z wykresów podanych na rysunkach 18, 19 i 20 widać, że:

1) przewodność sprzężeniowa zblizno i zdalnopresłuchowa przy wkręconym rdzeniu przy częstotliwości 550 kHz wynosi 570 μS , co przy oporności falowej torów 200 Ω odpowiada tłumienności przesłuchowej $\ln \frac{8}{550 \cdot 10^{-6} \cdot 200} = 4,2 \text{ N}$;

2) przewodność sprzężeniowa zbliznopresłuchowa przy wykręconym rdzeniu przy częstotliwości 550 kHz wynosi 37 μS , co odpowiada przesłuchowi $\ln \frac{8}{37 \cdot 10^{-6} \cdot 200} \approx 7 \text{ N}$;

3) przewodność zdalnopresłuchowa przy wykręconym rdzeniu przy częstotliwości 550 kHz wynosi 20 μS , co odpowiada przesłuchowi $\ln \frac{8}{20 \cdot 10^{-6} \cdot 200} = 7,6 \text{ N}$.

Stąd zakres kompensowanych tłumienności przesłuchowych przez transformator przy częstotliwości 550 kHz wynosi dla przesłuchu zbliznego od 4,2 do 7 N, a dla przesłuchu zdalnego od 4,2 do 7,6 N.

Przy kompensacji tłumienności zbliznopresłuchowych większych od 7 N, a zdalnopresłuchowych większych od 7,6 N można zastosować transformatory z mniejszą ilością zwojów względnie można zastosować dwa transformatory, np. jeden włączony według schematu podanego na rys. 8a, a drugi według schematu podanego na rys. 8b.

Sprężenia wytworzone wówczas przez oba transformatory częściowo się zniosą, dzięki czemu przez regulację położenia rdzeni w transformatorach można kompensować sprężenia odpowiednio małe.

W tabeli 6 podano zakres kompensacji sprężeń przez transformator dla częstotliwości 550, 250, 100 i 60 kHz.

T a b e l a 6

Zakresy kompensacji tłumienności przesłuchowych przez transformator włączony między tory o oporności falowej $Z = 200 \Omega$

Często- tliwość	Rdzeń wkrę- cony		Rdzeń wykrę- cony		Zakres kcompen- sacji	
	A_{pb}	A_{od}	A_{pb}	A_{od}	A_{pb}	A_{od}
N	N	N	N	N	N	N
550	4,2	4,2	7,0	7,6	4,2+7	4,2+7,6
250	5,0	5,0	7,8	8,4	5 + 7,8	5 + 8,4
100	5,9	5,9	8,6	9,2	5,9+8,6	5,9+9,2
60	6,3	6,3	8,8	9,8	6,3+8,8	6,3+9,8

Jeżeli weźmie się pod uwagę, że transformatory stosuje się przeważnie w układach transformatorowo-kondensatorowych, to wielkość minimalnych wartości kompensowanych tłumienności obniży się o około 0,7 N.

7.3. Wpływ prądu stałego, płynącego przez uzwojenia transformatora na indukcyjność wzajemną jego uzwojeń m_{12}

Wprawdzie w Polsce po torach krótkich kabli łącznikowych, dla których omawiany w tym artykule system symetryzacji został przede wszystkim opracowany, nie przesyła się prądów zdalnego zasilania i w związku z tym nie zachodzi konieczność badania zachowania się transformatorów przy przepływie prądu zdalnego zasilania przez ich uzwojenia, tym niemniej ten system symetryzacji może być również niekiedy korzystny przy symetryzacji krótkich odcinków wzmacniakowych systemów z tranzystorowymi stacjami wzmacniakowymi zdalnie zasilanymi.

Ponieważ należy się liczyć, że w niektórych przypadkach prąd zdalnego zasilania płynący po jednej żyłce toru kablowego może osiągnąć wartość 160 mA, przeprowadzono badania zachowania się transformatorów w czasie przepuszczania przez ich uzwojenia prądu stałego o natężeniu do 160 mA. W tym celu między torami wytworzono za pomocą kondensatorów sprzężenia, które z kolei skompensowano sprzężeniami wytworzonymi przez włączony między te tory transformator.

W czasie badań stwierdzono, że w pasmie częstotliwości do 550 kHz i tłumienności przesłuchowych między torami ≤ 8 N wpływ prądów zdalnego zasilania na przesłuch jest praktycznie niezauważalny. Natomiast przy tłumiennościach przesłuchowych ≥ 9 N, po włączeniu prądu sta-

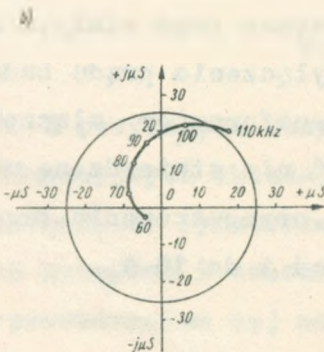
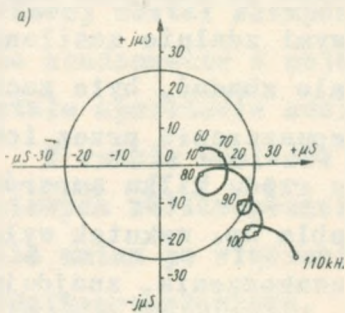
łego o natężeniu 0,160 A, następuje zmiana tłumienności przesłuchowej rzędu 0,05 N. Wydaje się jednak, że zmiana ta występuje nie na skutek zmian właściwości transformatorów, ale na skutek sprzężeń istniejących między źródłami prądu stałego, które były w dyspozycji przeprowadzających badania oraz na skutek grzania się oporników, którymi były zamknięte badane tory. Tym niemniej zaobserwowane zmiany tłumienności przesłuchowej po włączeniu prądu zdalnego zasilania są tak nieznaczne, że proponowane układy odsprzęgające nadają się również do symetryzacji odcinków wzmacniakowych ze stacjami wzmacniakowych ze stacjami wzmacniakowymi zdalnie zasilanymi.

Drugim problemem, który należało zbadać, było zachowanie się transformatorów po przepuszczeniu przez ich uzwojenia prądu o dużym natężeniu rzędu kilku amperów. Prąd taki może popłynąć żyłami kabla np. wskutek wyładowań atmosferycznych względnie uszkodzenia, znajdującej się w pobliżu linii silnoprowadowej. W tym celu przez uzwojenia transformatora przepuszczano prąd stały, a następnie po 2 minutach od chwili wyłączenia prądu badano sprzężenia wytworzone przez transformator włączony między torami. W czasie tych badań nie stwierdzono zmian charakterystyk transformatorów po przepuszczeniu przez ich uzwojenia prądów o natężeniu od 1 do 10 A.

**8. PRZYKŁAD SYMETRYZACJI ODCINKA KABLA
O DŁUGOŚCI 1000 m Z TORAMI PRZEZNACZONYMI
DLA TELEFONII 24-KROTNEJ**

Według warunków technicznych tłumienność zbliznoprze-
słuchowa powinna być $\geq 7,3$ N, a odstęp zdalnoprze-
słuchowy $\geq 8,3$ N.

Wyniki pomiarów przewodności zbliznoprze-
słuchowych między torem 5 i torem 13, wykonanych ze stacji A, po-
dano na rys. 22a, a wykonanych ze stacji B - na rys.22b.



Rys. 22. Parametryczne krzywe
przewodności sprzężeniowych
między torem 5 i torem 13
a/ od strony stacji A
b/ od strony stacji B

Na podstawie tych pomiarów ustalono, że układ kome-
pensujący sprzężenia zbliznoprze-
słuchowe powinien być włą-
czony w odległości około 400 m od stacji A. W wyznaczo-

nym miejscu, między symetryzowane tory włączone kondensator o pojemności 34 pF. Tłumienność zbliżnoprzesłuchowa wzrosła do wartości $\geq 8,5 N$ w całym pasmie częstotliwości, natomiast odstęp zdalnoprzęsłuchowy zmalał do 6,9 N.

W celu kompensacji sprzężenia zdalnoprzęsłuchowego włączono układ kompensacyjny według schematu podanego na rys. 6g. Najpierw włączono transformator i przez wkręcenie rdzenia ferrytowego zmieniono indukcyjność wzajemną uzwojeń tak, aby wektor przewodności zdalnoprzęsłuchowej został skompensowany do połowy. Następnie włączono kondensator o pojemności 24 pF i skompensowano pozostałe sprzężenie zdalnoprzęsłuchowe.

W czasie pomiarów kontrolnych przewodności sprzężeńowych zbliżnoprzesłuchowych nie stwierdzono praktycznie zmian po włączeniu układu kompensującego sprzężenia zdalnoprzęsłuchowe.

9. ZAKOŃCZENIE

Z powyższych danych widać, że stosowanie układów kompensacyjnych składających się z transformatorów i kondensatorów do symetryzacji krótkich odcinków daje bardzo duże korzyści i znacznie skraca czas symetryzacji. Przed wprowadzeniem tej metody, technicy niejednokrotnie symetryzowali krótkie odcinki kabli o kilka tygodni dłużej, a ponadto zdarzały się przypadki, że wymieniane odcinki fabrykacyjne już ułożone na trasie lub decydowano się na pozostawienie sprzężeń większych niż dopuszczają warunki.

Dotychczas tory symetryzowane tą metodą były przeznaczone do przesyłania pasma częstotliwości do 110 kHz. Obecnie będą przeprowadzone próby symetryzacji torów w pasmie częstotliwości do 552 kHz.

Znany jest również fakt, że niektóre wytwórnie kabli krzyżują w odcinkach fabrykacyjnych żyły torów ekranowanych, przeznaczonych do przesyłania programów radiofonicznych, w celu uzyskania mniejszych sprzężeń magnetycznych między torami. Wskutek tego po obcięciu części kabla z takiego odcinka, w celu wykonania np. wstawki, w pozostałej części mogą pojawić się bardzo duże sprzężenia magnetyczne. Ponieważ wskutek zaekranowania par sprzężenia pojemnościowe są małe w porównaniu ze sprzężeniami magnetycznymi, przy symetryzacji sprzężeń zbliznoprzesłuchowych za pomocą kondensatorów występuje przeważnie znaczne przekompensowanie sprzężeń zdalnoprzesłuchowych. W związku z tym symetryzacja odcinków o małej tłumienności jest nie do wykonania za pomocą układów składających się tylko z kondensatorów i oporników. Sprzężenia zblizno i zdalnoprzesłuchowe między takimi torami dają się jednak łatwo skompensować opisaną metodą.

To samo zjawisko występuje również między torami telefonii nośnej. Przeważnie czwórki daleko (w przekroju kabla) położone od siebie posiadają skoki skrętów najmniej różniące się między sobą, wskutek czego sprzężenia magnetyczne między torami tych czwórek są często dość znaczne. Natomiast sprzężenia pojemnościowe, na skutek zaekranowania tych czwórek przez inne czwórki, są bardzo małe. Z tego powodu, przy kompensacji za pomocą

kondensatorów sprzężeń zbliżnoprzesłuchowych między torami czwórek oddalonych od siebie, występuje zawsze prze-kompensowanie sprzężeń zdalnoprzesłuchowych i w związku z tym jednoczesna kompensacja sprzężeń zbliżno i zdalnoprzesłuchowych między torami krótkich odcinków za pomocą kondensatorów jest niemożliwe, podczas gdy za pomocą układów transformatorowo-kondensatorowych nie następuje trudności.

WYKAZ LITERATURY

1. Pech H.: Télédiaphonie et paradiaphonie dans les câbles à paires symétriques après raccordement. Equilibrage de la paradiaphonie. Câbles et Transmission. N^o 1. Janvier 1957.
2. Nowicki W.: Zasady teletransmisji przewodowej. T.II. PWT. 1957.
3. Prache P.M., Jannes H.: Cours de lignes souterraines a grande distance. L. Eyrolles 1932.
4. Soczek A.: Symetryzacja kabli o torach niepupinizowanych. Wydawnictwa Komunikacyjne 1956.
5. Efimow J.E., Klimow M.A., Łakernik R.M., Szarle A.L.: Konstruktywne i elektryczeskie charakteristiki kabielej swiazi. Moskwa 1959.
6. Hague B.: Alternating Current Bridges Methods. Isaac Pitman and Sons. LTD London 1946 (s. 76 do 80).

