

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

**BIULETYN**

**INFORMACYJNY**

**10(251)**

**1987**



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# BIULETYN INFORMACYJNY

ROK 27

WARSZAWA 1987

NR 10/251/

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

**Redakcja Biuletynu Informacyjnego**

---

**Redaktor Naczelny - dr inż. Krystyn Plewko**  
**Z-ca Redaktora Naczelnego - dr inż. Stanisław Sońta**

**Redaktorzy działów:**  
**dr inż. Alina Karwowska-Iamparska,**  
**mgr inż. Mirosław Żurawski**

**Adres Redakcji:**  
**Instytut Łączności**  
**Branżowy Ośrodek**  
**Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej**  
**Warszawa - Miedzeszyn, ul. Szachowa 1**

**ISSN 0209-1046**

**Redaktor: mgr Krystyna Juskiewicz**

**Montaż tekstu: Barbara Skwara**

---

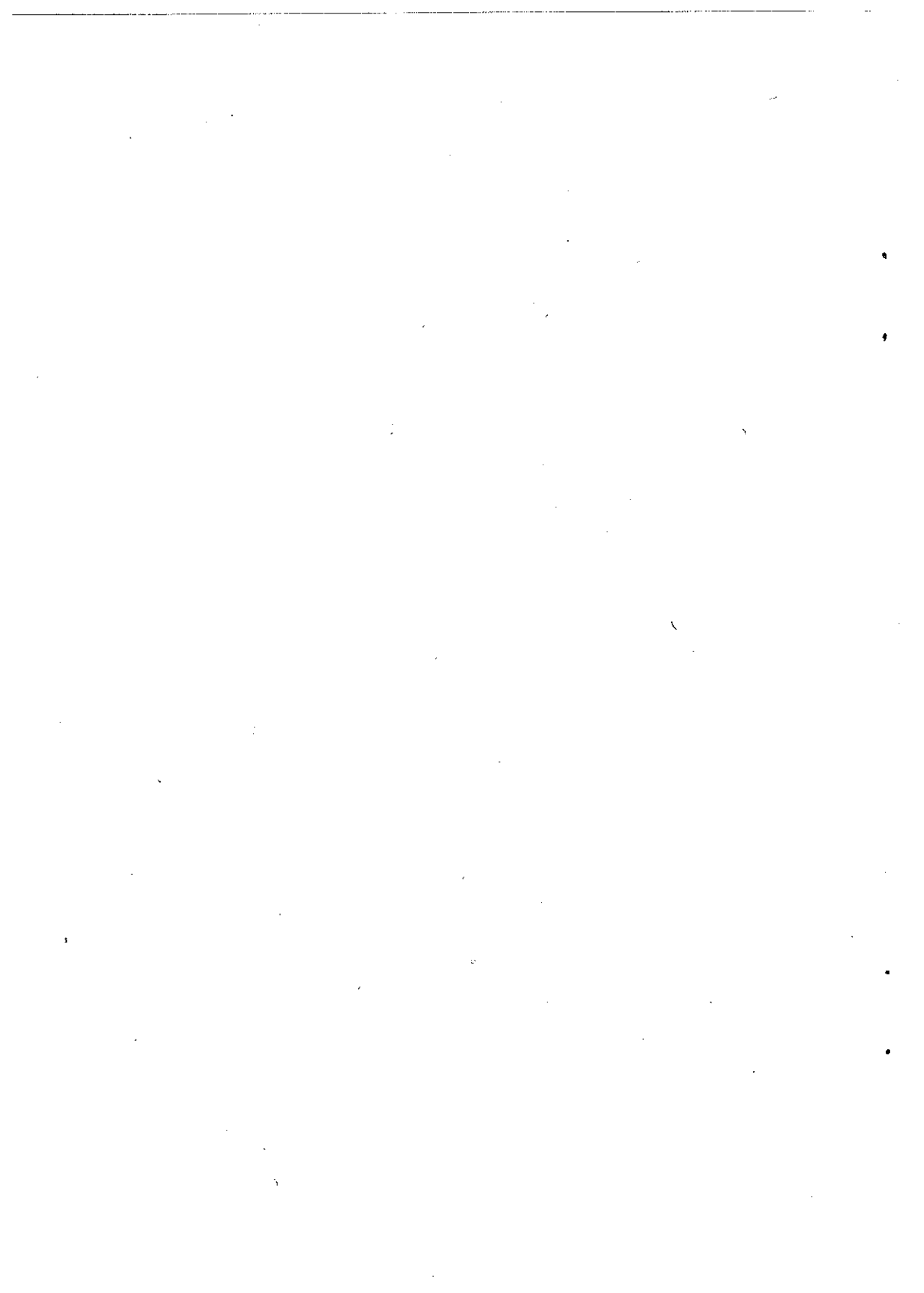
**Dział Wydawniczy Instytutu Łączności**  
**Format B5. Nakład 705. Wpłynęło do**  
**Działu Wydawniczego 1987.11.03.**  
**Druk ukończono w lutym 1988 r.**

Ryszard Floryński

METODY OGRANICZANIA  
MIĘDZYOBWODOWYCH SPRZĘŻEŃ ELEKTROMAGNETYCZNYCH

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Sprzężenia międzyprzewodowe	2
2.1. Indukcja zakłóceń w pętłach obwodów	2
2.1.1. Indukcja zakłóceń w pętli utworzonej przez płaszczyznę masy /pętli uzimienia/	3
2.1.2. Indukcja zakłóceń w pętli obwodu sygnałowego	5
2.1.3. Sumacyjne modelowanie sprzężenia linii przesyłowej z polem elektromagnetycznym	6
2.2. Sprzężenie pojemnościowe	7
2.3. Sprzężenie indukcyjne	10
2.4. Wyniki eksperymentalnych badań sprzężeń międzyprzewodowych	11
2.5. Wpływ ekranu na sprzężenia międzyprzewodowe	19
2.5.1. Sprzężenie pojemnościowe	19
2.5.2. Sprzężenie indukcyjne	21
2.6. Efektywność ekranowania kabli przez różne powłoki	22
3. Złącza kablowe	24
4. Podsumowanie	30
Wykaz literatury	32



METODY OGRANICZANIA  
MIĘDZYOBWODOWYCH SPRZEŻEŃ ELEKTROMAGNETYCZNYCH

1. WPROWADZENIE

We współczesnych urządzeniach elektronicznych problem przenoszenia się zakłóceń z jednych obwodów do drugich staje się coraz bardziej istotny ze względu na przeesyłanie sygnałów o bardzo dużym zróżnicowaniu poziomów mocy przy bardzo małych odległościach między obwodami. Ma to miejsce zarówno w stosunkowo niewielkich urządzeniach, jak i w dużych obiektach /aparaturach/.

Dla zaistnienia zjawiska oddziaływania zakłóceń potrzebne są trzy elementy [1,3]:

- źródło zakłóceń;
- kanał sprzężenia, umożliwiający rozprzestrzenianie się zakłóceń;
- odbiornik zakłóceń.

W artykule przedstawiono analizę mechanizmów i zjawisk związanych ze wzajemnym elektromagnetycznym oddziaływaniem i podatnością /charakteryzującą właściwości odbiorcze/ na zakłócenia głównie przewodów sygnałowych. Nie omówiono natomiast właściwości emisyjnych tych obwodów, gdyż w praktyce zalecenia montażowe dotyczące ograniczania podatności na zakłócenia są takie same, jak zalecenia dotyczące ograniczania efektywności emisji. Wynika to z liniowości tych obwodów oraz z zasady wzajemności znanej z teorii anten.

Na podstawie przeprowadzonej analizy podano sposoby redukcji sprzężeń i oddziaływania zakłóceń poprzez ekranowanie przewodów, odpowiednie rozwiązania złączy oraz odpowiednie połączenia przewodów i ekranów ze złączami.

## 2. SPRZĘŻENIA MIĘDZYPRZEWODOWE

Zakłócenia elektromagnetyczne mogą pojawiać się w obwodach sygnałowych w wyniku promieniowania lub przewodzenia. Przy tym, w zależności od sposobu propagacji tych zakłóceń w przewodach, można wyróżnić zakłócenia rodzaju zwykłego /współfazowe/ i rodzaju różnicowego /przeciwfazowe/ [1,2].

Zakłócenia rodzaju zwykłego w dwóch przewodach sygnałowych są określane jako napięcia i/lub prądy o jednakowych fazach. Natomiast zakłócenia rodzaju różnicowego w dwóch przewodach mogą występować jako napięcia i/lub prądy przesunięte w fazie względem siebie o  $180^{\circ}$ . Nazywane są one również rodzajem normalnym.

W ogólnej analizie można wyróżnić pięć podstawowych dróg przedostawania się zakłóceń elektromagnetycznych [2,3]:

- indukcja rodzaju zwykłego w pętli uziemienia,
- indukcja rodzaju różnicowego w obwodzie sygnałowym,
- sprzężenie rodzaju zwykłego przez impedancję wspólnego uziemienia,
- sprzężenie rodzaju różnicowego pomiędzy przewodami: pojemnościowe i/lub indukcyjne,
- sprzężenie rodzaju zwykłego i/lub różnicowego poprzez obwody zasilające.

W dalszej części opracowania omówiono podstawowe rodzaje sprzężeń oraz skutki zakłóceń powstałych w wyniku sprzężenia elektromagnetycznego, z pominięciem sprzężeń galwanicznych.

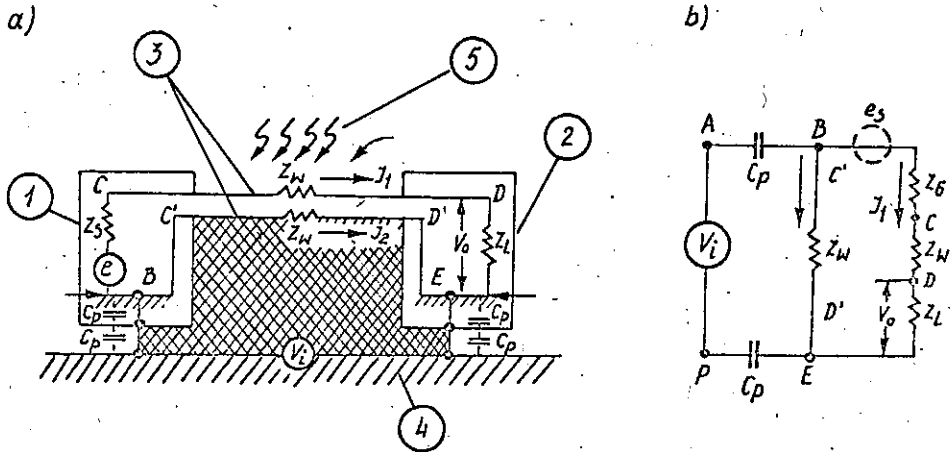
### 2.1. Indukcja zakłóceń w pętlach obwodów [3]

Istnieją w zasadzie dwa przypadki oddziaływania tego typu zakłóceń. Pierwszy z nich, to indukcja w pętli utworzonej przez przewody i płaszczyzną masy, natomiast drugi występuje w przypadku indukcji bezpośrednio w obwodzie sygnałowym.



