

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VIII

ZESZYT 1(22)

W A R S Z A W A 1 9 6 1

I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

SPIS TREŚCI

1. <i>Jerzy Dudziewicz</i> — Korektory tłumieniowe o układach dualnych. Część I: Analiza układów korekcyjnych	3
2. <i>Ryszard Grzegorz Strużak</i> i <i>Władysław Moroń</i> — Prosta metoda badania skuteczności ekranowania i filtrów	53

СОДЕРЖАНИЕ

1. Э. Дудзевич — Корректирующие контуры с инверсными цепями. Анализ цепей корректирования	51
2. Р. Г. Стружак и В. Моронь — Простой метод исследования эффективности экранирования и фильтров	69

CONTENTS

1. <i>J. Dudziewicz</i> — Attenuation equalizers of the constant-resistance type Part 1: Analysis of equalizing networks	51
2. <i>R. G. Strużak</i> and <i>W. Moroń</i> — A simple method of testing efficiency of screening and filters	70

SOMMAIRE

1. <i>J. Dudziewicz</i> — Les correcteurs d'affaiblissement à impédance constante. Partie 1: Une analyse des réseaux correcteurs	52
2. <i>R. G. Strużak</i> et <i>W. Moroń</i> — Une simple méthode d'appréciation de l'efficacité des écrans et des filtres	70

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>J. Dudziewicz</i> — Dämpfungsentzerrer mit dualen Schaltungen. Erster Teil: Analyse der Entzerrerschaltungen	52
2. <i>R. G. Strużak</i> und <i>W. Moroń</i> — Eine einfache Methode zur Untersuchung der Wirksamkeit von Abschirmungen und Siebschaltungen	70

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VIII

ZESZYT 1(22)

WARSZAWA 1961

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

K o m i t e t R e d a k c y j n y

Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

R e d a k t o r z y d z i a ł ó w :

*inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski,
doc. mgr inż. Lesław Kędziński*

Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

A d r e s R e d a k c j i

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Instytut Łączności, Warszawa 1961 r. Wydanie I. Nakład 520 egz. Ark. wyd. 5,6
Ark. druk. 5,985/A. Format B5. Papier druk. sat. kl. V, 70 gr, 70 × 100/16. Rękopis
oddano do składania 7.3.61 r. Podpisano do druku 26.VII.1961 r. Druk ukończono
w lipcu 1961 r. Cena zł 30.—

Drukarnia im. Rewolucji Październikowej, Warszawa. Zam. 458/61. S-86

JERZY DUDZIEWICZ

621.372.552

KOREKTORY TŁUMIENIOWE O UKŁADACH DUALNYCH CZEŚĆ I: ANALIZA UKŁADÓW KOREKCYJNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego 7.6.1958 r.

W pracy niniejszej podano szczegółową analizę biernych układów czwórnikowych o stałej oporności falowej, stosowanych do korekcji tłumieniowej. Rozpatrzono na wstępie zasadnicze cechy układów dualnych, po czym przeprowadzono ogólną analizę korektorów tłumieniowych o dwójnikach i czwórnikach dualnych. Szczególną uwagę zwrócono na korektory o dualnych przesuwnikach fazowych Bodego i korektory o czwórniku wszechzaporowym Oswalda, które znajdują duże zastosowanie w przypadku konieczności stosowania regulacji krzywych korekcji.

1. WSTĘP

Każde łącze telekomunikacyjne, składające się w ogólnym przypadku z wielu łańcuchowo ze sobą połączonych ogniw transmisyjnych, wykazuje cały szereg zniekształceń, które powodują, że informacja („sygnał”) nadana na jego początku nie może być odtworzona w odbiorniku z idealną wiernością. Jeden z najważniejszych rodzajów zniekształceń stanowią zniekształcenia tłumieniowe. Polegają one na tym, że poszczególne ogniwa łączy, jak np: odcinki torów (przewodowych lub bezprzewodowych), wzmacniacze, filtry, modulatory itp., wykazują niekiedy znaczne odchylenia przebiegu charakterystyki tłumienia od prostoliniowego przebiegu poziomego, w wyniku czego sygnały o różnych częstotliwościach są niejednakowo tłumione, powodując zmniejszanie wierności odtwarzania w miejscu odbioru. Aby zaradzić temu niekorzystnemu zjawisku, wprowadza się do łączy dodatkowe ogniwa, które muszą posiadać takie własności, aby wynikowa charakterystyka tłumieniowa takiego łączy była możliwie pozioma. Układy, za pomocą których dokonuje się takich kompensacji, nazywają się korektorami tłumieniowymi. Wprowadzają one na ogół oprócz eliminacji zniekształceń dodatkowe „stałe” tłumienie,

które nie trudno w większości przypadków skompensować za pomocą wzmacniacza o poziomej charakterystyce wzmocnienia w zależności od częstotliwości.

Jak widać stąd, projektowanie korektora polega na dobraniu takiego układu elektrycznego, który posiadałby z góry zadaną charakterystykę tłumieniową. Charakterystyka ta stanowi przeważnie interpolowaną krzywą, przechodzącą przez pewną liczbę punktów uzyskanych drogą pomiarów tłumienia łącza dla pewnych częstotliwości. Wynika więc stąd najważniejszy wniosek, że charakterystyka taka nie posiada w znacznej większości przypadków zapisu analitycznego, a więc powstają duże trudności techniczne przy projektowaniu korektorów, którego w sposób najbardziej konsekwentny można by dokonać analitycznymi metodami aproksymacji, znajdującymi ostatnio coraz częstsze zastosowanie przy syntezie układów elektrycznych. Pozostaje więc jako najprostsza metoda aproksymacji wykreślonej lub metoda kolejnych przybliżeń (kolejnych prób). W praktyce znalazła dotąd zastosowanie głównie metoda druga; jest ona jednak dość żmudna i wymaga dużej wprawy w doborze najbardziej odpowiedniej struktury układu i w obliczeniach. Opracowano wprawdzie metodę syntezy takich układów [4, 7, 16], polegającą na rozwiązywaniu wielu równań algebraicznych, jednak znalazła ona niewielkie zastosowanie ze względu na duże trudności obliczeniowe i na brak gwarancji zachowania dopuszczalnych tolerancji przebiegu charakterystyk na odcinkach między zadanymi punktami krzywej.

W obecnym stanie można by się pokusić jedynie o opracowanie metod aproksymowania przebiegów charakterystyk o możliwie nieskomplikowanych kształtach, którym można by nadać formę analityczną. Dotyczy to w szczególności przebiegów prostoliniowych, które znajdują duże zastosowanie przy korekcji charakterystyk kablowych w zakresie większych częstotliwości (telefonii o większej krotności, telewizja itp.). Prace tego rodzaju, jak zresztą wszelkie prace typu syntetycznego, musi poprzedzić wnikliwa analiza takich układów. Praca niniejsza ma stanowić właśnie próbę takiej analizy, przy czym ograniczono się w niej jedynie do najczęściej stosowanych w praktyce struktur, które wykazują optymalne własności z punktu widzenia uniwersalności typów przebiegów charakterystyk tłumieniowych i minimalnej liczby elementów. Ostatni wzgląd odgrywa szczególną rolę w przypadku konieczności regulacji krzywych korekcji, co znajduje w praktyce bardzo częste zastosowanie. Rozpatrzono tu jedynie bierne korektory czwórnikowe o stałej oporności falowej, które wtrącane są w łańcuch łącza telekomunikacyjnego. Jak wiadomo, stosowany jest drugi system korekcji tłumieniowej, polegający na odpowiednim włączaniu układu korekcyjnego w pętlę sprzężenia zwrotnego wzmacniaczy znajdujących się w danym łączy. Zagadnienie powyższe, znane nie-

kiedy pod nazwą „korekcji czynnej” (w przeciwstawieniu do opisywanej tu metody „korekcji biernej”), nie wchodzi w zakres rozważań niniejszej pracy.

2. ELEKTRYCZNE UKŁADY DUALNE

2.1. Zależności ogólne

Dwa układy (sieci) elektryczne nazywają się dualne albo przeciwstawne względem siebie, jeżeli między macierzą opornościową pierwszego układu (I) a macierzą przewodnościową drugiego układu (II) zachodzi następujący związek:

$$\begin{pmatrix} \hat{Z}_{11}^I, \hat{Z}_{12}^I, \dots, \hat{Z}_{1N}^I \\ \hat{Z}_{21}^I, \hat{Z}_{22}^I, \dots, \hat{Z}_{2N}^I \\ \vdots \\ \hat{Z}_{N1}^I, \hat{Z}_{N2}^I, \dots, \hat{Z}_{NN}^I \end{pmatrix} = R^2 \begin{pmatrix} \hat{Y}_{11}^{II}, \hat{Y}_{12}^{II}, \dots, \hat{Y}_{1N}^{II} \\ \hat{Y}_{21}^{II}, \hat{Y}_{22}^{II}, \dots, \hat{Y}_{2N}^{II} \\ \vdots \\ \hat{Y}_{N1}^{II}, \hat{Y}_{N2}^{II}, \dots, \hat{Y}_{NN}^{II} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Elementy macierzy opornościowej stanowią współczynniki układu równań typu

$$\sum_{\kappa=1}^N \hat{Z}_{\nu\kappa} \hat{I}_{\kappa} = \hat{E}_{\nu} \quad (2)$$

Wzór (2) przedstawia równanie ułożone zgodnie z II prawem Kirchhoffa dla ν — tego oka sieci składającej się z N ok. [1]. Prąd \hat{I}_{κ} jest prądem obwodowym (fikcyjnym prądem „oczkowym”, zwanym niekiedy prądem cyklicznym) płynącym w oku κ , a \hat{E}_{ν} jest sumą sił elektromotorycznych znajdujących się w oku ν — tym. Analogicznie elementy macierzy przewodnościowej stanowią współczynniki układu równań typu

$$\sum_{\kappa=1}^M \hat{Y}_{\nu\kappa} \hat{U}_{\kappa} = \hat{I}_{\nu} \quad (3)$$

Wzór (3) przedstawia równanie ułożone zgodnie z I prawem Kirchhoffa dla ν — tego węzła sieci składającej się z M węzłów. Napięcie \hat{U}_{κ} jest napięciem węzłowym, tzn. napięciem panującym między węzłem κ a pewnym węzłem, przyjętym jako węzeł odniesienia, a prąd \hat{I}_{ν} jest sumą prądów wpływających do ν — tego węzła, pochodzących ze źródeł prądowych.

Wielkość R , znajdująca się w równ. (1), jest wielkością stałą i rzeczywistą; nazywana bywa niekiedy potęgą przeciwstawności.

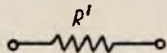
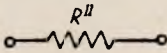
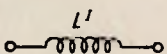
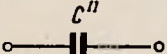
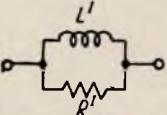
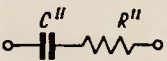
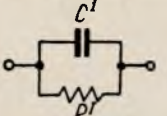
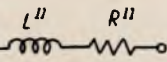
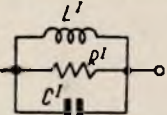
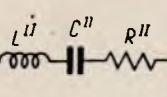
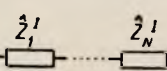
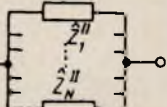
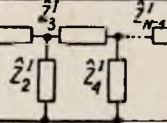
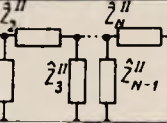
Jak wiadomo z teorii macierzy [1, 2] z równ. (1) wynika, że

$$\hat{Z}_{pq}^I = R^2 \cdot \hat{Y}_{pq}^{II} \quad (4)$$

Nie wchodząc w szczegółową analizę [1] należy stwierdzić, że dla każdego układu elektrycznego można zrealizować układ dualny, jeżeli układ pierwotny stanowi sieć płaską i nie zawiera transformatorów, które nie mogłyby być zastąpione układami równoważnymi (np. transformatory o trzech i więcej uzwojeniach).

Dwójniki dualne

Tablica 1

Lp.	Dwójnik I	Dwójnik II (dualny względem dwójnika I)	Wzory
1			$R^{II} = \frac{R^I}{R^I}$
2			$C^II = \frac{L^I}{R^I}$
3			$R^{II} = \frac{R^I}{R^I}$; $C^{II} = \frac{L^I}{R^I}$
4			$R^{II} = \frac{R^I}{R^I}$; $L^{II} = C^I \cdot R^I$
5			$R^{II} = \frac{R^I}{R^I}$; $L^{II} = C^I \cdot R^I$, $C^{II} = \frac{L^I}{R^I}$;
6			$Z^II_1 = \frac{R^I}{Z^I_1}$; $Z^II_N = \frac{R^I}{Z^I_N}$,
7			$Z^II_1 = \frac{R^I}{Z^I_1}$; $Z^II_N = \frac{R^I}{Z^I_N}$,

2.2. Dwójniki dualne

Najelementarniejszymi układami dualnymi są dwójniki dualne. Z równania (1) wyniknie wtedy jako przypadek trywialny, że

$$\hat{Z}^I = R^2 \cdot \hat{Y}^{II} = \frac{R^2}{\hat{Z}^{II}} \quad (5)$$

a więc dwójniki dualne są to takie, których iloczyn oporności jest liczbą stałą i rzeczywistą. W tablicy 1 zestawiono typowe pary dwójników dualnych [3, 4].

2.3. Czwórniki dualne

Zgodnie z równ. (1) dwa czwórniki będą dualne względem siebie, jeżeli między ich macierzami opornościowymi i przewodnościowymi zachodzi następujący związek

$$\| \hat{Z}^I \| = \begin{vmatrix} \hat{Z}_{11}^I & \hat{Z}_{12}^I \\ \hat{Z}_{21}^I & \hat{Z}_{22}^I \end{vmatrix} = R^2 \| \hat{Y}^{II} \| = R^2 \begin{vmatrix} \hat{Y}_{11}^{II} & \hat{Y}_{12}^{II} \\ \hat{Y}_{21}^{II} & \hat{Y}_{22}^{II} \end{vmatrix} \quad (6)$$

Przechodząc na macierze łańcuchowe [2] można napisać, że

$$\| \hat{A}^I \| = \frac{1}{\hat{Z}_{21}^I} \begin{vmatrix} \hat{Z}_{11}^I & -\hat{Z}^I \\ 1 & -\hat{Z}_{22}^I \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \hat{A}_{11}^I & \hat{A}_{12}^I \\ \hat{A}_{21}^I & \hat{A}_{22}^I \end{vmatrix} \quad (7)$$

oraz

$$\| \hat{A}^{II} \| = \frac{1}{\hat{Y}_{21}^{II}} \begin{vmatrix} -\hat{Y}_{22}^{II} & 1 \\ -\hat{Y}^{II} & \hat{Y}_{11}^{II} \end{vmatrix} = \frac{R^2}{\hat{Z}_{21}^I} \begin{vmatrix} -\frac{\hat{Z}_{22}^I}{R^2} & 1 \\ -\frac{\hat{Z}^I}{R^4} & \frac{\hat{Z}_{11}^I}{R^2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \hat{A}_{22}^I & \hat{A}_{21}^I R^2 \\ \frac{\hat{A}_{12}^I}{R^2} & \hat{A}_{11}^I \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \hat{A}_{11}^{II} & \hat{A}_{12}^{II} \\ \hat{A}_{21}^{II} & \hat{A}_{22}^{II} \end{vmatrix}, \quad (8)$$

skąd wynikają bezpośrednio następujące zależności

$$\hat{A}_{11}^I = \hat{A}_{22}^{II} \quad (9)$$

$$\hat{A}_{12}^I = R^2 \cdot \hat{A}_{21}^{II} \quad (10)$$

$$\hat{A}_{21}^I = \frac{1}{R^2} \cdot \hat{A}_{12}^{II} \quad (11)$$

$$\hat{A}_{22}^I = \hat{A}_{11}^{II} \quad (12)$$

Z ostatnich zależności wynikają pewne charakterystyczne związki łą-

czące parametry falowe, a mianowicie oporność falowa pierwotna czwór-
nika I

$$\hat{Z}_1^I = \sqrt{\frac{\hat{A}_{11}^I \cdot \hat{A}_{12}^I}{\hat{A}_{21}^I \cdot \hat{A}_{22}^I}} = R^2 \sqrt{\frac{\hat{A}_{22}^{II} \cdot \hat{A}_{21}^{II}}{\hat{A}_{11}^{II} \cdot \hat{A}_{12}^{II}}} = \frac{R^2}{\hat{Z}_1^{II}}, \quad (13)$$

a oporność falowa wtórna czwórnik I

$$\hat{Z}_2^I = \sqrt{\frac{\hat{A}_{22}^I \cdot \hat{A}_{12}^I}{\hat{A}_{21}^I \cdot \hat{A}_{11}^I}} = R^2 \sqrt{\frac{\hat{A}_{11}^{II} \cdot \hat{A}_{21}^{II}}{\hat{A}_{12}^{II} \cdot \hat{A}_{22}^{II}}} = \frac{R^2}{\hat{Z}_2^{II}}, \quad (14)$$

a więc oporności falowe strony pierwotnej (strony wtórnej) obu czwór-
ników stanowią oporności dualne.

Tamowność falowa czwórnik I

$$\left. \begin{aligned} \hat{\Gamma}^I &= \ln \left(\sqrt{\hat{A}_{11}^I \cdot \hat{A}_{22}^I} + \sqrt{\hat{A}_{12}^I \cdot \hat{A}_{21}^I} \right) = \\ &= \ln \left(\sqrt{\hat{A}_{22}^{II} \cdot \hat{A}_{11}^{II}} + \sqrt{R^2 \cdot \hat{A}_{21}^{II} \cdot \frac{1}{R^2} \cdot \hat{A}_{12}^{II}} \right) = \hat{\Gamma}^{II} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

a więc równa jest tamowności falowej czwórnik II.

Jeżeli czwórnik I zostanie zamknięty po stronie wtórnej opornością \hat{Z}_0^I ,
to jego oporność wejściowa wynosi

$$\hat{W}^I = \frac{\hat{A}_{11}^I \cdot \hat{Z}_0^I + \hat{A}_{12}^I}{\hat{A}_{21}^I \cdot \hat{Z}_0^I + \hat{A}_{22}^I} \quad (16)$$

Jeżeli również czwórnik II zostanie zamknięty po stronie wtórnej opor-
nością \hat{Z}_0^{II} , to jego oporność wejściowa wynosi

$$\hat{W}^{II} = \frac{\hat{A}_{11}^{II} \cdot \hat{Z}_0^{II} + \hat{A}_{12}^{II}}{\hat{A}_{21}^{II} \cdot \hat{Z}_0^{II} + \hat{A}_{22}^{II}} \quad (17)$$

Jeżeli między opornościami obciążeń istnieje związek

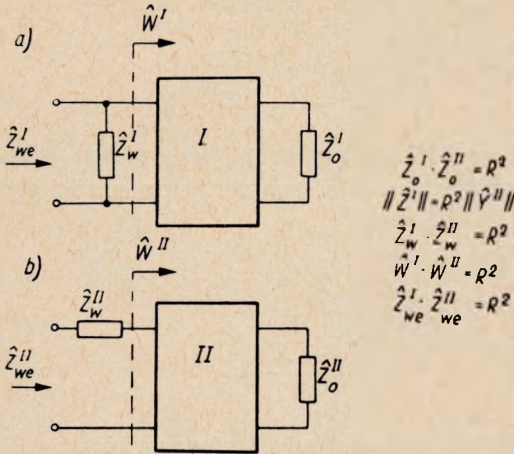
$$\hat{Z}_0^I \cdot \hat{Z}_0^{II} = R^2 \quad (18)$$

tzn, że są one opornościami dualnymi przy tej samej potędze przeciw-
stawności R , to wtedy łatwo zauważyć związek między opornościami
wejściowymi obu czwórników zamkniętych po stronie wtórnej wyżej wy-
mienionymi opornościami, a mianowicie (por. równ. 9, 10, 11, 12, 16, 17
i 18)

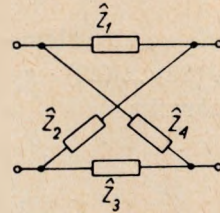
$$\hat{W}^I = \frac{\hat{A}_{11}^I \cdot \hat{Z}_0^I + \hat{A}_{12}^I}{\hat{A}_{21}^I \cdot \hat{Z}_0^I + \hat{A}_{22}^I} = \frac{\hat{A}_{22}^{II} \cdot \frac{R^2}{\hat{Z}_0^{II}} + R^2 \hat{A}_{21}^{II}}{\frac{1}{R^2} \cdot \hat{A}_{12}^{II} \cdot \frac{R^2}{\hat{Z}_0^{II}} + \hat{A}_{11}^{II}} = \frac{R^2 (\hat{A}_{22}^{II} + \hat{A}_{21}^{II} \hat{Z}_0^{II})}{\hat{A}_{12}^{II} + \hat{A}_{11}^{II} \cdot \hat{Z}_0^{II}} = \frac{R^2}{\hat{W}^{II}}, \quad (19)$$

a więc oporności wejściowe czwórników mierzonych w powyższych warunkach stanowią również oporności dualne.

Jeżeli włączyć równolegle do wejścia czwórnika I oporność \hat{Z}_w^I oraz w szereg z czwórnikiem II oporność \hat{Z}_w^{II} (por. rys. 1), to przy zachowaniu warunku $\hat{Z}_w^I \cdot \hat{Z}_w^{II} = R^2$ łatwo można się przekonać (por. tablicę 1, poz. 6), że oporności wejściowe \hat{Z}_{we}^I i \hat{Z}_{we}^{II} powyższych układów tworzą również oporności dualne o tej samej potędze przeciwstawności R .