7. Jellonek A., Kuryłowicz J., Siciński Z., Lapiński M.:
Miernictwo elektryczne ogólne dla potrzeb telekomu-
nikacji. PWT Warszawa 1951 (s. 226).

621.315.212

621.395.453

621.391.827

PRZESŁUCH MIĘDZY TORAMI SYSTEMÓW NOŚNYCH W KABŁACH
ZAWIERAJĄCYCH PARĘ WSPÓŁOSIOWĄ 2,6/9,5 mm
I WIĄZKI SYMETRYCZNE

Opracował: A. Moniuszko¹⁾

1. KONSTRUKCJA KABLA I JEGO WYKORZYSTANIE

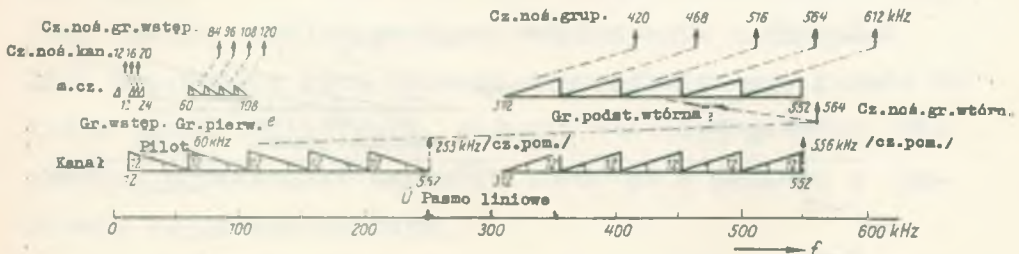
Telefoniczny kabel nośny typu 17a zawiera jedną parę współosiową o znormalizowanych przez CCITT wymiarach 2,6/9,5 mm. Zewnętrzną warstwę ośrodka kabla tworzy osiem symetrycznych czwórek gwiazdowych o izolacji styrofoksowej. Wiązki gwiazdowe z żyłami o średnicy 1,3 mm mają mniej więcej tę samą tłumienność falową przy częstotliwości 552 kHz co wiązki gwiazdowe o izolacji papierowej z żyłami o średnicy 1,2 mm przy częstotliwości 252 kHz. Kabel nazywany jest kombinowanym, telefonicznym kablem nośnym typu 17a. Ze względu na przesłuchy z kabli tych buduje się linie dwukablowe.

¹⁾ Hoffmann W.: Probleme zum linearen Nebensprechen zwischen TF - Systemen auf TF - Fernsprechkabeln der Form 17a. Fernmelde Praxis, 1964, t. 41, nr 6, s. 213-217.

Wiązki symetryczne umożliwiają tu przesyłanie 120 kanałów na każdej parze torów. 120-krotny system telefonii nośnej oznaczono V 120.



Rys. 1. Profil kabla typu 17a /17[#] ÷ 8[#] czwórki gwiazdowe 1,3 mm Cu, 17 - para współosiowa 2,6/9,5 mm Cu/

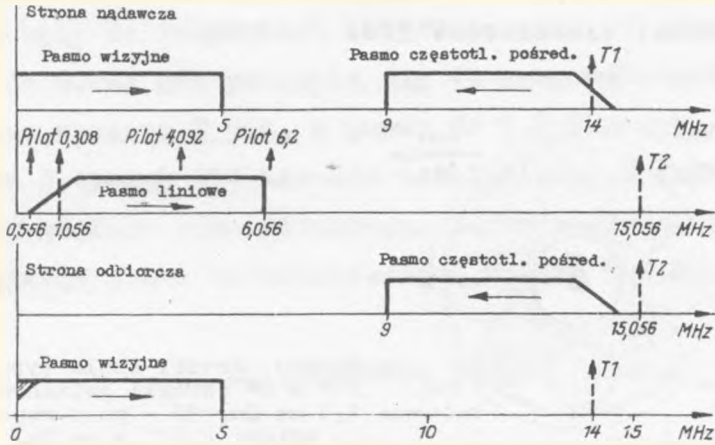


Rys. 2. Rozkład częstotliwości systemu nośnego V 120

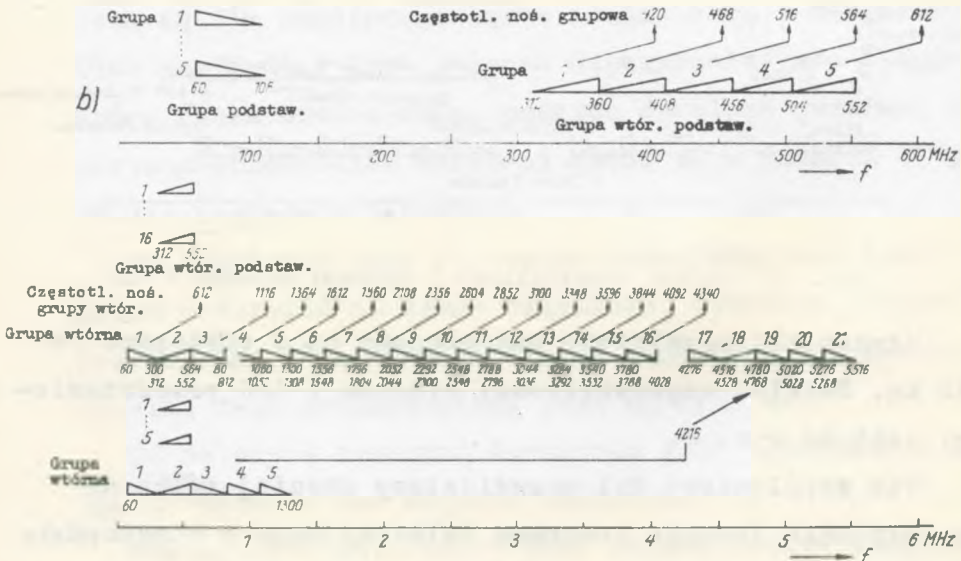
Wzmacniaki przelotowe umieszczane są w odstępach co 18 km. Rozkład częstotliwości systemu V 120 przedstawiony jest na rys. 2.

Tor współosiowy był przewidziany dawniej tylko do przesyłania jednego programu telewizyjnego o standardzie 625 linii, o pasmie wizji od 30 Hz do 5 MHz. Pasmo wizji po dwukrotnej modulacji zostało przesunięte wyżej o ok. 1 MHz i zajmowało zakres częstotliwości od 0,3 do 6,2 MHz (rys. 3a). Na jednej z linii Poczta NRF zainsta-

a)



b)



Rys. 3. Rozkład częstotliwości: a/ 6 MHz systemu nośnego do przesyłania programów telewizyjnych, b/ systemu nośnego V1260

lowała urządzenia do przesyłania programu telewizyjnego. Od około dwóch lat te same urządzenia wzmacniające stosowane były do transmisji telefonicznych. W pasmie od 0,312 do 4,028 MHz przesyła się 15 grup wtórnych wspólnosiowego systemu V 960, a pasmo do 6,2 MHz wykorzystuje się dla dalszych 300 kanałów telefonicznych (rys. 3b). Długość odcinka wzmacniakowego, zarówno dla systemu telewizyjnego jak i telefonicznego, wynosi 9,3 km.

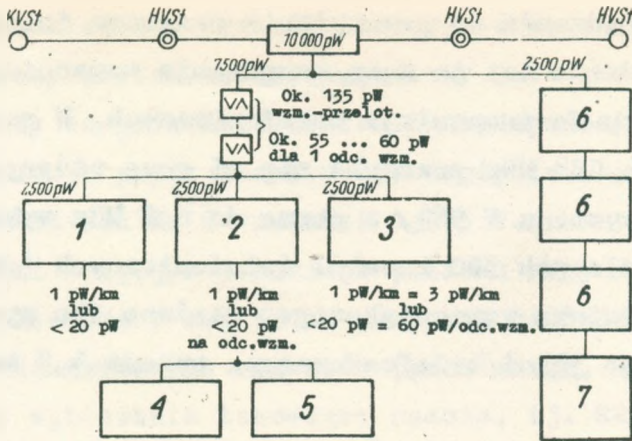
2. WYMAGANIA CCITT

Dopuszczalne wartości szumów, włącznie z szumem pochodzącym od przesłuchu zrozumiałego (liniowego), ustalone są dla umyślonego łącza odniesienia o długości 2500 km. Według tych zaleceń dopuszczalna moc szumów na końcu łącza odniesienia, podczas dowolnej godziny, nie powinna przekraczać wartości 10000 pW w punkcie o poziomie względnym zerowym.

Na podstawie tego zalecenia przepisana moc szumów można podzielić na szумы cząstkowe, wywołane różnymi przyczynami i składające się na wypadkową moc szumów. Podział taki przedstawiony jest na rys. 4.

Do dalszych rozważań konieczne jest wyjaśnienie pojęcia "średnia moc sygnału użytecznego".

Aby ułatwić obliczenia przy projektowaniu urządzeń telefonii nośnej, ustalony został przez CCITT średni bezwzględny poziom mocy sygnału użytecznego. Wartość ta oparta została na wynikach licznych pomiarów, obserwacji i badań, które pokazały, że od strony wejściowej



Rys. 4. Podział mocy szumów łącza nośnego o długości 2500 km
 1 - szумы nielinyarne /przesłuch nielinyarny/, 2 - szумы przesłuchowe /linearne/, 3 - szумы ciepłne i szумы lamp, 4 - przesłuch zbliżny, 5 - przesłuch zdalny, 6 - urządzenie końcowe 600 pW, 7 - dodatkowa modulacja grupowa 700 pW

Średnia moc mowy na gniazdach wejściowych centrali międzymiastowej leży o około 1,1 N niżej od względnego poziomu zerowego.

Pomierzone wartości poziomu mowy wahają się w bardzo szerokich granicach zależnie od odległości abonenta od centrali, od tłumienności odniesienia aparatu telefonicznego i od sposobu mówienia poszczególnych rozmówców. Wartości te wynoszą w przybliżeniu - 1,55 ± 0,7 N. Dlatego też CCITT przyjęło do projektowania urządzeń nośnych średni poziom mocy - 1,73 N, odniesiony do punktu o poziomie względnym zerowym.

Pod pojęciem sygnału użytecznego rozumie się sumę wszystkich transmitowanych prądów, tj. wszystkich prądów rozmównych i wszystkich prądów sygnalizacyjnych, które podczas godziny największego ruchu jednocześnie

transmitowane są w trakcie liniowym danego systemu. Jako względny poziom zerowy rozumiany jest poziom w całym łączu, gdy na gniazdach centrali międzymiastowej przesłane zostaje przez kanał nośny napięcie zmienne o częstotliwości 800 Hz i wartości 0,775 V.

Wartość - 1,73 N średniego poziomu mocy daje średnią moc 32 μ W. Z mocy tej 10 μ W przypada na transmisję wszystkich elektrycznych sygnałów (poza mową), włączając w to prądy wybierania tonowego; reszta, tj. 22 μ W, przypada na pozostałe prądy, jak prądy rozmówne i pozostałość prądów częstotliwości nośnych.

Według zaleceń CCITT moc szumów w kanale nośnym nie powinna przekraczać 3 pW na każdy km długości łącza. Dopuszczając z tej wartości trzecią część, tj. 1 pW/km, dla szumów pochodzących od przesłuchu, otrzymuje się dla 18 km odcinka wzmacniakowego, wartość 18 pW względnie -77,4 dB lub -8,9 N w punkcie o poziomie względnym zerowym.

Ponieważ w kablu typu 17a każdy tor nośny zakłócany jest przez 16 pozostałych, zakłócających torów (15 torów symetrycznych systemu V 120 i 1 tor współosiowy), średnia wartość mocy przesłuchowej powinna być niższa o

$$10 \lg 16 = 12 \text{ dB lub } 1,38 \text{ N,}$$

tzn. powinna wynosić -89,4 dB lub -10,28 N.