### 2.1.1. Indukcja zakłóceń w pętli utworzonej przez płaszczyznę masy /pętli uziemienia/ [1.3]

Rys. 1a obrazuje oddziaływanie płaskiej fali ⑤ na zamkniętą pętlę /powierzchnia zakreskowana/ utworzoną przez płaszczyznę masy ④, bloki zastępcze sygnału ①, obciążenie ② i przewody połączeniowe ③.



Rys. 1. Indukcja zakłóceń współfazowych w pętli uziemienia  
a/ model fizyczny; b/ układ zastępczy ich przenikania na wejście układu odbiorczego o impedancji  $Z_L$

Natomiast rys. 1b przedstawia schemat zastępczy dla tego rodzaju sprzężenia.

W wyniku oddziaływania fali, w przewodach sygnałowych indukują się prądy współfazowe  $I_1$  i  $I_2$ , czyli powstają zakłócenia rodzaju zwykłego.

Jeżeli pętla ma powierzchnię  $A$ , strumień magnetyczny przenikający tę pętlę wynosi  $\Phi$ , a indukcja pola magnetycznego jest prostopadła do płaszczyzny pętli -  $B'$  to napięcie indukowane w pętli  $V_1$  można zapisać jako:

$$V_1 = - \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{d}{dt} \int_A B \, dA$$

Jeżeli zamknięta pętla jest stacjonarna, a indukcja magnetyczna  $B$  jednorodnego pola zmienia się w czasie sinusoidalnie, to równanie powyższe przyjmuje postać:

$$V_1 = j \omega B A \cos \theta$$

gdzie:  $\theta$  - kąt pomiędzy płaszczyzną pętli a kierunkiem fali.

Widać zatem, że tylko w przypadku gdy płaszczyzna pętli jest prostopadła do kierunku rozchodzenia się fali elektromagnetycznej, napięcie indukowane będzie miało wartość zbliżoną do zera.

Na podstawie rys. 1b napięcie zakłóceń  $V_0$  można określić zależnością:

$$V_0 = V_1 \frac{Z_L}{Z_s + Z_w + Z_L}$$

Jeżeli przewody połączeniowe nie są umieszczone blisko siebie, to można rozważać oddzielnie dwie drogi przepływu prądu  $I_1$  w pętli ABCDEFA oraz  $I_2$  w pętli ABC'D'EFA.

W obwodzie pokazano zarówno poziom /potencjał/ odniesienia źródła sygnału /punkt B/, jak i poziom odniesienia obciążenia /punkt E/ połączone z poziomami odniesienia całego układu odpowiednio w punktach A i F. Gdyby tych połączeń nie było, co w praktyce oznacza nieuziemięcie obwodów źródła i obciążenia, to pętla byłaby zamknięta poprzez pasożytnicze pojemności  $C_p$ .

Jeżeli jeden koniec obwodu nie jest połączony z masą całego układu, to zależność powyższa zmienia się następująco:

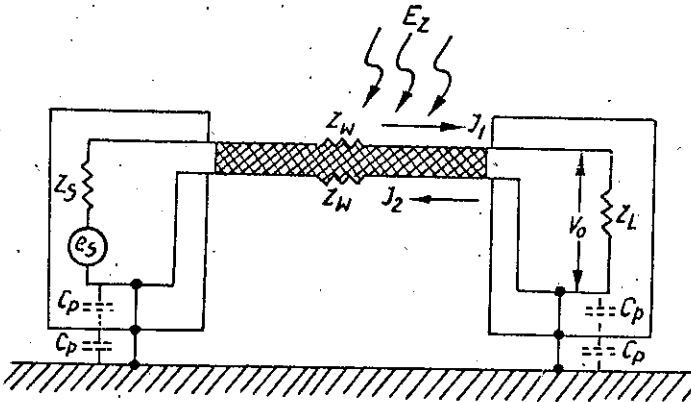
$$V'_0 \approx \frac{Z_w}{Z_{cp}} \cdot \frac{Z_L}{Z_s + Z_w + Z_L} \cdot V_1 = \frac{Z_w}{Z_{cp}} \cdot V_0$$

Czyli napięcie zakłóceń  $V_0$  /występujące w przypadku uziemionych obwodów/ zostało zredukowane w stosunku  $Z_w/Z_{cp} < 1$ , gdyż  $Z_w$  jest impedancją przewodów oraz jest małe w stosunku do  $Z_s$  i  $Z_L$ , a impedancja  $Z_{cp}$  jest duża, zwłaszcza w zakresie m.cz. w porównaniu z  $Z_s$ . Dla zakresu w.cz., gdy impedancja  $Z_{cp}$  znacznie maleje, wartość  $V_0$  rośnie do wartości  $V_0$ .

Można stąd wyciągnąć wniosek, że w zakresie małych częstotliwości korzystne jest uziemianie obwodu jedynie na jednym końcu. W zakresie w.cz. galwaniczne przerwanie pętli uziemienia nie zmniejsza poziomu zakłóceń. Natomiast zawsze, niezależnie od zakresu częstotliwości, należy dążyć do zmniejszenia powierzchni A pętli.

### 2.1.2. Indukcja zakłóceń w pętli obwodu sygnałowego [1,3]

Schemat tego oddziaływania przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Indukcja zakłóceń w pętli obwodu sygnałowego

W wyniku oddziaływania zewnętrznego pola w przewodach sygnałowych indukują się prądy  $I_1$  i  $I_2$  o fazach przeciwnych nazywane rodzajem różnicowym zakłóceń. Redukcje tego typu zakłóceń można osiągnąć przez skręcanie par przewodów, zmniejszając powierzchnię pętli przewodów, oraz przez ich

ekranowanie. Dla kabli koncentrycznych technika redukcji zakłóceń polega na wyborze kabli o małej impedancji przenoszenia kabli trójosiowych o zewnętrznym oplocie, uziemionych na jednym końcu /dla zastosowań przy niskich częstotliwościach/, oraz użyciu półsztywnych jednorodnych linii współosiowych.

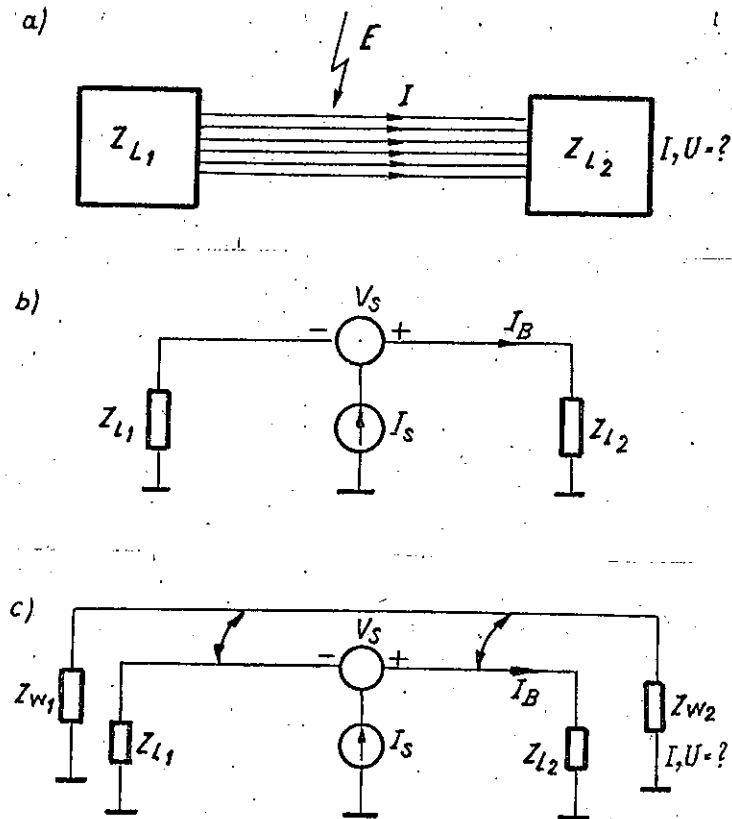
### 2.1.3. Sumacyjne modelowanie sprzężenia linii przesyłowej z polem elektromagnetycznym [8]

W celu określenia zachowania się złożonego układu linii przesyłowej poddanej czynnikom zewnętrznym można posługiwać się metodami polegającymi na stosowaniu różnych modeli linii. Pozwalają one obliczać rozkłady energii elektromagnetycznej wewnątrz tego układu. Jednym ze sposobów jest analiza obwodów wykorzystująca modele fizyczne i schematy zastępcze opisana w pkt. 2.1.1 i 2.1.2.

Na rys. 3 przedstawiono inną metodę opartą na koncepcji modelowania sumacyjnego. Stosuje się ją w przypadku, gdy zachodzi konieczność określenia sprzężenia linii zakłócającej wieloprzewodowej z badanym przewodem znajdującym się w tej linii.

Linia przesyłowa wieloprzewodowa jest pobudzana przez pole elektromagnetyczne i należy uzyskać w pierwszej kolejności dane o napięciu oraz prądzie w punkcie obciążenia tej linii. Obliczenia sprowadzają się do określenia sumacyjnego prądu i odpowiadającego mu napięcia sumacyjnego [8]. W następnym etapie metoda zezwala na oszacowanie napięcia i prądu występującego w indywidualnym przewodzie wiązki. Konieczne są w tym przypadku parametry sprzężenia indukcyjnego i pojemnościowego występującego pomiędzy obwodem zastępczym-sumacyjnym i badanym przewodem. Parametry te przedstawiono w pkt. 2.2 i 2.3 niniejszego artykułu.

Metoda ta stanowi dobrą aproksymację rzeczywistego oddziaływania na linię wieloprzewodową i rzeczywistego prądu płynącego w linii, zwłaszcza w przypadku gdy każdy przewód ma taką samą impedancję obciążenia względem masy.