Rys. 1. Szczególny przypadek układów dualnych



Rys. 2. Ogólna struktura czwórnika mostkowego

Ciekawy przypadek dualności zachodzi w czwórniku przedstawionym na rys. 2., gdy

$$\hat{Z}_1 = \hat{Z}_p \tag{20}$$

$$\hat{Z}_2 = R_1 \tag{21}$$

$$\hat{Z}_3 = \frac{R_p^2}{\hat{Z}_p} \tag{22}$$

$$\hat{Z}_4 = \frac{R_p^2}{R_1} \tag{23}$$

Z ogólnej teorii czwórnika mostkowego [5] wynika, że jego macierz łańcuchowa

$$\begin{aligned} \|\hat{A}\| &= \frac{1}{\hat{Z}_2\hat{Z}_4 - \hat{Z}_1\hat{Z}_3} \begin{vmatrix} (\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2)(\hat{Z}_3 + \hat{Z}_4); & \hat{Z}_1\hat{Z}_2(\hat{Z}_3 + \hat{Z}_4) + \hat{Z}_3\hat{Z}_4(\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2) \\ (\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2 + \hat{Z}_3 + \hat{Z}_4); & (\hat{Z}_1 + \hat{Z}_4)(\hat{Z}_2 + \hat{Z}_3) \end{vmatrix} = \\ &= \begin{vmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} \end{vmatrix} \end{aligned} \tag{24}$$

a stąd macierz opornościowa [2]

$$\|\hat{Z}\| = \left\| \begin{array}{cc} \hat{Z}_{11} & \hat{Z}_{12} \\ \hat{Z}_{21} & \hat{Z}_{22} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{\hat{A}_{11}}{\hat{A}_{21}}; & -\frac{|\hat{A}|}{\hat{A}_{21}} \\ 1 & -\frac{\hat{A}_{22}}{\hat{A}_{21}} \end{array} \right\| \quad (25)$$

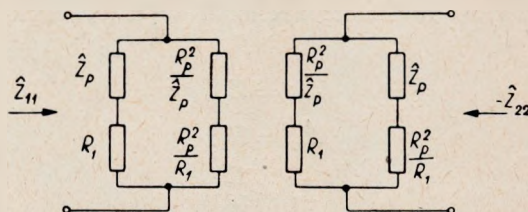
lub uwzględniając równ. (24)

$$\|\hat{Z}\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{(\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2)(\hat{Z}_3 + \hat{Z}_4)}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2 + \hat{Z}_3 + \hat{Z}_4}; & -\frac{\hat{Z}_2\hat{Z}_4 - \hat{Z}_1\hat{Z}_3}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2 + \hat{Z}_3 + \hat{Z}_4} \\ \frac{\hat{Z}_2\hat{Z}_4 - \hat{Z}_1\hat{Z}_3}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2 + \hat{Z}_3 + \hat{Z}_4}; & -\frac{(\hat{Z}_1 + \hat{Z}_4)(\hat{Z}_2 + \hat{Z}_3)}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2 + \hat{Z}_3 + \hat{Z}_4} \end{array} \right\| \quad (26)$$

Wstawiając do elementów ostatniej macierzy warunki opisane równaniami (20) ... (23) uzyskuje się ostateczną postać macierzy opornościowej tego czwórnika

$$\|\hat{Z}\| = \left\| \begin{array}{cc} (\hat{Z}_p + R_1) R_p^2; & 0 \\ \hat{Z}_p R_1 + R_p^2 & \\ 0 & ; -\frac{\hat{Z}_p R_1 + R_p^2}{\hat{Z}_p + R_1} \end{array} \right\| \quad (27)$$

Widać stąd, że jest to czwórnik wszechzaporowy (zrównoważony mostek), gdyż jego oporność wzajemna $\hat{Z}_{21} = -\hat{Z}_{12} = 0$. Układ taki jest równoważny układowi przedstawionemu na rys. 3. Wynika to stąd, że wartość



Rys. 3. Układ równoważny układowi przedstawionemu na rys. 2 przy założeniach zawartych w równ. (20)...(23)

elementu macierzy \hat{Z}_{11} reprezentująca oporność wejściową czwórnika (mierzoną w stanie jałowym po stronie wtórnej) równa jest właśnie oporności lewej części układu przedstawionego na rys. 3. W podobny sposób można przekonać się, że wielkość $-\hat{Z}_{22}$, która reprezentuje oporność wyjściową czwórnika (mierzoną w stanie jałowym po stronie pierwotnej) równa jest oporności prawej części układu przedstawionego na rys. 3.

Z równania (27) widać bezpośrednio, że te dwie oporności są dualne względem siebie, przy czym potęgą przeciwstawności równa jest R_p .

3. KOREKTORY TŁUMIENIOWE O DWÓJNIKACH DUALNYCH

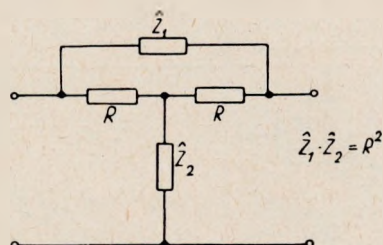
3.1. Struktury korektorów

W tabelicy 2 zestawiono stosowane w praktyce struktury tłumieniowych korektorów czwórnikowych, w których zastosowano dwójniki dualne [3]. Najczęściej stosowaną w praktyce strukturą korektora jest układ 5, tzw. czwórnik T — bocznikowany. Nie jest to najbardziej ogólna struktura korektora (por. układ 9), ale bardzo ekonomiczna i na ogół wystarczająca.

3.2. Ogólne własności korektora T — bocznikowanego

Przedmiotem badań niniejszego paragrafu będą ogólne własności układu przedstawionego na rys. 4. Macierz przewodnościowa tego czwórnika przedstawia się jak następuje [2]

$$\| \hat{Y} \| = \begin{vmatrix} \hat{Y}_{11} & \hat{Y}_{12} \\ \hat{Y}_{21} & \hat{Y}_{22} \end{vmatrix} = \frac{1}{\hat{Z}_1 R (\hat{Z}_1 + 2R)} \begin{vmatrix} \hat{Z}_1^2 + 2R\hat{Z}_1 + 2R^2; & -2R(\hat{Z}_1 + R) \\ 2R(\hat{Z}_1 + R); & -(\hat{Z}_1^2 + 2R\hat{Z}_1 + 2R^2) \end{vmatrix} \quad (28)$$



Rys. 4. Korektor tłumieniowy T — bocznikowany

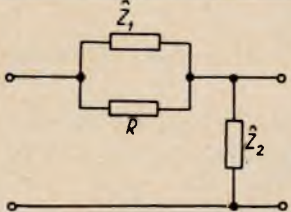
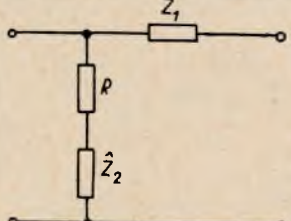
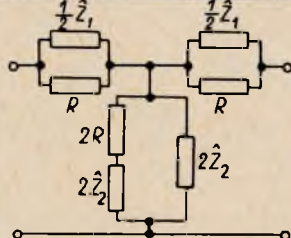
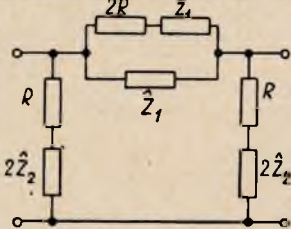
Ponieważ jest to czwórnik symetryczny, więc jego oporność falowa wyraża się wzorem [2]:

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{1}{-\|\hat{Y}\|}} = \sqrt{\frac{-1}{\hat{Y}_{11}\hat{Y}_{22} - \hat{Y}_{12}\hat{Y}_{21}}} = \frac{\hat{Z}_1 R (\hat{Z}_1 + 2R)}{\sqrt{-[(\hat{Z}_1^2 + 2R\hat{Z}_1 + 2R^2)^2 + 4R^2(\hat{Z}_1 + R)^2]}} = R \quad (29)$$

Tamowność falowa [2]

Tablica 2

Czwórnikowe korektory tłumieniowe o dwójnikach dualnych ($\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_2 = R^2$)

Lp.	Struktura	Tłumienność skuteczna A_s (mierzona między opornościami R) lub tłumienność faliowa A .	Oporność wejściowa \hat{W} (po dołączeniu do wyjścia oporności R) lub oporność faliowa \hat{Z}
1		$A_s = \ln \left 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right $	$\hat{W} = R$
2		$A_s = \ln \left 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right $	$\hat{W} = R$
3		$A_s = A = \ln \left 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right $	$\hat{W} = \hat{Z} = R$
4		$A_s = A = \ln \left 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right $	$\hat{W} = \hat{Z} = R$

Tablica 2(cd.)

5		$A_S = A = \ln \left 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right $	$\hat{W} = \hat{Z} = R$
6		$A_S = A = \ln \left 1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right $	$\hat{W} = \hat{Z} = R$
7		$A_S = A = \ln \left \frac{1 + \frac{\hat{Z}_1}{2R} + c \left(\frac{\hat{Z}_1}{2R} \right)^2}{1 - \frac{\hat{Z}_1}{2R} + c \left(\frac{\hat{Z}_1}{2R} \right)^2} \right $ <p><i>c - dowolna wartość stała większa od 1</i></p>	$\hat{W} = \hat{Z} = R$
8		$A_S = A = \ln \left \frac{1 + (c+1) \frac{\hat{Z}_1}{2R}}{1 + (c-1) \frac{\hat{Z}_1}{2R}} \right $	$\hat{W} = \hat{Z} = R$
9		$A_S = A = \ln \left \frac{1 + \frac{\hat{Z}_1}{2R}}{1 - \frac{\hat{Z}_1}{2R}} \right $	$\hat{W} = \hat{Z} = R$

$$\begin{aligned}
 \hat{\Gamma} = A + jB &= \ln \left[\frac{1}{\hat{Y}_{21}} \left(\sqrt{-\hat{Y}_{11}\hat{Y}_{12}} + \sqrt{-|\hat{Y}|} \right) \right] = \\
 &= \ln \left(\frac{\hat{Z}_1 R (\hat{Z}_1 + 2R)}{2R(\hat{Z}_1 + R)} \left\{ \sqrt{\frac{-[-(\hat{Z}_1^2 + 2R\hat{Z}_1 + 2R^2)^2]}{[\hat{Z}_1 R (\hat{Z}_1 + 2R)]^2}} + \right. \right. \\
 &+ \left. \left. \sqrt{\frac{-[-(\hat{Z}_1^2 + 2R\hat{Z}_1 + 2R^2)^2 + 4R^2(\hat{Z}_1 + R)^2]}{[\hat{Z}_1 R (\hat{Z}_1 + 2R)]^2}} \right\} \right) = \\
 &= \ln \left(1 + \frac{\hat{Z}_1}{R} \right) = \ln(1 + \hat{z}_1)
 \end{aligned} \quad (30)$$

gdzie oznaczono symbolem $\hat{z}_1 = \frac{\hat{Z}_1}{R}$ zredukowaną oporność dwójnika bocznikującego.

Z równania (30) wynika więc, że część rzeczywista tamowności falowej, tzn. tłumienność falowa:

$$A = \operatorname{Re} [\ln(1 + \hat{z}_1)] = \ln |1 + \hat{z}_1| = \ln \sqrt{(1 + r_1)^2 + x_1^2} \quad (31)$$

przy czym oznaczono $\hat{z}_1 = r_1 + jx_1$; natomiast jej część urojona, a więc przesuwność falowa

$$B = \operatorname{Im} [\ln(1 + \hat{z}_1)] = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(\hat{z}_1)}{1 + \operatorname{Re}(\hat{z}_1)} = \operatorname{arctg} \frac{x_1}{1 + r_1} \quad (32)$$

Z równania (29) wynika, że czwórnik ten posiada oporność falową stałą i rzeczywistą (równą R) dla wszystkich częstotliwości. Wynika stąd wniosek, że tłumienność (przesuwność) skuteczna lub tłumienność (przesuwność) wtrąceniowa tego czwórnika pracującego między opornościami R równa jest jego tłumienności (przesuwności) falowej.

Aby poznać ogólne własności funkcji $\hat{\Gamma}$, należy odwzorować konforemnie prawą półpłaszczyznę \hat{z}_1 na płaszczyznę $\hat{\Gamma}$ zgodnie z równaniem (30). Wystarczy odwzorować tylko prawą półpłaszczyznę \hat{z}_1 , ponieważ żadnemu punktowi w lewej półpłaszczyźnie \hat{z}_1 nie może w przypadku biernego dwójnika odpowiadać fizycznie realna częstotliwość. Odwzorowanie, to jest rzeczywiście konforemne (wierne), ponieważ, jak nie trudno udowodnić, funkcja (30) spełnia warunki Cauchy-Riemanna, a więc jest holomorficzna w prawej domkniętej półpłaszczyźnie \hat{z}_1 .

Z równania (30) wynika, że

$$e^{\hat{\Gamma}} = e^{A+jB} = 1 + \hat{z}_1 = 1 + r_1 + jx_1 \quad (33)$$

albo

$$e^A (\cos B + j \sin B) = (1 + r_1) + jx_1 \quad (34)$$

skąd ostatecznie

$$e^A \cos B = 1 + r_1 \quad (35)$$

i

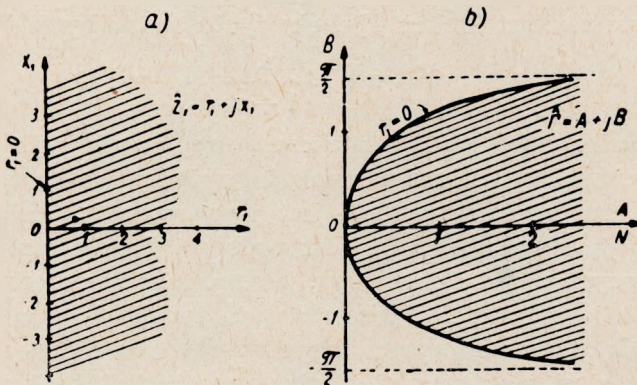
$$e^A \sin B = x_1 \quad (36)$$

Ponieważ dwójnik boczniujący jest bierny, więc $r_1 \geq 0$, czyli (por. równ. 35)

$$-\frac{\pi}{2} \leq B \leq +\frac{\pi}{2} \quad (37)$$

Aby odwzorować prawą półpłaszczyznę \hat{z}_1 na płaszczyznę $\hat{\Gamma}$, wystarczy odwzorować linię graniczną na płaszczyźnie \hat{z}_1 o równaniu (por. rys. 5a)

$$r_1 = 0 \quad (38)$$



Rys. 5. Odwzorowanie prawej półpłaszczyzny \hat{z}_1 na płaszczyznę $\hat{\Gamma}$

Wtedy z równania (35) wyniknie, że odpowiada to linii o równaniu (por. rys. 5b).

$$B = \arccos(e^{-A}) \quad (39)$$

na płaszczyźnie $\hat{\Gamma}$, stanowiącej brzeg odwzorowanego obszaru. Widać stąd, że dla dowolnego dwójnika biernego \hat{Z}_1 i dla dowolnej realnej częstotliwości koniec wektora $\hat{\Gamma}$ musi znajdować się w polu zakresowanym na rys. 5b.

W nowoczesnym ujęciu analizy i syntezy układów elektrycznych stosuje się często bardziej formalny aparat matematyczny przez wprowadzenie płaszczyzny częstotliwości zespolonej [6]

$$\hat{p} = \sigma + j\omega \quad (40)$$

na której zaznacza się punkty zerowe i bieguny funkcji opornościowych, przewodnościowych, tamowności itd. Jak wiadomo, funkcja reprezentująca oporność dowolnego dwójnika biernego jest funkcją dodatnią [7], a więc istnieją dla niej ściśle określone warunki dotyczące rozkładu punktów zerowych i biegunów w płaszczyźnie \hat{p} , a mianowicie:

- a) punkty zerowe i bieguny mogą leżeć tylko w lewej półpłaszczyźnie \hat{p} ($\sigma \leq 0$);
- b) punkty zerowe i bieguny mogą występować tylko jako pary sprzężone, chyba że są położone na osi σ ;
- c) bezwzględna różnica między liczbą punktów zerowych i biegunów nie może przekraczać 1;
- d) punkty zerowe i bieguny występujące na osi ω muszą być pojedyncze;
- e) jeżeli dwójnik nie zawiera żadnych oporności rzeczywistych, a więc stanowi czystą reaktancję, to punkty zerowe i bieguny mogą występować tylko na osi ω .

W tym ujęciu zamiast funkcji \hat{I} chętniej stosowana bywa funkcja [6]¹⁾

$$\hat{\Theta} = e^{-\hat{r}} = \frac{1}{1 + \hat{z}_1} \quad (41)$$

która w przypadku czwórnika symetrycznego reprezentuje fizycznie przekładnię napięciową, tzn. stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego, jeżeli wyjście czwórnika zamknięte jest jego opornością falową. Funkcja, odpowiadająca tej wielkości, jest podobna do pozostałych funkcji charakteryzujących układ elektryczny, jak np. funkcji przedstawiających wszystkie rodzaje oporności i przewodności, przekładni prądowych itp. Funkcja ta jak wiadomo, wyraża się stosunkiem dwóch odpowiednich wyznaczników sieci elektrycznej. Wszystkimi takimi funkcjami rządzą pewne wspólne, bardzo ogólne prawa [1, 6].

Zgodnie z równaniem (30) i (41) należy stwierdzić, że każdemu biegunowi funkcji \hat{z}_1 odpowiada punkt zerowy funkcji $\hat{\Theta}$. Funkcja $\hat{\Theta}$ posiada poza tym co najmniej jeden biegun dla częstotliwości, dla których

$$\hat{z}_1 = -1 \quad (42)$$

a więc leżący w lewej płaszczyźnie \hat{z}_1 , czyli nie dla częstotliwości fizycznie realnej; biegun ten przypada w lewej otwartej półpłaszczyźnie \hat{p} . Ze względu na warunek c), dotyczący liczby punktów zerowych i biegunów funkcji \hat{z}_1 można powiedzieć, że liczba punktów zerowych funkcji $1 + \hat{z}_1$ nie może być mniejsza niż jej liczba biegunów, co ostatecznie doprowadza do wniosku, że liczba biegunów funkcji $\hat{\Theta}$ nie może być nigdy mniejsza niż jej liczba punktów zerowych.

Należy stwierdzić, że czwórnik badany (por. rys. 4) jest czwórnikiem minimalnofazowym, gdyż funkcja $\hat{\Theta}$ nie posiada punktów zerowych

¹⁾ W literaturze anglosaskiej nazywana ona bywa „transfer-function”, natomiast w rosyjskiej „funkcja pieredaczy”, w polskiej literaturze naukowo-technicznej termin ten nie był dotąd stosowany; wydaje się, że termin „transmitancja” byłby tu najbardziej odpowiedni.

w prawej półpłaszczyźnie \hat{p} [6]; wynika więc stąd wniosek, że między funkcjami $A=f(\omega)$ i $B=\varphi(\omega)$ istnieje znana zależność wyrażona wzorem całkowym, dającym możliwość obliczenia przesuwności dla dowolnej częstotliwości, jeżeli dany jest przebieg tłumienności w całym pasmie częstotliwości [8].

Powracając do analizy równ. (31) i (32) można stwierdzić, że tłumienność A będzie równa zero dla każdej częstotliwości (fizycznie realnej), dla której $r_1 = x_1 = 0$, a więc dla punktów zerowych funkcji \hat{z}_1 znajdujących się na dodatniej półosi ω w płaszczyźnie \hat{p} . Dla każdej częstotliwości, dla której $\hat{z}_1 \rightarrow \infty$, a więc dla biegunów funkcji \hat{z}_1 , znajdujących się na tej półosi, tłumienie $A \rightarrow \infty$.

Przesuwność B przybiera wartość zero dla każdej częstotliwości, dla której $Im(\hat{z}_1) = x_1 = 0$, a więc dla tak zwanych częstotliwości rezonansowych dwójnika Z_1 , natomiast zbliża się do $+\frac{\pi}{2}$ ($-\frac{\pi}{2}$) jeżeli $x_1 \rightarrow +\infty$ ($x_1 \rightarrow -\infty$).

W zależności od rodzaju dwójnika Z_1 charakterystyka tłumienności falowej w zależności od częstotliwości może posiadać w pewnych zakresach częstotliwości charakter rosnący, a w innych malejący; to samo dotyczy również charakterystyki przesuwności. Zawsze jednak zakres częstotliwości, w którym pochodna przesuwności względem częstotliwości jest ujemna (charakter opadający) musi przypaść na zakres częstotliwości, w którym występuje maksimum tłumienia [9].

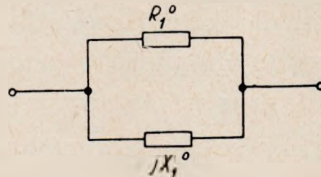
Należy wreszcie zwrócić uwagę, że korektory tłumieniowe wykazują tę wadę, że jednocześnie z korekcją zniekształceń tłumieniowych układu, do którego włączony jest korektor (np. łącze telefoniczne, telewizyjne itp.), wprowadzają zniekształcenia fazowe, które w pewnych przypadkach (np. w telewizji) mogą być bardzo szkodliwe. W tych przypadkach należy zastosować dodatkowo korektor fazowy (por. rozdz. 4.3), który nie wprowadzając już żadnych zniekształceń tłumieniowych skompensuje niepożądane zniekształcenia fazowe, wprowadzane przez korektor tłumieniowy.

Dla ilościowej oceny zniekształceń fazowych wprowadzanych przez korektor (jak zresztą przez każdy dowolny czwórnik) należy obliczyć maksymalną różnicę czasów opóźnień grupy fal, jaka może zaistnieć w interesującym pasmie częstotliwości, przy czym czas opóźnienia dla danej częstotliwości należy obliczać wg wzoru (por. równ. 32).

$$T = \frac{dB}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left[\arctg \frac{x_1}{1+r_1} \right] = \frac{\frac{dx_1}{d\omega} (1+r_1) - \frac{dr_1}{d\omega} x_1}{(1+r_1)^2 + x_1^2} \quad (43)$$

3.3. Korektory T — bocznikowane, w których dwójnik bocznikujący stanowi równoległe połączenie oporności rzeczywistej i urojonej

Najczęściej stosowanym typem korektora typu T — bocznikowanego jest układ, w którym dwójnik Z_1 stanowi równoległe połączenie oporności rzeczywistej R_1^0 i oporności urojonej jX_1^0 (por. rys. 6). Jak wiadomo [1],

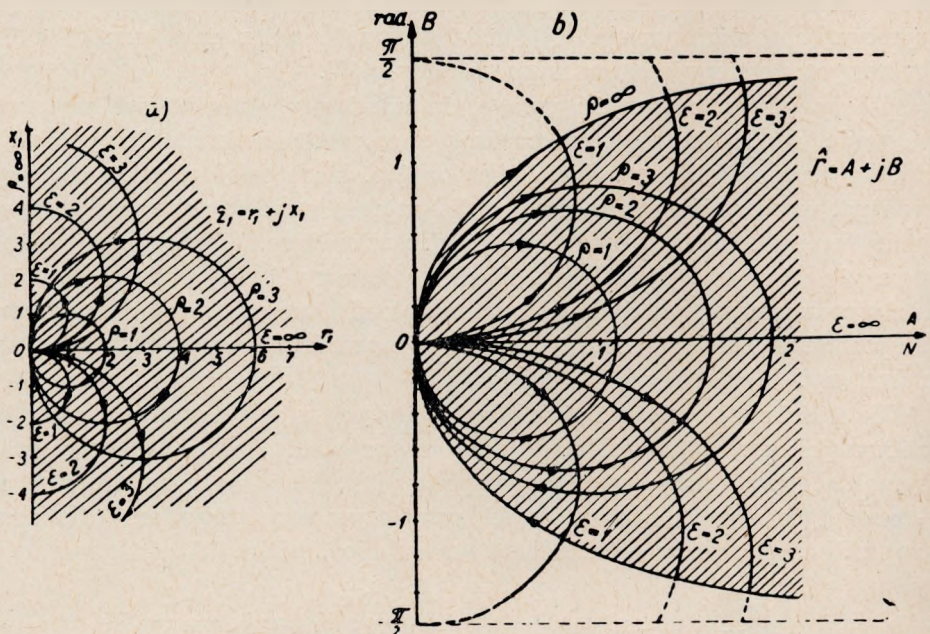


Rys. 6. Najczęściej stosowany typ dwójnika Z_1

miejszem geometrycznym końców wektorów \hat{z}_1 przy zmianie częstotliwości od zera do nieskończoności będą okręgi styczne do osi x_1 (por. rys. 7a), o środkach leżących na osi r_1 i o promieniach

$$\varrho = \frac{1}{2} \frac{R_1^0}{R} \quad (44)$$

Na rysunku tym zaznaczono również rodzinę linii ortogonalnych do nich, a więc miejsca geometryczne końców wektorów \hat{z}_1 o stałej częstotliwości-



Rys. 7. Odwzorowanie rodziny okręgów ortogonalnych z prawej półpłaszczyzny \hat{z}_1 na płaszczyznę \hat{I}

ci przy zmianie oporności rzeczywistej R_1^0 (i stałej oporności urojonej jX_1^0). Są to półokręgi (gdyż $r_1 \geq 0$) o środkach leżących na osi x_1 i o promieniach

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{X_1^0}{R} \quad (45)$$

Są one styczne do osi r_1 z obu jej stron. Na rysunku 7a narysowano tę rodzinę okręgów ortogonalnych dla wartości $\varrho=1, 2, 3$ i ∞ (oś x_1) oraz $\varepsilon=1, 2, 3$ i ∞ (oś r_1)

Równanie koła stycznego do osi x_1 jest następujące:

$$(r_1 - \varrho)^2 + x_1^2 = \varrho^2 \quad (46)$$

lub

$$r_1^2 - 2r_1\varrho + x_1^2 = 0 \quad (47)$$

Po odwzorowaniu tego koła z płaszczyzny \hat{z}_1 na płaszczyznę \hat{T} uzyskuje się również krzywą zamkniętą (por. rys. 7b), której równanie można znaleźć wstawiając równanie (47) do pary równań (35) i (36) i eliminując z nich zmienne r_1 i x_1 .