Jeżeli zamiast mocy zakłócającej 1 mW, zgodnie z zaleceniami CCITT, przyjmie się średnią wartość mocy prądów rozmównych na każdy kanał równą -32 μ W (-15 dB lub

-1,73 N), średnia wartość tłumienności przesłuchowej w odcinku wzmacniakowym powinna wynosić

$$A_{p0}/\text{odc} \geq 89,4 \text{ dB} - 15 \text{ dB} = 74,4 \text{ dB} \text{ lub } 8,6 \text{ N}$$

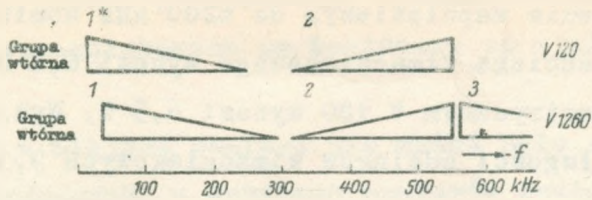
Metody fabrykacji kabli nośnych z symetrycznymi czwórkami gwiazdowymi pozwalają na łatwą kompensację przesłuchu do wymaganej wartości 8,6 N.

3. PRZESŁUCH MIĘDZY TORAMI WSPÓŁOSIOWYMI A SYMETRYCZNYMI

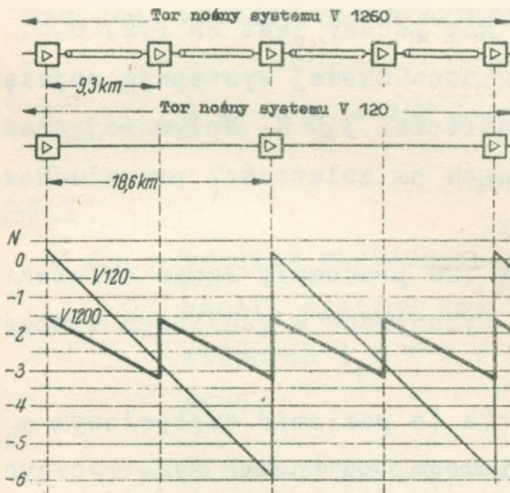
Zagadnienie przesłuchu między torami symetrycznymi a współosiowymi powstało stąd, iż pasmo częstotliwości przesyłane po torach symetrycznych jest częściowo takie samo jak przesyłane po torach współosiowych. Jak już wspomniano, na torze współosiowym pracować będzie system V 1260, zaś na torach symetrycznych systemy V 120. System V 1260 zajmuje pasmo od 60 do 5516 kHz, a system V 120 pasmo od 12 do 552 kHz. Zakres częstotliwości 60 do 552 kHz będzie więc zakresem wspólnym obu systemów. Położenie grup wtórnych (grup 60 kanałowych) pokazane jest na rys. 5.

Dla największej przesyłanej częstotliwości w systemie V 1260 ($f = 6200 \text{ kHz}$) i w systemie V 120 ($f = 552 \text{ kHz}$) podane są poniżej tłumienności jednostkowe

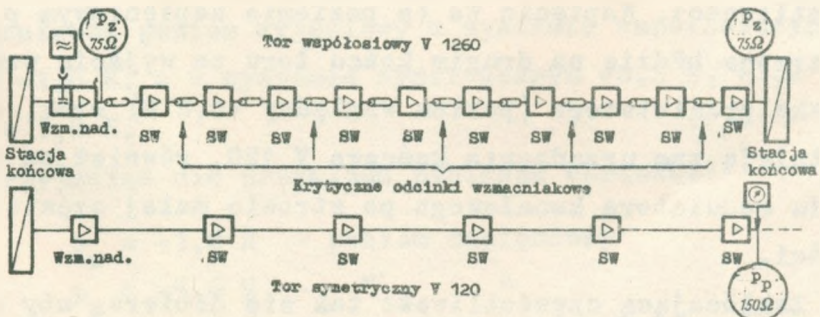
tor współosiowy	6200 kHz	- ok. 650 mN/km
tor symetryczny	552 kHz	- 336 mN/km



Rys. 5. Zakres częstotliwości zajęty przez oba systemy nośne V 120 i V 1260



Rys. 6. Wykres poziomów przy częstotliwości 552 kHz dla torów nośnych systemów V 120 i V 1260, biegnących w jednym kablu



Rys. 7. Pomiar tłumienności zdaloprzesłuchowej

W systemie współosiowym do 6200 kHz nominalna tłumienność odcinka wzmacniakowego wynosi 6,1 N, a w systemie symetrycznym V 120 wynosi 6,5 N. Wynikają stąd średnie długości odcinków wzmacniakowych 9,3 km lub 18,6 km.

Względny poziom wyjściowy w kanale urządzenia systemu V 1260 w zakresie częstotliwości grup wtórnych 1 i 2 wynosi -1,6 N, a w systemie V 120 wynosi +0,2 N. Wykres poziomów dla najwyższej częstotliwości wspólnego zakresu obu systemów $f = 552$ kHz podany jest na rys. 6.

W co drugiej stacji wzmacniakowej występują największe różnice poziomów o wartości 3,0 N. Wpływ tej stosunkowo dużej różnicy poziomów na zależności przesłuchowe zostanie przeanalizowany.

Ponieważ w systemie V 120 pracowały łącza telefoniczne, pomiary musiały być wykonywane w godzinach słabego ruchu.

Po przyłożeniu napięcia (o poziomie napięciowym p_z) na wyjście toru współosiowego, na torach symetrycznych pojawi się, poprzez sprzężenia, napięcie określonej częstotliwości. Napięcie to (o poziomie napięciowym p_p) pomierzone będzie na drugim końcu toru na wyjściu wzmacniaka przelotowego (poziom względny +0,2 N) oraz, o ile istnieją tam urządzenia końcowe V 120, również na wyjściu modulatora kanałowego po stronie małej częstotliwości.

Zakłócającą częstotliwość tak się dobiera, aby na wyjściu modulatora kanałowego odebrana była częstotliwość zakłóceń (przesłuchu) 1000 Hz. Na rys. 7 pokazany

jest schemat układu pomiarowego. Zaznaczono tam, które z odcinków wzmacniakowych są krytyczne ze względu na przesłuch.

Ponieważ w miejscu pomiaru nie można było rozłączyć torów symetrycznych, w wynikach pomiarów zawiera się wpływ przesłuchu zbliżnego. Można jednak było stwierdzić, dokonując prób w godzinach słabego ruchu, że wartość przesłuchu przy odłączeniu torów symetrycznych zmienia się tylko nieznacznie.

Mierzoną wartość można określić wzorem:

$$A_{p0/odc} = p_z - p_p + 1/2 \ln \frac{Z}{Z_z} + \Delta p + 1/2 \ln n$$

gdzie:

Δp - różnica względnych poziomów wyjściowych w kanale systemu współosiowego w pasmie grup wtórnych 1 i 2 i w kanale systemu symetrycznego,

n - liczba krytycznych, 9 km odcinków wzmacniakowych.

Ponieważ poziom wyjściowy w systemie współosiowym wynosi $-1,6$ N, a w systemie symetrycznym $+0,2$ N, więc $\Delta p = 1,8$ N,

Przyjmując dla przykładu poniższe wartości:

$p_z = +1,0$ N - poziom napięciowy

$p_p = -5,6$ N - " "

$n = 8$ odcinków

$$Z_p = 150 \Omega$$

$$Z_z = 75 \Omega$$

otrzymuje się:

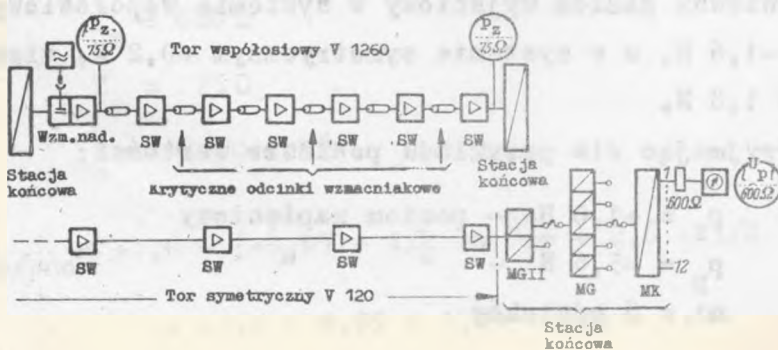
$$A_{p0/odc} = +1,0 - (-5,6) + 1/2 \ln \frac{150}{75} + 1,8 + 1/2 \ln 8 =$$

$$= 1,0 + 5,6 + 0,35 + 1,8 + 1,04$$

$$A_{p0/odc} = 9,79 \text{ N}$$

Na rysunku 8 pokazany jest układ pomiarowy do pomiaru tłumienności zdalnoprzesłuchowej, za pomocą którego pomierzono przesłuch z toru współosiowego na tor symetryczny na wyjściu kanałowego modulatora, po stronie małej częstotliwości (w punkcie o poziomie względnym +1,0 N) w jednym z kanałów nośnych.

Napięcie zakłócające wywołane przez przesłuch U_p pomierzono w mV na wyjściu kanału na stacji końcowej V 120. Przeliczenie na miarę logarytmiczną wykonuje się wg wzoru:



Rys. 8. Pomiar tłumienności zdalnoprzesłuchowej /pomiar na wyjściu kanału zakłócanego na stacji końcowej/

$$p_p [N] = \ln \frac{U_p [mV]}{775 [mV]}$$

$$A_{p0/odc} = p_z - p_p + 1/2 \ln \frac{Z_p}{Z_z} + \Delta p + 1/2 \ln n$$

gdzie:

Δp - różnica ~~względnych~~ poziomów kanałowych na torze współosiowym w pasmie grup wtórnych 1 i 2 oraz na wyjściu małej częstotliwości na stacji końcowej systemu symetrycznego.

n - liczba krytycznych dziewięciokilometrowych odcinków wzmacniakowych.

Poziom wyjściowy urządzeń w systemie współosiowym wynosi $-1,6$ N, a w systemie symetrycznym po stronie małej częstotliwości $+1,0$ N, stąd $\Delta p = 2,6$ N.

Dla przykładu przyjęto pomierzone wartości:

$$p_z = +1,0 \text{ N} - \text{poziom napięciowy}$$

$$p_p = \ln \frac{5}{775} = - \ln 155 = -5,05$$

$$Z_z = 600 \Omega$$

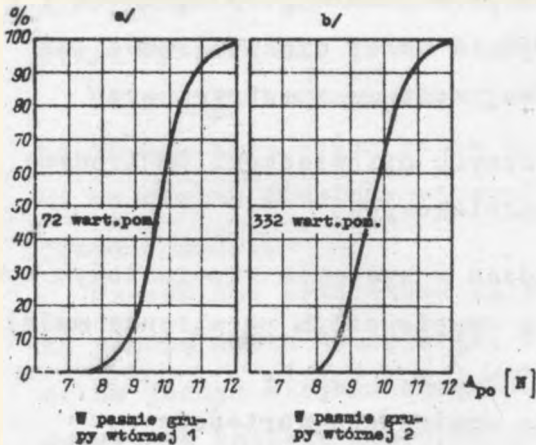
$$Z_p = 75 \Omega$$

$$n = 8 \text{ odcinków}$$

$$\begin{aligned} A_{p0/odc} &= +1,0 - (-5,05) + 1/2 \ln \frac{600}{75} + 2,6 + 1/2 \ln 8 = \\ &= +1,0 + 5,05 + 1,04 + 2,6 + 1,04 \end{aligned}$$

$$A_{p0}/\text{odc} = 10,73 \text{ N}$$

Na rysunkach 9a i 9b pokazane są dystrybuanty tłumienności zdalno-przesłuchowych na odcinkach wzmacniakowych w zakresie częstotliwości grup wtórnych 1 i 2 (pasmo 60 do 300 kHz i 312 do 552 kHz) w przypadku przesłuchu między torami współosiowymi a symetrycznymi.



Rys. 9. Tłumienność zdalno-przesłuchowa na odcinkach wzmacniakowych: a/ w pasmie 1st grupy wtórnej /12 ... 252 kHz/, b/ w pasmie 2 grupy wtórnej /312 ... 552 kHz/

Wyliczone średnie wartości przesłuchów w pasmie pierwszej grupy wtórnej wynoszą 8,9 N, a drugiej grupy wtórnej 9,0 N.