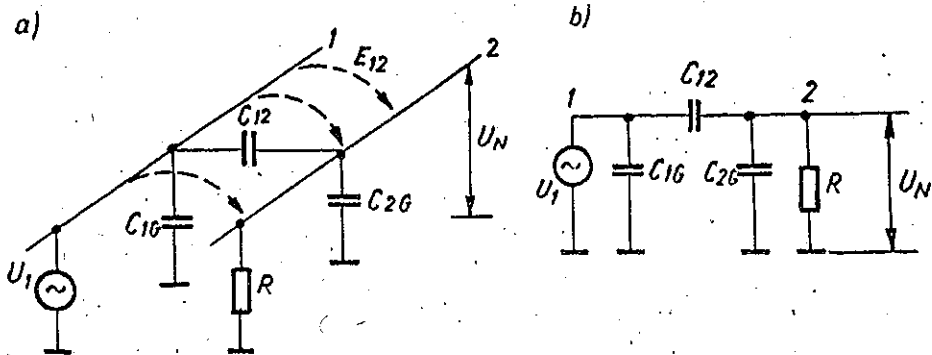
Rys. 3. Modele linii przesyłowych pozwalające na określenie odpowiedzi wieloprzewodowego układu pobudzonego i sprzężonego z nim badanego przewodem

a/ układ wieloprzewodowy; b/ model sumacyjny bez przewodu badanego; c/ model sumacyjny sprzężony z badanym przewodem

Szczegółowy opis tej metody podano w [8] pod nazwą SGNLIN wraz z programem na maszynę cyfrową dla analizy linii wieloprzewodowej /oznaczonym symbolem QV TA/.

## 2.2. Sprzężenie pojemnościowe [1-4]

Sprzężenie pojemnościowe pomiędzy dwoma przewodami bezpośrednio wiąże się z występowaniem pojemności wzajemnej między tymi przewodami /rys. 4/.



Rys. 4. Ilustracja sprzężenia pojemnościowego pomiędzy dwoma przewodami

a/ model fizyczny; b/ układ zastępczy.

Pojemność  $C_{12}$  jest pojemnością wzajemną pomiędzy przewodami 1 i 2. Pojemności  $C_{1G}$  i  $C_{2G}$  stanowią całkowite pojemności pomiędzy przewodami a masą, natomiast  $R$  jest całkowitą rezystancją obwodu 2 do masy. Rezystancja  $R$  obejmuje nie tylko rezystancję obciążenia  $R_L$ , lecz również rezystancje zespołu obwodów przyłączonych do przewodu 2 i nie stanowi składowej rozproszenia. Jest więc rzeczywistym obciążeniem linii 2.

Ze schematu zastępczego widać, że pojemność każdego kondensatora przyłączonego bezpośrednio do źródła może zostać pominięta, ponieważ nie ma ona żadnego wpływu na sprzężenie zakłóceń.

Napięcie zakłóceń  $U_N$  wytworzone pomiędzy przewodem 2 a masą wynosi:

$$U_N = \frac{j\omega [C_{12} / (C_{12} + C_{2G})]}{j\omega + 1/R(C_{12} + C_{2G})} U_1$$

W przypadku gdy  $R$  stanowi mniejszą impedancję niż impedancja zastępczego kondensatora o pojemności  $C_{12} + C_{2G}$

$$R \ll \frac{1}{j\omega (C_{12} + C_{2G})}$$

napięcie zakłóceń można opisać zależnością:

$$U'_N = j\omega RC_{12}U_1$$

i przy spełnionej powyższej nierówności jest ono znacznie mniejsze od  $U_1$  ( $U'_N \ll U_1$ ).

Widać stąd, że napięcie zakłóceń jest wprost proporcjonalne do częstotliwości i napięcia  $U_1$  sygnału zakłócającego, do rezystancji obciążenia obwodu zakłócanego oraz do pojemności pomiędzy przewodami.

Zakładając, że napięcie i częstotliwość sygnału zakłócającego nie zmieniają się, pozostają jedynie dwa parametry umożliwiające zmniejszenie sprzężenia pojemnościowego. Obwód odbiornika może pracować przy małych wartościach rezystancji  $R$ , a pojemność  $C_{12}$  powinna być zmniejszona przez odpowiednie uetyuowanie przewodów /przez rozsuniecie przewodów lub przez ekranowanie/.

W przypadku gdy rezystancja  $R$  pomiędzy przewodem 2 a masą jest na tyle duża, że

$$R \gg \frac{1}{j\omega (C_{12} + C_{2G})}$$

zależność opisującą napięcie zakłóceń upraszcza się do postaci:

$$U''_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} U_1$$

Przy tym warunku napięcie  $U'_N$  zależy od dzielnika pojemnościowego  $C_{12}$  i  $C_{2G}$ . Jest ono niezależne od częstotliwości. W przypadku gdy wartości tych pojemności są porównywalne, napięcie  $U'_N$  wynosi:

$$U'_N \approx \frac{1}{2} \cdot U$$

### 2.3. Sprzężenie indukcyjne [1-4]

Jeżeli prąd  $I_1$  płynie w obwodzie zamkniętym, to zostaje utworzony strumień magnetyczny  $\phi$ , proporcjonalny do prądu. Stała proporcjonalności jest indukcyjnością  $L$ :

$$\phi = LI_1$$

Wartość indukcyjności zależy od geometrii obwodu i właściwości magnetycznych środowiska obejmowanego przez ten obwód. Jeżeli w pobliżu tego obwodu znajduje się drugi obwód, to w konsekwencji przepływu prądu  $I_1$  utworzony będzie strumień magnetyczny  $\phi_{12}$  i pojawi się indukcyjność wzajemna

$$M_{12} = \frac{\phi_{12}}{I_1}$$

W obwodzie 2 zaindukuje się napięcie  $U_N$

$$U_N = j\omega BA \cos \theta$$

gdzie:  $A$  - powierzchnia pętli utworzona przez przewód 2 i masę,

$B$  - indukcja pola magnetycznego,

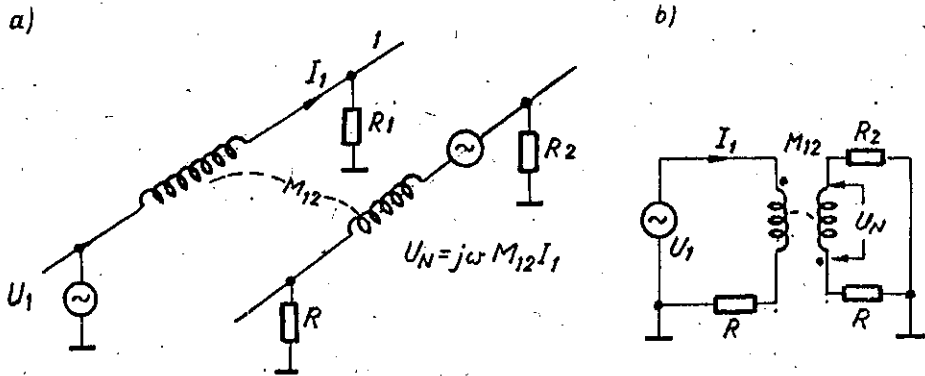
$\theta$  - kąt pomiędzy płaszczyzną pętli obwodów zakłócającego i zakłócanego.

Napięcie to można również wyrazić za pomocą indukcyjności wzajemnej:

$$U_N = j\omega M_{12} I_1 = M_{12} \frac{di_1}{dt}$$

Na rys. 5 przedstawiono model fizyczny i schemat zastępczy sprzężenia indukcyjnego.





Rys. 5. Ilustracja sprzężenia indukcyjnego pomiędzy dwoma przewodami

a/ model fizyczny; b/ układ zastępczy

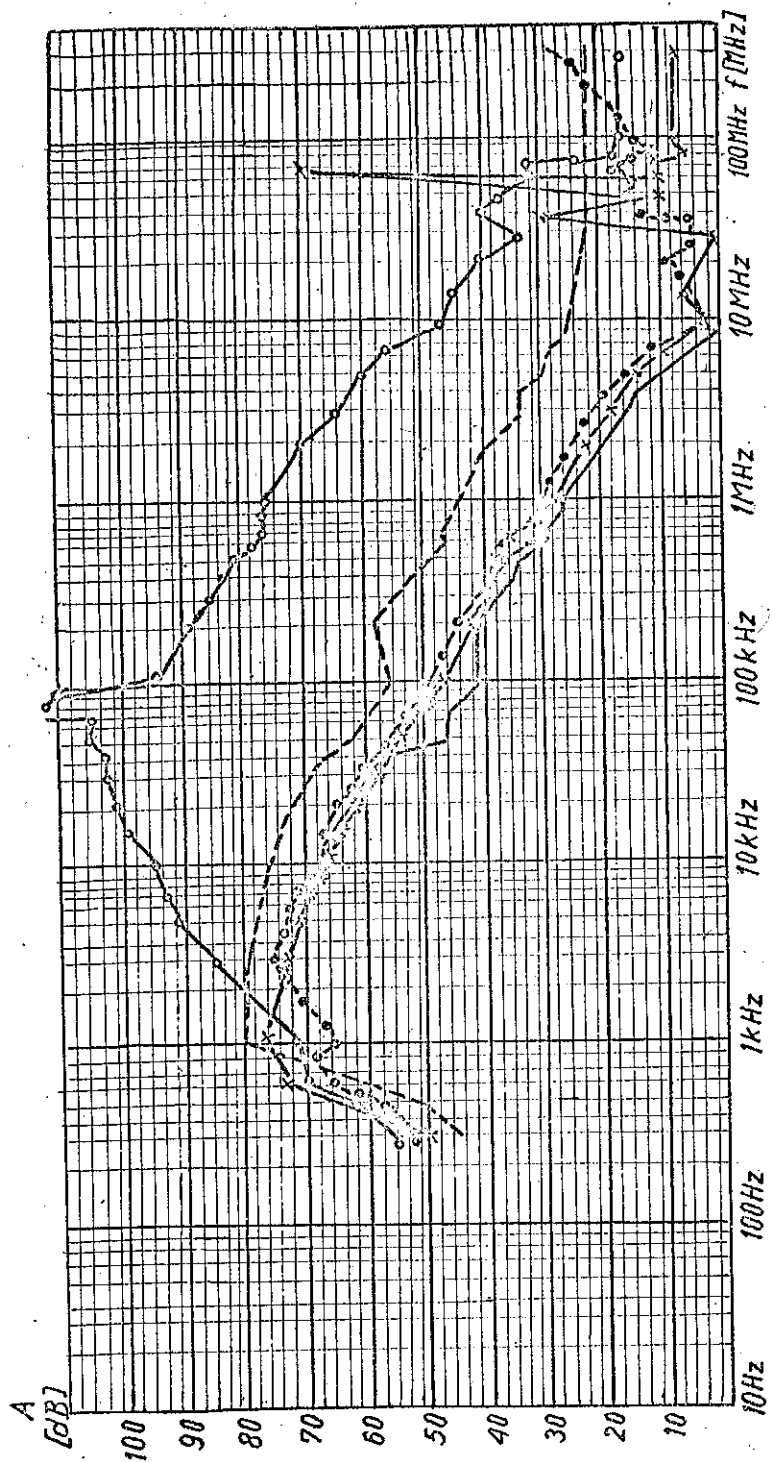
Jak wynika z przedstawionych wcześniej zależności, sprzężenie indukcyjne jest wprost proporcjonalne do częstotliwości, powierzchni pętli i indukcji magnetycznej. W celu jego zmniejszenia należy zminimalizować czynniki A, B oraz  $\cos \theta$  poprzez odpowiedni montaż. Można to np. osiągnąć przez fizyczną separację obwodów i/lub przez skręcanie doprowadzeń w obwodach zakłócającym oraz zakłócanym.