Po wykonaniu rachunków¹⁾ uzyskuje się ostateczną zależność wielkości B od A przy stałej wartości parametru ϱ

$$B = \arctg \frac{\sqrt{(e^{2A} - 1)[4\varrho(1 + \varrho) - (e^{2A} - 1)]}}{2(1 + \varrho) + (e^{2A} - 1)} \quad (48)$$

Rodzina linii ortogonalnych przy $\varepsilon = \text{const}$ (por. rys. 7a) spełnia równanie

$$r_1^2 + (x_1 \pm \varepsilon)^2 = \varepsilon^2 \quad (49)$$

Postępując podobnie jak wyżej uzyskuje się równanie odpowiedniej rodziny krzywych w płaszczyźnie \hat{T} w postaci

$$A = \text{ar cos h}(\cos B + \varepsilon \cdot \sin B) \quad (50)$$

Ze względu na prostszą formę matematyczną podano tu zależność odwrotną niż miało to miejsce w analogicznym równaniu (48).

Ponieważ odwzorowanie, wyrażone równ. (30), jest wierne, obie rodziny krzywych w płaszczyźnie \hat{T} są również ortogonalne.

Z rysunku 7b widać, że dla każdej wartości parametru ϱ (tzn. R_1^0) tłuścienność nie przekracza pewnej wartości maksymalnej

$$A_{\max} = \ln(1 + 2\varrho) \quad (51)$$

Wynik ten można uzyskać jako jedno z rozwiązań równania (por. równ. 48).

$$B = 0 \quad (52)$$

¹⁾ Por. 6.1.

Drugie rozwiązanie jest

$$A = 0 \quad (53)$$

co odpowiada punktom zerowym funkcji tłumieniowej A . Strzałki na rys. 7a i 7b przy krzywych $\varrho = \text{const}$ oznaczają kierunek wzrostu częstotliwości [1], natomiast przy krzywych $\varepsilon = \text{const}$ — kierunek wzrostu oporności R_1^0 .

Widać stąd, że zakresem zmienności funkcji A jest zakres $0 \dots A_{max} = \ln(1 + 2\varrho)$. Punkt zerowy funkcji A wystąpi dla wszystkich częstotliwości, którym odpowiadają punkty zerowe (rezonansy) oporności urojonej X_1^0 , natomiast wartość A_{max} występuje dla wszystkich częstotliwości, którym odpowiadają bieguny (antyrezonansy) oporności X_1^0 .

Z rysunku 7b wynika również, że przesuwność B zmienia się w pewnym zakresie; okazuje się, że zakres ten ($B_{min} \dots B_{max}$) określony jest następująco¹⁾.

$$B_{min} = - \arctg \frac{\varrho}{\sqrt{2\varrho + 1}} \quad (54)$$

a

$$B_{max} = \arctg \frac{\varrho}{\sqrt{2\varrho + 1}} \quad (55)$$

Przy częstotliwościach, przy których występują powyższe skrajne wartości przesuwności, tłumienność falowa¹⁾

$$A = \frac{1}{2} \ln(1 + 2\varrho) = \frac{1}{2} A_{max} \quad (56)$$

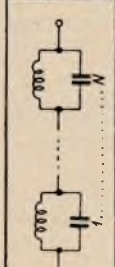
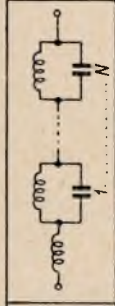
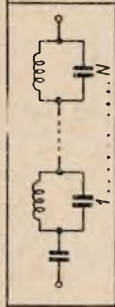

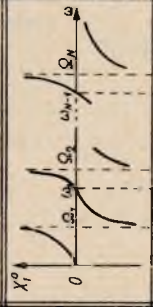
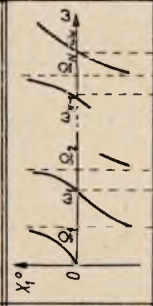
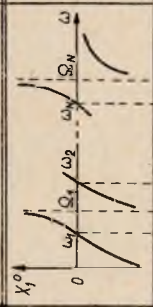

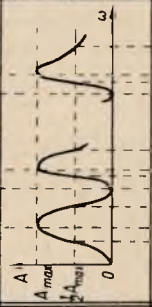
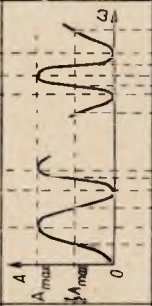
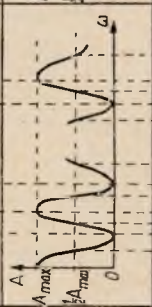
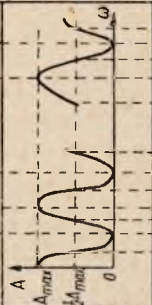
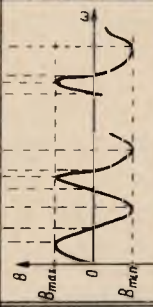
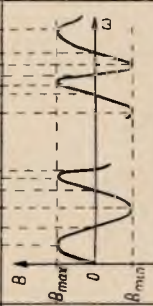
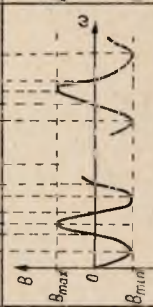
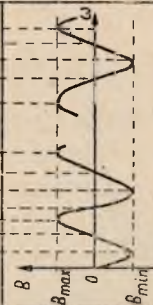
Charakterystyka przesuwności będzie przechodzić przez zero dla każdej częstotliwości, dla której występuje punkt zerowy lub biegun oporności urojonej X_1^0 , natomiast osiąga skrajne wartości dla częstotliwości, dla których tłumienność $A = 1/2 A_{max}$. Należy zaznaczyć, że przesuwność B_{min} występuje dla częstotliwości, dla której pochodna $\frac{dA}{d\omega} < 0$, a B_{max} dla częstotliwości, dla której $\frac{dA}{d\omega} < 0$ ²⁾.

Odpowiednio do czterech możliwych typów charakterystyk urojonych zestawiono w tablicy 3 cztery możliwe przebiegi charakterystyk tłumieniowych i przesunięciowych dla korektora, w którym zastosowano strukturę dwójnika Z_1 , przedstawioną na rys. 6.

1) Por. 6.2.

2) Wynika to stąd, że ujemne wartości funkcji B mogą występować zgodnie z równaniem (32) tylko wtedy, gdy $x_1 < 0$, co odpowiada zmienności oporności urojonej dwójnika reaktancyjnego od $-\infty$ do zera, a więc zgodnie z tym co było wyżej wspomniane, zakresowi częstotliwości, w którym tłumienie maleje od wartości A_{max} do 0 ($dA/d\omega < 0$), analogiczne rozumowanie można przeprowadzić dla przypadku $B > 0$.

Zestawienie wszystkich możliwych typów charakterystyk korektora, wg rys. 4, w którym zastosowano strukturę dwójnika Z_1 , wg rys. 6

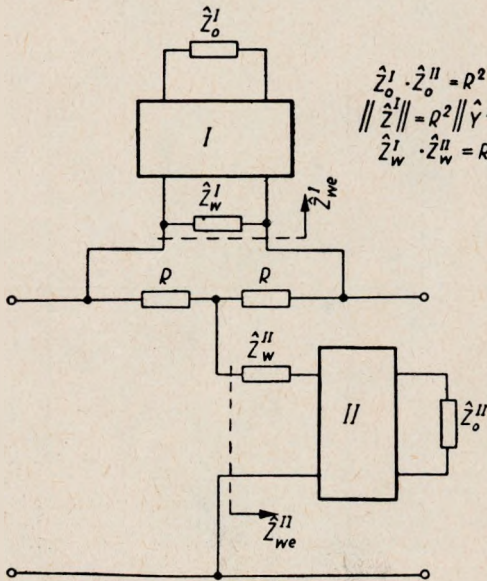
Struktura dwójnika X_1^0				
Charakterystyka oporności X_1^0				
Charakterystyka tłumienności falowej korektora $A = f(\omega)$				
Charakterystyka przesuwności falowej korektora $B = \varphi(\omega)$				
Liczba częstotliwości dla których $A=0$	N	N-1	N	N+1
Liczba częstotliwości dla których $A=A_{max}$	N	N	N+1	N+1
Liczba częstotliwości dla których $A=\frac{1}{2}A_{max}$	2N	2N+1	2N+1	2(N+1)
Liczba częstotliwości dla których $B=0$	2N	2N+1	2N+1	2(N+1)
Liczba częstotliwości dla których $B=B_{max}$	N	N+1	N	N+1
Liczba częstotliwości dla których $B=B_{min}$	N	N	N+1	N+1

4. KOREKTORY TŁUMIENIOWE O CZWÓRNIKACH DUALNYCH

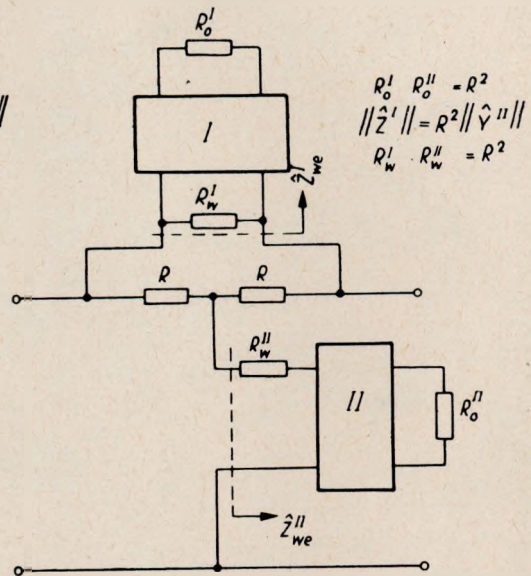
4.1. Wstępne założenia

Jeżeli w układzie, przedstawionym na rys. 4, zastąpić dwójnik \hat{Z}_1 układem uwidocznionym na rys. 1a, natomiast dwójnik \hat{Z}_2 — układem wg rys. 1b, to uzyska się strukturę korektora przedstawioną na rys. 8.

Ponieważ oporności wejściowe \hat{Z}_{we}^I i \hat{Z}_{we}^{II} są również dwójnikami dualnymi, o tej samej potędze przeciwstawności R , więc korektor ten będzie wykazywał w zasadzie te same ogólne własności jak i korektory



Rys. 8. Korektor T — bocznikowany o czwórnikach dualnych



Rys. 9. Korektor T — bocznikowany o dualnych przesuwnikach fazowych

opisane w rozdz. 3.2. Ponieważ jednak czwórnik I i II charakteryzowane są przeważnie przy pomocy ich parametrów falowych (charakterystycznych), metoda analizy tego układu (rys. 7) będzie inna.

Rozdział niniejszy będzie poświęcony teorii takich układów przy następujących założeniach upraszczających [10, 11, 12, 13 i 14]:

a) czwórnik I (II) jest przesuwnikiem fazowym typu mostkowego o stałej i rzeczywistej oporności falowej R_p^I ($R_p^{II} = R^2/R_p^I$)

b) dwójnik \hat{Z}_0^I (\hat{Z}_0^{II}) jest opornikiem o wartości oporności R_0^I ($R_0^{II} = R^2/R_0^I$)

c) dwójnik \hat{Z}_w^I (\hat{Z}_w^{II}) jest opornikiem o wartości oporności R_w^I ($R_w^{II} = R^2/R_w^I$)

Tak więc ostateczny układ korektora tłumieniowego, będącego przedmiotem analizy niniejszego rozdziału, przedstawiony jest na rys. 9.

Z rozdziału 4.2. wynika, że układ taki posiada bardzo interesującą i korzystną dla praktyki własność w przypadku konieczności regulacji krzywych korekcji.

4.2. Własności korektora o dualnych przesuwnikach fazowych

Ponieważ oporności \hat{Z}_{we}^I i \hat{Z}_{we}^{II} (por. rys. 1) są dualne o potędze przeciwstawności R , więc oporność falowa korektora wg rys. 9 równa jest też R (por. równ. 29). Tamowność falowa korektora wynosi (por. równ. 30)

$$\hat{r} = \ln \left(1 + \frac{\hat{Z}_{we}^I}{R} \right) = \ln(1 + \hat{z}_{we}^I), \quad (57)$$

gdzie

$$\hat{z}_{we}^I = \frac{\hat{Z}_{we}^I}{R} \quad (58)$$

jest zredukowaną opornością wejściową gałęzi bocznikującej. Wyrażenie to można jeszcze napisać w następującej formie (por. rys. 1 i 9)

$$\hat{z}_{we}^I = \frac{\hat{Z}_{we}^I}{R} = \frac{R_w^I \cdot \hat{W}^I}{R_w^I + \hat{W}_1^I} = \frac{R_w^I}{R} \cdot \frac{\hat{W}^I}{R} = \frac{r_w^I \cdot \hat{w}^I}{r_w^I + \hat{w}^I} \quad (59)$$

gdzie zredukowano również wszystkie pozostałe oporności. Oznaczając przez B_p przesuwność falową przesuwника I można napisać, że oporność wejściowa przesuwника I [15]

$$\hat{w}^I = \frac{R_p}{R} \frac{1 + \frac{R_0^I - R_p^I}{R_0^I + R_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - \frac{R_0^I - R_p^I}{R_0^I + R_p^I} \cdot e^{-2jB_p}} = r_p^I \frac{1 + \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}} \quad (60)$$

wstawiając tę wartość do równania (59) uzyska się

$$\hat{z}_{we}^I = \frac{r_w^I r_p^I \frac{1 + \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}}{r_w^I + r_p^I \frac{1 + \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}} = \frac{r_w^I r_p^I \cdot \left(1 + \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p} \right)}{r_w^I + r_p^I - (r_w^I - r_p^I) \cdot \left(\frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \right) \cdot e^{-2jB_p}} \quad (61)$$

i ostatecznie (por. równ. 57)

$$\hat{\Gamma} = \ln \frac{r_w^I r_p^I \left(1 + \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p} \right) + r_w^I + r_p^I - \frac{(r_w^I - r_p^I)(r_0^I - r_p^I)}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}{r_w^I + r_p^I - \frac{(r_w^I - r_p^I)(r_0^I - r_p^I)}{(r_0^I + r_p^I)} \cdot e^{-2jB_p}} =$$

$$= \ln \left[\frac{(r_w^I r_p^I - r_w^I + r_p^I) \left[\frac{(r_w^I - r_p^I)(r_w^I + r_p^I + r_w^I r_p^I)}{(r_w^I + r_p^I)(r_w^I r_p^I - r_w^I + r_p^I)} + \frac{r_w^I - r_p^I}{r_w^I + r_p^I} \cdot \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p} \right]}{(r_w^I - r_p^I) \left[1 - \frac{r_w^I - r_p^I}{r_w^I + r_p^I} \cdot \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p} \right]} \right] \quad (62)$$

zakładając następnie [14]

$$r_w^I + r_p^I = \frac{r_w^I \cdot r_p^I}{r_w^I - r_p^I} \quad (63)$$

(założenie to zmniejsza wprawdzie liczbę stopni swobody układu korekcyjnego, jednak powoduje jednocześnie znaczne uproszczenie wzorów) uzyska się

$$\hat{\Gamma} = \ln \left[\frac{r_w^I}{r_p^I} \cdot \frac{1 + \frac{r_w^I - r_p^I}{r_w^I + r_p^I} \cdot \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - \frac{r_w^I - r_p^I}{r_w^I + r_p^I} \cdot \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \cdot e^{-2jB_p}} \right] \quad (64)$$

Wprowadzając oznaczenia

$$q^I = \frac{r_0^I - r_p^I}{r_0^I + r_p^I} \quad (65)$$

i

$$\frac{r_w^I}{r_p^I} = e^A \quad (66)$$

można przepisać równ. (64) w formie następującej

$$\hat{\Gamma} = A + jB = \ln \left[e^A \cdot \frac{1 + q^I \frac{e^{A_0} - 1}{e^{A_0} + 1} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - q^I \frac{e^{A_0} - 1}{e^{A_0} + 1} \cdot e^{-2jB_p}} \right] =$$

$$= A_0 + \ln \frac{1 + q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot e^{-2jB_p}} = \quad (67)$$

$$= A_0 + \ln \frac{\left(1 + q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot \cos 2B_p \right) - j \left(q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \sin 2B_p \right)}{\left(1 - q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot \cos 2B_p \right) + j \left(q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \sin 2B_p \right)}$$

a więc tłumienność falowa

$$\begin{aligned}
 A &= A_0 + \ln \left[\frac{1 + q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot e^{-2jB_p}}{1 - q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot e^{-2jB_p}} \right] = \\
 &= A_0 + \frac{1}{2} \ln \frac{1 + q^{I^2} \operatorname{tgh}^2 \frac{A_0}{2} + 2q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot \cos 2B_p}{1 + q^{I^2} \operatorname{tgh}^2 \frac{A_0}{2} - 2q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \cdot \cos 2B_p} = \\
 &= A_0 + \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \frac{2q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2}}{1 + q^{I^2} \operatorname{tgh}^2 \frac{A_0}{2}} \cdot \cos 2B_p}{1 - \frac{2q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2}}{1 + q^{I^2} \operatorname{tgh}^2 \frac{A_0}{2}} \cdot \cos 2B_p},
 \end{aligned} \tag{68}$$

co można zapisać również w następującej postaci

$$\operatorname{tgh}(A - A_0) = \frac{2q^I \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2}}{1 - q^{I^2} \operatorname{tgh}^2 \frac{A_0}{2}} \cdot \cos 2B_p = \frac{2k}{1 + k^2} \cos 2B_p \tag{69}$$

lub

$$\Delta A = A - A_0 = \operatorname{ar} \operatorname{tgh} \left[\frac{2k}{1 - k^2} \cdot \cos 2B_p \right] \tag{70}$$

gdzie wprowadzono nowy parametr

$$k = q^I \cdot \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2} \tag{71}$$

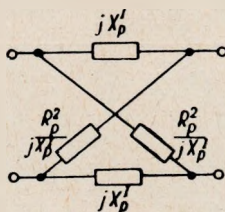
Podobnie przesuwność (por. równ. 67 i 71)

$$\begin{aligned}
 B &= \arg \left[\frac{1 + k \cos 2B_p - jk \sin 2B_p}{1 - k \cos 2B_p + jk \sin 2B_p} \right] = \\
 &= \arg [(1 - k^2) - j2k \sin 2B_p] = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(-\frac{2k \sin 2B_p}{1 - k^2} \right) = \\
 &= -\operatorname{arc} \operatorname{tg} \left[\frac{2k}{1 - k^2} \cdot \sin 2B_p \right]
 \end{aligned} \tag{72}$$

Z równania (70) wynika bezpośrednio, że dla każdej częstotliwości, dla której

$$B_p = \frac{(2i - 1)\pi}{4} \quad (73)$$

gdzie $i=0, 1, 2, \dots$) tłumienność $A=A_0$, niezależnie od wartości A_0 i q' ; częstotliwości te będą nazywane w dalszym ciągu węzłami. Ponieważ dla



Rys. 10. Przesuwnik fazowy typu mostkowego

przesuwnika fazowego typu mostkowego o stałej oporności falowej obowiązuje zależność (por. rys. 10):

$$\operatorname{tgh}\left(\frac{jB_p}{2}\right) = \sqrt{\frac{jX_p'}{R_p^2/jX_p'}} = j \frac{X_p'}{R_p} \quad (74)$$

skąd

$$B_p = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X_p'}{R_p} = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} [f(\omega)], \quad (75)$$

a więc dla węzłów zachodzi następująca zależność (por. równ. 73 i 75)

$$\operatorname{tg} \frac{(2i - 1)\pi}{8} = f(\omega_i) \quad (76)$$

Pierwszy węzeł wystąpi dla częstotliwości ω_1 , dla której będzie spełniony warunek

$$f(\omega_1) = \operatorname{tg} \frac{\pi}{8} \quad (77)$$

drugi — dla częstotliwości ω_2 , dla której

$$\operatorname{tg}(\omega_2) = \operatorname{tg} \frac{3\pi}{8} \quad (78)$$

itd. Widać stąd, że dla każdego rodzaju przesuwnika węzły będą związane ze sobą pewnymi zależnościami i nie można ich obierać zupełnie dowolnie. Jeżeli $q^I = 0$, tzn. $r_0^I = r_p^I$, to z równ. (69) wynika, że dla wszystkich częstotliwości tłumienność $A=A_0$, a więc korektor staje się zwykłym tłumikiem.

Maksymalna wartość tłumienności falowej występuje przy częstotliwościach, dla których spełniony jest warunek (por. równ. 69)

$$\cos 2B_p = 1 \quad (79)$$

jeżeli $q^I > 0$ lub

$$\cos 2B_p = -1 \quad (80)$$

jeżeli $q^I < 0$.

Wartość ta wynosi

$$A_{max} = A_0 + \operatorname{ar} \operatorname{tgh} \frac{2k}{1+k^2} = A_0 + \ln \frac{1+k}{1-k} \quad (81)$$

W przypadku szczególnym, gdy $q^I = \pm 1$, (tzn. gdy $r_0^I = \infty$ lub $r_0^I = 0$), i wynosi

$$A_{max} = A_0 + \operatorname{ar} \operatorname{tgh} \frac{2 \operatorname{tgh} \frac{A_0}{2}}{1 + \operatorname{tgh}^2 \frac{A_0}{2}} = 2A_0 \quad (82)$$

Jest to maksymalna wartość tłumienności, jaką może w ogóle wykazać tego typu korektor.