Pomiary przesłuchów między torami współosiowymi systemu V 1260 a torami symetrycznymi systemu V 120 i na odwrót wykazały, że średnia wartość tłumienności zdalno-przesłuchowej w pasmie grupy wtórnej 1 lub 1^x (60 do 300 kHz) i grupy wtórnej 2 (312 do 552 kHz) na odcinku wzmacniakowym wynosi co najmniej 8,9 N, przy czym wymagana była wartość 8,6 N. Najniższe wartości pomierzone w pasmie 1 grupy wtórnej były 7,8 N, a w pasmie 2 grupy wtórnej 8,0 N.

4. PRZESŁUCHIY NA STACJACH WZMACNIAKOWYCH

Jak już wspomniano, minimalna wartość 8,6 N tłumienności przesłuchowej w odcinku wzmacniakowym nie powinna być obniżona. Oczywiście oczekuje się, że średnia wartość mocy przesłuchów ze wszystkich kombinacji wyniesie co najmniej 9,5 N. Koszty symetryzacji symetrycznych czwórek gwiazdowych nośnych na jednym odcinku wzmacniakowym wynoszą ok. 25000 do 30000 DM.

Na stacjach wzmacniakowych, włączanych w odstępach co 18 km, tory nośne kabla dalekosiężnego wyprowadzone są na stojak głowicowo-transformatorowy i zakończone są przenośnikami.

Wzmacniaki przelotowe są połączone z przenośnikami za pomocą kabla stacyjnego. Wzmacniaki te są zgrupowane na jednym stojaku wzmacniaków przelotowych, po 16 sztuk dla każdego kierunku transmisji.

Osiągnięte dużym nakładem kosztów wartości tłumienności przesłuchowych nie powinny pogorszyć się przez włączenie w szereg z kablem koniecznych wzmacniaków przelotowych. Dlatego wymaganie zostało ustalone tak, że tłumienność przesłuchowa między wzmacniakami na stacji wzmacniakowej włącznie z okablowaniem i stojakiem głowicowo-transformatorowym powinna wynosić co najmniej 9 N. Założono przy tym, iż tylko w bardzo niewielu kombinacjach na stacji wzmacniakowej wynosi wartość dolna 9 N. Średnia wartość mocy przesłuchów ze wszystkich wartości powinna być znacznie większa, a mianowicie większa niż 10,5 N.

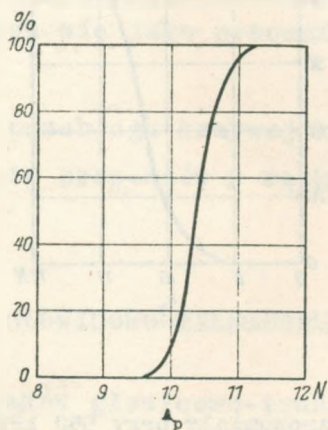
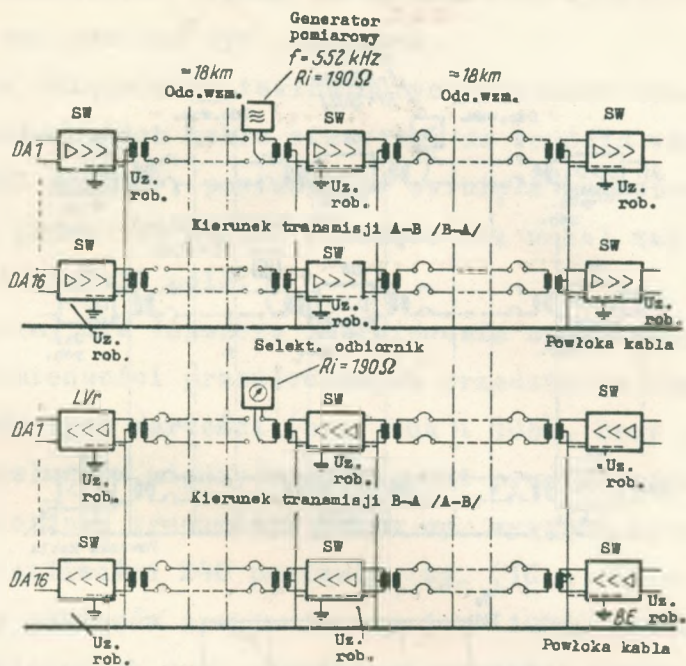
Przed uruchomieniem stacji wzmacniakowej wykonuje się pomiary przesłuchów. Szczególnie niekorzystnie odbijają się sprzężenia występujące między znajdującymi się blisko siebie kablami wychodzącymi (wysoki poziom na wyjściu wzmacniaków) i kablami przychodzącymi (niski poziom na wejściu wzmacniaków).

Jeżeli między różnymi torami w punktach o jednakowych poziomach wymagana jest tłumienność przesłuchowa co najmniej 9 N, to między kablami o wysokim i niskim poziomie musi być zachowana wartość co najmniej 15,5 N przy najwyższej częstotliwości 552 kHz.

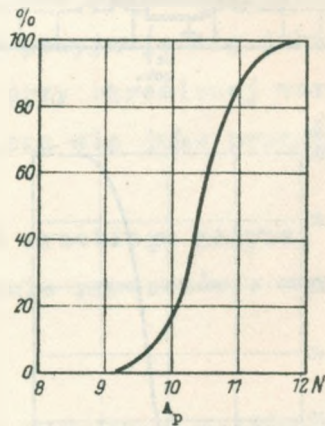
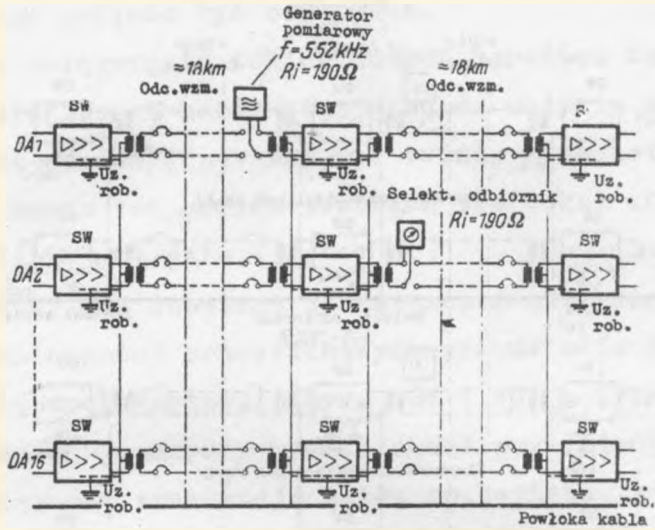
Poziom wejściowy na wejściu wzmacniaka przelotowego systemu V 120, przy długości odcinka wzmacniakowego 18,6 km wynosi -6,5 N, tak więc różnica poziomów między dwoma wzmacniakami, przy przesłuchu 9,0 N, wynosi:

$$9 + 6,5 = 15,5 \text{ N}$$

Układy pomiarowe do określenia tłumienności przesłuchowych pokazują rys. 10a i 10b. Przy pomiarze konieczne jest, aby tor zakłócający na wyjściu wzmacniaka przelotowego, za przenośnikiem, połączony był z żyłami kablowymi następnego odcinka wzmacniakowego i aby tor zakłócający połączony był na wejściu wzmacniaka poprzez przenośnik z żyłami kablowymi poprzedniego odcinka wzmacniakowego. Osiąga się przez to uwzględnienie w pomiarze sprzężeń, występujących między kablami rozgałęzonymi (kable połączeniowe między złączem kablowym a stojakiem głowicowo-transformatorowym).



Rys. 10a. Przesłuch zrozumiały przy 552 kHz między urządzeniami systemu V 120 a zakończeniami kabla dla wzmacniaków przeciwnych kierunków transmisji



Rys. 10b. Przesłuch zrozumiały przy 552 kHz między urządzeniami systemu V 120 dla wzmacniaków tego samego kierunku transmisji

Aby wykluczyć wpływ przesłuchu zbliżnego w kablu między poszczególnymi torami, przy pomiarze wyjście zakłócanego toru powinno być odłączone.

W celu osiągnięcia takich dużych wartości tłumienności przesłuchowych kable stacyjne, do wejścia wzmacniaków (niski poziom), powinny być owinięte magnetycznym ekranem. Ekran ten odcina tworzące się wokół zakłócanego toru linie sił pola.

Zazwyczaj dla lepszego zobrazowania osiągniętych wyników tłumienności przesłuchowych przedstawia się dystrybuanty tych wartości (rys. 10a i 10b). Przy pomiarach przesłuchów między wzmacniakami przelotowymi tego samego kierunku transmisji można np. wykonać przy jednej częstotliwości 240 pomiarów, tj. (16 x 16) - 16. Tę liczbę pomiarów przyjmuje się jako 100%. Liczbę wartości pomiarowych przy określonej wartości tłumienności przesłuchowej oblicza się jako procent ogólnej liczby pomiarów (240).

Dla regularnego przebiegu krzywej konieczne jest obliczanie i nanoszenie procentów w wąskich przedziałach centyneperowych.

5. STOJAKI GŁOWICOWO-TRANSFORMATOROWE

Konstrukcja stojaków głowicowo-transformatorowych oraz ich wewnętrzne okablowanie mają wielki wpływ na wartość przesłuchu. Do stojaka głowicowo-transformatorowego doprowadzane są kable przychodzące i wychodzące oraz umieszczone są na nim zakończenia kabli, tj. głowice i transformatory.

Różnica poziomów między tymi dwoma kablami wynosi ok. 6,3 N przy odcinkach wzmacniakowych o długości 18,6 km. Przy wymaganej tłumienności przesłuchowej 9,0 N (przy równych poziomach) tłumienność przesłuchowa w stojaku głowicowo-transformatorowym musi wynosić co najmniej 15,5 N.

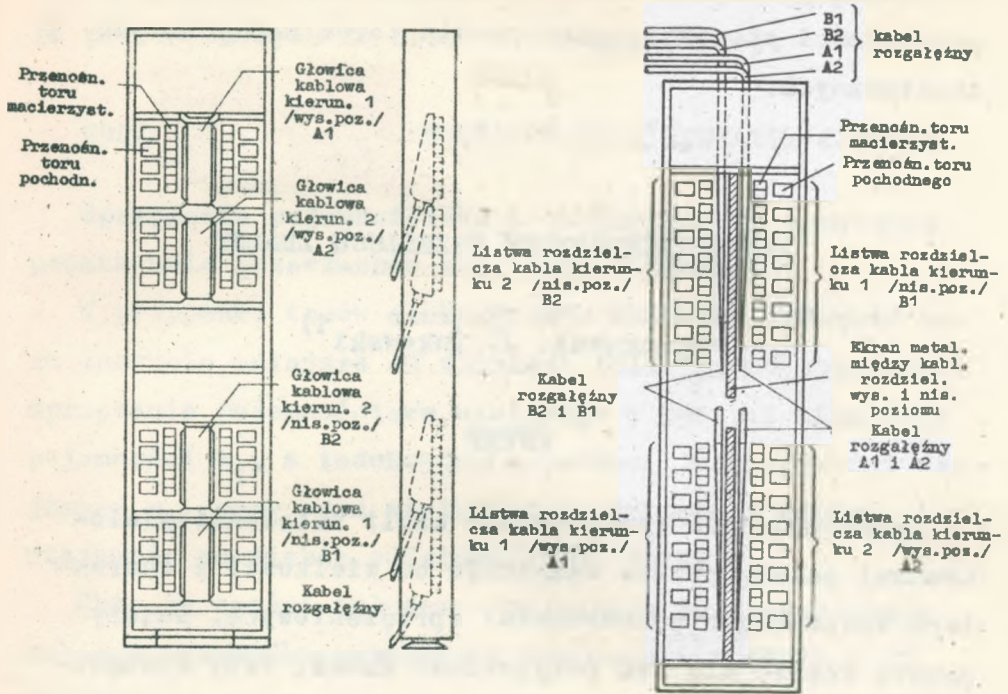
W ciągu ubiegłego roku opracowano dwa typy stojaków głowicowo-transformatorowych do stacji wzmacniakowych dla symetrycznych czwórek gwiazdowych nośnych.