Gdy dla prądu powrotnego w obwodzie zakłócanym lub zakłócającym jest wykorzystywana płaszczyzna uziemienia, należy zmniejszyć powierzchnię obwodów przez umieszczenie przewodów bliżej płaszczyzny uziemiającej.

#### 2.4. Wyniki eksperymentalnych badań sprzężeń międzyprzewodowych

W celu sprawdzenia zależności teoretycznych przeprowadzono badania eksperymentalne dla różnych konfiguracji i odległości przewodów oraz przy różnych sposobach ich zasilania i obciążenia [11].

Na rys. 6 przedstawiono tłumienie sygnału pomiędzy pojedynczymi przewodami nieekranowanymi znajdującymi się w od-

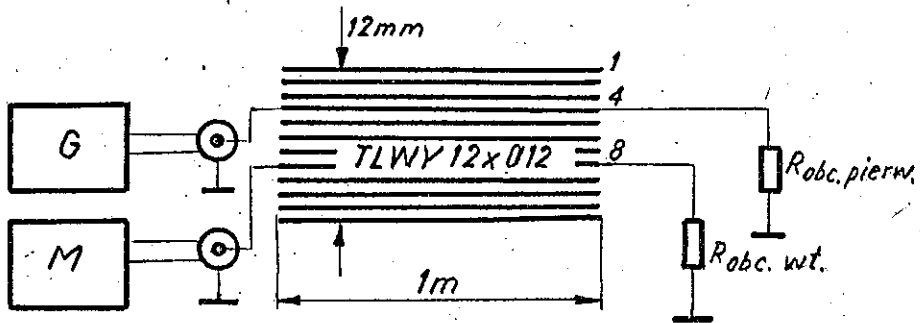


— - odległość przewodów 2 mm, --- - odległość przewodów 50 mm, ● - przewody pod kątem 90° w odległości 2 mm, ○ - przewód koncentryczny - żyła gorąca, sygnał pierwotny, ● - obwód symetryczny, odległość 10 mm

Rys. 6. Tłumienie sygnału przenika przy różnej konfiguracji przewodów

ległości 2 mm, 10 mm, 50 mm oraz pod kątem  $90^\circ$ . Widać duży wpływ uwytyuowania przewodów oraz zależności sprzężenia od częstotliwości. Na rysunku tym pokazano również zależności tłumienia sygnału dla przewodu koncentrycznego z uziemionym ekranem.

Dalsze badania przeprowadzono dla taśmy przewodów TLWY 12x0,12 według schematu pomiarowego zamieszczonego na rys.7.



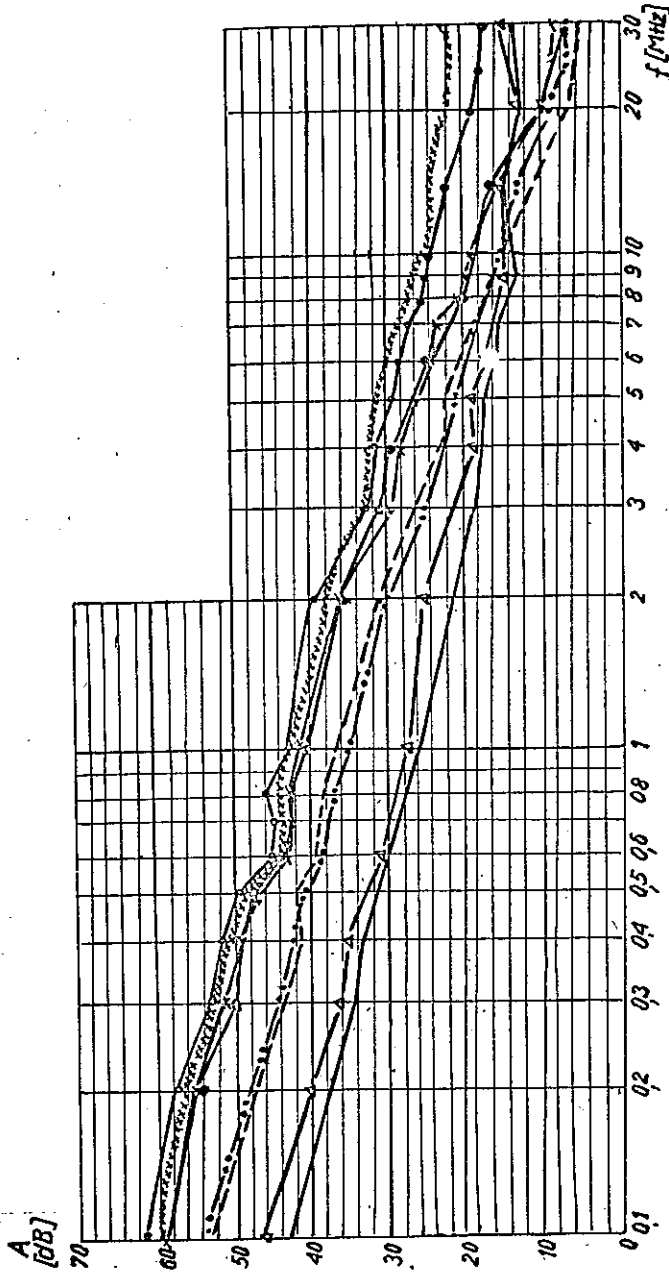
Rys. 7. Układ do pomiaru tłumienia sygnału pomiędzy przewodami w taśmie TLWY 12x0,12

G - generator, M - miernik

Wyniki pomiarów przy podłączeniu obwodów pierwotnego i wtórnego do różnych przewodów taśmy TLWY przedstawione na rys. 8. Różnica tłumienności pomiędzy parą najbliższej leżących przewodów /1 i 2/ a parą przewodów najbardziej oddalonych /1 i 12/ wynosi średnio 8 dB. Obserwuje się dużą zależność tłumienia sygnału od jego częstotliwości. Tłumienie to maleje średnio 20 dB na dekadę w zakresie częstotliwości 100 Hz do 10 MHz i osiąga ono już powyżej 200 kHz wielkości mniejsze od 40 dB.

Rys. 9 i 10 obrazują tłumienie sygnału pomiędzy przewodami taśmy TLWY 12x0,12 odpowiednio 1 i 2 oraz 4 i 8 dla przekazu zbliżonego i zdalnego. W obu przypadkach najmniejsze tłumienie występuje w warunkach jednoczesnego obciążenia do masy obwodu pierwotnego i obwodu sprzężonego.





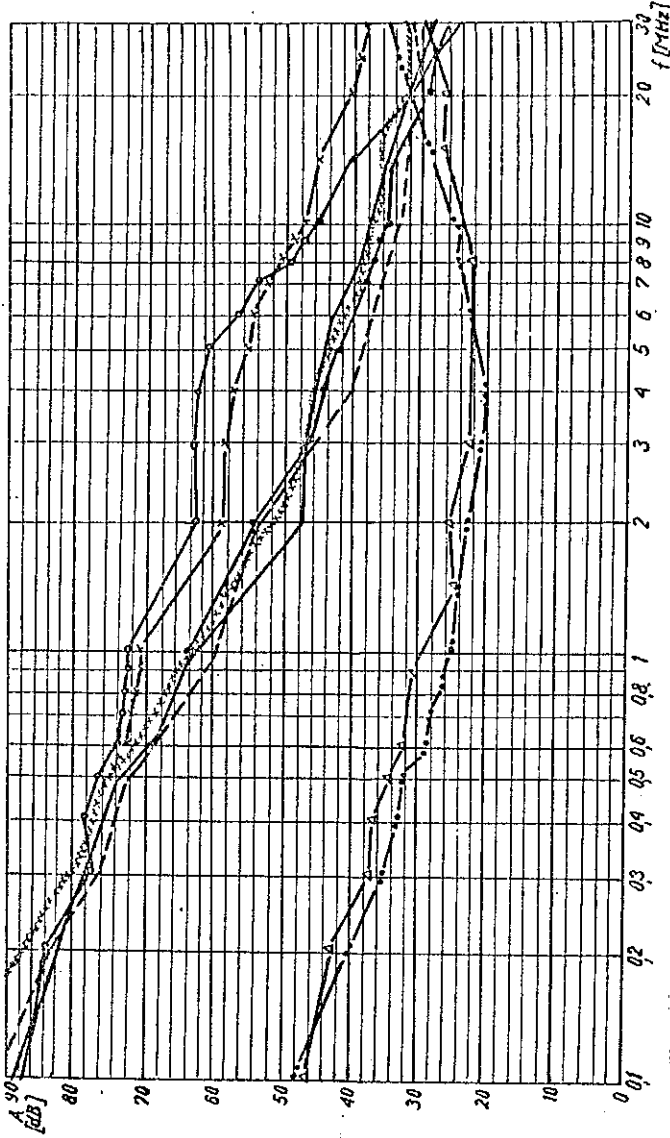
Przy zasilaniu po tej samej stronie

- - przewód sygnału pierwotnego odłączony od obciążenia
- - oba przewody obciążone
- X- - przewód sygnału przenikającego odłączony od obciążenia
- · — - oba przewody odłączone od obciążenia