Minimalna wartość tłumienności występuje dla częstotliwości, dla których spełniony jest warunek

$$\cos 2B_p = -1 \quad (83)$$

jeżeli $q^I > 0$ lub

$$\cos 2B_p = 1 \quad (84)$$

gdy $q^I < 0$

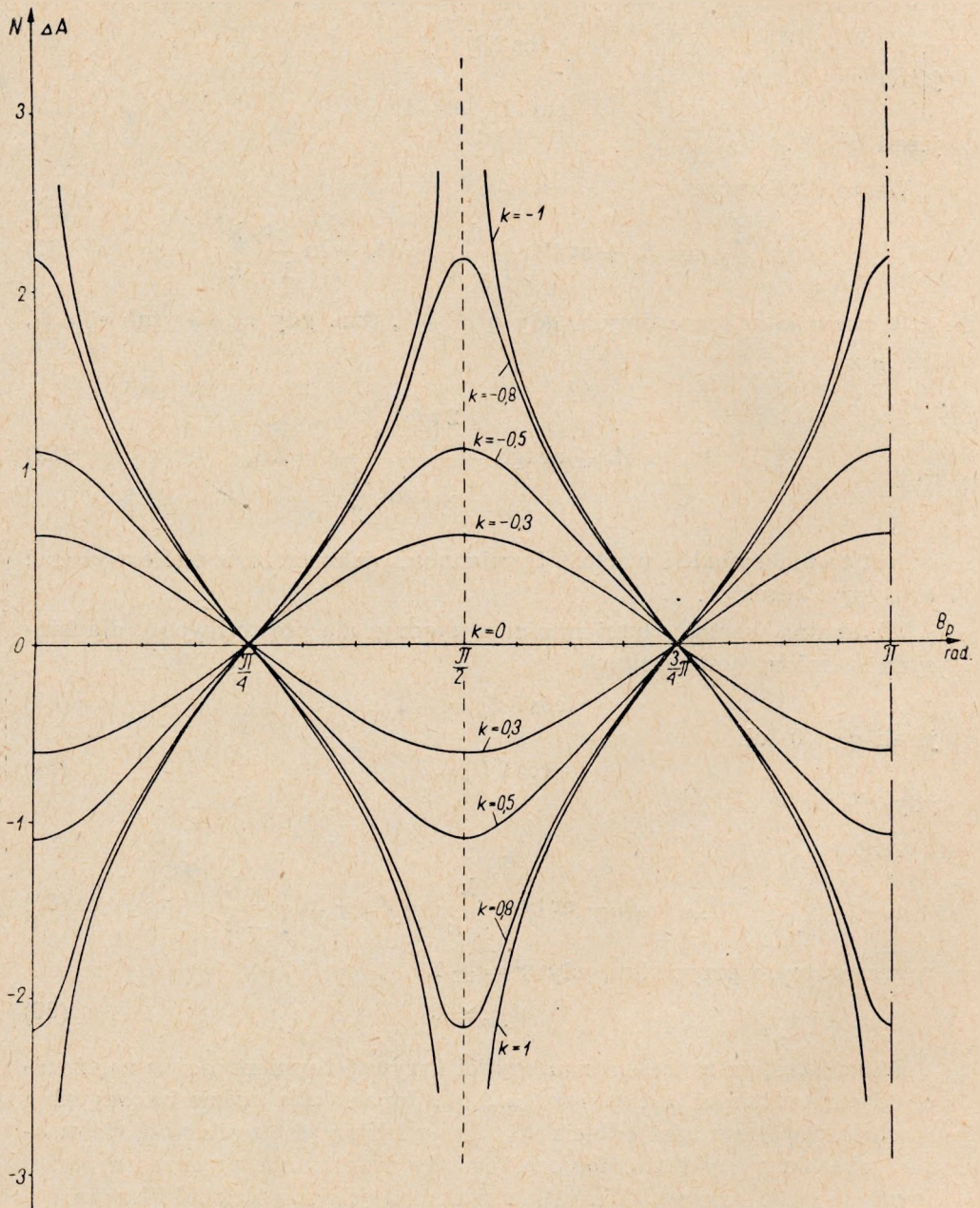
i wynosi

$$A_{min} = A_0 - \operatorname{ar} \operatorname{tg} \frac{2k}{1+k^2} = A_0 - \ln \frac{1+k}{1-k} \quad (85)$$

w szczególnym przypadku, gdy $q^I = \pm 1$

$$A_{min} = 0 \quad (86)$$

Widać stąd, że zakresem zmienności krzywej tłumienności w zależności od częstotliwości jest zakres $0 \dots 2A_0$. Im większa będzie bezwzględna wartość współczynnika odbicia q^I , tym większa jest zmienność (falowanie) charakterystyki tłumieniowej, nigdy jednak nie przekracza wyżej wymienionego zakresu. Wszystkie maksima jak również minima są sobie równe (przy stałej wartości q^I); wartość tłumienności A_0 stanowi średnią arytmetyczną między powyższymi wartościami ekstremalnymi (minimami i maksimami).



Rys. 11. Rodzina krzywych $\Delta A = A - A_0 = f(k, B_p) = \operatorname{ar} \operatorname{tgh} \frac{2k}{1 + k^2} \cos 2B_p$

Na rys. 11 przedstawiono rodzinę krzywych uniwersalnych

$$\Delta A = A - A_0 = f(B_p, k) = \arctg \left(\frac{2k}{1+k^2} \cos 2B_p \right),$$

które można stosować przy każdym typie przesuwника fazowego. Jeżeli znana jest poza tym zależność $B_p = \varphi(\omega)$ dla danego typu przesuwника, to można bez trudności uzyskać wykres tłumienności $\Delta A = \psi(\omega)$ dla każdego korektora tego typu.

Na rysunku 11 wykreślono krzywe tylko w zakresie zmiennej niezależnej B_p $[0 \dots \pi]$, ponieważ stanowi to okres zmienności tej funkcji.

Z rysunku 9 widać, że zmieniając jednocześnie tylko wartości oporności R_0^I i R_0^{II} (zachowując, oczywiście stale warunek $R_0^I \cdot R_0^{II} = R^2$) można uzyskiwać rodzinę krzywych korekcji nie zmieniając elementów reaktywnych w obu przesuwnikach. Stanowi to główną zaletę stosowania niniejszych korektorów w przypadku konieczności regulacji krzywych korekcji, co może mieć miejsce przy okazji korygowania zniekształceń tłumieniowych odcinków kablowych przy:

- a) różnych typach kabli
- b) różnych długościach odcinków
- c) różnych temperaturach i wilgotności otoczenia itd.

Przebieg charakterystyk jednej rodziny tych krzywych zależy od:

- 1) rodzaju przesuwника fazowego
- 2) wartości tłumienności „podstawowej” A_0 .

Ze wzoru (72) wynika, że dla częstotliwości, dla których spełniony jest warunek

$$B_p = \frac{i\pi}{2} \quad (87)$$

przesuwność $B=0$. Dla częstotliwości, dla których

$$B_p = \pi \frac{(4i+3)}{4} \quad (88)$$

przesuwność osiąga wartość maksymalną

$$B_{max} = \arctg \frac{2k}{1-k^2} \quad (89)$$

jeżeli $q^I > 0$ i wartość minimalną

$$B_{min} = - \arctg \frac{2k}{1-k^2} \quad (90)$$

jeżeli $q^I < 0$. Dla częstotliwości, dla których

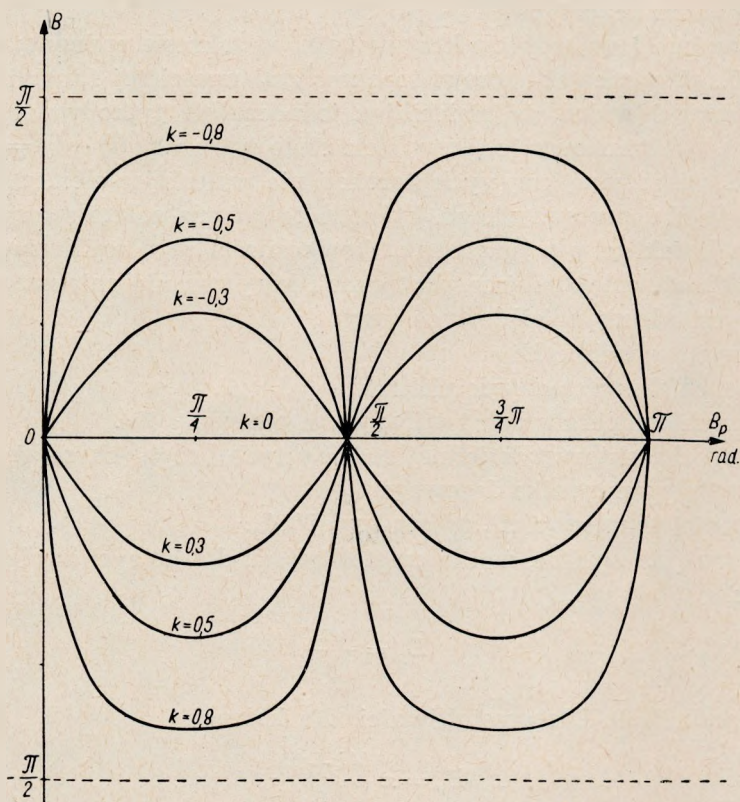
$$B_p = \pi \frac{4i+1}{4} \quad (91)$$

przesuwność $B=B_{min}$, jeżeli $q^I > 0$ i przesuwność $B=B_{max}$, jeżeli $q^I < 0$.
Jeżeli $q^I = 0$, to dla wszystkich częstotliwości $B=0$.

Na rysunku 12 przedstawiono rodzinę krzywych

$$B = \varphi(B_p, k) = -\operatorname{arctg} \left(\frac{2k}{1-k^2} \sin 2B_p \right),$$

podobnie jak dokonano tego na rys. 10 dla funkcji tłumieniowej IA .



Rys. 12. Rodzina charakterystyk $B = -\operatorname{arctg} \left[\frac{2k}{1-k^2} \sin 2B_p \right]$

Następny rozdział poświęcony będzie krótkiej klasyfikacji i własnościom przesuwników fazowych o stałej i rzeczywistej oporności falowej.

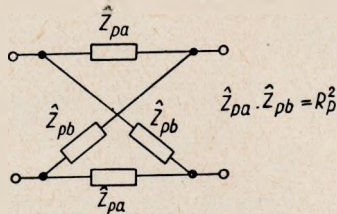
4.3. Przesuwniki fazowe

Przedmiotem analizy, zawartej w niniejszym rozdziale, będzie przesuwnik fazowy o stałej i rzeczywistej oporności falowej dla wszystkich częstotliwości, którego strukturę przedstawia rys. 13. Czwórnik ten będzie przesuwnikiem fazowym, jeżeli

$$\hat{Z}_{pa} = jX_{pa} \quad (92)$$

gdzie X_{pa} jest rzeczywistą funkcją częstotliwości oraz gdy

$$\hat{Z}_{pb} = \frac{R_p^2}{\hat{Z}_{pa}} \quad (93)$$



Rys. 13. Ogólna struktura przesuwnika fazowego o stałej oporności falowej

a więc oporności \hat{Z}_{pa} i \hat{Z}_{pb} będą reaktywnymi dwójnikami dualnymi (przeciwnymi) przy potędze przeciwstawności R_p . Wtedy oporność falowa

$$\hat{Z}_p = \sqrt{\hat{Z}_{pa} \cdot \hat{Z}_{pb}} = R_p \quad (94)$$

a tamowność [8]

$$\hat{\Gamma}_p = A_p + jB_p = \ln \frac{1 + \frac{\hat{Z}_{pa}}{R_p}}{1 - \frac{\hat{Z}_{pa}}{R_p}} = j 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X_{pa}}{R_p} \quad (95)$$

a więc

$$A_p = 0 \quad (96)$$

oraz

$$B_p = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X_{pa}}{R_p} \quad (97)$$

Przesuwnik fazowy wg rys. 13 jest więc czwórnikiem wszechprzepustowym ($A_p=0$). Dla takiego przesuwnika obowiązuje następujące twierdzenie [8]:

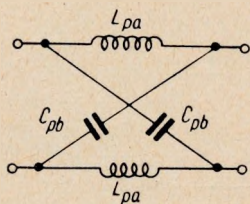
Dowolny przesuwnik fazowy mostkowy (por. rys. 13) jest równoważny łańcuchowemu połączeniu pewnej liczby przesuwników pierwszego rzędu (por. rys. 14) i pewnej liczby przesuwników drugiego rzędu (por. rys. 15).

Wystarczy więc analizować tylko powyższe dwa typy przesuwników, ponieważ przesuwność dowolnego przesuwnika będzie równa

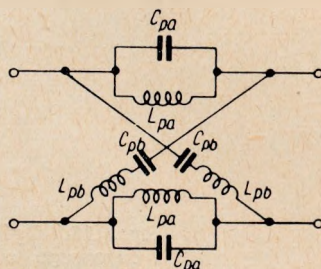
$$B_p = 2 \left[\sum_{\nu=1}^l \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X_{pa}^{(\nu)}}{R_p} + \sum_{\mu=1}^m \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X_{pa}^{(\mu)}}{R_p} \right] \quad (98)$$

gdzie:

- l, m — liczby całkowite, określające odpowiednio ilości przesuwników 1 i 2 rzędu, na jakie można rozłożyć dany przesuwnik,
 $X_{pa}^{(\nu)}$ — oporność gałęzi wzdłużnej ν — tego przesuwnika 1 rzędu,
 $X_{pa}^{(\mu)}$ — oporność gałęzi wzdłużnej μ — tego przesuwnika 2 rzędu.



Rys. 14. Przesuwnik fazowy pierwszego rzędu



Rys. 15. Przesuwnik fazowy drugiego rzędu

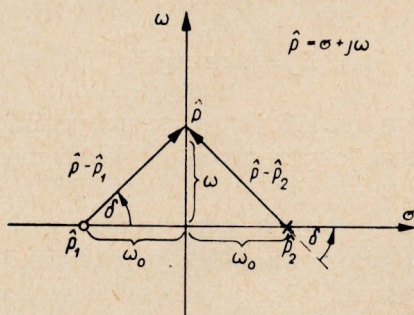
a. Przesuwnik fazowy 1 rzędu

Z równania (95) i rys. 14 wynika, że

$$e^{\hat{r}_p} = \frac{1 + \frac{\hat{Z}_{pa}}{R_p}}{1 - \frac{\hat{Z}_{pa}}{R_p}} = \frac{1 + \frac{\hat{p}L_{pa}}{R_p}}{1 - \frac{\hat{p}L_{pa}}{R_p}} = -\frac{\hat{p} + \frac{R_p}{L_{pa}}}{\hat{p} - \frac{R_p}{L_{pa}}} = -\frac{\hat{p} - \hat{p}_1}{\hat{p} - \hat{p}_2}, \quad (99)$$

gdzie

$$\hat{p}_1 = -\frac{R_p}{L_{pa}} = -\frac{\sqrt{L_{pa}C_{pa}}}{L_{pa}} = -\frac{1}{\sqrt{L_{pa}C_{pa}}} = -\omega_0 = -\hat{p}_2 \quad (100)$$



Rys. 16. Rozkład punktów zerowych i biegunów funkcji $e^{\hat{r}_p}$ dla przesuwnika fazowego 1 rzędu

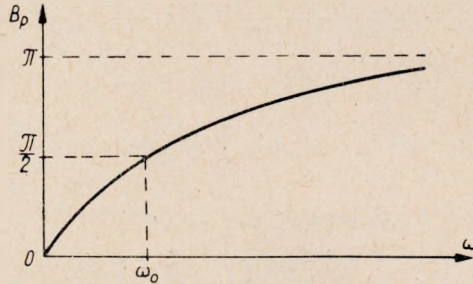
Punkty zerowe i bieguny funkcji (99) w płaszczyźnie częstotliwości zespolonej p przedstawiono na rys. 16. Ponieważ

$$B_p = \arg [e^{\hat{r}_p}] = \arg \left[- \frac{\hat{p} - \hat{p}_1}{\hat{p} - \hat{p}_2} \right] \quad (101)$$

więc z rys. 16 wynika, że

$$B_p = 2\delta = 2 \arctg \frac{\omega}{\omega_0} \quad (102)$$

Na rys. 17 przedstawiono graficznie zależność (102). Z rys. (16) wynika, że dla funkcji $e^{\hat{r}_p}$ dowolnego przesuwника fazowego 1 rzędu występuje



Rys. 17. Przebieg przesunięcia fazowego przesuwника 1 rzędu w zależności od częstotliwości

jeden pojedynczy punkt zerowy w lewej półpłaszczyźnie \hat{p} na osi rzeczywistej i jeden biegun pojedynczy, będący zwierciadlanym odbiciem punktu zerowego względem urojonej osi częstotliwości.

b. Przesuwnik fazowy 2 rzędu

Z równania (95) i rysunku 15 wynika, że

$$e^{\hat{r}_p} = \frac{1 + \frac{\hat{Z}_{pa}}{R_p}}{1 - \frac{\hat{Z}_{pa}}{R_p}} = \frac{1 + \frac{\hat{p}L_{pa}}{R_p(1 + \hat{p}^2L_{pa}C_{pa})}}{1 - \frac{\hat{p}L_{pa}}{R_p(1 + \hat{p}^2L_{pa}C_{pa})}} = \frac{\hat{p}^2L_{pa}C_{pa}R_p + \hat{p}L_{pa} + R_p}{\hat{p}^2L_{pa}C_{pa}R_p - \hat{p}L_{pa} + R_p} \quad (103)$$

Znajdując pierwiastki licznika i mianownika można przepisać równ. (103) w następującej formie

$$e^{\hat{r}_p} = \frac{\left[\hat{p} - \frac{\omega_0}{2n} (-1 + \sqrt{1 - 4n^2}) \right] \left[\hat{p} - \frac{\omega_0}{2n} (-1 - \sqrt{1 - 4n^2}) \right]}{\left[\hat{p} - \frac{\omega_0}{2n} (1 + \sqrt{1 - 4n^2}) \right] \left[\hat{p} - \frac{\omega_0}{2n} (1 - \sqrt{1 - 4n^2}) \right]} \quad (104)$$

gdzie

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{va}C_{pa}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{vb}C_{pb}}} \quad (105)$$

oraz

$$n = \sqrt{\frac{C_{pa}}{C_{pb}}} = \sqrt{\frac{L_{pb}}{L_{pa}}} \quad (106)$$

Należy przy tym pamiętać, że w tym przypadku obowiązuje zależność

$$\frac{L_{pa}}{C_{pb}} = \frac{L_{pb}}{C_{pa}} = R_p^2 \quad (107)$$

W zależności od wartości parametru n , który może zasadniczo przyjmować dowolną wartość rzeczywistą dodatnią, należy rozpatrzyć trzy przypadki charakterystyczne.

a. Jeżeli

$$n = \frac{1}{2}, \quad (108)$$

wtedy równanie (104) przybiera formę następującą

$$e^{\hat{T}_p} = \frac{(\hat{p} + \omega_0)^2}{(\hat{p} - \omega_0)^2} = \frac{(\hat{p} - \hat{p}_1)^2}{(\hat{p} - \hat{p}_2)^2}, \quad (109)$$

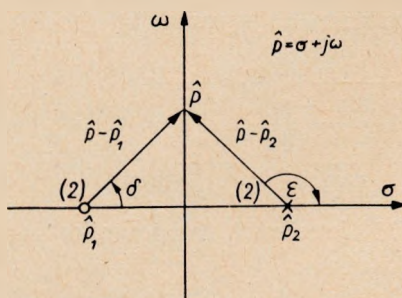
gdzie

$$\hat{p}_1 = -\omega_0 \quad (110)$$

jest punktem zerowym drugiego rzędu (podwójnym) funkcji (109), a

$$\hat{p}_2 = \omega_0 = -\hat{p}_1 \quad (111)$$

jest biegunem drugiego rzędu tej funkcji. Na rysunku 18 przedstawiono rozkład biegunów i punktów zerowych funkcji (109).



Rys. 18. Rozkład punktów zerowych i biegunów funkcji $e^{\hat{T}_p}$ dla przesuwnika fazowego 2 rzędu, w przypadku gdy $n = \frac{1}{2}$

Porównując równ. (101), (109) i rys. 18 można analogicznie napisać, że

$$B_p = \arg[e^{\hat{T}_p}] = \arg \left[\frac{(\hat{p} - \hat{p}_1)^2}{(\hat{p} - \hat{p}_2)^2} \right], \quad (112)$$

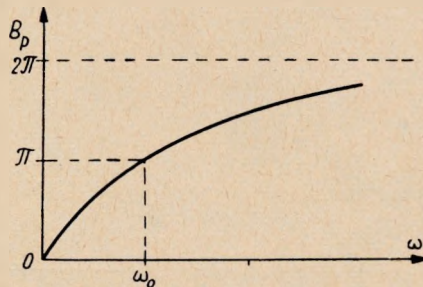
a więc

$$B_p = 2(\delta + \varepsilon) = -2\pi + 4 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (113)$$

Abstrahując od składnika stałego, którego wystąpienie w równ. (108) ma charakter często formalny (gdyż powoduje stałe przesunięcie o kąt pełny, które nigdy nie ujawnia się na zewnątrz w sposób dający się stwierdzić) można ostatecznie napisać, że

$$B_p = 4 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (114)$$

Na rysunku 19 przedstawiono graficznie zależność (114). Z porównania wzorów (99) i (109) albo (102) i (114) wynika, że w tym przypadku



Rys. 19. Przebieg przesunięcia fazowego przesuwnika 2 rzędu w zależności od częstotliwości, w przypadku gdy $n = \frac{1}{2}$

przesuwnik wg rys. 15 jest równoważny łańcuchowemu połączeniu dwóch jednakowych przesuwników wg rys. 14. Ma to miejsce tylko wtedy, jeżeli spełnione jest założenie (108). Dlatego też w tym przypadku w płaszczyźnie częstotliwości zespolonych funkcja $e^{\hat{T}_p}$ posiada jeden podwójny rzeczywisty punkt zerowy \hat{p}_1 i symetrycznie względem osi ω położony jeden podwójny rzeczywisty biegun \hat{p}_2 .

Oba punkty położone są w tym przypadku na osi rzeczywistej σ . Przebieg na rys. 19 wykazuje w związku z tym dwa razy większe rzędne dla tych samych odciętych niż to ma miejsce na rys. 17.

β) Jeżeli

$$n > \frac{1}{2} \quad (115)$$

to z równ. (104) wynika, że funkcja $e^{\hat{T}_p}$ posiada w tym przypadku dwa zespolone punkty zerowe \hat{p}_1 i \hat{p}_2 o wartości

$$\hat{p}_1 = \frac{\omega_0}{2n} (-1 + j\sqrt{4n^2 - 1}) \quad (116)$$

i

$$\hat{p}_2 = \frac{\omega_0}{2n} (-1 - j\sqrt{4n^2 - 1}) \quad (117)$$

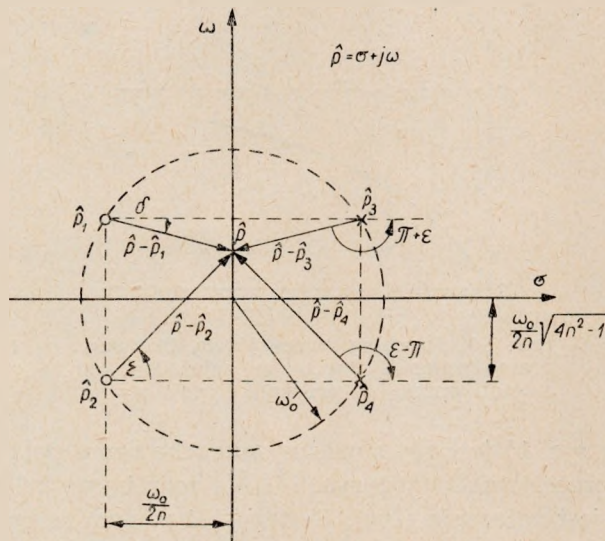
oraz dwa zespolone bieguny \hat{p}_3 i \hat{p}_4 o wartości

$$\hat{p}_3 = \frac{\omega_0}{2n} (1 + j\sqrt{4n^2 - 1}) \quad (118)$$

i

$$\hat{p}_4 = \frac{\omega_0}{2n} (1 - j\sqrt{4n^2 - 1}) \quad (119)$$

Na rysunku 20 przedstawiono odpowiedni rozkład punktów zerowych i biegunów¹⁾.