Najpierw zastosowano stojak zawierający cztery głowice, które połączone są kablami rozgałęzonymi w powłokach ołowianych ze złączem odgałęźnym kabla dalekosiężnego (rys. 11a). W górnej części umieszczone są głowice kabli wychodzących, o wysokim poziomie, a w dolnej części głowice kabli przychodzących, o niskim poziomie.

Przez takie usytuowanie głowic możliwe jest spełnienie wymagań na minimalną tłumienność przesłuchową 15,5N między kablami rozgałęzonymi wysokiego i niskiego poziomu.

Drugi rodzaj stojaków głowicowo-transformatorowych zawiera listwy łącznikowe zamiast głowic (rys. 11b). Strony liniowe tych listw są połączone ze złączem za pomocą kabli rozgałęzonych ołowianych lub z tworzyw sztucznych. Przychodzące kable (niski poziom) są umieszczone po lewej stronie, a kable wychodzące (wysoki poziom) po prawej stronie stojaka.

Uzyskanie wymaganych wartości przesłuchu sprawia pewne trudności. W pewnych kombinacjach nie osiągnięto wartości większych niż 15,5 N.



Rys. 11. Stojak głowicowo-transformatorowy: a/ z głowicami dla torów symetrycznych, b/ z listwami rozdzielczymi dla torów symetrycznych

Obecnie producent, firma montująca kable i laboratorium prowadzą szerokie badania, mające na celu ustalenie przyczyn sprzężeń i zastosowanie środków w celu uzyskania lepszych wyników.

W przyszłości stojak głowicowo-transformatorowy dla torów symetrycznych będzie znowu zawierał głowice. Ustytuowanie tych głowic jest podobne jak w stojaku pokazanym na rys. 11a. Przez przestrzenne rozdzielenie głowic z torami o różnych poziomach uniknięto niekorzystnych sprzężeń. Pierwsze orientacyjne pomiary wykazały, że tłumienności przesłuchowe między przychodzącymi i wychodzącymi kablami są większe niż 16 N.

Stojak głowicowo-transformatorowy tego typu będzie w przyszłości stosowany zarówno dla torów nośnych, jak i akustycznych.

621.315.2
621.395.452
621.391.827

WEWNĄTRZCZÓRKOWY PRZESŁUCHI ZDALNY

Opracował: J. Żakowski¹⁾

WSTĘP

Pracochłonność symetryzacji kabli telefonii wielokrotnej zależy przede wszystkim od wielkości i charakteru zespolonych przewodności sprzężeniowych. Należy przeto starać się tak przygotować kabel, żeby sprzężenia i związane z tym przesłuchy były możliwie jak najmniejsze. Do tego trzeba jednak poznać przyczyny powstawania przesłuchów. Liczni autorzy [1], [2] przedstawili w swych pracach, zawierających również szczegółowy wykaz literatury [3], [4] i [5], zależność między sprzężeniami i przesłuchem. Ze względu na szczególne znaczenie wewnątrzczórkowego przesłuchu zdalnego powtórzono tu zależności pomiędzy sprzężeniami a przesłuchami zdalnymi wewnątrz czwórek i wyjaśniono kilka wyników, dokonując badań wewnątrzczórkowych przesłuchów zdalnych,

¹⁾Schacherer K.H.: Beitrag zur Untersuchung des Imvierer-Fernnebensprechens in Fernmeldekabeln. Frequenz 1/64, t. 18, nr 1, s. 14-20.

występujących na gotowych odcinkach fabrykacyjnych kabli przeznaczonych do telefonii wielokrotnej.

RODZAJE PRZESŁUCHÓW WYSTĘPUJĄCYCH WEWNĄTRZ CZWÓRKI

Sprężenia pojemnościowe i indukcyjne są przyczyną powstawania przesłuchów zbliżnych i zdalnych.

W przypadku torów elektrycznie krótkich (długość toru znacznie mniejsza od długości fali) można przyjąć, że sprzężenie pojemnościowe występuje w postaci skupionej pojemności k_1 , a indukcyjne w postaci indukcyjności wzajemnej m_1 , przy czym wielkości te występują między obu wzajemnie na siebie oddziałującymi torami.

Obie te części składowe sprzężenia przeciwdziałają sobie w przypadku przesłuchu zdalnego i zgodnie z (1) będzie:

$$\hat{U}_{2f} = \hat{U}_1 \frac{\hat{Z}_2}{8} j\omega \left(k_1 - \frac{4m_1}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \right) \quad (1)$$

gdzie:

\hat{U}_{2f} - napięcie zdalnopresłuchowe,

\hat{U}_1 - napięcie nadawane na tor zakłócający,

\hat{Z}_1 - impedancja falowa toru zakłócającego,

\hat{Z}_2 - impedancja falowa toru zakłócanego,

k_1 - sprzężenie pojemnościowe,

m_1 - sprzężenie indukcyjne.

Różnica składowych sprzężeń została przedstawiona jako skuteczne sprzężenie pojemnościowe K_{f1} , gdzie

$$K_{f1} = k_1 - \frac{4m_1}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2} \quad (2)$$

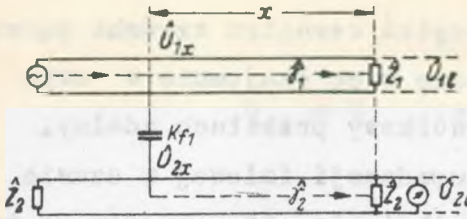
W przypadku przesłuchu zbliżnego składowe pojemnościowa i indukcyjna sumują się. Skuteczne pojemnościowe sprzężenie zbliżnopresłuchowe K_{n1} jest wtedy:

$$K_{n1} = k_1 + \frac{4m_1}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2} \quad (3)$$

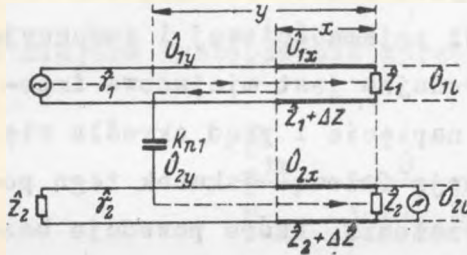
Jeżeli rozpatruje się długie elektrycznie odcinki torów kablowych, to w celu określenia działania miejscowego sprzężenia należy znać tłumienność i przesuwność toru oraz z drugiej strony, do przeprowadzenia badań przesłuchu wymagana jest również znajomość rozkładu sprzężeń wzdłuż całej długości toru.

Rozpatrując zjawisko wewnątrzczwórkowego przesłuchu zdalnego rozróżnia się bezpośredni i pośredni przesłuch zdalny. Bezpośredni przesłuch zdalny powstaje wskutek bezpośrednich sprzężeń między torami zakłócającym i zakłócanym (rys. 1).

Jak to jest widoczne z równania (1), przesłuch zdalny powstaje tu jako różnica przesłuchów spowodowanego sprzężeniami pojemnościowymi i indukcyjnymi. Jeżeli impedancja falowa toru jest stała wzdłuż całej długości



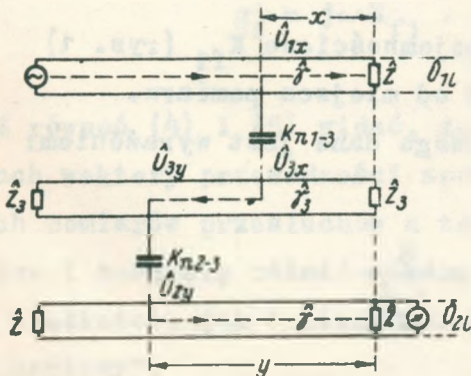
Rys. 1. Bezpośredni przesłuch zdalny



Rys. 2. Przesłuch zdalny wywołany odbiciami w torze zakłócającym



Rys. 3. Przesłuch zdalny występujący na skutek odbić w torze zakłócanym



Rys. 4. Przesłuch zdalny poprzez tory trzecie
a/ podwójny przesłuch zbliżony

kabla, to obie składowe sprzężeń wewnątrz czwórki są w przybliżeniu równe, znoszą się więc wzajemnie w swym oddziaływaniu na wewnątrzczwórkowy przesłuch zdalny. Jednakże pewne odchylenia impedancji falowej w czasie produkcji kabla są nie do uniknięcia, tzn. miejscowa impedancja falowa waha się zwykle wokół średniej impedancji falowej. Dla kompensacji pojemnościowej i indukcyjnej składowej sprzężeń miarodajna jest miejscowa impedancja falowa, podczas gdy napięcie i prąd określa się w oparciu o średnią impedancję falową. Wskutek tego pozostaje pewne resztkowe sprzężenie, które powoduje bezpośredni wewnątrzczwórkowy przesłuch zdalny [2].

W przeciwieństwie do bezpośrednich przesłuchów zdalnych przesłuchy zdalne wywołane przez wewnętrzne odbicia i związane z tym przesłuchy zbliżone, jak też przesłuchy poprzez "trzecie tory" nazywa się pośrednimi przesłuchami zdalnymi.

BEZPOŚREDNI PRZESŁUCH ZDALNY

Niech pewne sprzężenie pojemnościowe K_{f1} (rys. 1) znajduje się w odległości x od miejsca pomiaru.

Napięcie przesłuchu zdalnego dane jest wyrażeniem:

$$\frac{\hat{U}_{11}}{\hat{U}_{21}} = \frac{\delta}{\hat{g}_f \hat{Z}_2}$$

gdzie \hat{g}_f jest wartością przewodności sprzężeniowej zdanopresłuchowej (3).

Dalej mamy:

$$\hat{U}_{11} = \hat{U}_{1x} \cdot e^{-\hat{\gamma}_1 \cdot x}$$

$$\hat{U}_{21} = \hat{U}_{2x} \cdot e^{-\hat{\gamma}_2 \cdot x}$$

W miejscu występowania sprzężeń będzie:

$$\frac{\hat{U}_{1x}}{\hat{U}_{2x}} = \frac{8}{j\omega K_{f1} \hat{Z}_2}$$

skąd wynika:

$$\hat{g}_f = j\omega K_{f1} \cdot e^{(\hat{\gamma}_1 - \hat{\gamma}_2)x} \quad (4)$$

Jeżeli zaś napięcie przesłuchowe nadaje się na torze 2, a odbiera na torze 1, będzie

$$\hat{g}'_f = j\omega K_{f1} \cdot e^{-(\hat{\gamma}_1 - \hat{\gamma}_2)x} \quad (5)$$

Z równań (4) i (5) widać, że przy różnych tłumonościach wektory przewodności sprzężeniowych otrzymane z dwóch pomiarów przesłuchów z toru 1 na tor 2 i z toru 2 na tor 1 będą się różnić między sobą zarówno pod względem wielkości, jak i kierunku. Zjawisko to nazwano "efektem zamiany".

Między torami jednej czwórki gwiazdowej, ze względu

na ich jednakowy skok skrętu, różnica tamowności jest bardzo mała. Dla tego przypadku równania (4) i (5) upraszczają się do wyrażenia:

$$\hat{g}_f = \hat{g}_f' = j\omega K_{f1} \quad (6)$$

Jeżeli istnieje dużo punktów sprzężeń, to otrzymamy:

$$\hat{g}_f = \hat{g}_f' = j\omega \sum K_{f1} \quad (7)$$

Przewodność sprzężeniową uzyskuje się jako sumę arytmetyczną poszczególnych sprzężeń, jako wektor na osi urojonej. Efekt zamiany nie występuje tu.

POŚREDNI PRZESŁUCH ZDALNY

WYWOŁANY ODBICIAMI I PRZESŁUCHEM ZBLIŻNYM

Jeżeli miejscowa impedancja falowa ulega silnym wahaniom, oznacza to, że wzdłuż toru znajdują się liczne punkty odbić. Powoduje to odbicie części napięcia wysyłanego na tor 1, które w następstwie sprzężeń zbliżno-przesłuchowych wywołują w torze sąsiednim pośredni przesłuch zdalny (rys. 2).