Przy zasilaniu z przeciwnych stron

- ○ — - przewód sygnału pierwotnego odłączony od obciążenia
- △ — - oba przewody obciążone
- XXXXXX - przewód sygnału przenikającego odłączony od obciążenia
- · — - oba przewody odłączone od obciążenia

Rys. 9. Tłumienie sygnału przeniku pomiędzy przewodami 1 i 2 taśmy TLWY 12x0,12



Przy zasilaniu po tej samej stronie

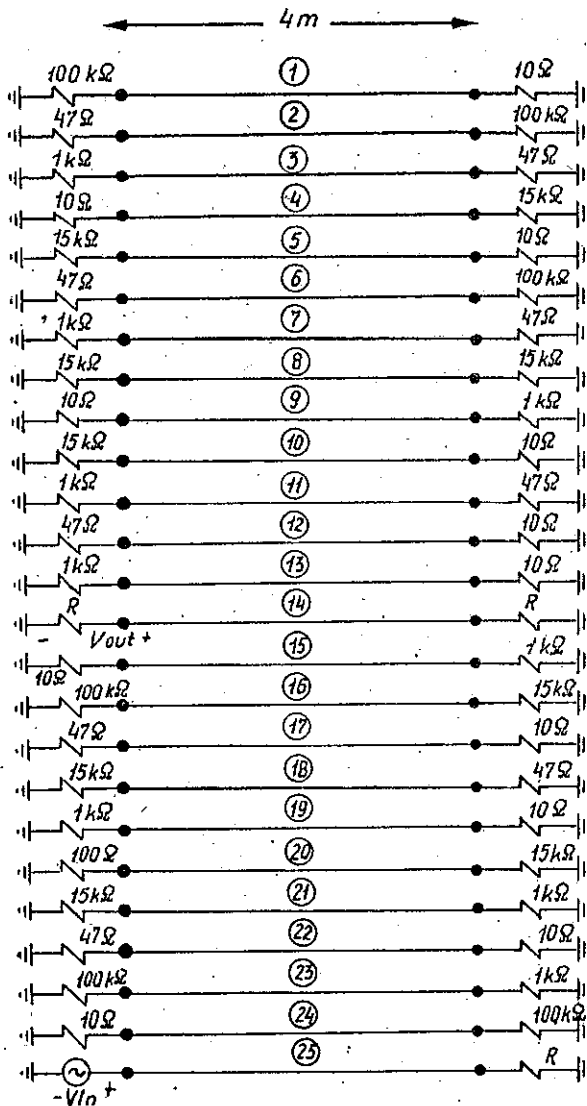
- — — — — przewód sygnału pierwotnego odłączony od obciążenia
- - - - - oba przewody obciążone
- · - · - · - przewód sygnału przenikającego odłączony od obciążenia
- x - - - - oba przewody odłączone od obciążenia

Przy zasilaniu z przeciwnych stron

- xxxxxx - przewód sygnału pierwotnego odłączony od obciążenia
- Δ - - - - oba przewody obciążone
- · - · - · - przewód sygnału przenikającego odłączony od obciążenia
- o - - - - oba przewody odłączone od obciążenia

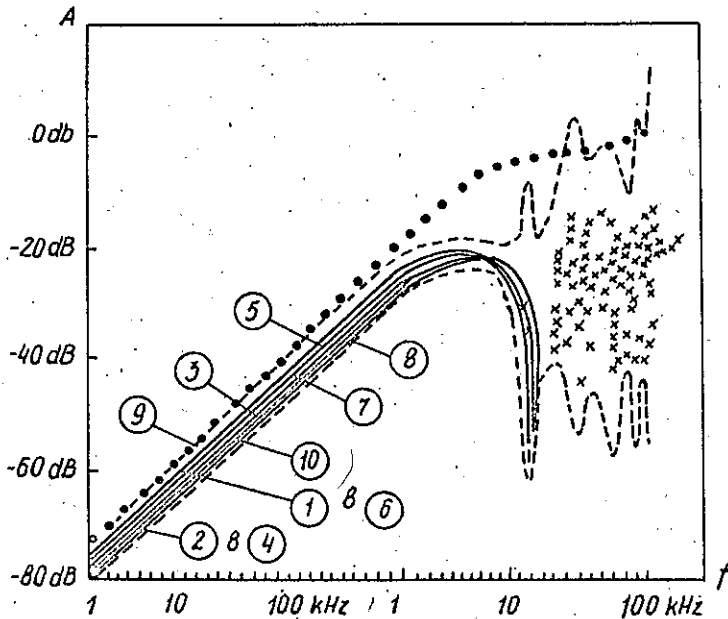
Rys. 10. Tłumienie sygnału przeniku pomiędzy przewodami 4 i 8 taśmy TLWY 12x0.12

Podobne badania dla linii wieloprzewodowej /25 przewodów/ o długości 4 m przeprowadzono w USA [5]. Przewody umieszczono w odległości 2,4 cm nad powierzchnią masy i zasilano wg schematu przedstawionego na rys. 11.



Rys. 11. Schemat zasilania i obciążenia przewodów w linii wieloprzewodowej

Na rys. 12 podano wyniki sprzężenia międzyprzewodowego dla rezystancji obciążenia  $R = 50 \Omega$  /rys. 11 /. Porównano je z modelem teoretycznym opartym na analizie obwodów o stałych skupionych. Zgodność wyników pomiarowych z obliczeniami jest duża w zakresie częstotliwości do 1 MHz. Potwierdzają się również uprzednio otrzymane zależności i wielkości tłumienia pomiędzy poszczególnymi przewodami w funkcji częstotliwości.



Rys. 12. Tłumiennosc pomiędzy przewodami w wieloprzewodowej linii przesyłowej.

x - dane pomiarowe, — - wyniki tłumienia dla poszczególnych przewodów, .... - model teoretyczny

Otrzymane dane pomiarowe potwierdzają zależności teoretyczne dla częstotliwości nie przekraczających 10 MHz. Wskazują na słuszny kierunek eliminacji tych zjawisk poprzez separację przestrzenną, ekranowanie oraz prawidłowe uziemianie dla różnych częstotliwości.

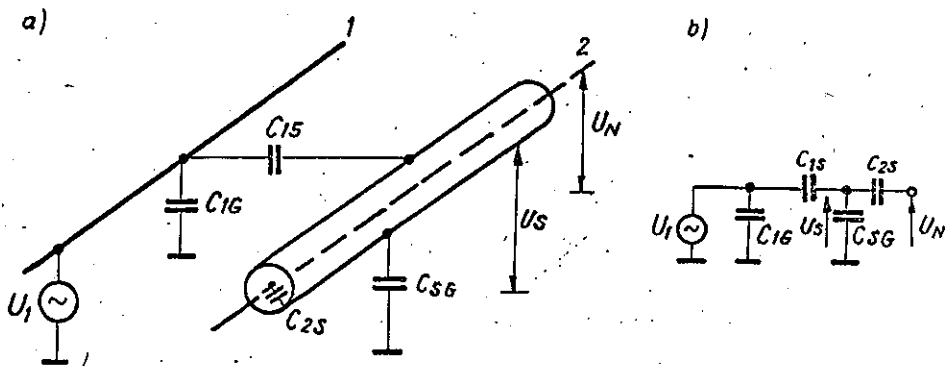


Przy narzuconych wymiarach urządzenia i jego bardzo dużym wypełnieniu nie ma jednak wielu różnych możliwości prowadzenia obwodów. Pozostają zatem: prawidłowe ekranowanie przewodów, właściwe połączenia ekranów ze złączami w celu zachowania ciągłości ekranowania oraz odpowiednie ich uziemianie.

## 2.5. Wpływ ekranu na sprzężenia międzyprowadowe

### 2.5.1. Sprzężenie pojemnościowe [1,3]

Założono, że odbiornik /przewód 2/ ma nieskończenie dużą rezystancję do ziemi. Jeżeli wokół przewodu 2 jest umieszczony ekran, to model fizyczny i schemat zastępczy można przedstawić jak na rys. 13a,b.



Rys. 13. Sprzężenie pojemnościowe w układzie przewodów 1 i 2 z ekranem umieszczonym na przewodzie 2

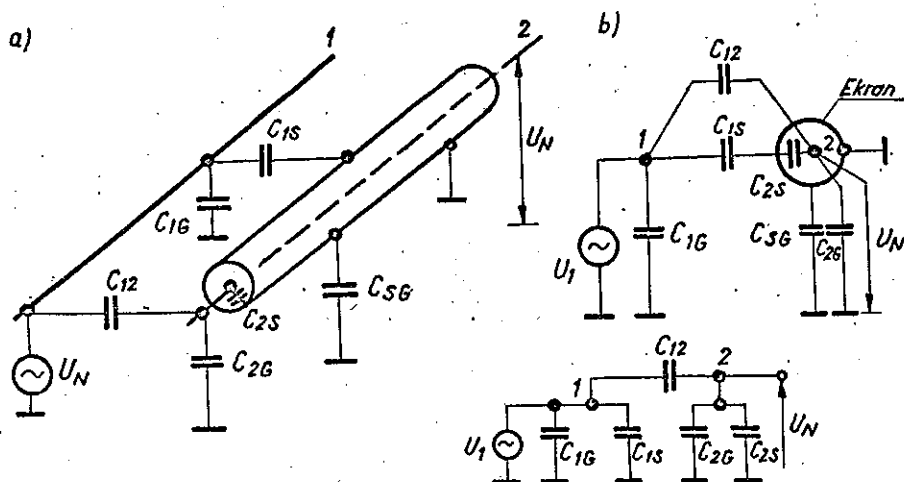
a/ model fizyczny; b/schemat zastępczy

Ponieważ przez  $C_{25}$  nie przepływa żaden prąd, napięcie pomiędzy ekranem i masą układu będzie równe:

$$U_S = \frac{C_{15}}{C_{15} + C_{25}} \cdot U_1$$

a napięcie indukowane na przewodzie 2 wynosi  $U_N = U_S$

Jeżeli ekran jest uziemiony /napięcie  $U_g = 0$ /, napięcie zakłóceń  $U_N$  przewodu 2 również redukuje się do 0. Przypadek ten - gdy środkowy przewód nie wystaje poza ekran - stanowi sytuację idealną. W praktyce przewód 2 wystaje poza ekran, co przedstawia rys. 14.