Rys. 20. Rozkład punktów zerowych i biegunów funkcji $e^{\hat{T}_p}$ dla przesuwnika fazowego 2 rzędu, w przypadku gdy $n > \frac{1}{2}$

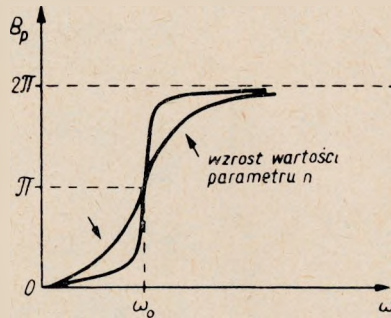
Wynika stąd, że

$$\begin{aligned} B_p = \arg [e^{\hat{T}_p}] &= \arg \left[\frac{(\hat{p} - \hat{p}_1)(\hat{p} - \hat{p}_2)}{(\hat{p} - \hat{p}_3)(\hat{p} - \hat{p}_4)} \right] = \pi + 2\delta + 2\varepsilon - \pi = 2(\delta + \varepsilon) = \\ &= 2 \left[\arctg \left(2n \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4n^2 - 1} \right) + \arctg \left(\sqrt{4n^2 - 1} + 2n \frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] = \\ &= 2 \arctg \left[\frac{\frac{\omega}{\omega_0}}{n \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)} \right]^2 \end{aligned} \quad (120)$$

1) Należy zwrócić uwagę, że $\hat{p}_1 \cdot \hat{p}_2 = \hat{p}_3 \cdot \hat{p}_4 = \omega_0^2$

2) Łatwo zauważyć, że gdy $n = 1/2$, to równ. (120) zamienia się w równ. (114).

Na rysunku 21 przedstawiono graficznie zależność (120). Z rysunku 20 i równań (116), (117), (118) i (119) wynika, że punkty zerowe i bieguny położone są na okręgu o promieniu ω_0 i środku położonym w początku układu współrzędnych. Im większa jest wartość parametru n , tym bar-



Rys. 21. Przebieg przesunięcia fazowego przesuwnika 2 rzędu w zależności od częstotliwości w przypadku gdy $n > \frac{1}{2}$

dziej punkty zerowe i bieguny zbliżone są do osi ω i tym bardziej stromy przebieg wykazuje charakterystyka przedstawiona na rys. 21 w okolicy częstotliwości ω_0 .¹⁾

γ . Jeżeli

$$n < \frac{1}{2} \quad (121)$$

to z równ. (104) wynika, że funkcja e^{I_p} posiada w tym przypadku dwa punkty zerowe \hat{p}_1 i \hat{p}_2 , położone na osi rzeczywistej

$$\hat{p}_1 = \frac{\omega_0}{2n} (-1 + \sqrt{1 - 4n^2}) \quad (122)$$

i

$$\hat{p}_2 = \frac{\omega_0}{2n} (-1 - \sqrt{1 - 4n^2}) \quad (123)$$

oraz dwa bieguny \hat{p}_3 i \hat{p}_4 położone również na osi rzeczywistej

$$\hat{p}_3 = \frac{\omega_0}{2n} (1 + \sqrt{1 - 4n^2}) \quad (124)$$

i

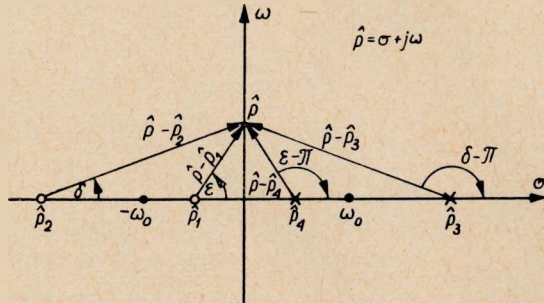
$$\hat{p}_4 = \frac{\omega_0}{2n} (1 - \sqrt{1 - 4n^2}) \quad (125)$$

¹⁾ Porównując rysunki 16 i 20 należy stwierdzić, że w tym przypadku ($n > \frac{1}{2}$) przesuwnik fazowy nie może być zastąpiony łańcuchowym połączeniem przesuwników 1 rzędu.

Na rysunku 22 przedstawiono odpowiedni rozkład punktów zerowych i biegunów funkcji $e^{\hat{T}_p}$.

Wobec tego

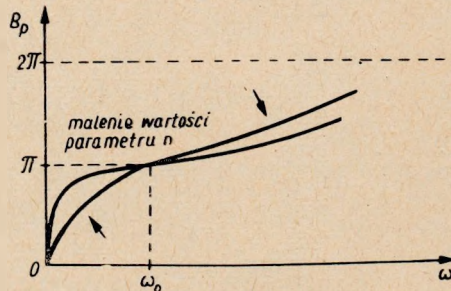
$$B_p = \arg[e^{\hat{T}_p}] = \arg \left[\frac{(\hat{p} - \hat{p}_1)(\hat{p} - \hat{p}_2)}{(\hat{p} - \hat{p}_3)(\hat{p} - \hat{p}_4)} \right] = \left. \begin{aligned} &= \delta + \varepsilon + \varepsilon - \pi + \delta - \pi = 2(\delta + \varepsilon) - 2\pi \end{aligned} \right\} \quad (126)$$



Rys. 22. Rozkład punktów zerowych i biegunów funkcji $e^{\hat{T}_p}$ dla przesuw- nika fazowego w przypadku gdy $n < \frac{1}{2}$

Abstrahując od składowej stałej można napisać, że

$$B_p = 2(\delta + \varepsilon) = \left. \begin{aligned} &= 2 \left\{ \arctg \left[\frac{2n\omega}{\omega_0(1 + \sqrt{1 - 4n^2})} \right] + \arctg \left[\frac{2n\omega}{\omega_0(1 - \sqrt{1 - 4n^2})} \right] \right\} = \\ &= 2 \arctg \left[\frac{\frac{\omega}{\omega_0}}{n \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)} \right] \end{aligned} \right\} \quad (127)$$



Rys. 23. Przebieg przesunięcia fázowego przesuw- nika 2 rzędu w zależności od częstotliwości w przypadku gdy $n < \frac{1}{2}$

¹⁾ Warto zwrócić uwagę, że w tym przypadku również zachodzi związek $\hat{p}_1 \cdot \hat{p}_2 = \hat{p}_3 \cdot \hat{p}_4 = \omega_0^2$.

Na rysunku 23 przedstawiono graficznie zależność (127). Widać stąd, że im mniejsza jest wartość parametru n , tym mniej stromy przebieg wykazuje powyższa charakterystyka w okolicy częstotliwości ω_0 . Z porównania rysunków 16 i 22 wynika, że w tym przypadku przesuwnik wg rys. 15 jest równoważny łańcuchowemu połączeniu dwóch różnych przesuwników 1 rzędu.

Reasumując własności transmisyjne dowolnego przesuwника fazowego bez tłumieniowego można stwierdzić, że:

1. Oporność falowa dla wszystkich częstotliwości jest stała i rzeczywista.

2. Tłumienność falowa jest równa zero dla wszystkich częstotliwości.

3. Przesuwność jest zawsze funkcją rosnącą w zależności od częstotliwości zgodnie z równaniem

$$B_p = 2 \left(\sum_{\nu=1}^l \operatorname{arc\,tg} \left(\frac{\omega}{\omega_0^{(\nu)}} \right) + \sum_{\mu=1}^m \operatorname{arc\,tg} \left\{ \frac{\frac{\omega}{\omega_0^{(\mu)}}}{n^{(\mu)} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0^{(\mu)}} \right)^2 \right]} \right\} \right) \quad (128)$$

gdzie:

l, m — liczby całkowite, określające odpowiednio ilości przesuwników 1 i 2 rzędu, na jakie można rozłożyć dany przesuwnik rzędu $(l+m)$ -tego,

$\omega_0^{(\nu)}$ — charakterystyczna („rezonansowa”) częstotliwość ν — tego przesuwnika 1 rzędu,

$\omega_0^{(\mu)}$ — charakterystyczna („rezonansowa”) częstotliwość μ — tego przesuwnika 2 rzędu,

$n^{(\mu)}$ — parametr μ — tego przesuwnika 2 rzędu.

Zakres zmienności przesuwności, tzn. $[(B_p)_{\omega=\infty} - (B_p)_{\omega=0}]$ równa się $(l+2m)\pi$.

Własności transmisyjne przesuwnika fazowego (jak zresztą każdego dowolnego czwórnika) można również scharakteryzować w sposób bardziej ogólny, zestawiając wnioski dotyczące możliwego rozkładu punktów zerowych i biegunów funkcji $e^{\hat{T}_p}$, której zgodnie z twierdzeniem na str. 31 można przyporządkować następującą ogólną formę matematyczną

$$e^{\hat{T}_p} = \prod_{\nu=1}^l \frac{\hat{p} - \hat{p}_1^{(\nu)}}{\hat{p} - \hat{p}_2^{(\nu)}} \prod_{\mu=1}^m \frac{(\hat{p} - \hat{p}_1^{(\mu)})(\hat{p} - \hat{p}_3^{(\mu)})}{(\hat{p} - \hat{p}_3^{(\mu)})(\hat{p} - \hat{p}_4^{(\mu)})} \quad (129)$$

1. Punkty zerowe występują tylko w lewej półpłaszczyźnie \hat{p} .
2. Bieguny występują tylko w prawej półpłaszczyźnie \hat{p} .
3. Grupy punktów zerowych i biegunów mogą występować albo jako

a) pary na osi rzeczywistej, tzn. jeden punkt zerowy $\hat{p}_1^{(v)}$ i jeden biegun $\hat{p}_2^{(v)}$, przy czym zawsze

$$\hat{p}_1^{(v)} = -\hat{p}_2^{(v)}, \quad (130)$$

albo jako:

b) czwórki, z których żaden nie leży na jakiegokolwiek z osi współrzędnych, tzn. dwa punkty zerowe $\hat{p}_1^{(\mu)}$ i $\hat{p}_2^{(\mu)}$ oraz dwa bieguny $\hat{p}_3^{(\mu)}$ i $\hat{p}_4^{(\mu)}$ przy czym zawsze spełnione są jednocześnie poniższe zależności

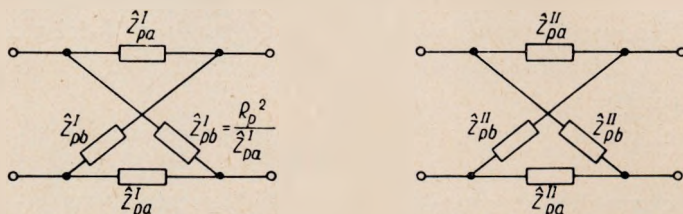
$$\hat{p}_1^{(\mu)} = -\hat{p}_4^{(\mu)} \quad (131)$$

$$\hat{p}_2^{(\mu)} = -\hat{p}_3^{(\mu)} \quad (132)$$

$$\hat{p}_1^{(\mu)} = (\hat{p}_2^{(\mu)})^* \quad (133)$$

$$\hat{p}_3^{(\mu)} = (\hat{p}_4^{(\mu)})^*, \quad (134)$$

a więc każdy punkt zerowy ma swoje zwierciadlane odbicie w stosunku do osi urojonej w postaci bieguna i odwrotnie oraz punkty zerowe i bieguny tworzą odpowiednio pary sprzężone. Jeżeli dwa przesuwniki fazowe są dualne względem siebie (co miało miejsce właśnie w opisanych tu korektorach), to zgodnie z równ. (15) posiadają tę samą wartość funk-



Rys. 24. Dwa przesuwniki fazowe dualne względem siebie

cji $e^{i\varphi}$. Zgodnie z zasadniczym równaniem (6) można stwierdzić, że dwa przesuwniki fazowe wg rys. 24 są względem siebie dualne przy potędze przeciwstawności R , jeżeli między ich macierzami zachodzą następujące związki [2]

$$\left. \begin{aligned} \|\hat{Z}^I\| &= \frac{1}{2} \left\| \begin{array}{cc} (\hat{Z}_{pa}^I + \hat{Z}_{pb}^I); & -(\hat{Z}_{pb}^I - \hat{Z}_{pa}^I) \\ (\hat{Z}_{pb}^I - \hat{Z}_{pa}^I); & -(\hat{Z}_{pa}^I + \hat{Z}_{pb}^I) \end{array} \right\| = R^2 \|\hat{Y}^{II}\| \\ &= \frac{R^2}{2} \left\| \begin{array}{cc} \left(\frac{1}{\hat{Z}_{pa}^{II}} + \frac{1}{\hat{Z}_{pb}^{II}} \right); & -\left(\frac{1}{\hat{Z}_{pa}^{II}} - \frac{1}{\hat{Z}_{pb}^{II}} \right) \\ \left(\frac{1}{\hat{Z}_{pa}^{II}} - \frac{1}{\hat{Z}_{pb}^{II}} \right); & -\left(\frac{1}{\hat{Z}_{pa}^{II}} + \frac{1}{\hat{Z}_{pb}^{II}} \right) \end{array} \right\|, \end{aligned} \right\} \quad (135)$$

skąd wynika, że

$$\hat{Z}_{pa}^I + \hat{Z}_{pb}^I = \frac{R^2}{\hat{Z}_{pa}^{II}} + \frac{R^2}{\hat{Z}_{pb}^{II}} \quad (136)$$

i

$$\hat{Z}_{pa}^I - \hat{Z}_{pb}^I = \frac{R^2}{\hat{Z}_{pb}^{II}} - \frac{R^2}{\hat{Z}_{pa}^{II}} \quad (137)$$

Z równań (136) i (137) wynika ostatecznie, że

$$\hat{Z}_{pa}^I = \frac{R^2}{\hat{Z}_{pb}^{II}} = \frac{R_p^2}{\hat{Z}_{pb}^I} \quad (138)$$

oraz

$$\hat{Z}_{pb}^I = \frac{R^2}{\hat{Z}_{pa}^{II}} = \frac{R_p^2}{\hat{Z}_{pa}^I} \quad (139)$$

albo, że

$$\hat{Z}_{pa}^{II} = \frac{R^2}{R_p^2} \cdot \hat{Z}_{pa}^I \quad (140)$$

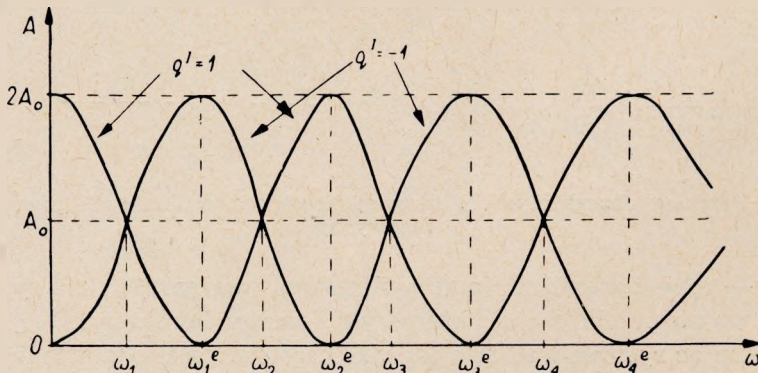
i

$$\hat{Z}_{pb}^{II} = \frac{R^2}{R_p^2} \cdot \hat{Z}_{pb}^I \quad (141)$$

Widać stąd, że przesuwnik fazowy II, dualny względem przesuwnika I przy potędze przeciwstawności R , ma taką samą strukturę jak i przesuwnik I; stosunek oporności odpowiednich gałęzi w obu przesuwnikach jest stały i równy R^2/R_p^2 .

4.4. Szczegółowa analiza korektorów o dualnych przesuwnikach fazowych

Ponieważ każdy przesuwnik fazowy typu mostkowego (por. rys. 13) można zastąpić łańcuchowym połączeniem l przesuwników 1 rzędu i m przesuwników 2 rzędu, a więc jego charakterystyka przesunięcia fazowego jest zawsze zgodna z równ. (128), wobec tego stosownie do wzoru (70) charakterystyka tłumieniowa dowolnego korektora wg rys. 9 będzie miała przebieg przedstawiony na rys. 25.



Rys. 25. Przebieg charakterystyki tłumieniowej korektora o dualnych przesuwnikach fazowych dla dwóch skrajnych wartości współczynnika $q^I = \pm 1$

Jeżeli $q^I > 0$, to maksima będą występowały zgodnie z równ. (79) dla częstotliwości, dla których

$$B_p = \pi \cdot i \quad (142)$$

gdzie $i=0, 1, 2 \dots$. Liczba takich skończonych wartości częstotliwości, a mianowicie 0, ω_2^e, ω_4^e itd. będzie $(l+2m)$. Jeżeli $q^I < 0$, to zgodnie z równ. (84) częstotliwościom tym będą odpowiadały minima (lub zera, jeżeli $q^I = -1$).

Jeżeli $q^I > 0$, to minima będą występowały zgodnie z równ. (83) dla częstotliwości, dla których

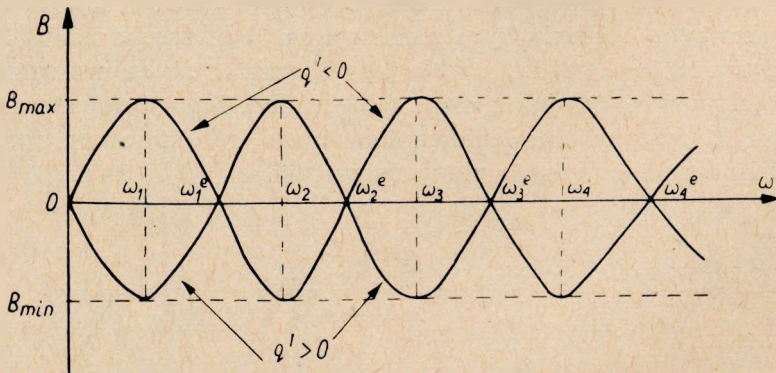
$$B_p = \frac{\pi}{2} (1 + 2i) \quad (143)$$

Liczba takich skończonych wartości częstotliwości, a mianowicie ω_1^e, ω_3^e itd. będzie również $(l+2m)$. Jeżeli $q^I < 0$, to zgodnie z równ. (80) częstotliwościom tym będą odpowiadały maksima.

Zgodnie z równaniem (73) wystąpi w każdym przypadku $2(l+2m)$ węzłów $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \dots$ itd., przy czym zawsze obowiązuje następująca zależność

$$0 < \omega_1 < \omega_1^e < \omega_2 < \omega_2^e < \omega_3 \dots \text{itd.} \quad (144)$$

Zgodnie z równaniem (87) charakterystyka $B = \varphi(\omega)$ przetnie oś ω (punkty zerowe funkcji B) w $2(l+2m)$ punktach. Funkcja ta będzie przyjmując $(l+2m)$ — razy wartość maksymalną określoną wzorem (89) oraz



Rys. 26. Przebieg charakterystyki fazowej korektora o dualnych przesuwnikach fazowych

$(l+2m)$ — razy wartość minimalną określoną wzorem (90). Na rysunku 26 przedstawiono przebieg charakterystyki fazowej korektora.

Porównując rysunki 25 i 26 widać, że częstotliwości odpowiadające ekstremom charakterystyki tłumieniowej równe są częstotliwościom odpowiadającym punktom zerowym charakterystyki fazowej, natomiast wę-

zły charakterystyki tłumieniowej przypadają na częstotliwości, przy których charakterystyka fazowa osiąga wartości ekstremalne.

Biorąc pod uwagę równania (67) i (71) można napisać, że

$$e^{\hat{\Gamma}} = e^{A+jB} = e^A (\cos B + j \sin B) = e^{A_0} \left(\frac{1 + k \cdot e^{-2jB_p}}{1 - k \cdot e^{-2jB_p}} \right), \quad (145)$$

skąd

$$e^A \cos B = e^{A_0} \operatorname{Re} \left[\frac{1 + k \cdot e^{-2jB_p}}{1 - k \cdot e^{-2jB_p}} \right] \quad (146)$$

i

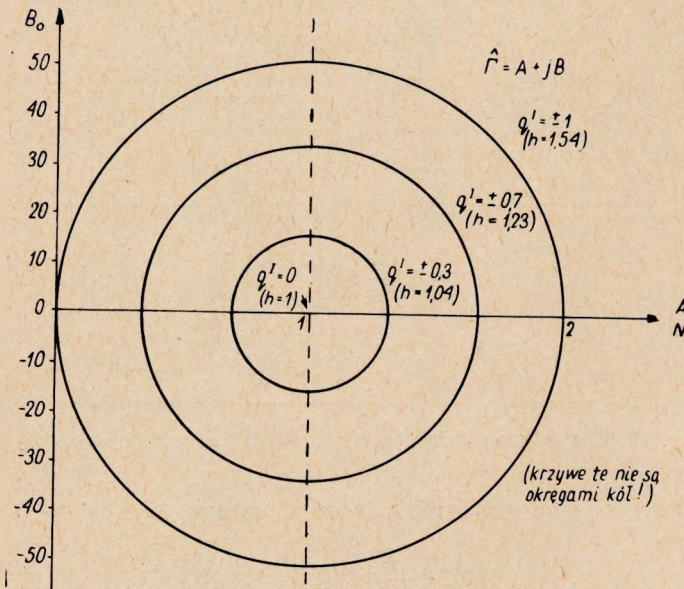
$$e^A \sin B = e^{A_0} \operatorname{Im} \left[\frac{1 + k \cdot e^{-2jB_p}}{1 - k \cdot e^{-2jB_p}} \right] \quad (147)$$

Rugując z obu powyższych równań zmienną B_p można znaleźć zależność między falowymi parametrami A i B korektora. Po wykonaniu rachunków¹⁾ okaże się, że

$$A = A_0 - \ln [h \cos B \pm \sqrt{h^2 \cos^2 B - 1}] = A_0 - \operatorname{ar} \cos h (h \cos B) \quad (148)$$

gdzie oznaczono

$$h = \frac{1 + k^2}{1 - k^2} \quad (149)$$



Rys. 27. Wykres krzywej parametrycznej dla funkcji $\hat{\Gamma} = A + jB$ przy $A_0 = 1N$, dla różnych wartości parametru $q^I (h)$

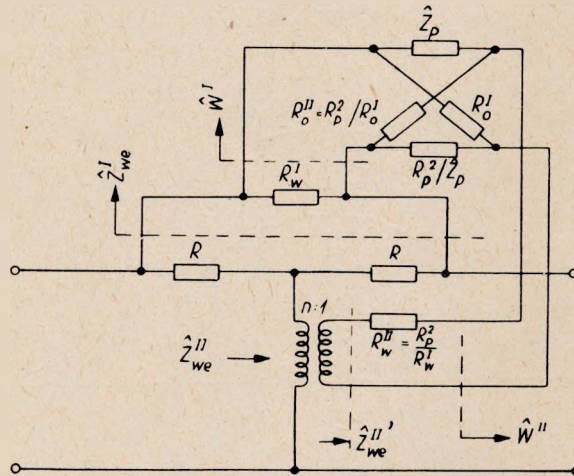
*) Por. przypis 3.

Na rysunku 27 przedstawiono wykres funkcji (148) w płaszczyźnie $\hat{\Gamma} = A + jB$ przy różnych wartościach parametru h dla szczególnej wartości $A_0 = 1N$. Dla innych wartości tłumienia A_0 charakter przebiegu krzywych będzie podobny. Analizując równanie (148) widać, że krzywe wykazują symetrię względem prostych $B=0$ i $A=A_0$.

Przy zmianie częstotliwości od zera do nieskończoności odpowiedni punkt na krzywych wg rysunku 27 będzie się zawsze przemieszczał w kierunku strzałek (zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara) od punktu o współrzędnych $[A_{min}; 0]$, jeżeli $q^I < 0$ lub od punktu o współrzędnych $[A_{max}; 0]$, jeżeli $q^I > 0$. Wszystkie częstotliwości węzłów leżą na prostej $A=A_0$, a częstotliwości ekstremów tłumienia (por. rysunek 25) na prostej $B=0$.

5. KOREKTORY TŁUMIENIOWE O CZWÓRNIKU WSZECHZAPOROWYM

Niniejszy rozdział poświęcony będzie analizie ogólnych własności układu korekcyjnego przedstawionego na rysunku 28.