Biorąc pod uwagę najpierw pojedyncze sprzężenie K_{n1} można napisać:

$$\frac{\hat{U}_{11}}{\hat{U}_{21}} = \frac{8}{\hat{g}_f \cdot \hat{Z}_2}$$

Część napięcia odbita w punkcie x na skutek istnienia współczynnika odbić o wartości $\hat{r}_1 = \frac{\Delta \hat{Z}}{2\hat{Z}_1 + \Delta \hat{Z}}$ wynosi $\hat{U}_{1x} \cdot \hat{r}_1$.

Dalej będzie:

$$\hat{U}_{1y} = \hat{U}_{1x} \cdot \hat{r}_1 \cdot e^{-\hat{\gamma}_1(y-x)}$$

$$\hat{U}_{2y} = \hat{U}_{2x} \cdot e^{\hat{\gamma}_2(y-x)}$$

$$\hat{U}_{21} = \hat{U}_{2x}(1-r_2)e^{-\hat{\gamma}_2 x}; \quad \hat{U}_{11} = \hat{U}_{1x}(1-r_1)e^{-\hat{\gamma}_1 x}$$

W miejscu sprzężeń ważne jest wyrażenie

$$\frac{\hat{U}_{1y}}{\hat{U}_{2y}} = \frac{8}{j\omega K_{n1} \hat{Z}_2}$$

stąd

$$\hat{g}_f = \frac{\hat{r}_1}{1-\hat{r}_1} (1-\hat{r}_2) j\omega K_{n1} e^{-[(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2)y - 2\hat{\gamma}_1 x]} \quad (8)$$

W czwórce tamowności torów macierzystych są w przybliżeniu jednakowe $\hat{\gamma}_1 \approx \hat{\gamma}_2 = \hat{\gamma}$. Ponieważ poza tym

$|\hat{r}| \ll 1$, równanie (8) upraszcza się następująco:

$$\hat{g}_f = \hat{r}_1 j\omega K_{n1} e^{-2\hat{\gamma}(y-x)} \quad (9)$$

Jeżeli punkt odbicia w torze 2 znajduje się w tym samym miejscu co i w torze 1, to, zarówno przy nadawaniu napięcia zakłócającego po torze 1 a odbiorze na torze 2, jak i odwrotnie otrzymuje się te same funkcje wektorów sprzężeń.

Poza składową przesłuchu zdalnego, pochodzącą od odbicia napięcia w torze zakłócającym, powstaje dalsza składowa od napięcia przesłuchu i odbić w torze 2, tzn. zakłócanym (rys. 3).

Napięcie przesłuchu zdalnego wynika z zależności:

$$\frac{\hat{U}_{11}}{\hat{U}_{21}} = \frac{8}{\hat{g}_f \hat{Z}_2}$$

Napięcie przesłuchu zbliznego powstaje w punkcie x wskutek istnienia współczynnika odbicia $\hat{r}_2 = \frac{\Delta \hat{Z}}{2\hat{Z}_2 + \Delta \hat{Z}}$

wynosi $\hat{r}_2 \cdot \hat{U}_{2x}$.

Według rysunku 3 jest:

$$\hat{U}_{2x} = \hat{U}_{2y} \cdot e^{-\hat{\gamma}_2(x-y)}$$

$$\hat{U}_{21} = \hat{r}_2 \hat{U}_{2x} \cdot e^{-\hat{\gamma}_2 \cdot x}$$

$$\hat{U}_{11} = \hat{U}_{1y} e^{-\hat{\gamma}_1 y}$$

W punkcie występowania sprzężeń jest:

$$\frac{\hat{U}_{1y}}{\hat{U}_{2y}} = \frac{8}{j\omega K_{n1} \hat{Z}_2}$$

Wynika stąd

$$\hat{g}_f = \hat{r}_2 j\omega K_{n1} e^{[(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2)y - 2\hat{\gamma}_2 x]} \quad (10)$$

Jeżeli tłumowności obu torów są jednakowe, to będzie:

$$\hat{g}_f = \hat{r}_2 \cdot j\omega K_{n1} e^{2\hat{\gamma}(y-x)} \quad (11)$$

Jeżeli punkt niejednorodności (miejsce odbicia) występujący w torze 2 położony jest w tym samym miejscu co i w torze 1, to niezależnie od tego który tor jest zakłócany, a który zakłócający, uzyskujemy te same funkcje sprzężeń. Jeżeli mamy do czynienia z licznymi punktami odbić i sprzężeń, to dzieli się wtedy cały badany odcinek na n jednakowych części, które są elektrycznie krótkie względem najwyższej przenoszanej częstotliwości. Oznaczając poszczególne części torów symbolami $1 \dots n$, odległość między miejscem pomiaru i miejscem występowania współczynnika odbicia przez x_m oraz odległość między miejscem pomiaru i punktem występowania sprzężeń przez y_u , można wektor sprzężenia od obu składowych (równ. (9) i (11)) przedstawić jako niżej podaną podwójną sumę [4].

$$\hat{g}_f = j\omega \sum_{m=1}^n \hat{r}_1(m) e^{2\hat{\gamma}x_m} \sum_{u=m}^n K_{n1}(u) e^{-2\hat{\gamma}y_u} +$$

$$+ j\omega \sum_{m=1}^n \hat{r}_2(m) e^{-2\hat{\gamma}x_m} \sum_{u=1}^m K_{n1}(u) e^{2\hat{\gamma}y_u}$$

POŚREDNI PRZESŁUCH ZDALNY POPRZEZ TRZECIE TORY

Obok sprzężeń między torem zakłócającym i zakłócanym powstają również sprzężenia między tymi torami i tzw. "torami trzecimi". Oddziaływanie tego układu torów na tor zakłócany daje się odczuć jako pośredni przesłuch zdalny. Jako tory trzecie mogą występować wszystkie możliwe tory wewnątrz kabla, np. tor pochodny, współziemny itd.

Do wyprowadzania równań dla przesłuchu zdalnego przyjęto najpierw pod rozwagę 2 skupione sprzężenia. Założono, że między torem zakłócającym i torem trzecim, np. torem pochodnym utworzonym z obu torów macierzystych, występuje sprzężenie K_{n1-3} w odległości x od miejsca pomiaru.

Drugie sprzężenie K_{n2-3} występuje między torem trzecim i torem zakłócanym w odległości y od miejsca pomiaru (rys. 4).

Parametry falowe torów badanych oznaczono przez $\hat{\gamma}$ i \hat{Z} , a torów trzecich przez $\hat{\gamma}_3$ i \hat{Z}_3 . Napięcia zdalnoprześluchowe wynikają z równania

$$\frac{\hat{U}_{11}}{\hat{U}_{21}} = \frac{8}{\hat{g}_f \cdot \hat{Z}}$$

dalej jest:

$$\begin{aligned} \hat{U}_{11} &= \hat{U}_{1x} \cdot e^{-\hat{\gamma}x}; & \hat{U}_{21} &= \hat{U}_{2y} e^{-\hat{\gamma}y}; \\ \hat{U}_{3y} &= \hat{U}_{3x} e^{-\hat{\gamma}_3(y-x)} \end{aligned}$$

W miejscu występowania sprzężeń jest:

$$\frac{\hat{U}_{1x}}{\hat{U}_{3x}} = \frac{8}{j\omega K_{n1}}$$

$$\frac{\hat{U}_{3y}}{\hat{U}_{2y}} = \frac{8}{j\omega K_{n2-3} \hat{Z}}$$

Stąd uzyskuje się wartość przewodności zespolonej:

$$\hat{g}_f = -\omega^2 K_{n1-3} \cdot K_{n2-3} \frac{\hat{Z}_3}{8} e^{-(\hat{\gamma} + \hat{\gamma}_3)(y-x)} \quad (13)$$

Jeżeli nadawać będzie się po torze 2 i odbierać po torze 1 (rys. 5), to będzie

$$\hat{g}_f^* = -\omega^2 K_{f1-3} K_{f2-3} \frac{\hat{z}_3}{8} e^{(\hat{\gamma} - \hat{\gamma}_3)(y-x)} \quad (14)$$

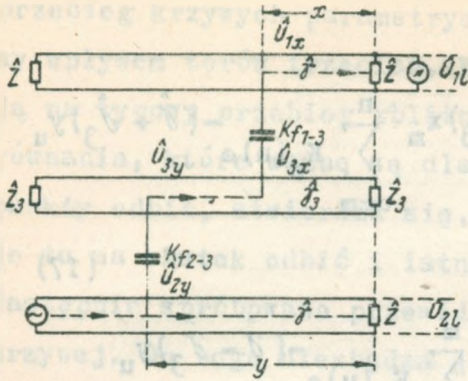
Jeżeli tor trzeci, np. tor pochodny, posiada te same parametry falowe $\hat{\gamma}_3 = \hat{\gamma}$ jak tory zakłócający i zakłócany, to równania (13) i (14) upraszczają się do postaci:

$$\hat{g}_f = \omega^2 K_{n1-3} K_{n2-3} \frac{\hat{z}_3}{8} e^{-2\hat{\gamma}(y-x)} \quad (15)$$

$$\hat{g}_f^* = -\omega^2 K_{f1-3} K_{f2-3} \frac{\hat{z}_3}{8} \quad (16)$$

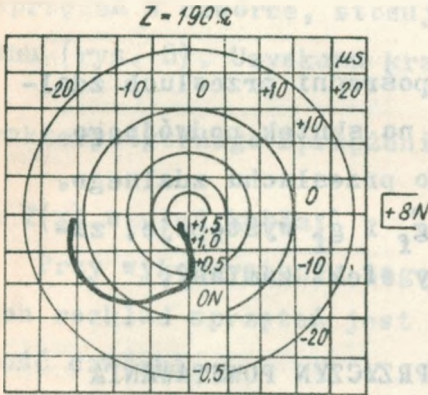
Równania (15) i (16) wskazują, że składowa przesłuchu zdalnego wywołana przez tory trzecie wzrasta z kwadratem częstotliwości i proporcjonalna jest do iloczynu sprzężeń powodujących tę składową. Przy sprzężeniach skupionych wektor \hat{g}_f^* przybiera formę spirali logarytmicznej, podczas gdy wektor \hat{g}_f leży na osi rzeczywistej.

Jeżeli teraz mamy do czynienia z licznymi punktami sprzężeń, rozłożonymi wzdłuż toru, to dzielimy znów cały badany odcinek na n jednakowych części, elektrycznie krótkich względem najwyższej przenoszonej częstotliwości. Jeżeli oznaczymy odległość od miejsca pomiarów do miejsc, w których występują sprzężenia przez x_m i y , to równania (13) i (14) przechodzą w następujące podwójne sumy [4]:

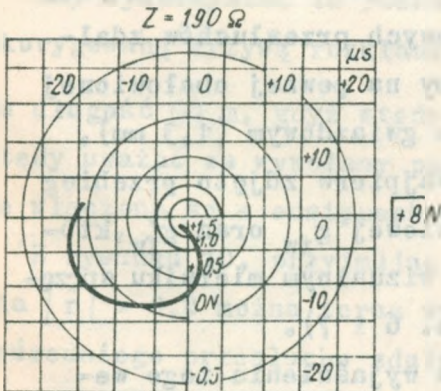


Rys. 5. Przesłuch zdalny poprzez torzy trzecie

b/ podwójny przesłuch zdalny



Rys. 6. Krzywa parametryczna zespolonych sprzężeń zdaloprzesłuchowych między torami 1/2 pewnej obłożonej czwórki izolowanej styrofleksem



Rys. 7. Krzywa parametryczna zespolonych sprzężeń zdaloprzesłuchowych między torami 2/1 pewnej obłożonej czwórki izolowanej styrofleksem

$$\hat{g}_f = -\omega^2 \frac{\hat{z}_3}{8} \sum_{m=0}^n K_n(m) e^{(\hat{\gamma} + \hat{\gamma}_3)x_m} \sum_{u=m}^n K_n(u) e^{-(\hat{\gamma} + \hat{\gamma}_3)y_u} \quad (17)$$

$$-\omega^2 \frac{\hat{z}_3}{8} \sum_{m=0}^n K_f(m) e^{(\hat{\gamma} - \hat{\gamma}_3)x_m} \sum_{u=0}^m K_f(u) e^{-(\hat{\gamma} - \hat{\gamma}_3)y_u}$$

Jak wynika z iloczynów (17), pośredni przesłuch zdalny powstaje poprzez trzecie tory na skutek podwójnego przesłuchu zbliżnego i podwójnego przesłuchu zdalnego. Między krzywymi parametrycznymi \hat{g}_f i \hat{g}'_f występuje, zależnie od rozkładu sprzężeń, duży efekt zamiany.