Rys. 14. Sprzężenie pojemnościowe, gdy środkowy przewód wystaje poza ekran

a/ model fizyczny; b/ schemat zastępczy układu przewodów.

Napięcie zakłóceń występuje wtedy pomiędzy przewodem 2 a masą nawet wówczas, gdy ekran jest uziemiony i wynosi:

$$U_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2s}} \cdot U_1$$

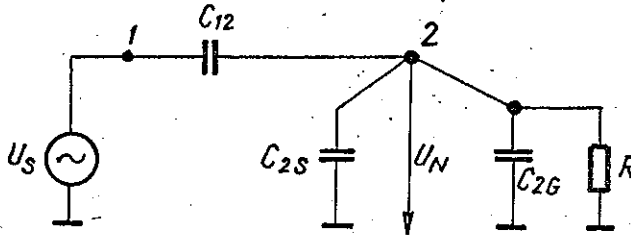
Wartość  $C_{12}$ , a zatem i  $U_N$ , zależy od długości przewodu 2 wystającego poza ekran.

Dla zapewnienia dobrego ekranowania pola elektrycznego niezbędne jest więc:

- zminimalizowanie długości przewodu wystającego poza ekran;
- zapewnienie dobrego uziemienia ekranu jednopunktowego, gdy

kabel nie jest dłuższy niż  $1/20$  długości fali i wielopunktowego przy kablach dłuższych.

Rys. 15 przedstawia schemat zastępczy powyższego układu przy założeniu, że przewód odbiorczy ma skończoną rezystancję do masy oraz że ekran jest uziemiony.



Rys. 15. Uproszczony schemat zastępczy dla sprzężenia pojemnościowego z przewodem 2 w ekranie uziemionym

$$\text{Jeżeli } R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})}$$

co zwykle jest słuszne, napięcie zakłóceń sprzężone z przewodem 2 będzie wynosić:

$$U_N = j\omega R C_{12} U_1$$

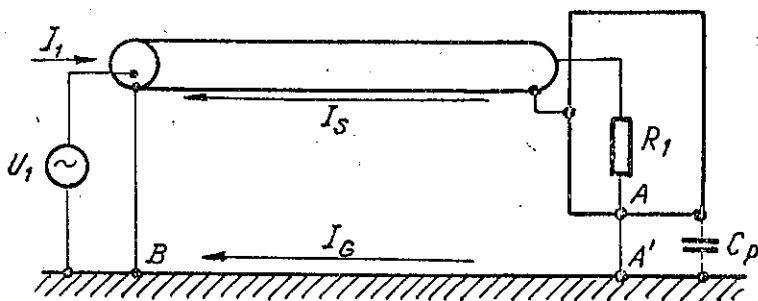
Jest to takie samo równanie jak dla kabla nieekranowanego, z tą różnicą, że wartość  $C_{12}$  została znacznie zredukowana przez obecność ekranu.

### 2.5.2. Sprężenie indukcyjne [1,3]

Jeżeli wokół przewodu 2 zostanie umieszczony nieziemiony i niemagnetyczny ekran, to nie ma on wpływu na rozkład pola lub właściwości magnetyczne środowiska, a tym samym także żadnego wpływu na napięcie indukowane w obwodzie 2. Uziemienie jednego końca ekranu również nie zmienia sytuacji.

Przy rozważaniu sprzężenia indukcyjnego, działanie ekranu jest takie samo jak i innych przewodów powrotnych omówionych np. w pkt. 2.3, tzn. polega ono na zmniejszeniu pętli obwodu zakłócającego i/lub obwodu zakłócanego. Oznacza to, że międzyobwodowe sprzężenie indukcyjne będzie tym mniejsze, im mniejsza część prądu powrotnego  $I_p = I_s + I_G$  /rys. 16/ przepływa przez uziemienie układu. Wartość tego prądu  $I_G$  można zmniejszyć np. przez odizolowanie obudowy obciążenia układu /przez przerwanie połączenia AA' na rys. 16/ i zwiększenie impedancji drogi przepływu A'B i impedancji zastępczego kondensatora  $C_p$  charakteryzującego pojemności montażowe.

Przy uziemianiu ekranu z obu stron obwodu działania ekranu jest wyraźniejsza wraz ze wzrostem częstotliwości sygnału zakłócającego, gdyż wolniej wzrasta impedancja drogi powrotnej dla prądu  $I_s$  przez ekran niż dla prądu  $I_G$  przez uziemienie układu.



Rys. 16. Rozdział prądów pomiędzy ekranem a płaszczyzną ziemi

## 2.6. Efektywność ekranowania kabli przez różne powłoki

Obliczanie efektywności ekranowania dla kabli jest stosunkowo proste. Jednakże w praktyce efektywność ta znacznie pogarsza się przez niewłaściwy wybór powłoki ekranującej oraz sposób montażu. Wpływy te trudno jest określić teoretycznie.

W opracowaniu [7] przedstawiono wyniki badania różnych typów powłok pod kątem efektywności ich ekranowania. Badania te przeprowadzono w zakresie częstotliwości 1 MHz do 1 GHz. Rozpatrzono dwa rodzaje połączeń: różnicowe i zwykłe, tzn. takie, w którym ekran bądź nie był wykorzystywany jako połączenie sygnałowe, bądź był zamknięciem obwodu sygnałowego. Otrzymane wyniki można podzielić na trzy grupy:

grupa 1 - gruba taśma i folia z efektywnością ekranowania ok. 30 dB;

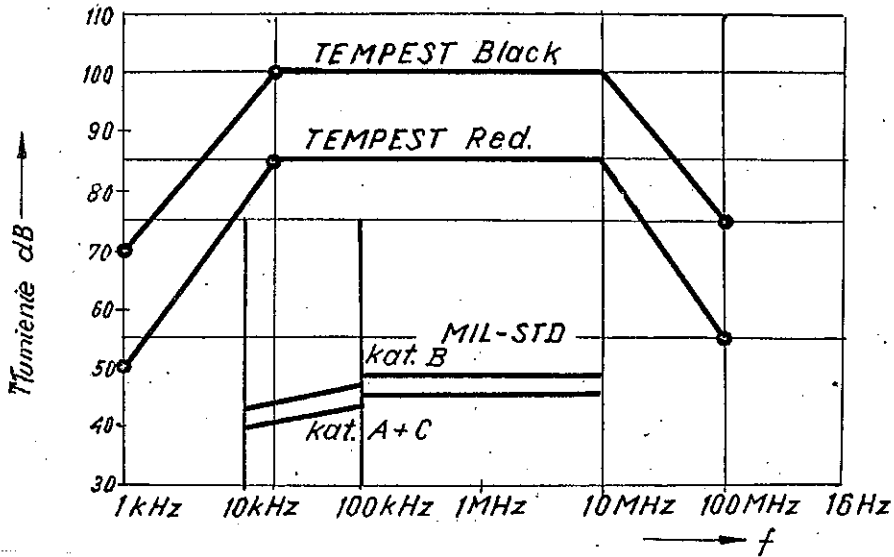
grupa 2 - lany lub metalizowany plastik z efektywnością tłumienia więcej niż 40 dB;

grupa 3 - ciągniony metal z efektywnością ekranowania powyżej 75 dB.

Pomiędzy wynikami dla połączenia prostego i różnicowego nie ma różnic w charakterze otrzymanych przebiegów. Jedynie w przypadku gdy ekran kabla stanowi powrotną drogę sygnału, występuje pogorszenie ekranowania od 5 do 15 dB. W połączeniu tym rezonanse wydają się znacznie wyraźniejsze i mogą być spowodowane falą stojącą na powierzchni kabla. Godna uwagi w tym przypadku jest znacznie zredukowana efektywność ekranowania powłoki plastikowej metalizowanej.

W praktyce w wyniku niedoskonałości połączenia ekranu ze złączem i niedoskonałości wykonania złącza, skuteczność ekranowania przewodów maleje o 20-30 dB w porównaniu ze skutecznością ekranowania samego kabla.

Na rys. 17 pokazano efektywność ekranowania kabli konieczną, by emisje elektromagnetyczne od nich nie przekraczały dopuszczalnych poziomów określonych w warunkach wojskowych USA MIL-STD dla urządzeń kategorii A, B, C oraz wymagań normy TEMPEST w strefie RED i BLACK [7]. Wymagania przedstawione na tym rysunku obowiązują dla przewodów połączonych z elementami TTL, przenoszących sygnały o mocy strat w kablu  $\sim 25$  mW. Ponadto założono, że emisje elektromagnetyczne poza kablem do miejsca ich odbioru nie podlegają dodatkowej redukcji.



Rys. 17. Wymagania dotyczące efektywności ekranowania przewodów dla sygnałów o poziomach TTL i o mocy  $\sim 25$  mW określone w normie MIL-STD oraz TEMPEST.

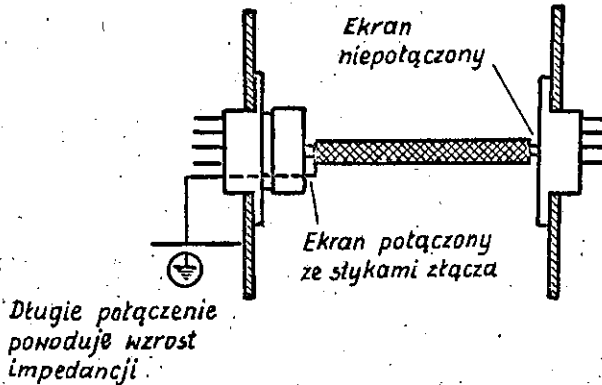
### 3. ZŁĄCZA KABLOWE

Zmniejszenie emisji zakłócających oraz zmniejszanie podatności na zakłócenia linii przewodowej w bardzo dużym stopniu zależy od połączenia jej ze złączem oraz od konstrukcji tego złącza. Szczeliny w złączach oraz nieprawidłowe połączenie ekranu powodują osłabienie ekranowania całego obwodu. Z praktyki wynika, że złącze może być bardzo słabą stroną całego traktu przewodowego.

Najczęściej w konstrukcji urządzeń spotykamy się z kilkoma podstawowymi typami złączy. Są nimi złącza: BNC, SzR i np. Cannon. Złącza BNC stosuje się do obwodów w.cz. Współpracują one z kablami koncentrycznymi i sposób ich połączenia nie narządza zasadniczych trudności. Złącza typu SzR wykorzystuje się zarówno do połączeń zasilania, jak i sygnałowych głównie w zakresie niskich częstotliwości. Sposób ich połączenia z obwodem bywa wielokrotnie nieprawidłowy. Do obwodów sygnał-

wych m.cz. oraz przy połączeniach obwodów cyfrowych są stosowane różne złącza typu szufladowego, np. Cannon. Ze względu na ich konstrukcję połączenia obwodów i ekranów bywają w praktyce często nieprawidłowe.