Rys. 28. Korektor tłumieniowy o czwórniku wszechzaporowym

Oporność wejściowa czwornika (por. równanie 27).

$$\hat{W}^I = \frac{\left(\hat{Z}_p + \frac{R_p^2}{R_0^I} \right) R_p^2}{\hat{Z}_p \frac{R_p^2}{R_0^I} + R_p^2} = \frac{\hat{Z}_p R_0^I + R_p^2}{\hat{Z}_p + R_0^I}, \quad (150)$$

a wyjściowa

$$\hat{W}^{II} = \frac{\hat{Z}_p \frac{R_p^2}{R_0^I} + R_p^2}{\hat{Z}_p + \frac{R_p^2}{R_0^I}} = R_p^2 \frac{\hat{Z}_p + R_0^I}{\hat{Z}_p R_0^I + R_p^2} = \frac{R_p^2}{\hat{W}^I}, \quad (151)$$

a więc oporności wejściowa i wyjściowa czwórnika wszechzaporowego stanowią oporności dualne o potędze przeciwstawności R_p . Zgodnie z rysunkiem 1 oporności \hat{Z}_{we}^I i \hat{Z}_{we}^{II} są również dualne przy potędze przeciwstawności R_p .

Jeżeli przekładnia transformatora

$$n = \frac{R}{R_p}, \quad (152)$$

to nie trudno się przekonać, że oporności \hat{Z}_{we}^I i \hat{Z}_{we}^{II} są również dualne, jednak potęga przeciwstawności równa się w tym przypadku R , gdyż

$$\hat{Z}_{we}^I \hat{Z}_{we}^{II} = R_p^2 \frac{\hat{Z}_{we}^I \hat{Z}_{we}^{II}}{n^2} = \frac{\hat{Z}_{we}^I \hat{Z}_{we}^{II} R_p^2}{R^2}, \quad (153)$$

skąd

$$\hat{Z}_{we}^I \cdot \hat{Z}_{we}^{II} = R^2 \quad (154)$$

Zgodnie z wnioskami zawartymi w rozdziale 4 korektor taki posiada oporność falową równą R i tamowność falową \hat{I} wyrażoną równaniem (57).

Zredukowana oporność wejściowa czwórnika wszechzaporowego wynosi (por. równanie 150)

$$\hat{w}^I = \frac{\hat{W}^I}{R} = \frac{\hat{Z}_p R_0^I + R_p^2}{(Z_p + R_0^I) R} = \frac{\hat{z}_p r_0^I + r_p^2}{\hat{z}_p + r_0^I} \quad (155)$$

Wprowadzając oznaczenie wyrażone równaniem (65) nie trudno się przekonać, że

$$\hat{w}^I = r_p \frac{1 + \frac{r_0^I - r_p}{r_0^I + r_p} \cdot \frac{\hat{z}_p - r_p}{\hat{z}_p + r_p}}{1 - \frac{r_0^I - r_p}{r_0^I + r_p} \cdot \frac{\hat{z}_p - r_p}{\hat{z}_p + r_p}} = r_p \frac{1 + q^I \cdot e^{-2\hat{I}_p}}{1 - q^I \cdot e^{-2\hat{I}_p}}, \quad (156)$$

gdzie oznaczono

$$\frac{\hat{z}_p - r_p}{\hat{z}_p + r_p} = e^{-2\hat{I}_p}, \quad (157)$$

skąd

$$\text{ctg h}\hat{I}_p = \text{ctg h}(A_p + jB_p) = \frac{\hat{z}_p}{r_p} \quad (158)$$

Jest rzeczą oczywistą, że symbol $\hat{\Gamma}_p$ nie posiada tu tej interpretacji fizycznej jak miało to miejsce w rozdziale 4 (tamowność falowa czwórnik I lub II); zastosowano tu ten sam symbol z czysto formalnych względów.

W dalszym ciągu analiza dotyczyć będzie przypadku, gdy oporność \hat{Z}_p jest często urojona, tzn.

$$\hat{Z}_p = jX_p = jRx_p \quad (159)$$

Wtedy z równania (158) wyniknie, że¹⁾

$$j \frac{x_p}{r_p} = \operatorname{ctg} hjB_p = -j \operatorname{ctg} B_p \quad (160)$$

ponieważ $A_p=0$, a więc

$$B_p = \operatorname{arc} \operatorname{ctg} \left(-\frac{x_p}{r_p} \right) \quad (161)$$

Wobec tego równanie (156) można ostatecznie napisać:

$$\hat{w}^I = r_p \frac{1 + q^I \cdot e^{-2jB_p}}{1 - q^I \cdot e^{-2jB_p}} \quad (162)$$

Równanie to posiada identyczną formę matematyczną jak równanie (60). Wobec tego obowiązują tu również zasadnicze zależności wyrażone równaniem (70) i (72) oraz charakterystyki przedstawione na rysunku 11 i 12 (należy w tym przypadku również przyjąć założenie wyrażone równaniem 63). Tak więc, jeżeli $q^I=0$, tzn. jeżeli $r_0^I=r_p$, to dla wszystkich częstotliwości tłumienność $A=A_0$; dla wszystkich częstotliwości, dla których

$$B_p = \frac{(2i-1)\pi}{4} \quad (163)$$

wystąpią węzły, tzn. niezależnie od wartości q^I tłumienność $A=A_0$. Biorąc pod uwagę równanie (160) można stwierdzić, że wystąpi to dla takich częstotliwości, dla których

$$x_p = \pm r_p \quad (164)$$

Wartości ekstremalne tłumienności określone równaniami (81), (82), (85) i (86) występują odpowiednio dla częstotliwości, dla których oporność dwójnika \hat{Z}_p (porównaj rysunek 28) osiąga biegun lub wartość zerową. Dla częstotliwości biegunów oporności \hat{Z}_p tłumienność osiąga maksimum, jeżeli $q^I > 0$ i minimum, jeżeli $q^I < 0$; dla częstotliwości dla których występują punkty zerowe oporności \hat{Z}_p , tłumienność osiąga minimum, jeżeli $q^I > 0$ i maksimum, jeżeli $q^I < 0$. Wynika stąd, że jeżeli $q^I=1$, to wszystkie charakterystyki zestawione w tabelicy 3 obowiązują również w tym przypadku (4 możliwe rodzaje struktur znajdujące się w górnym

¹⁾ Por. przypis 4.

wierszu tej tabeli dotyczą w tym przypadku dwójnika \tilde{Z}_p). Jeżeli $q^I = -1$, to należy jedynie zamienić maksima i minima miejscami.

Biorąc pod uwagę, że

$$q^I = \frac{R_0^I - R_p}{R_0^I + R_p} \quad (165)$$

oraz, że (porównaj rysunek 28)

$$R_0^{II} = \frac{R_p^2}{R_0^I} \quad (166)$$

nie trudno zauważyć, że aby uzyskać zmianę znaku wielkości q^I , należy zamienić miejscami oporności R_0^I i R_0^{II} (które, podobnie jak w korektorze wg rysunku 9 są regulowane), co powoduje zmniejszenie liczby tych oporników do połowy w stosunku do liczby wymaganej przy korektorze o przesuwnikach dualnych.

Jeszcze większą zaletą korektorów o czwórniku wszechzaporowym wobec korektorów o przesuwnikach dualnych jest fakt, że węzły można dobrać zupełnie dowolnie, co znacznie ułatwia projektowanie korektorów; wynika to bezpośrednio z własności dwójników reaktancyjnych (beźstratnych), w których liczba częstotliwości, dla których zachodzi związek wyrażony równaniem (164), równa jest liczbie elementów dwójnika, a więc liczba stopni swobody (liczba elementów) równa jest liczbie węzłów. Liczba ta równa jest, jak wiadomo, liczbie skończonych punktów zerowych i biegunów oporności dwójnika \tilde{Z}_p . Wynikają stąd dwie metody projektowania — syntezy dwójnika \tilde{Z}_p , a mianowicie za pomocą:

a) wyznaczania węzłów

b) wyznaczania punktów zerowych i biegunów.

Liczba elementów reaktancyjnych korektora o czwórniku wszechzaporowym jest dwa razy mniejsza niż liczba tych elementów w korektorze o przesuwnikach dualnych (zakłada się przy tym, że oba korektory wykazują tę samą liczbę węzłów). Korektor ten wymaga jednak dodatkowo zastosowania transformatora dwuuzwojeniowego. Trzeba pamiętać, że w korektorze o przesuwnikach dualnych może być tylko parzysta ilość węzłów, co stanowi dalszą ich wadę wobec korektorów o czwórniku wszechzaporowym.

Należy wreszcie stwierdzić, że aczkolwiek zasadnicze przebiegi charakterystyk tłumienności i przesuwności $A=f(\omega)$ i $B=\varphi(\omega)$ obu tych korektorów są podobne, to jednak kształt przebiegów odcinków krzywych, zawartych między poszczególnymi częstotliwościami charakterystycznymi, np. ekstremalnymi A_{max} i A_{min} jest nieco inny. Wynika to stąd, że wielkość B_p w równaniu (60) i w równaniu (162) reprezentuje w każdym przypadku inną własność fizyczną układu, a więc wyraża się różną funkcją częstotliwości.

6. DODATEK

6.1. Wyprowadzenie równania (48)

Podnosząc do kwadratu obie strony równań (35) i (36) i dodając stronami uzyska się

$$e^{2A} = (1 + r_1)^2 + x_1^2, \quad (1a)$$

a po uwzględnieniu równania (46) wyniknie, że

$$e^{2A} = (1 + r_1)^2 + 2r_1\varrho - r_1^2 = 1 + 2r_1(1 + \varrho) \quad (2a)$$

Podnosząc do kwadratu obie strony równań (35) i (36) i dzieląc stronami uzyska się

$$\operatorname{tg}^2 B = \frac{x_1^2}{(1 + r_1)^2} \quad (3a)$$

a po uwzględnieniu równania (47)

$$\operatorname{tg}^2 B = \frac{r_1(2\varrho - r_1)}{(1 + r_1)^2} \quad (4a)$$

Z równania (2a) wynika, że

$$r_1 = \frac{e^{2A} - 1}{2(1 + \varrho)} \quad (5a)$$

a więc wstawiając tę wartość do równania (4a) uzyska się

$$\operatorname{tg}^2 B = \frac{(e^{2A} - 1) \left[2\varrho - \frac{e^{2A} - 1}{2(1 + \varrho)} \right]}{2(1 + \varrho) \left[1 + \frac{e^{2A} - 1}{2(1 + \varrho)} \right]^2} = \frac{(e^{2A} - 1)[4\varrho(1 + \varrho) - (e^{2A} - 1)]}{[2(1 + \varrho) + (e^{2A} - 1)]^2} \quad (6a)$$

lub ostatecznie

$$B = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\sqrt{(e^{2A} - 1)[4\varrho(1 + \varrho) - (e^{2A} - 1)]}}{2(1 + \varrho) + (e^{2A} - 1)} \quad (7a)$$

6.2. Wyprowadzenie równań (54) i (55)

Różniczkując równanie (4a) (por. 6.1.) względem r_1 i przyrównując pochodną do zera otrzyma się

$$2 \operatorname{tg} B \cdot (\operatorname{tg} B)' = \frac{(2\varrho - 2r_1)(1 + r_1)^2 - 2(1 + r_1)r_1(2\varrho - r_1)}{(1 + r_1)^4} = 0 \quad (8a)$$

skąd

$$r_1 = \frac{\varrho}{1 + \varrho} \quad (9a)$$

Wstawiając tę wartość do równania (4a) uzyska się

$$\operatorname{tg}^2 B = \frac{\left(\frac{\varrho}{1+\varrho}\right)\left(2\varrho - \frac{\varrho}{1+\varrho}\right)}{\left(1 + \frac{\varrho}{1+\varrho}\right)^2} = \frac{\varrho^2}{1+2\varrho} \quad (10a)$$

skąd ostatecznie

$$\operatorname{tg} B = \pm \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\varrho}{\sqrt{1+2\varrho}} \quad (11a)$$

Po podstawieniu równania (9a) do zależności (5a) wynika, że

$$\frac{\varrho}{1+\varrho} = \frac{e^{2A} - 1}{2(1+\varrho)} \quad (12a)$$

skąd

$$A = \frac{1}{2} \ln(1+2\varrho) = \frac{1}{2} A_{max} \quad (13a)$$

6.3. Wyprowadzenie równania (148)

Z równania (145) wynika, że

$$\frac{1 + k \cdot e^{-2jB_p}}{1 - k \cdot e^{-2jB_p}} = \frac{1 + k(\cos 2B_p - j \sin 2B_p)}{1 - k(\cos 2B_p - j \sin 2B_p)} = \frac{(1 - k^2) - j 2k \sin 2B_p}{1 - 2k \cos 2B_p + k^2} \quad (14a)$$

Uwzględniając więc równania (146) i (147) można napisać

$$e^A \cos B = e^{A_0} \frac{1 - k^2}{1 - 2k \cos 2B_p + k^2} \quad (15a)$$

i

$$e^A \sin B = e^{A_0} \frac{-2k \sin 2B_p}{1 - 2k \cos 2B_p + k^2} \quad (16a)$$

Dzieląc stronami równanie (16a) przez (15a) otrzyma się

$$\operatorname{tg} B = \frac{-2k \sin 2B_p}{1 - k^2}, \quad (17a)$$

skąd

$$\cos 2B_p = \sqrt{1 - \sin^2 2B_p} = \sqrt{1 - \operatorname{tg}^2 B \frac{(1 - k^2)^2}{4k^2}} \quad (18a)$$

Podstawiając równanie (18a) do równania (15a) uzyska się

$$e^A = e^{A_0} \frac{1 - k^2}{\cos B \left[1 - 2k \sqrt{1 - \operatorname{tg}^2 B \frac{(1 - k^2)^2}{4k^2}} + k^2 \right]} =$$

$$\begin{aligned}
 &= e^{A_0} \frac{1 - k^2}{\cos B \left[1 + 2k \sqrt{1 - \frac{1 - \cos^2 B (1 - k^2)^2}{\cos^2 B 4k^2} + k^2} \right]} = \\
 &= e^{A_0} \frac{1 - k^2}{\cos B \left[1 \pm \frac{1}{\cos B} \sqrt{4k^2 \cos^2 B - (1 - \cos^2 B)(1 - k^2) + k^2} \right]} = \\
 &= e^{A_0} \frac{1 - k^2}{\cos B (1 + k^2) \pm \sqrt{\cos^2 B (1 + k^2)^2 - (1 - k^2)^2}} = \\
 &= e^{A_0} \frac{1}{\cos B \left(\frac{1 + k^2}{1 - k^2} \right) \pm \sqrt{\cos^2 B \left(\frac{1 + k^2}{1 - k^2} \right)^2 - 1}} \quad (19a)
 \end{aligned}$$

skąd po uwzględnieniu (149) otrzymuje się ostatecznie

$$A = A_0 - \ln [h \cos B \pm \sqrt{h^2 \cos^2 B - 1}] = A_0 - \operatorname{ar} \cosh (h \cos B) \quad (20a)$$

6.4. Ad równania (160)

Jeżeli wyrażenie $\operatorname{ctgh}(A_p + jB_p)$ ma posiadać tylko składową urojoną, to A_p musi być równe zero. Wynika to z następującego rozważania

$$\begin{aligned}
 \operatorname{ctgh} I_p^* &= \operatorname{ctgh} (A_p + jB_p) = \frac{e^{2(A_p + jB_p)} + 1}{e^{2(A_p + jB_p)} - 1} = \\
 &= \frac{[e^{2(A_p + jB_p)} + 1][e^{2(A_p - jB_p)} - 1]}{[e^{2(A_p + jB_p)} - 1][e^{2(A_p - jB_p)} + 1]} = \frac{e^{1A_p} + e^{2A_p}(e^{-2jB_p} - e^{2jB_p}) - 1}{e^{1A_p} - e^{2A_p}(e^{-2jB_p} + e^{2jB_p}) + 1} \quad (21a)
 \end{aligned}$$

Ponieważ mianownik jest wielkością rzeczywistą, więc składowa rzeczywista licznika musi być równa zero

$$\operatorname{Re}[e^{1A_p} + e^{2A_p}(e^{-2jB_p} - e^{2jB_p}) - 1] = e^{1A_p} - 1 = 0 \quad (22a)$$

skąd ostatecznie

$$A_p = 0 \quad (23a)$$

a więc *

$$\operatorname{Re}[\operatorname{ctgh} (A_p + jB_p)] = 0 \quad (24a)$$

tylko wtedy, gdy $A_p = 0$.

WYKAZ LITERATURY

1. *Le Page W. R. i Seely S.*: „General Network Analysis” Mc Graw — Hill Book Company, 1952.
2. *Feldtkeller R.*: „Einführung in die Vierpoltheorie” S. Hirzel — Verlag, 5 wyd. 1948.
3. *Terman F. E.*: „Radio Engineers’ Handbook”, Mc Graw-Hill Company, 1 wyd. 1943.

4. *Guillemain E. A.*: „Communication Networks”, J. Wiley, 1936.
5. *Sigorskij W. P.*: „Obszczaja teoria czetyrochpolusnika” Izdatielstwo Akademii Nauk Ukrainskoj SSR, Kiew 1955.
6. *Stewart J. L.*: „Circuit Theory and Design”, J. Wiley, New—York, 1956.
7. *Cauer W.*: „Theorie der linearen Wechselstromschaltungen”, Akademie — Verlag, Berlin 1954.
8. *Bode H. W.*: „Network Analysis and Feedback Amplifier Design” D. van Nostrand Co., New—York 1945.
9. *Gonorowski I. C.*: „Radiosignały i pierechodnyje jawlenia w radiocepiach”. Swiazizdat, Moskwa 1954.
10. *Bode H. W.*: „Variable Equalisers”, Bell System Technical Journal, 1938, Nr 2.
11. *Bode H. W.*: Opis patentowy USA „Attenuation Equalisers” Nr 2096 027 z dnia 19.10.1937.
12. *Darlington S.*: Opis patentowy USA „Attenuations Equalisers” Nr 2153 743 z dnia 11.4.1939.
13. *Oswald J.*: Opis patentowy RF „Perfectionnements aux correcteurs réglables” Nr 1116277 z dnia 10.12.1954.
14. *Oswald J.*: „Sur un nouveau type de correcteur variable”, Cables et Transmission, 1957, Nr 3.
15. *Nowicki W.*: „Zasady teletransmisji przewodowej” PWT, 1953, tom I.
16. *Zobel I.*: „Distortion Correction in Electrical Circuits with Constant Resistance Recurrent Networks”, Bell Syst. Tech. Jour. Vol. 7, str. 438 1928.

Э. Дудзевич

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ КОНТУРЫ С ИНВЕРСНЫМИ ЦЕПЯМИ. АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ КОРРЕКТИРОВАНИЯ

Резюме

В настоящей работе произведён подробный анализ пассивных четырёхполюсниковых цепей с постоянным характеристическим сопротивлением для выравнивания амплитудно-частотных искажений. В начале работы обсуждены основные свойства инверсных цепей и в дальнейшем произведён общий анализ корректирующих контуров с инверсными двухполюсниками и четырёхполюсниками. Особое внимание обращено на керректоры с инверсными фазовыми контурами типа Боды и керректоры с четырёхполюсником Освальда, заграждающим все частоты, которые находят широкое использование в случае необходимости применения регулирования характеристик коррекции.

J. Dudziewicz

ATTENUATION EQUALIZERS OF THE CONSTANT-RESISTANCE TYPE PART 1: ANALYSIS OF EQUALIZING NETWORKS

Summary

In this paper the author gives an analysis of passive equalizing four-terminal networks with constant characteristic impedance, applied to equalize the frequency response.

The author presents general characteristics of reciprocal networks and gives a general analysis of the attenuation equalizers based on the reciprocal two-terminal- and four-terminal-networks.

A special consideration is given to the equalizers based on Bode's reciprocal all-pass networks and to Oswald's four-terminal all-stop networks, which are used as adjustable equalizers.

J. Dudziewicz

LES CORRECTEURS D'AFFAIBLISSEMENT À IMPÉDANCE CONSTANTE
PARTIE 1: UNE ANALYSE DES RESEAUX CORRECTEURS

R e s u m é

L'auteur présente une analyse détaillée des quadripols passifs à impédance caractéristique constante, utilisés pour la correction de l'affaiblissement.

Au début l'auteur discute les propriétés principales des réseaux inverses et présente ensuite une analyse générale des correcteurs de l'affaiblissement à réseaux inverses.

Une attention particulière est attirée sur les correcteurs à déphaseurs passe-tout inverses de Bode et les correcteurs à réseaux coupe-tout d'Oswald, utilisés comme réseaux-correcteurs réglables.

J. Dudziewicz

DÄMPFUNGSENTZERRER MIT DUALEN SCHALTUNGEN
ERSTER TEIL: ANALYSE DER ENTZERRERSCHALTUNGEN

Z u s a m m e n f a s s u n g

Die vorliegende Arbeit enthält eine eingehende Analyse der passiven Vierpolschaltungen mit konstantem Wellenwiderstand, die zur Dämpfungsentzerrung angewandt werden. Zuerst werden Grundeigenschaften der dualen Schaltungen betrachtet, dann wird eine allgemeine Analyse der Dämpfungsentzerrer mit dualen Zwei- und Vierpolen durchgeführt. Es werden insbesondere Entzerrer mit dualen Phasenschiebern von Bode sowie Entzerrer mit dem Allsperr-Vierpol von Oswald behandelt, die im Fall einstellbarer Entzerrungskurven mit Vorteil angewandt werden können.

RYSZARD GRZEGORZ STRUZAK
WŁADYSŁAW MOROŃ

621—758.37:621.391.823.08

PROSTA METODA BADANIA SKUTECZNOŚCI EKRANOWANIA I FILTRÓW

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego 11.7.1960 r.

W pracy omówiono metody pomiarów skuteczności ekranów i filtrów urządzeń, które mogą wytwarzać niepożądane napięcia i pola elektromagnetyczne. Przy zachowaniu pewnych warunków metody te pozwalają, w oparciu o pomiary napięcia na oporności uziemienia lub sieci, oceniać pola elektromagnetyczne wytwarzane przez te urządzenia.

1. WSTĘP

Podczas opracowywania konstrukcji jakiegokolwiek urządzenia, którego działaniu może towarzyszyć powstawanie niepożądanych napięć lub pól, zwanych dalej krótko zakłóceniami, stają przed konstruktorem dwa pytania.

Po pierwsze, jakie wartości zakłóceń wytwarza urządzenie i po drugie — w przypadku gdy wartości te przekraczają poziomy dopuszczalny — jakie zastosować środki techniczne, aby wytwarzane zakłócenia ograniczyć do wartości dopuszczalnych.

Aby odpowiedzieć na pierwsze pytanie, wykonuje się pomiary konwencjonalne (normalne), omówione szczegółowo w odpowiednich normach, przepisach i zaleceniach [12, 16, 17]. Jednakże pomiary takie są uciążliwe i często trudne do wykonania w warunkach fabrycznych, a co najważniejsze nie dają prostej odpowiedzi na drugie pytanie.