DOŚWIADCZALNE POTWIERDZENIE PRZYCZYŃ POWSTAWANIA WENĄTRZCZÓRKOWYCH PRZESŁUCHÓW ZDALNYCH

Aby potwierdzić teoretyczne rozważania na temat przyczyn powstawania wewnątrzczwórkowych przesłuchów zdalnych, przeprowadzono liczne próby na pewnej obołowanej czwórce styrorefleksowej o skręcie gwiazdowym (1,3 mm), której długość wynosiła 342 m. Najpierw zdjęto przebieg zespolonej przewodności sprzężeniowej \hat{g}_{fw} oraz \hat{g}'_{fw} , które to przebiegi uzyskuje się na wizualnym mierniku sprzężeń w pasmie $f = 50-550$ kilz (rys. 6 i 7).

Zadanie polega na znalezieniu wyjaśnienia tego wewnątrzczwórkowego przesłuchu zdalnego. Ze względu na to, że praktycznie nie występuje tu efekt zamiany, wygięty

przebieg krzywych parametrycznych nie może być tłumaczony wpływem torów trzecich. Krzywe parametryczne wskazują na typowy przebieg zbliznopresluchowy. Rozpatrując równania, które ważne są dla przypadków, gdy istnieją punkty odbić, stwierdza się, że przesłuch zdalny powstaje tu na skutek odbić i istnienia przesłuchu zbliznego. Następnie spróbowano przewidzieć rachunkowo przebieg krzywej. Do tego niezbędna jest znajomość rozkładu sprzężeń, występujących w czwórce. W tym celu zdjęto rozkład sprzężeń w czwórce, stosując specjalny miernik przesłuchu (rys. 8). Uzyskana krzywa przedstawia rozkład charakterystycznego sprzężenia

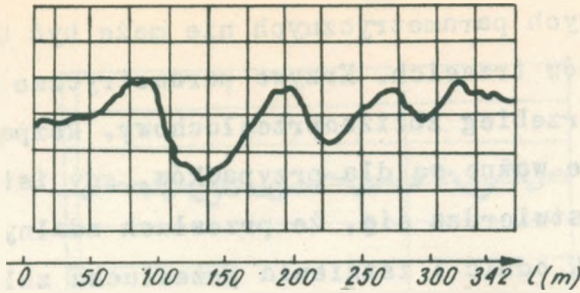
$$K_{n1}^*(x) = (K_1^*(x) + \frac{K_{m1}^*(x)}{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}) = f(x) \text{ wzdłuż kabla.}$$

Przy wykorzystaniu tego wyniku należy pamiętać, że ten rozkład sprzężeń jest zniekształcony przez tłumienność czwórki.

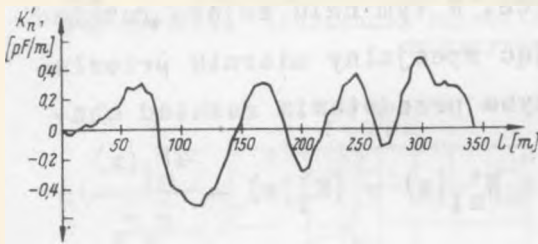
Rysunek 9 przedstawia skorygowany rozkład sprzężeń w czwórce.

Aby wykorzystać tu równanie (12) scalkowano co 50 m skorygowaną krzywą rozkładu sprzężeń z rys. 9 (przyjęto tu długość 50 m, gdyż wtedy $l < \frac{\lambda}{4}$). Przesłuch można wtedy uważać za wywołany przez skupione pojemności, które włączone są w odstępach co 50 metrów (rys. 10).

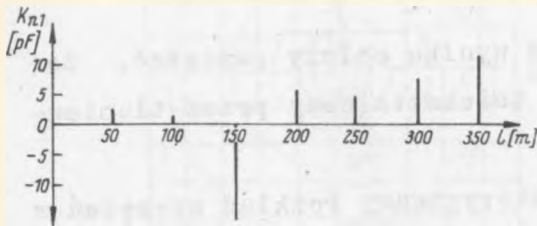
Z rysunku 10, przyjmując skuteczny współczynnik odbicia $|\hat{r}| = 0,2$ można teraz wyliczyć krzywą parametryczną pośredniego przesłuchu zdalnego. Wyniki przedstawiono na rys. 11.



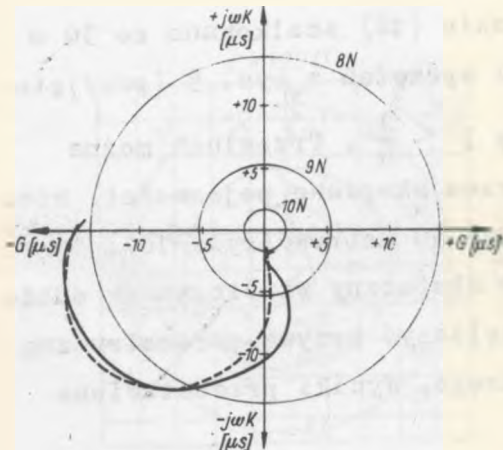
Rys. 8. Charakterystyczny rozkład sprzężeń w obołwionej czwórce izolowanej styrofleksem, zdjęty za pomocą impulsu o kształcie funkcji skokowej 0,1 μ sek



Rys. 9. Skorygowany charakterystyczny rozkład sprzężeń w czwórce obołwionej izolowanej styrofleksem

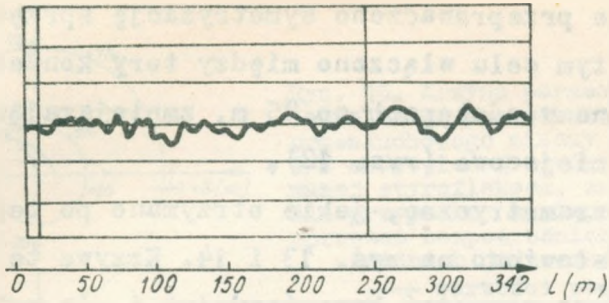


Rys. 10. Sprzężenie charakterystyczne z rys. 9 skalkowane co 50 m

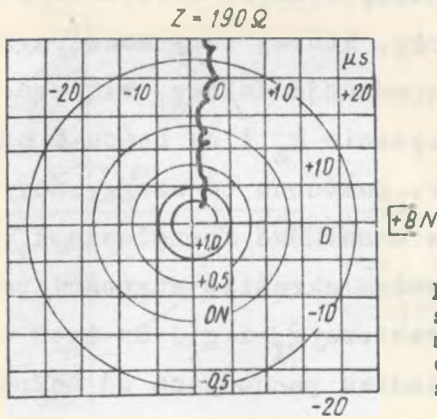


Rys. 11. Obliczone i pomierzone krzywe parametryczne zespolonego sprzężenia zdalno-przesłuchowego między torami 1/2 w czwórce obołwionej, izolowanej styrofleksem, posiadającej sprzężenia o składowej pośredniej

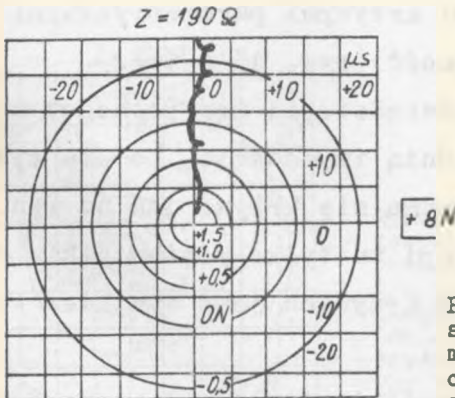
- wartości otrzymane z pomiaru
- - - wartości wyliczone



Rys. 12. Charakterystyczny rozkład sprzężeń wzdłuż obłowiowanej czwórki, izolowanej styrofleksem, po przeprowadzeniu symetryzacji



Rys. 13. Krzywa parametryczna sprzężeń zdalnoprzesłuchowych między torami 1/2 obłowiowanej czwórki o izolacji styrofleksowej - po wyrównaniu sprzężeń miejscowych



Rys. 14. Krzywa parametryczna sprzężeń zdalnoprzesłuchowych między torami 2/1 obłowiowanej czwórki o izolacji styrofleksowej - po wyrównaniu sprzężeń miejscowych

Następnie przeprowadzono symetryzację sprzężeń miejscowych. W tym celu włączono między tory kondensatory rozmieszczone w odstępach co 25 m, zmniejszając tym sprzężenia miejscowe (rys. 12),

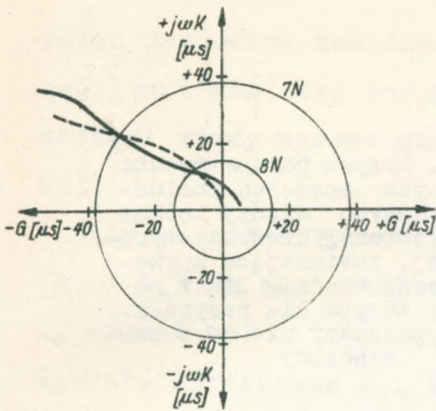
Krzywe parametryczne, jakie otrzymano po tej symetryzacji przedstawiono na rys. 13 i 14. Krzywe te przedstawiają obraz sprzężeń bezpośrednich i nie wykazują efektu zamiany [równ. (7) $\sum K_{f1} = 7,8 \text{ pF}$].

Wpływ sprzężeń $k_{2,3}$ na wewnątrzczwórkowy przesłuch zdalny widoczny jest z następujących doświadczeń: w pewną wysymetryzowaną czwórkę, której tory macierzyste i pochodny zamknięto na impedancje falowe, włączono symetrycznie na końcu A sprzężenie k_2 i na końcu E sprzężenie k_3 - każde po 412 pF. Zwrócono tu uwagę, aby nie wystąpiło przy tym żadne dodatkowe sprzężenie k_1 .

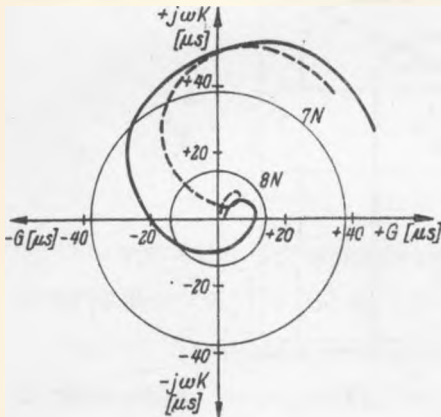
Z równań (15 i (16) można określić wartości pośredniej przewodności sprzężeniowej \hat{g}_f i \hat{g}_f^* . Do tych wartości doda się jeszcze składowa pochodząca od bezpośredniego przesłuchu zdalnego, zgodnie z rys. 13 lub 14. Porównanie ze zmierzonymi krzywymi parametrycznymi wykazuje daleko idącą zgodność (rys. 15 i 16).

Jeżeli w powyższym doświadczeniu tór pochodny nie zostanie zamknięty odpowiednią impedancją, to dla tych samych sprzężeń $k_{2,3}$ otrzyma się krzywe jak na rys. 17 i 18. Efekt zamiany wystąpi tu tylko w niewielkim stopniu. Kołowy przebieg tych krzywych jest wynikiem rezonansów [5].