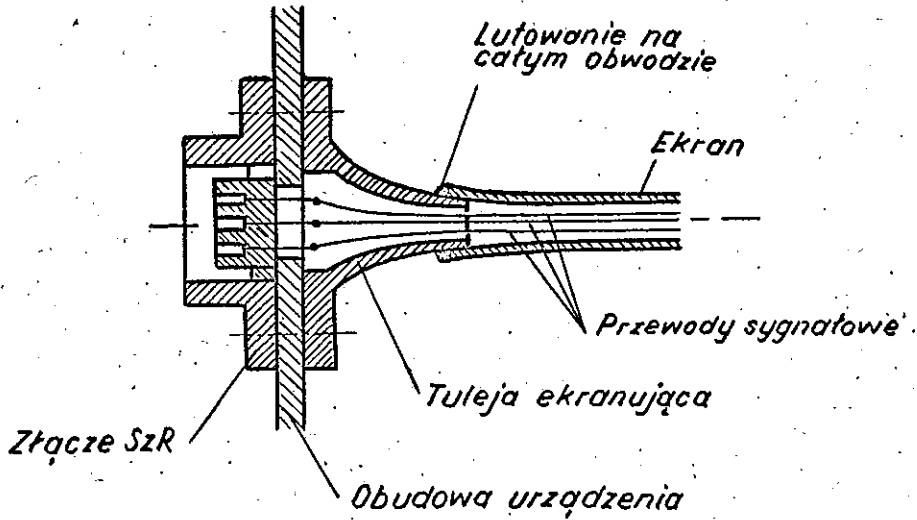
Typowy przykład nieprawidłowego połączenia ekranu ze złączami przedstawiono na rys. 18. Na rysunku tym ekran po stronie prawej nie jest przyłączony do złącza. Brak takiego połączenia zmniejsza jego tłumienie od 10 do 30 dB w zakresie częstotliwości od pojedynczych kiloherców do megaherców. Natomiast po lewej stronie ekranu został on połączony jedynie przez styk złącza za pomocą długiego przewodu, co powoduje również przerwę w ekranowaniu oraz wzrost impedancji. Przy prawidłowym wykonaniu ekranu powinien on być połączony ze złączem na całym obwodzie.



Rys. 18. Nieprawidłowe połączenia ekranów do złącza zespołu przewodowego

W przypadku zalecenia, by obwód w zakresie m.cz. uziemiać tylko z jednej strony dla obwodów, w których ekran wykorzystuje się jako połączenie sygnałowe, należy złącze izolować od masy.

Rys. 19 ilustruje prawidłowe przyłączenie linii ekranowanej do złącza SzR zamontowanego w obudowie urządzenia.



Rys. 19. Przykład prawidłowego połączenia ekranu do gniazda złącza SzR zamontowanego na obudowie urządzenia

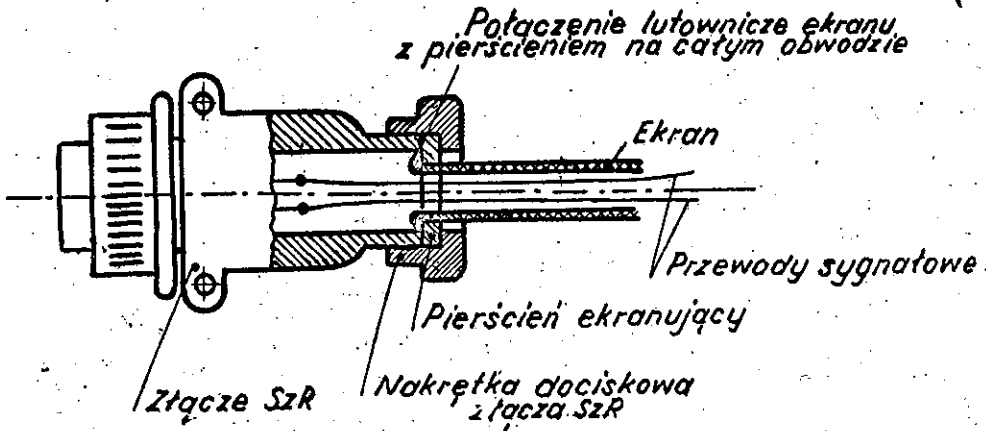
Podczas badań w WIL stwierdzono, że prawidłowy montaż pokazany na rys. 19 powoduje obniżenie poziomu oddziaływujących z zewnątrz zakłóceń w linii o około 30 dB w zakresie częstotliwości 1 kHz do 10 MHz.

Przyłączenie ekranu do wtyku złącza SzR również jest trudne i przy niedokładnym wykonaniu może powodować naruszenie ciągłości ekranowania. Proponuje się, by ekran w złączach SzR - wzorem połączeń w złączach BNC - przylutować na całym obwodzie do specjalnych pierścieni ekranujących. Przykład takiego rozwiązania pokazano na rys. 20.

Bardzo ważnym problemem jest również przyłączenie przewodów sygnałowych do złączy szufladowych typu Cannon. W liniach wieloprzewodowych praktykuje się eliminowanie sprzężeń międzyprzewodowych poprzez łączenie na przemian przewodów sygnałowych i masowych.

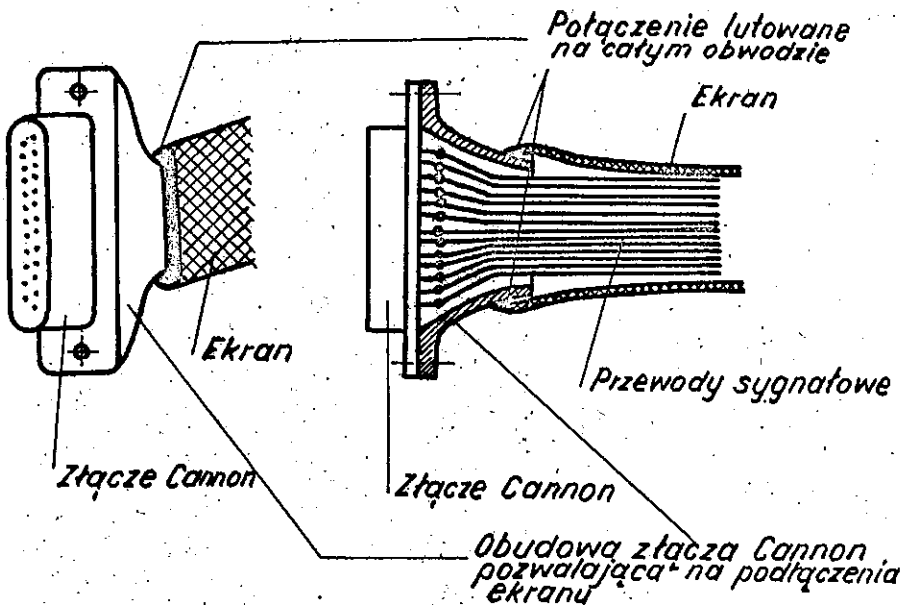
W przypadku przewodów w ekranie nie należy podłączać go do uziemionego styku, lecz do złącza poprzez specjalnie zaprojektowaną obudowę.





Rys. 20. Przykład prawidłowego połączenia ekranu z wtykiem złącza SzR

Przykład takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 21.

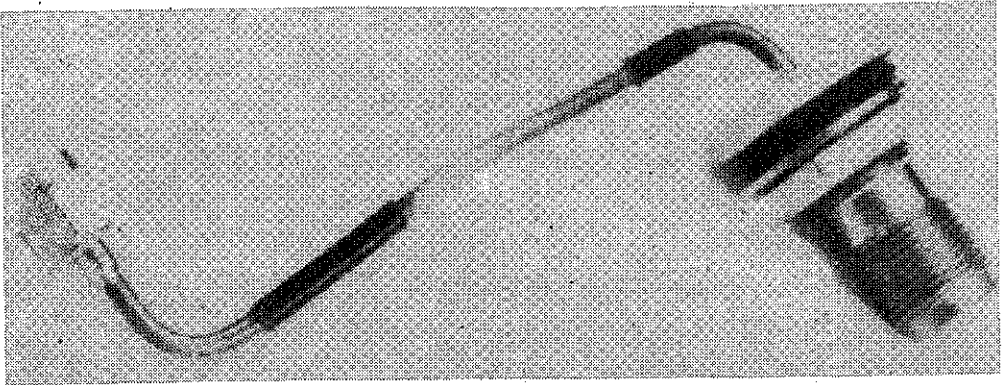


Rys. 21. Przykład podłączenia ekranu do złącza Cannon za pomocą specjalnej obudowy ekranującej

Wiele firm produkujących przewody i złącza poświęca temu problemowi sporo uwagi. Obecnie często przewody produkuje się łącznie ze złączami, gdyż właśnie nieprawidłowe połączenia powodują kilkudziesięcio decybelowe zmniejszenie efektywności ekranowania.

Kilka praktycznych rozwiązań proponowanych przez firmy zachodnie przedstawiono poniżej.

Na rys. 22 pokazano obwód sygnałowy w.cz. umieszczony w rurce miedzianej. Skuteczność redukcji zakłóceń wynosi w tym przypadku ok. 50-60 dB w zakresie częstotliwości radiowych [10].