Niniejszy artykuł omawia prostą metodę pomiarową pozwalającą odpowiedzieć na pytanie drugie oraz przy spełnieniu pewnych specjalnych warunków również na pytanie pierwsze. Metoda ta ma szereg zalet:

— jest prosta w realizacji i nie wymaga specjalnego terenu pomiarowego, tak że może być stosowana w warunkach przeciętnego laboratorium,

— pozwala identyfikować pierwotne przyczyny przenikania zakłóceń na zewnątrz urządzenia,

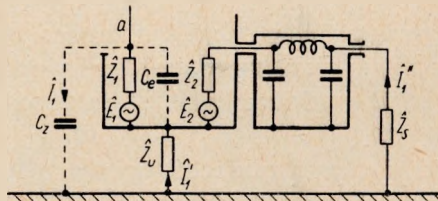
- pozwala określać wartości zakłóceń, wywołanych każdą z tych przyczyn oddzielnie,
- pozwala (w związku z powyższym) łatwo dobierać odpowiednie środki zaradcze, jak też łatwo oceniać ich przydatność,
- czas trwania pomiarów, wykonywanych tą metodą, jest stosunkowo niewielki.

Przed przejściem do szczegółowego omówienia tej metody pomiarów zostanie podana uproszczona analiza pracy urządzenia wytwarzającego zakłócenia, czyli tzw. źródła zakłóceń.

2. UPROSZCZONA ANALIZA PRACY ŹRÓDŁA ZAKŁÓCEŃ

W punkcie tym omówiona będzie praca nieruchomego skupionego źródła zakłóceń. Analiza tu przeprowadzona nie dotyczy tzw. rozłożonych źródeł zakłóceń, jak np. sieci energetyczne wysokiego napięcia.

Rozważane będą również jedynie składowe niesymetryczne zakłóceń, bowiem — jak wiadomo — składowe symetryczne na ogół są mniej szkodliwe w odbiorze radiowym, w związku z czym w uproszczonych rozważaniach można je pominąć [13].



Rys. 1. Urządzenie łączone z siecią, posiadające niedoskonały ekran i doskonały filtr

Weźmy początkowo pod uwagę urządzenie łączone z siecią, posiadające doskonały filtr, (tj. taki, który nie przepuszcza prądów zakłóceń z wnętrza urządzenia do sieci) i niedoskonały ekran (rys. 1). Urządzenie takie można rozpatrywać jako swego rodzaju nadajnik z określonym systemem antenowym. Wytworzone przezeń pole elektromagnetyczne zawiera dwie składowe.

Jedną z nich stanowi pole indukcyjne występujące wokół źródła w pewnym ograniczonym obszarze i nie oddające energii w przestrzeń. Natężenie tego pola jest odwrotnie proporcjonalne do odległości w potęgze większej od jedności, a energia jego wyraża się w VA/cm³.

Drugą składową stanowi pole promieniowania. Jego natężenie jest odwrotnie proporcjonalne do odległości od źródła, a energię jego wyraża się w W/cm³.

Pole indukcyjne w pobliżu źródła jest znacznie większe od pola promieniowania i ono głównie indukuje prądy w.c.z. w przewodach i przedmiotach metalowych w pobliżu urządzenia zakłócającego.

Można uważać, że wytworzone pole zakłóceń jest wypadkową dwóch pól.

Pierwsze z nich, to pole wytworzone przez elementy wewnętrzne urządzenia zakłócającego i przenikające z jego wnętrza na zewnątrz wskutek niedoskonałości ekranu. Zależy ono między innymi od geometrii układu, lecz znika (tj. staje się równe zeru) w każdym przypadku, gdy ekran urządzenia uczynić doskonałym.

Drugie natomiast, jest polem wytworzonym przez ekran urządzenia, który na skutek prądów płynących po jego powierzchni sam staje się swego rodzaju anteną. Pole to zależy między innymi od geometrii układu i może istnieć nawet wtedy, kiedy ekran urządzenia jest doskonały, tj. nieprzenikliwy dla pola istniejącego w jego wnętrzu. Ma to np. miejsce w przypadku niedoskonałego filtra (patrz rys. 5). W dalszej analizie pole to zostało nazwane polem własnym ekranu. Na rysunku 1, \bar{E}_1 oznacza zastępcze źródło zasilające „wewnętrzny system antenowy” (a). \bar{E}_2 jest zastępczym źródłem zakłóceń wprowadzanych przewodami do sieci; na rysunku tym jest ono zwarte do ekranu doskonałym filtrem. Oba źródła \bar{E}_1 i \bar{E}_2 mogą być od siebie zależne lub też niezależne. \bar{Z}_s oznacza zastępczą oporność sieci przy w.c.z., a \bar{Z}_u oporność pojemności między ekranem (masą) urządzenia a ziemią, z uwzględnieniem oporności ewentualnego uziemienia. Oporność \bar{Z}_u będzie dalej nazywana krótko opornością uziemienia, niezależnie od tego, czy urządzenie jest uziemiane w rzeczywistości czy też nie. C_z jest równoważną pojemnością „wewnętrznego systemu antenowego” do ziemi, a C_e jego pojemnością do ekranu.

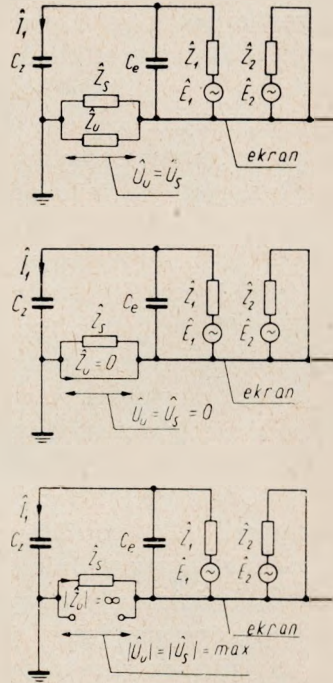
Analizując układ z rys. 1 można zauważyć dwa efekty wywołane niedoskonałością ekranu urządzenia.

Po pierwsze, na oporności sieci \bar{Z}_s — pomimo obecności doskonałego filtra — pojawia się napięcie zakłóceń, wywołane polem przenikającym z wnętrza urządzenia. Napięcie to zależy między innymi od oporności uziemienia \bar{Z}_u oraz oporności sieci \bar{Z}_s . Pomijając ewentualne rezonanse jest ono największe dla $|\bar{Z}_u| \gg |\bar{Z}_s|$, a najmniejsze dla $|\bar{Z}_u| \ll |\bar{Z}_s|$, co wynika jasno z uproszczonych układów zastępczych pokazanych na rys. 2.

Po drugie, na skutek przepływu prądu \bar{I}_1 ekran omawianego urządzenia znajduje się pod napięciem \bar{U}_u względem ziemi, co powoduje, że oprócz pola przenikającego z wnętrza urządzenia pojawia się dodatkowo pole własne ekranu. Pole to zależy w sposób istotny od oporności uziemienia \bar{Z}_u (usytuowania względem ziemi) oraz oporności sieci \bar{Z}_s . W przypadku gdy wymiary geometryczne urządzenia są tak małe względem długości

fali, że można przyjąć rozkład napięcia na powierzchni ekranu za stały, znika ono przy doskonałym jego uziemieniu, tj. przy $Z_u=0$.

Takie urządzenie wytwarzające pole elektromagnetyczne — zgodnie z poczynionym na wstępie założeniem pominięcia składowych symetrycznych — można potraktować jako antenę niesymetryczną nad ziemią. Moż-



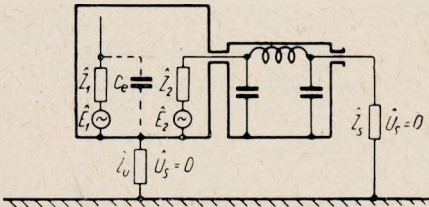
Rys. 2. Układy zastępcze źródła zakłóceń łączonego z siecią, posiadającego niedoskonały ekran i doskonały filtr

na wówczas stwierdzić, że prąd płynący między ziemią a ekranem (masą) urządzenia (tj. prąd przez Z_u i Z_s) dla ustalonego układu geometrycznego i ustalonej rozpatrywanej częstotliwości jest wprost proporcjonalny do natężenia pola wytwarzanego przez to urządzenie. Jednakże ogólnie biorąc współczynnik proporcjonalności może mieć różne wartości ci dla różnych częstotliwości.

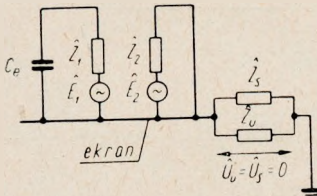
Dla przykładu rozpatrzmy najprostszy przypadek pionowego przewodu o określonej długości, umieszczonego nad płaszczyzną doskonale przewodzącą. Jak wiadomo, przy ustalonej częstotliwości stosunek natężenia pola, wytworzonego przez tę antenę w określonym punkcie przestrzeni, do prądu u jej podstawy jest stały. Oznacza to, że np. dwukrotny wzrost prądu u podstawy anteny odpowiada dwukrotnemu wzrostowi natężenia pola.

Przy zmianach częstotliwości zmieniają się właściwości promieniowania anteny oraz prąd u jej podstawy. Dla pewnych częstotliwości prąd u podstawy może mieć wartość bardzo małą (np. dla anteny półfalowej), podczas gdy pole w rozpatrywanym punkcie przestrzeni może mieć duże natężenie; dla innych częstotliwości może być odwrotnie.

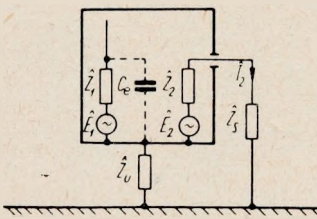
Poprawa skuteczności ekranowania urządzenia zmniejsza pole przenikające z jego wnętrza ($C_z \rightarrow 0$), zmniejsza prąd płynący przez oporność



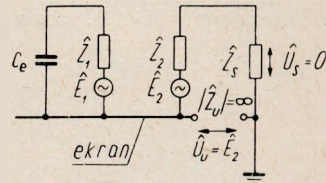
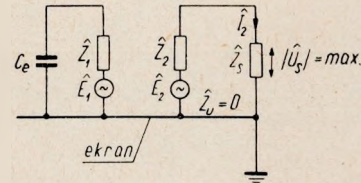
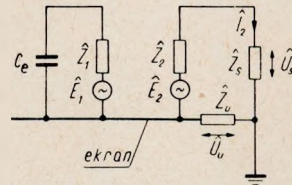
Rys. 3. Urządzenie łączone z siecią, posiadające doskonały ekran i doskonały filtr



Rys. 4. Układ zastępczy źródła zakłóceń łączonego z siecią, posiadającego doskonały ekran i doskonały filtr



Rys. 5. Urządzenie łączone z siecią, posiadające doskonały ekran i niedoskonały filtr



Rys. 6. Układy zastępcze źródła zakłóceń łączonego z siecią, posiadającego doskonały ekran i niedoskonały filtr

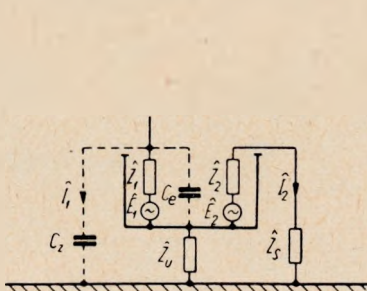
ci sieci i uziemienia oraz powoduje znikanie pola własnego ekranu. Przypadek graniczny doskonałego ekranu przedstawiono na rys. 3 i rys. 4.

Rozważmy teraz przypadek przeciwny, kiedy urządzenie ma doskonały ekran i niedoskonały filtr. Urządzenie to można przedstawić schematycznie jak na rys. 5.

Podobnie do przypadku poprzedniego rozróżnić możemy dwa efekty spowodowane niedoskonałością filtra urządzenia.

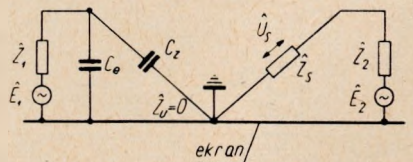
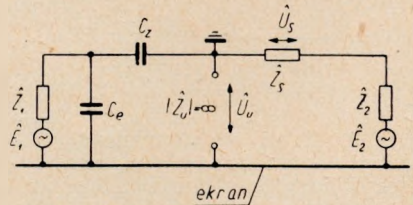
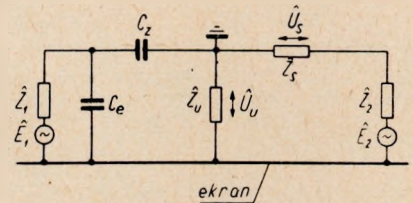
Po pierwsze, napięcie zakłóceń na oporności sieci \dot{Z}_s zależy między innymi od oporności uziemienia \dot{Z}_u i — pomijając ewentualne rezonanse — jest najmniejsze dla $|\dot{Z}_u| \gg |\dot{Z}_s|$ i największe dla $|\dot{Z}_u| \ll |\dot{Z}_s|$, a więc przeciwnie niż w poprzednio omówionym przypadku. Wynika to jasno z uproszczonych układów zastępczych pokazanych na rys. 6.

Po drugie, ekran rozpatrywanego urządzenia znajduje się, podobnie jak poprzednio, pod napięciem \dot{U}_u względem ziemi, w związku z czym — pomimo jego doskonałości — na zewnątrz urządzenia pojawia się pole zakłóceń, stanowiące pole własne ekranu. Pole to zależy od oporności sieci i oporności uziemienia; w przypadku gdy rozkład napięcia na powierzchni ekranu jest stały, pole znika dla $\dot{Z}_u=0$.



Rys. 7. Urządzenie łączone z siecią, posiadające nieskondensowany ekran i nieskondensowany filtr

Rys. 8. Układy zastępcze źródła zakłóceń łączonego z siecią, posiadającego nieskondensowany ekran i nieskondensowany filtr



Poprawa skuteczności tłumienia filtru zmniejsza napięcie zakłóceń na oporności sieci, oporności uziemienia, jak również zmniejsza pole zakłóceń istniejące na zewnątrz urządzenia. Przypadek graniczny doskonałego filtru sprowadza się do układu pokazanego na rys. 3 i rys. 4.

Urządzenie posiadające nieskondensowany ekran i jednocześnie nieskondensowany filtr przedstawiono schematycznie na rys. 7, a na rys. 8 uwidoczniło jego uproszczone układy zastępcze. Z rysunków tych wynika, że napięcie na oporności sieci jest zależne od obu zastępczych źródeł oraz od wszystkich oporności układu. Wpływ oporności uziemienia na napięcie \dot{U}_s jest złożony; wzrost tej oporności powoduje zwiększenie tej składowej

napięcia, która wywołana jest niedoskonałością ekranu, i zmniejszenie tej składowej, która wywołana jest niedoskonałością filtru. Ekran rozpatrywanego urządzenia, tak jak poprzednio, wytwarza pole własne zakłóceń, gdyż znajduje się pod napięciem względem ziemi.

Podobną analizę przeprowadzić można dla urządzeń łączonych przewodami nie tylko z siecią, lecz z innymi urządzeniami, dochodząc do identycznych wniosków.

Analiza ta jest również słuszna dla urządzeń z własnym zasilaniem. W tym przypadku wystarczy założyć $\bar{E}_2=0$, $|\bar{Z}_2|=\infty$ i $|\bar{Z}_s|=\infty$.

Reasumując tę uproszczoną analizę pracy źródła zakłóceń należy stwierdzić:

1. Istnieją zaledwie dwie przyczyny przenikania zakłóceń z wnętrza urządzenia:

- a) niedostateczna skuteczność ekranu,
- b) niedostateczna skuteczność filtru (dla urządzeń łączonych z siecią).

2. Poziom zakłóceń pojawiających się na zewnątrz urządzenia zależy — pomijając jego strukturę wewnętrzną — jedynie od pięciu czynników:

- a) skuteczności ekranu,
- b) skuteczności filtru,
- c) usytuowania względem ziemi i mas sąsiednich,
- d) oporności przewodu uziemiającego,
- e) oporności sieci.

3. Niedostateczna skuteczność ekranu urządzenia powoduje:

- a) przenikanie pola zakłóceń z wnętrza urządzenia do otoczenia,
- b) przepływ prądu zakłóceń między ekranem urządzenia a ziemią,
- c) powstanie napięcia zakłóceń między ekranem urządzenia a ziemią, na skutek na ogół różnej od zera oporności uziemienia,
- d) powstanie pola własnego ekranu,
- e) pojawienie się napięcia zakłóceń na oporności sieci (dla urządzeń łączonych z siecią).

4. Niedostateczna skuteczność filtru w zasilaniu urządzeń łączonych z siecią powoduje:

- a) wprowadzanie energii zakłóceń do sieci,
- b) przepływ prądu zakłóceń między ekranem urządzenia a ziemią,
- c) powstanie napięcia zakłóceń między ekranem urządzenia a ziemią, na skutek na ogół różnej od zera oporności uziemienia,
- d) powstanie pola zakłóceń na zewnątrz urządzenia, stanowiącego pole własne ekranu.

5. Przy całkowitej eliminacji wpływu zakłóceń przenikających przewodami oraz przy ustalonej rozpatrywanej częstotliwości i ustalonej

geometrii układu, prąd płynący między ekranem urządzenia a ziemią jest wprost proporcjonalny do natężenia pola zakłóceń.

6. Przy całkowitej eliminacji wpływu zakłóceń przenikających przewodami, ustalonej geometrii układu i różnych rozpatrywanych częstotliwościach współczynnik proporcjonalności między prądem a natężeniem pola zakłóceń (w określonym punkcie przestrzeni) na ogół zależy od częstotliwości; jednakże gdy wymiary geometryczne urządzenia są do pominięcia względem długości fal rozpatrywanego zakresu, zmiany jego mogą być nieznaczne.

3. ZASADA POMIARÓW SKUTECZNOŚCI EKROWANIA I SKUTECZNOŚCI FILTRÓW

Zasada pomiarów wynika bezpośrednio z analizy podanej w poprzednim punkcie i polega na wykorzystaniu faktu, że napięcie zakłóceń na oporności sieci lub oporności uziemienia jest spowodowane zarówno polem zakłóceń przenikającym na zewnątrz urządzenia, czyli niedostateczną skutecznością ekranu, jak i składową niesymetryczną napięcia zakłóceń przenikającego przewodami dołączonymi do niego, czyli niedostateczną skutecznością filtru. Eliminując działanie jednego z tych czynników można określić wartość drugiego.

Tak więc, uwalniając się od wpływu niedostatecznej skuteczności filtru urządzenia można łatwo oceniać — posługując się jedynie pomiarem napięć — albo skuteczność jego ekranu, albo pole zakłóceń przenikające z jego wnętrza.

Podobnie, uwalniając się od wpływu niedostatecznej skuteczności ekranu urządzenia można prosto oceniać skuteczność jego filtru, albo mierzyć napięcie zakłóceń wprowadzane przezeń przewodami do sieci.

Wreszcie opierając się na zależności wypadkowych zakłóceń od skuteczności filtru i ekranu urządzenia, od jego usytuowania względem ziemi, oporności sieci oraz oporności uziemienia, można — po odpowiednim przecechowaniu — określać wypadkowe zakłócenia, wykorzystując wyłącznie technikę pomiarów napięć.

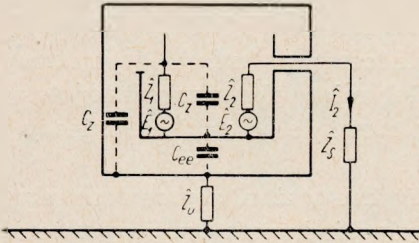
Na możliwość takich pomiarów zwrócił uwagę Blok i Heating [1] oraz Fromy, który metodę tę rozwinął i szeroko zastosował [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9]; w Polsce podobne prace prowadził w tym czasie Rotkiewicz [10, 14].

Ta oryginalna metoda, z racji swojej prostoty i innych zalet, zasługuje na jak najszersze rozpowszechnienie i stosowanie. Z tego też powodu w Pracowni do Walki z Zakłóceniami Instytutu Łączności zajęto się nią bardziej szczegółowo.

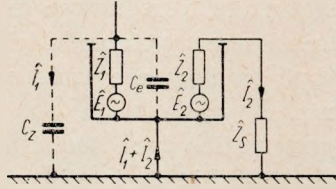
4. MOŻLIWOŚCI ROZDZIELENIA WPŁYWU NIESKUTECZNEGO EKRANU i NIESKUTECZNEGO FILTRU

Jak wspomniano w poprzednim rozdziale, metoda oddzielnego badania skuteczności ekranów i filtrów opiera się na założeniu, że przy ocenie jednej z tych wielkości można wyeliminować niepożądany wpływ drugiej. Eliminację taką realizować można w bardzo prosty sposób. Istotnie, wpływ niedostatecznie skutecznego ekranu można usunąć w zasadzie trzema sposobami.

Po pierwsze, na okres badań można sztucznie powiększyć skuteczność ekranu zamykając całe urządzenie w pudle metalowym (o dostatecznej skuteczności ekranowania) połączonym galwanicznie z ekranem badanego urządzenia (rys. 9). Wówczas pole elektromagnetyczne nie przenika na

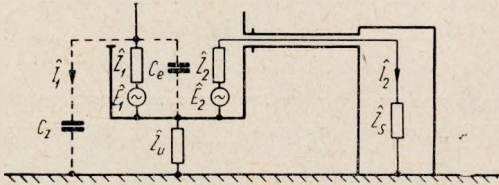


Rys. 9. Urządzenie zakłócające zamknięte w skrzyni stanowiącej ekran doskonały



Rys. 10. Urządzenie zakłócające doskonale uziemione

zewnątrz tego pudła i napięcie występujące na oporności sieci lub oporności uziemienia (napięcie między pudłem a ziemią) wywołane jest jedynie przenikaniem zakłóceń po przewodach. Może ono być wskaźnikiem skuteczności filtrów albo zakłóceń wprowadzanych do sieci.



Rys. 11. Urządzenie zakłócające połączone kablami ekranowanymi z ekranowaną siecią sztuczną

Po drugie, można na okres prób urządzenie badane uziemiać tak, aby przy w.c.z. było $Z_u=0$ (rys. 10). Wówczas składowa napięcia na oporności sieci wywołana nieskutecznością ekranu jest równa zero i napięcie to jest miarą zakłóceń przenikających po przewodach. W praktyce można

osiągnąć $Z_u \approx 0$ przy w.cz., np. zwiększając znacznie pojemność ekranu urządzenia do ziemi poprzez owinięcie go uziemioną folią metalową.

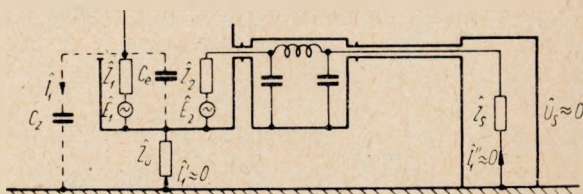
Po trzecie wreszcie, można zastosować ekranowane połączenia między urządzeniem a ekranowaną siecią sztuczną (używaną na ogół do pomiarów) w sposób uwidoczniiony na rys. 11. Odpowiedni układ sieci sztucznej jest podany w normie PN/T-04502 „Metody pomiarów zakłóceń radioelektrycznych”. Wówczas na oporności sieci sztucznej pojawi się napięcie będące miarą wyłącznie zakłóceń przenikających przewodami. W praktyce sposób ten jest na ogół najdogodniejszy.

W celu wyeliminowania wpływu niedostatecznie skutecznego filtra stosuje się w zasadzie tylko jeden sposób, mianowicie dodanie na okres prób zewnętrznego, bardzo skutecznego filtra (por. rys. 1). Dzięki temu napięcie na oporności sieci lub uziemienia staje się pewną miarą zakłóceń przenikających na zewnątrz urządzenia wyłącznie poprzez jego ekran.

Dla urządzeń niełączonych z siecią nie ma mowy o eliminacji wpływu niedostatecznie skutecznego filtra. Zakłócenia przenikają wyłącznie poprzez nieskuteczny ekran, a ich miarą lub miarą skuteczności tego ekranu może być prąd płynący między nim a ziemią albo napięcie między nim a ziemią.