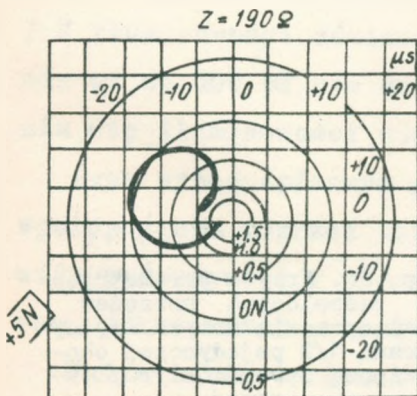
Godne uwagi jest szczególnie to, że tłumienność przesłuchowa leży w tym przypadku o ok. 2 N niżej niż przy



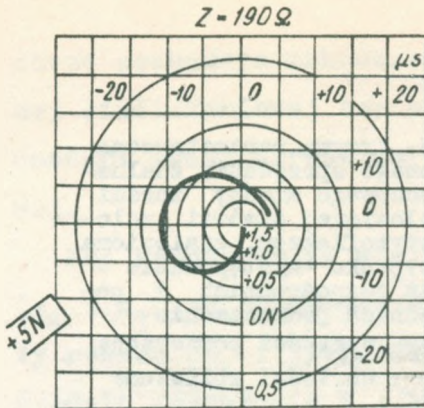
Rys. 15. Krzywa parametryczna zespolonego sprzężenia zdalno-przesłuchowego między torami 1/2 obołowanej czwórki izolowanej styroflexem, znaleziona dla przypadku występowania sprzężeń bezpośrednich i pośrednich jednocześnie
 — wartości pomierzone
 ---- wartości obliczone



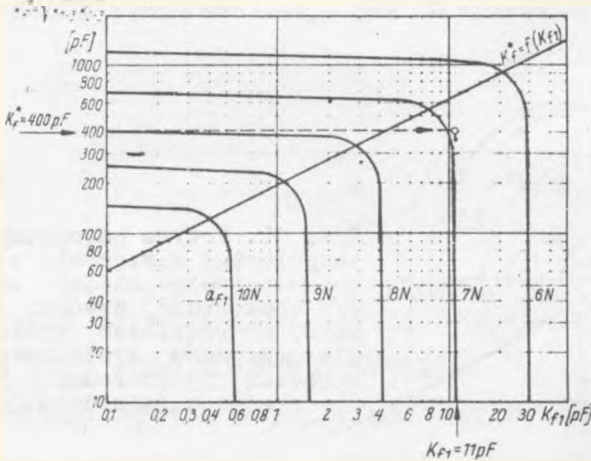
Rys. 16. Krzywa parametryczna zespolonego sprzężenia zdalno-przesłuchowego między torami 2/1 obołowanej czwórki izolowanej styroflexem, znaleziona dla przypadku występowania sprzężeń bezpośrednich i pośrednich jednocześnie



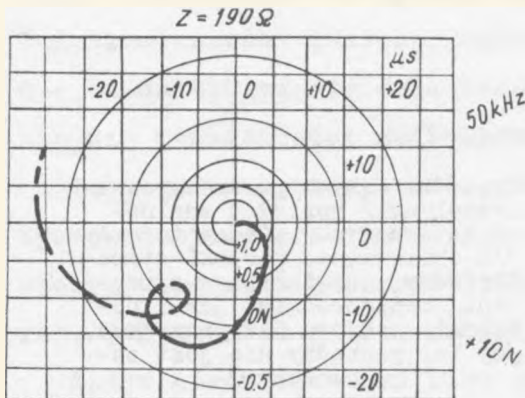
Rys. 17. Krzywa parametryczna zespolonych sprzężeń zdalno-przesłuchowych między torami 1/2 obołowanej czwórki styroflexowej, zawierająca sprzężenia bezpośrednie jak i pośrednie, zdjęta dla przypadku, gdy tor pochodny nie jest zakończony



Rys. 18. Krzywa parametryczna zespolonych sprzężeń zdalno-przesłuchowych między torami 2/1 obojętnej czwórki styrofleksowej, zawierająca sprzężenia bezpośrednie jak i pośrednie, zdjęta dla przypadku, gdy tor pochodny nie jest zakończony



Rys. 19. Zależność między bezpośrednim i pośrednim sprzężeniem oraz między tłumiennością zdalno-przesłuchową - dla przypadku $|Z_1| = 190 \Omega$, $|Z_2| = 60 \Omega$ i $f = 550 \text{ kHz}$



Rys. 20. Krzywa parametryczna zespolonych sprzężeń zdalno-przesłuchowych między torami 1/2 pojedynczej obojętnej czwórki styrofleksowej

torze pochodnym zakończonym. Tak więc, jeżeli w normalnej linii kablowej tor pochodny zakończyć na stałe, to nastąpi wtedy wzrost wartości tłumienności przesłuchowej.

Aby poznać wpływ wielkości poszczególnych sprzężeń (k_2 i k_3) na przesłuch zdalny, porównano ze sobą moduły równań (6) i (16). Stąd uzyskuje się skuteczne pośrednie sprzężenie K_f , które przedstawia sobą taką samą przewodność sprzężeniową, jak bezpośrednie sprzężenie K_{f1} :

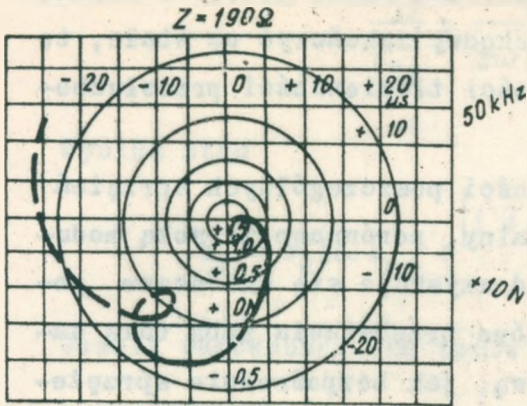
$$K_f^* = \sqrt{K_{f1-3} \cdot K_{f2-3}} = \sqrt{\frac{8}{\omega \hat{Z}_3}} \sqrt{K_{f1}} \quad (18)$$

Na rysunku 19 przedstawiono tę współzależność dla przypadku $[\hat{Z}_3] = 60 \Omega$ i $f = 550$ kHz.

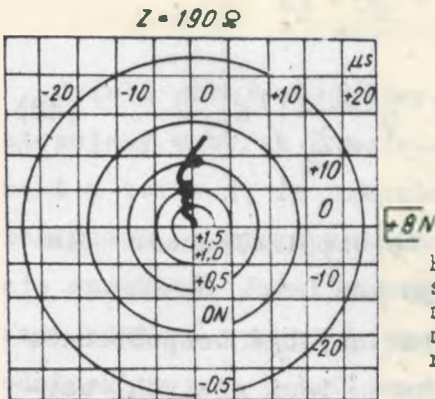
Dalej zbadano, jak wielkie powinny być bezpośrednie i pośrednie sprzężenia dla różnych (lecz stałych) wartości tłumienności zdalnopresłuchowych (rys. 19). Przy bezpośrednim sprzężeniu np. 11 pF, odpowiadającym 7 N tłumienności zdalnopresłuchowej, sprzężenia pośrednie aż do 400 pF nie dają żadnego wyraźnego pogorszenia się tłumienności zdalnopresłuchowej.

Poza wyżej opisanym pośrednim przesłuchem zdalnym, występującym poprzez tor pochodny, można tu tor trzeci utworzyć również z pozostałych skręconych wspólnie czwórek, jak również z toru współziemnego.

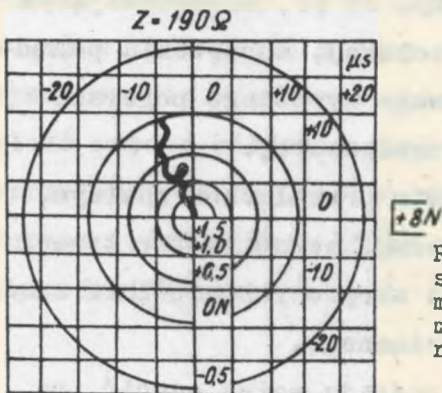
Wpływ torów trzecich tego rodzaju można ocenić na podstawie następującego doświadczenia:



Rys. 21. Krzywa parametryczna zespolonych sprzężeń zdalnoprzęsłuchowych między torami 2/1 pojedynczej obciążonej czwórki styroflexowej

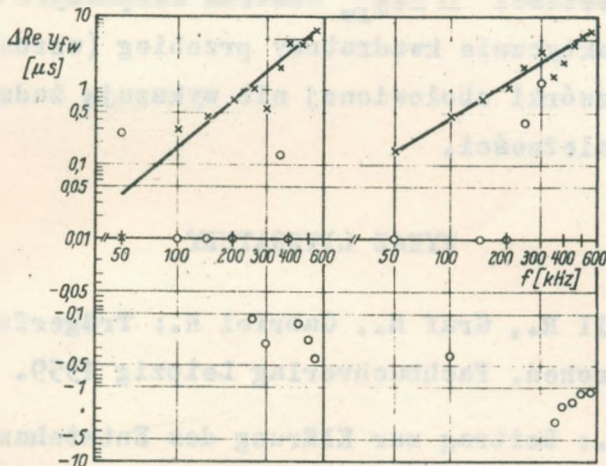


Rys. 22. Krzywa zespolonych sprzężeń zdalnoprzęsłuchowych między torami 1/2. Czwórka mierzona poprzednio, skręcona została z czwórkami kabla telefoni nośnej



Rys. 23. Krzywa zespolonych sprzężeń zdalnoprzęsłuchowych między torami 2/1. Czwórka mierzona poprzednio, skręcona została z czwórkami kabla telefoni nośnej

Znaleziono krzywe parametryczne wewnątrzczwórkowe zdalnoprzesłuchowe pewnej czwórki gwiazdowej izolowanej styrofleksem (rys. 20 i 21). Następnie czwórka, po usunięciu płaszcza ołowianego została skręcona wraz z innymi czwórkami kabla typu 17a przeznaczonego do telefonii nośnej. Po obołowieniu tego kabla znaleziono na nowo krzywe parametryczne tej czwórki (rys. 22 i 23).



Rys. 24. Różnice części rzeczywistej skutecznych przewodności sprzężeń zespolonych dwóch czwórek styrofleksowych dla przypadku sprzężeń poprzez trzecie tory oraz dla przypadku sprzężeń bezpośrednich

- o - Wartości zmierzone na pojedynczej obołowionej czwórce
- x - Wartości zmierzone na czwórce w kablu

Krzywe parametryczne czwórki wbudowanej w kabel wykazują poza zmniejszeniem wartości tłumienności przesłuchowej znaczny efekt zamiany, podczas gdy krzywe pojedyncze obołowionej czwórki nie wykazywały efektu zamiany. Można więc wykazać, że efekt zamiany w czwórce w kablu wywołany jest obecnością trzech torów. Aby to u-

naocznie, przedstawia się różnice części rzeczywistych krzywych parametrycznych $1/2$ i $2/1$ w zależności od częstotliwości. Jeżeli różnice wrażliwość w formie kwadratowej z częstotliwością, oznacza to, że efekt zamiany pochodzi od torów trzecich.

Na rysunku 24 narysowano różnice $\Delta Re_{\hat{g}_{fw}}$ krzywych parametrycznych dla czwórek skręconych w kablu, jak też dla porównania wartości dla pojedynczej obołowionej czwórki. Wartości $\Delta Re_{\hat{g}_{fw}}$ czwórek skręconych w kablu wykazują praktycznie kwadratowy przebieg (wzrost). Wartości dla czwórki obołowionej nie wykazują żadnej systematycznej zależności.

WYKAZ LITERATURY

1. Gottschall R., Graf H., Gabriel H.: Trägerfrequenz-Fernsprechen. Fachbuchverlag Leipzig 1959.
2. Martin H.: Beitrag zur Klärung des Entstehungsmechanismus des Nebensprechens in symmetrischen Kabelanlagen Dissertation TH Hannover, 1960.
3. Kunz R.: Komplexe Kopplungsleitwerte zwischen Trägerfrequenzleitungen NTZ, 1957, Z. 10, s. 508-516.
4. Kaden H.: Das Nebensprechen zwischen unbelasteten Leitungen in Fernsprechkabeln. Europ. Fernsprechdienst 49 (1938), s. 173-180.
5. Bourseau J., Jarosson R.: La Diaphonie entre paires d'un cable a circuits symetriques pour courants porteurs par l'intermediaire d'un troisieme circuit. Cables et Transmission, 7e Annee, 1953. Nr 1. s. 54-57.

BIBLIOTEKA
Instytutu Inżynierii

Nr _____