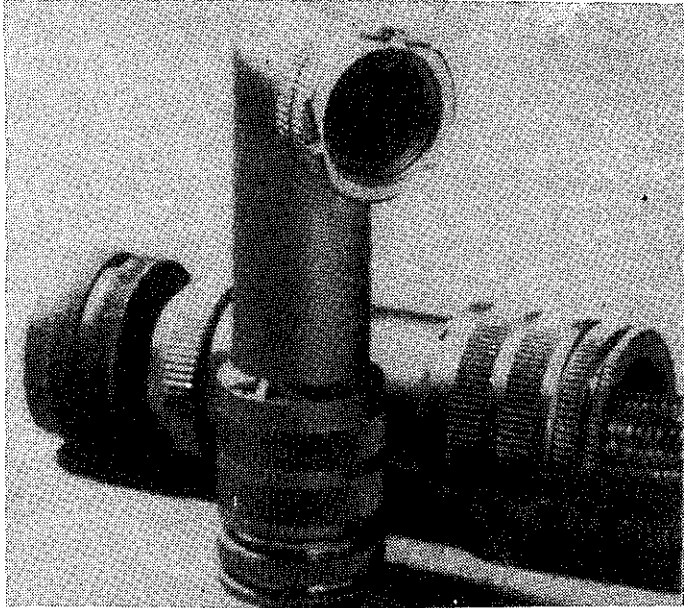


Rys. 22. Obwód sygnałowy w.cz. umieszczony w rurce miedzianej [10]

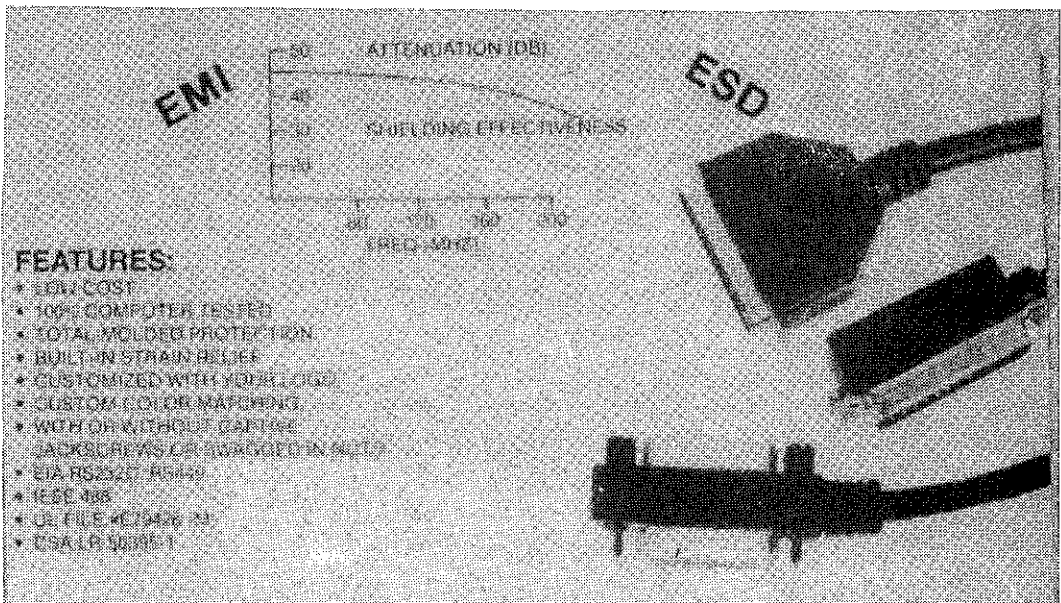
Na rys. 23 widać złącza stosowane w obwodach zasilania oraz sygnałowych m.cz. Przewody są ekranowane, a ekran na całym obwodzie połączony ze złączem. Złącze to umożliwia tłumienie zakłóceń rzędu 40 dB [10].

Na rys. 24 i 25 przedstawiono złącza typu Cannon, stosowane przede wszystkim w obwodach przenoszących sygnały cyfrowe. Według danych katalogowych ich tłumienność wynosi od 50 do 35 dB w zakresie częstotliwości 30 do 200 MHz [10].

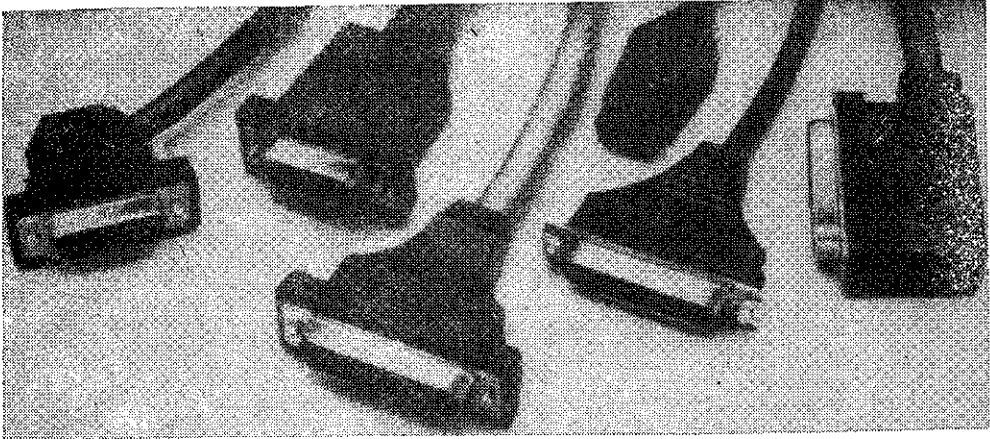
Różnorodność wykonania przewodów sygnałowych ze złączami pokazano na rys. 26 [10]. Wszystkie przewody są ekranowane, posiadają metalowe złącza o różnej konstrukcji i w bardzo staranny sposób są przyłączone na całym obwodzie z ekranem.



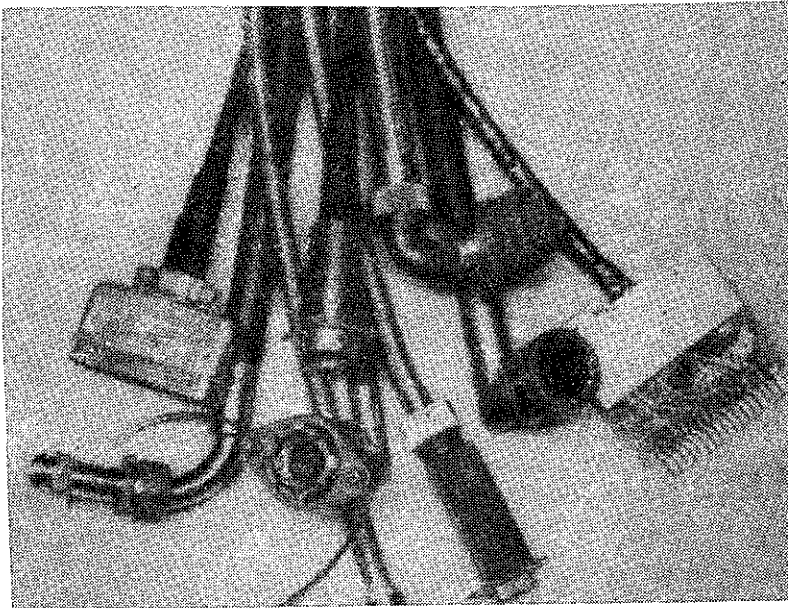
Rys. 23. Złącze stosowane w ekranowanych obwodach zasilania oraz obwodach sygnałowych m.cz. [10]



Rys. 24. Złącza proste i boczne typu Cannon oraz skuteczność ich ekranowania [10]



Rys. 25. Przykłady przewodów zakończonych złączami Cannon różnego rodzaju [10]



Rys. 26. Różnorodność wykonania przewodów sygnałowych i złączy [10]

#### 4. PODSUMOWANIE

Z przedstawionych w opracowaniu danych wynika, że w celu eliminacji elektromagnetycznych sprzężeń międzyobwodowych należy stosować następujące zasady [1,2]:

- umieszczać źródła sygnałów i zakłóceń w ekranowanych obudowach,
- filtrować wszystkie wyprowadzenia wychodzące z ekranowanych obwodów źródeł sygnałów i zakłóceń,
- skręcać połączenia sygnałowe,
- ekranować przewody,
- uziemiać oba końce ekranów stosowanych do tłumienia zakłóceń promieniowanych,
- umieszczać obwody z sygnałem o małym poziomie blisko uziemionych konstrukcji, zwłaszcza gdy impedancja obwodu jest duża,
- do obwodów w.cz. stosować kable współosiowe,
- ekrany kabli w.cz. powinny być uziemione na obydwu końcach,
- ekrany kabli dłuższych od  $1/20$  długości fali powinny być uziemiane wielokrotnie,
- w zakresie niskich częstotliwości korzystne jest uziemienie jednego końca przewodu,
- w przypadku stosowania linii wieloprzewodowych poszczególne obwody rozdzielać uziemionymi liniami,
- wszystkie przewody masowe prowadzić przez oddzielne wtyki w złączu,
- ekrany doprowadzać do złączy i łączyć je na całym obwodzie,
- obwody podatne na zakłócenia wykonywać jako najkrótsze,
- w przypadkach koniecznych długość doprowadzeń wychodzących poza ekran utrzymywać jako najkrótszą,
- unikać prowadzeń równoległych obwodów,
- stosować separację przestrzenną obwodów, zwłaszcza o znacznych różnicach prądów. W przypadku aparatuwni proponuje się wprowadzić podział przewodów na trzy zasadnicze rodzaje: zasilania, sygnałowe o małym poziomie energetycznym i sy-

gnałowe o dużym poziomie energetycznym, np. nadawcze fide-  
ry antenowe. Przewody te powinny być prowadzone w oddziel-  
nych wiązках, a przy równoległym ułożeniu tych wiązek na  
odcinku ponad 1 m, separacja przestrzenna powinna wynosić  
co najmniej 10 cm.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Ott W.H.: Metody redukcji zakłóceń i szumów w układach elektronicznych. WNT, Warszawa 1979.
2. White D.R.I.: A handbook series on electromagnetic interference and compatibility. Published by: DON WHITE CONSULTANTS, INC, Germantown, Maryland USA.
3. Norman V.J.L.: Electromagnetic interference control in industrial facilities, EMC Technology, vol. 1, No 1, 1982.
4. Johnson W.R.: Wire - to wire interference transfer functions. Konf. EMC, Atlanta 1969.
5. Capraro G.T.: A probabilistic approach to wire coupling prediction. International symposium on EMC, IEEE, Washington 1983.
6. Wimmer J.: Interface - EMC for data and signal lines, EMC 80, Wrocław 1980.
7. Fernald D.: Comparison of shielding of effectiveness of various backshell configurations, ITEM, 1984.
8. Tesche F.M.: Recent developments in electromagnetic field coupling to transmission lines, EMC 81, Zurich 1981.
9. Clayton R.P.: Adequacy of low frequency crosstalk prediction models. EMC - 81, Zurich 1981.
10. EMC Technology, vol. 1, No 1,2,3,4 - 1982, vol. 2, No 3, 4 - 1983.
11. Ochrona przed przenikaniem informacji drogą promieniowania elektromagnetycznego. Sprawozdanie WIł, 1980.



ISSN 0209-1046