We wszystkich tych badaniach jest bardzo ważne, aby zastosowane zewnętrzne środki eliminacji wpływów niepożądanych były wystarczająco skuteczne.

W celu sprawdzenia tej skuteczności najprościej jest zastosować oba środki eliminacji jednocześnie, tzn. dodać do badanego urządzenia zarówno zewnętrzny filtr, jak i np. ekranowane kable połączone z ekranowaną siecią sztuczną. Przypadek taki pokazano na rys. 12. Jeżeli oba



Rys. 12. Sprawdzenie prawidłowości układu pomiarowego

środki eliminacji zastosowane jednocześnie są wystarczająco skuteczne, to napięcie zakłóceń na oporności sieci lub oporności uziemienia jest praktycznie równe zero, tzn. do pominięcia względem napięć występujących przy zastosowaniu jednego tylko ze środków. Jeżeli jednak pomiar wykaże napięcie porównywalne z napięciem uzyskiwanym przy zastosowaniu jednego tylko środka eliminacji, oznacza to, że albo filtr, albo ekranowanie (względnie sposób połączenia ekranów kabli z ekranem urządzenia) są niewłaściwe.

5. BADANIA SKUTECZNOŚCI FILTRÓW

Pomiary porównawcze skuteczności różnych filtrów stosowanych kolejno w tym samym urządzeniu lub w różnych egzemplarzach urządzenia tego samego typu najdogodniej dokonywać w układzie przedstawionym schematycznie na rys. 11, mierząc napięcie na oporności specjalnie dodanej, pomiarowej sieci sztucznej. Wartość tego napięcia jest odwrotnie proporcjonalna do skuteczności zastosowanego filtra i wykorzystując ten fakt można łatwo sprawdzać skuteczność i oceniać przydatność rozmaitych filtrów.

Ponieważ napięcie zakłóceń mierzy się bezpośrednio pomiędzy przewodami sieci a ekranem (masą) urządzenia, oporność między ekranem urządzenia a ziemią nie ma wpływu na wyniki pomiarów. W związku z tym zarówno oporność włączana między ekran (masę) urządzenia a ziemię, jak i sposób umieszczenia badanego urządzenia są dowolne.

Trzeba zaznaczyć, że ze względu na możliwość indukowania się SEM-nych wywołanych niepożądanymi polami, własne przewody sieciowe urządzenia powinny tu być również ekranowane, co zresztą wynika z rys. 11.

Pomiary te najlepiej wykonywać na każdym przewodzie sieciowym oddzielnie, gdyż daje to możliwość bezpośredniej oceny przydatności filtrów instalowanych na każdym przewodzie. W związku z tym stosowana sieć sztuczna powinna umożliwiać pomiar na każdym przewodzie. Wymagania to spełnia np. sieć sztuczna stosowana w Polsce, Anglii, Niemczech, Stanach Zjednoczonych i Związku Radzieckim.

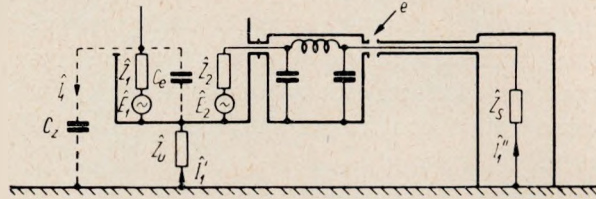
6. BADANIA SKUTECZNOŚCI EKRAŃÓW

6.1. Urządzenia łączone z siecią

Pomiary porównawcze skuteczności różnych ekranów tego samego urządzenia, lub ekranów różnych egzemplarzy urządzenia jednego typu, najdogodniej wykonywać mierząc napięcie na oporności pomiarowej sieci sztucznej w układzie przedstawionym na rys. 13. Układ ten (sprawdzający się do pokazanego na rys. 1) różni się od układu z rys. 12 tylko tym, że osłony kabli ekranowanych są przerwane w miejscu e .

Jak wiadomo, pole elektromagnetyczne zależy w sposób bardzo istotny od usytuowania urządzenia wytwarzającego pole i od oporności jego uziemienia. Ponieważ skuteczność ekranów jest określana pośrednio, poprzez ocenę wartości pola, jest nadzwyczaj ważne, aby w kolejnych pomiarach badane urządzenie było usytuowane i uziemiane za każdym razem w sposób identyczny. W tych warunkach zmiany mierzonego na

oporności sieci napięcia, przy ustalonej częstotliwości, są rzeczywiście wywołane jedynie zmianami właściwości ekranów. Wtedy również, niezależnie od częstotliwości, ten ekran jest bardziej skuteczny, dla którego występuje mniejsze napięcie na oporności sieci sztucznej.



Rys. 13. Układ do pomiarów zakłóceń przenikających na skutek niedoskonałego ekranu (urządzenie łączone z siecią)

Odmienne do przypadku badania skuteczności filtrów, omawiany obecnie układ pomiarowy jest wrażliwy nie tylko na usytuowanie badanego urządzenia, lecz również i na pola obce, bowiem jak łatwo spostrzec na rys. 13 badane urządzenie może zachowywać się jak antena odbiorcza.

Z tego też względu pomiary skuteczności ekranów najdogodniej wykonywać w ekranowanych pomieszczeniach, co eliminuje niepożądane pola obce, np. stacji radiofonicznych. W przypadku niestosowania pomieszczenia ekranowanego, w celu uniezależnienia się od wpływu parametrów ziemi rzeczywistej, stosuje się z reguły tzw. płytę sztucznej ziemi w postaci arkusza blachy o odpowiednich wymiarach.

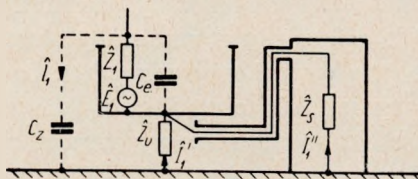
Jak wiadomo, oporność uziemienia wpływa na rozptyw prądów, a tym samym na wartość napięcia pojawiającego się na oporności sieci sztucznej. Ogólnie biorąc, dla prawidłowości pomiarów porównawczych wystarczy, by oporność ta była taka sama przy wszystkich pomiarach. Wartość jej może być w zasadzie dowolna, jednakże ze względu na dokładność pomiarów i wygodę operowania napięciami w miarę możliwości dużymi, najczęściej stosuje się oporność uziemienia możliwie największą. Uzyskuje się to nie stosując w czasie pomiarów przewodu uziemiającego i ustawiając badane urządzenie w taki sposób, aby jego pojemność do ziemi była możliwie mała.

Należy podkreślić, że w czasie tych pomiarów badane urządzenie wraz z filtrem dodatkowym pozostają dla częstotliwości sieci nie uziemione, co niekiedy może grozić porażeniem personelu. W związku z tym w czasie pomiarów należy stosować odpowiednie środki ostrożności (np. bariery ochronne, tablice ostrzegawcze itp.).

Odmiernym sposobem uniknięcia możliwości porażenia jest pomiar napięcia na oporności uziemienia, omówiony w następnym rozdziale.

6.2. Urządzenia nie łączone z siecią

Pomiary porównawcze skuteczności ekranów urządzeń nie łączonych z siecią można wykonywać w układzie przedstawionym schematycznie na rys. 14.



Rys. 14. Układ do pomiarów porównawczych skuteczności ekranowania urządzeń nie łączonych z siecią

Ze względów omówionych szczegółowo w poprzednim rozdziale jest bardzo ważne, aby w kolejnych pomiarach badane urządzenie było usytuowane i uziemione w sposób identyczny. W tych warunkach zmiany napięcia na oporności uziemienia, przy ustalonej częstotliwości, są rzeczywiście wywołane jedynie zmianami właściwości ekranów. Wtedy również, niezależnie od częstotliwości, skuteczniejszy jest ten ekran, dla którego występuje mniejsze napięcie na oporności uziemienia.

Podobnie do poprzedniego przypadku, ze względu na wrażliwość układu na obce pola, pomiary te najwygodniej jest wykonywać w pomieszczeniu ekranowanym.

Również z omawianych wyżej względów tak realizuje się układ pomiarowy, aby oporność uziemienia była dostatecznie duża w pasmie pomiarowym.

6.3. Lokalizacja miejsc znacznego przenikania pola na zewnątrz urządzenia

W poprzednich rozdziałach omówiono badania porównawcze skuteczności ekranów traktowanych jako całość. Jednakże wiadomo, że najczęściej ekrany urządzeń są niejednorodne i nieciągłe, posiadają rozmaite styki, otwory itp. W rezultacie różne części jednego ekranu mogą posiadać różne skuteczności ekranowania. W praktyce jest bardzo pożądane wiedzieć, która część ekranu jest mniej skuteczna od pozostałych, inaczej mówiąc, którędy przenika większość energii niepożądanego pola. W celu porównania skuteczności różnych części ekranu w zasadzie posłużyć się można trzema sposobami.

Po pierwsze, jak wiadomo, pole w miejscu słabego ekranowania ma większe natężenie niż w innych miejscach. W związku z tym przesuwanie jakiegoś ciała obcego, np. ręki w pobliżu ekranu, deformując pole, wpływa na wskazania przyrządu pomiarowego w większym stopniu w oko-

licy obszaru ekranu o małej skuteczności, niż w okolicy obszaru ekranu o dużej skuteczności.

Po drugie, można zwiększać składową elektryczną pola przenikającego z wnętrza urządzenia poprzez przemieszczanie w pobliżu powierzchni ekranu sondy, w postaci kawałka blachy, połączonej galwanicznie z masą odniesienia układu, tj. np. z płytą sztucznej ziemi. Jest oczywiste, że wzrost ilości linii sił pola przenikających przez badany element ekranu jest tym większy, im mniej skuteczny jest w tym miejscu ekran. Wzrost energii pola powoduje łatwo zauważalny wzrost napięcia na oporności sieci sztucznej lub oporności uziemienia. Tak więc można w prosty sposób wykrywać i lokalizować w ekranie wszelkie „dziury” i niejednorodności.

Po trzecie wreszcie, można zmniejszyć energię pola przenikającego przez ekran urządzenia dodawaniem do własnego ekranu urządzenia dodatkowych części ekranu w postaci np. kawałków blachy połączonych — odmiennie niż w poprzednim przypadku — nie z ziemią, lecz z masą badanego urządzenia. Przy dodawaniu tego ekranu w miejscach szczególnie małej skuteczności własnego ekranu urządzenia, wystąpi szczególnie silne zmniejszenie przenikającego pola i związany z tym silny spadek wartości napięcia na oporności sieci lub oporności uziemienia.

7. POMIARY ZAKŁÓCEŃ PRZENIKAJĄCYCH PRZEWODAMI

Układ pomiarowy z rys. 11 może być również wykorzystywany do pomiarów napięć zakłóceń, przenikających z urządzenia przewodami. Aby to wykazać, wystarczy przypomnieć, że napięcie pojawiające się w tym układzie na oporności pomiarowej sieci sztucznej jest wprost proporcjonalne do pierwiastka z energii zakłóceń w pasmie przepuszczania użytego miernika.

Przebieg pomiaru, sposób realizacji układu itp. nie odbiegają od omówionych w rozdziale 5, z tą różnicą, że przy określaniu zakłóceń można porównywać pod tym względem pomiędzy sobą urządzenia różnego rodzaju.

8. POMIARY WZGLĘDNYCH WARTOŚCI ZAKŁÓCEŃ PRZENIKAJĄCYCH POPRZEZ EKRAN

Pomiary względnych wartości pól zakłóceń przenikających z wnętrza urządzenia można wykonywać w układach przedstawionych na rys. 12 i rys. 13. Pomiary te w zasadzie nie różnią się od omówionych w rozdziale 6 i mogą być wykonywane w zamkniętych pomieszczeniach ekranowa-

nych. Pozwala to uniknąć poważnych trudności związanych z konwencjonalnymi pomiarami natężenia pola, zależnymi od warunków atmosferycznych i od zakłócających wpływów niepożądanych obcych pól elektromagnetycznych (np. od stacji radiofonicznych).

Przypomnijmy, że przy ustalonej częstotliwości i geometrii układu prąd płynący przez oporność sieci i uziemienia jest wprost proporcjonalny do natężenia pola. Współczynnik proporcjonalności nie zależy od częstotliwości, jeżeli wymiary geometryczne urządzenia są do pominięcia względem długości fali. A więc, wyniki pomiarów napięcia na stałej oporności Z_s i Z_u stanowią umowną miarę wartości pola wytworzonego przez badane urządzenie, nie dają jednak żadnej informacji o jego przestrzennym rozkładzie.

Przy pomiarach w szerokim zakresie częstotliwości, gdzie współczynnik proporcjonalności między polem a mierzonym napięciem jest zmienny z częstotliwością, interpretacja wyników jest bardzo utrudniona. W tym przypadku można przeprowadzić, w celu uzyskania rzeczywistych wartości natężenia pola, postępowanie analogiczne do opisanego w rozdziale następnym. Postępowanie to właściwie służy do określenia wartości współczynnika proporcjonalności między wartością natężenia pola a mierzonym napięciem.

9. POMIARY ZAKŁÓCEŃ WYPADKOWYCH

W normalnych warunkach eksploatacji rozpatrywane urządzenie wytwarza wokół siebie wypadkowe pole zakłóceń i wywołuje na oporności sieci odpowiednie napięcie zakłóceń. Te wypadkowe zakłócenia nie powinny przekraczać poziomów dopuszczalnych, określonych odpowiednimi normami, które dotyczą wypadkowych napięć i pól zakłóceń, nie wnikać w przyczyny ich istnienia. Podają one jednocześnie odpowiednie metody pomiaru tych zakłóceń. Metody te — nazwane przez nas konwencjonalnymi — sprowadzają się do oddzielnego pomiaru napięć wypadkowych w odpowiednim układzie i oddzielnego pomiaru wypadkowych pól, w określonych warunkach, najczęściej na specjalnie do tego celu przyrządzonych terenach. Tak więc konwencjonalne pomiary pól zakłóceń wymagają budowy i utrzymywania specjalnych terenów pomiarowych względnie wolnych od postronnych pól elektromagnetycznych. Tereny takie z reguły znajdują się z dala od miast i osiedli. Utrzymywanie ich, dojazd do nich oraz zależność od warunków atmosferycznych, powodują, że pomiary takie są trudne, uciążliwe i kosztowne.

Jak podano w rozdziale 2, wypadkowe zakłócenia zależą od właściwości ekranów i filtrów, od usytuowania urządzenia oraz od oporności uziemienia, przy czym należy pamiętać, że pierwsze dwa czynniki są pier-

wotnymi przyczynami pojawiania się zakłóceń. Ustalając trzy ostatnie czynniki ustalamy ich wpływ na zakłócenia i w ten sposób pomiary wypadkowego pola i wypadkowego napięcia zakłóceń sprowadzamy do omówionych w rozdziale 7 i 8 pomiarów zakłóceń przenikających wyłącznie przewodami oraz wyłącznie poprzez ekran. Pozwala to uniknąć niedogodności metod konwencjonalnych, lecz pociąga za sobą konieczność cechowania.

Inaczej mówiąc, dla określenia wartości natężenia pola zakłóceń konieczne jest ustalenie związku między wynikami pomiarów opisanych w rozdziałach 7 i 8 a wynikami pomiarów natężenia pola, uzyskanych metodą konwencjonalną.

Weźmy pod uwagę jakiegokolwiek urządzenie, które przy ustalonym usytuowaniu względem ziemi i ustalonej oporności uziemienia oraz oporności sieci wytwarza określone poziomy zakłóceń zmierzone metodą konwencjonalną. Jeśli zmierzemy teraz zakłócenia metodą omawianą w rozdziałach 7 i 8, to jednocześnie ustalimy jednoznaczność odpowiedniość wyników pomiarów przeprowadzonych obiema metodami. Znając tę odpowiedniość można zastąpić konwencjonalne pomiary zakłóceń wypadkowych, wytwarzanych przez urządzenia tego samego typu, bardziej prostymi pomiarami omówionymi w rozdziałach 7 i 8.

Jednakże — jak już wspomniano — wyniki tych pomiarów nie dają informacji o przestrzennym rozkładzie pola. Ponieważ z kolei wyniki pomiarów pola metodą konwencjonalną podawane są dla różnych kierunków w postaci charakterystyki promieniowania, występuje pewna pozorną trudność. Mianowicie nie wiadomo z góry do jakiej wartości natężenia pola odnosić uzyskane względne wyniki, bowiem pole w określonej odległości od urządzenia może mieć różne wartości w różnych kierunkach. Trudność tę można ominąć biorąc pod uwagę wartości maksymalne natężenia pola w określonej odległości od badanego urządzenia.

*

*

*

Na zakończenie autorzy wyrażają gorące podziękowanie profesorowi Wilhelmowi Rotkiewiczowi za krytyczne przejrzenie całej pracy i cenne uwagi.

WYKAZ LITERATURY

1. Blok L., Heating H. F.: The propagation of high frequency interference in space and in the mains, caused by electrical apparatus. A new method of measuring it. Doc. C.I.G.R.E., Paris, t. 3, ref. 328, 1952, B5.
2. Egidi C., Maggiore F.: Misura delle irradiazioni parassite prodotte dei televisori, Elettronica, nr 3, 1955.

3. *Fromy E.*: Contribution à la question a l'étude No 9: Measures des perturbations radioélectriques dans la gamme 25 à 300 MHz, Doc. C.I.S.P.R. (France) 308, Octobre 1956.
4. *Fromy E.*: Relation entre le champ rayonné par un appareil radioélectrique et le courant de masse dans son circuit d'alimentation, Doc. C.I.S.P.R. (France) 311, Decembre 1957.
5. *Fromy E.*: Contribution à l'étude des méthodes de mesure permettant d'évaluer en laboratoire le rayonnement des bases de temps des récepteurs de télévision, Doc. C.E.I., 12-1 (France) 117, Mars 1958.
6. *Fromy E.*: Contribution à l'étude des méthodes de mesure permettant d'évaluer en laboratoire le rayonnement des bases de temps des récepteurs de télévision. Doc. C.E.I., 12-1 (France) 118, Mars 1958.
7. *Fromy E., Blouet J.*: Contribution à l'étude des méthodes de mesure permettant d'évaluer en laboratoire le rayonnement des récepteurs dans la gamme 30—300 MHz. Doc. C.E.I., 12-1 (France) 119, Mars 1958.
8. *Fromy E.*: Contribution du Comité français à la question à l'étude n 3: Rayonnements des dispositifs d'allumage des moteurs, Doc. C.I.S.P.R. (La Haye France) B-4, Novembre 1958.
9. *Fromy E.*: Les perturbations radioélectrique produites par les appareils industriels à haute fréquence. Bulletin d'Information du Laboratoire Central des Industries Electriques, Mars 1958, N 19, p. 105L.
10. Le rayonnement des recepteurs radiophoniques dans la gamme de frequences inferieures a 30 MHz. Republique Populaire de Pologne, Contribution à la Question No. 80, Commission d'Etudes No. II du C.C.I.R., 9 février 1956.
11. Observations du Comité français sur le document 12-1, Recommended methods of radiation measurements. Doc. C.E.I., 12-1 (France) 110, Juin 1955.
12. Report of Meeting of C.I.S.P.R. Sub-comitee A and B Working Groups on ISM interference in Milan, from 29th April to 1st May 1957. Doc. C.I.S.P.R. (Secretariat) 367, October 1957.
13. *Rotkiewicz W.*: Technika odbioru radiowego. PWT, wyd. II. Warszawa 1959.
14. *Rotkiewicz W.*: Emisje zakłócające powodowane przez odbiorniki radiofoniczne, Prace Instytutu Łączności, zeszyt 2, 1956.
15. *Seright C. G.*: Open field test facilities for measurement of incidental receiver radiation. RCA Review, March 1951.
16. VDE 0877/12.55: Leitsätze für das Messen von Funkstörungen.
17. Vorschriften und Leitsätze der Funkstörmesstechnik und Entstörbestimmungen für die Herstellung funkstörender Erzeugnisse, Ausgabe 1959.

Р. Г. Стружак
В. Моронь

ПРОСТОЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ И ФИЛЬТРОВ

Резюме

В работе описаны методы измерений эффективности экранов и фильтров предназначенных для устройств, которые могут производить мешающие напряжения и электромагнитные поля. При соблюдении некоторых условий эти ме-

тоды дают возможность, на основании измерений напряжения на сопротивлении заземления или сети, оценивать электромагнитные поля, производимые этими устройствами.

R. G. Strużak

W. Moroń

A SIMPLE METHOD OF TESTING EFFICIENCY OF SCREENING AND FILTERS

Summary

The authors deal with the methods of measurement of the efficiency of screening and filters in installations, which may produce unwanted voltages and electromagnetic fields. Under certain conditions these methods permit to assess the electromagnetic fields produced by these installations, by means of measurements of voltages appearing across the earth or mains impedance.

R. G. Strużak

W. Moroń

UNE SIMPLE MÉTHODE D'APPRÉCIATION DE L'EFFICACITÉ DES ÉCRANS ET DES FILTRES

Resumé

L'article traite des méthodes de mesure de l'efficacité des écrans et des filtres dans les installations produisant des tensions et des champs électromagnétiques indésirables.

Sous certaines conditions ces méthodes permettent d'apprécier, les champs électromagnétiques produits par les installations, moyennant des mesures des tensions sur l'impédance de la mise à la terre ou sur l'impédance du réseau d'alimentation.

R. G. Strużak

W. Moroń

EINE EINFACHE METHODE ZUR UNTERSUCHUNG DER WIRKSAMKEIT VON ABSCHIRMUNGEN UND SIEBSCHALTUNGEN

Zusammenfassung

Die Arbeit beschreibt die Messmethoden der Wirksamkeit von Abschirmungen und Siebschaltungen in Einrichtungen, die unerwünschte Spannungen und elektromagnetische Felder erzeugen können. Bei Erfüllung gewisser Bedingungen ermöglichen diese Methoden auf Grund der Messungen von Spannung an dem Erdungs- oder Netzwideerstand die durch diese Einrichtungen erzeugten elektromagnetischen Felder abzuschätzen.

ZESZYT 1(18)

PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

1. *W. Cetner* — Wprowadzenie do badań widikonu
2. *P. Szulkin* — Promieniowanie dipola umieszczonego nad wzniesieniem półkulistym
3. *Z. Życińska* — Omówienie ważniejszych międzynarodowych poglądów bibliograficznych z dziedziny telekomunikacji oraz sposoby korzystania z nich

ZESZYT 2(19)

PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

1. *Z. Kossakowski, B. Tor, R. Zienkiewicz i Z. Derulski* — Projekt i omówienie wymagań technicznych oraz metod pomiarowych ultrakrótkofalowych nadajników i odbiorników FM stosowanych w lądowej komunikacji ruchomej w kraju
2. *L. Knoch, W. Pawłowski i W. Juszkiewicz* — Łączność radiowa — UKF w ruchomych służbach morskich

ZESZYT 3(20)

PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

1. *J. Dudziewicz* — Zwiększenie stałości częstotliwości generatorów przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego
2. *K. Pakoca i O. Skiba-Rogalska* — Agresywność gruntów i wód gruntowych w stosunku do ołowiu

PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

1. *Zb. Kowalski* — Analiza porównawcza własności głośnikowych aparatów telefonicznych
2. *W. Moroń i R. G. Strużak* — Warunki przeprowadzania pomiarów przemysłowych zakłóceń odbioru radiowego
3. *H. Żołnowska* — Sposób redukcji jonogramów z wysokości pozornych na wysokości rzeczywiste metodą Schmerlinga

Cena zł 30.-