

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

REFERATY  
PROBLEMOWE

Zeszyt 31

Zbigniew Kowalski

PASMOWE TŁUMIENNOŚCI CZWÓRNIKÓW  
I ORTOTELEFONICZNA TŁUMIENNOŚĆ ODNIESIENIA



Warszawa - lipiec 1980

621.372.5.018.8

INSTYTUT ŁACZNOŚCI

KOŁO ZAKŁADOWE STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH



Na prawach rękopisu

REFERATY PROBLEMOWE

Zeszyt 31

Zbigniew Kowalski

PASMOWE TŁUMIENNOŚCI CZWÓRNIKÓW  
I ORTOTELEFONICZNA TŁUMIENNOŚĆ ODNIESIENIA

Warszawa - lipiec 1980

5-8728

Zespół Redakcyjny:

dr inż. Stanisław Sońta, mgr inż. Andrzej Stagowski,  
mgr inż. Maria Waśniewska

Opracował:

dr inż. Zbigniew Kowalski

Zakład Sieci Telekomunikacyjnych /Z-3/

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

Nr. 5-8722

Instytut Łączności

04-894 Warszawa, ul. Szachowa 1, tel. 128-246

Praca nr 11.01.B.02.01

Opiniował: doc.dr hab. inż. Stanisław Dymowski

Maszynopis dostarczono dnia 4 czerwca 1980 r.

Po wykazaniu potrzeby udoskonalenia konwencjonalnej tłumienności odniesienia, wprowadzono pojęcie pasmowej tłumienności skrośnej czwórnika jako uogólnienie dotychczas stosowanego klasycznego pojęcia punktowej tłumienności skrośnej czwórnika elektrycznego, charakteryzującej go przy ustalonej częstotliwości. Wykazano, że na podstawie danych tzw. parametrów falowych czwórników /stanowiących ogniwa sieci telefonicznej/ istnieje możliwość dokładnego obliczania pasmowych tłumienności skrośnych tańcuchów telefonicznych tworzonych w projektowanej sieci.

Redaktor: mgr K. Juszkiewicz

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Wpłynęło do Działu Wydawniczego Instytutu Łączności  
w Warszawie, ul. Szachowa 1 dnia 24.VII.1980 r.  
Nakład 70 egz.

## SPIS TREŚCI

Zbigniew Kowalski

### PASMOWE TŁUMIENNOŚCI CZWÓRNIKÓW I ORTOTELEFONICZNA TŁUMIENNOŚĆ ODNIESIENIA

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Uogólnienie klasycznego pojęcia tłumienności skrośnej	2
2.1. Punktowa tłumienność skrośna czwórnika	2
2.2. Pasmowa funkcja gęstości wagi	4
2.3. Pasmowa tłumienność skrośna	4
2.4. Addytywność pasmowej tłumienności skrośnej	6
2.5. Ortotelefoniczna tłumienność skrośna czwórnika	7
2.6. Ortotelefoniczne tłumienności skrośne wzorca odniesienia	8
2.7. Ortotelefoniczna tłumienność skrośna odniesienia czwórnika dowolnego rodzaju	8
3. Niektóre zagadnienia wyznaczania pasmowej tłumienności skrośnej	9
3.1. Pasmowa tłumienność falowa	10
3.2. Związek między pasmowymi tłumiennościami: skrośną i falową	10
3.3. Warunek praktycznej równości pasmowych tłumienności: skrośnej i falowej	12
3.4. Wyznaczanie pasmowej tłumienności skrośnej czwórnika w warunkach losowego niedopasowania	14
4. Zakończenie	18
Wykaz literatury	19
Uwaga	19

## 1. WPROWADZENIE

Sieci telefoniczne powszechnie są projektowane na podstawie tzw. tłumienności odniesienia, charakteryzującej poszczególne jej ogniwa i tworzone z nich łańcuchy telefoniczne. Jest to skalarna wielkość, wyznaczana przez eklipę operatorów na podstawie subiektywnych wrażeń równej głośności mowy transmitowanej na przemian przez badany obiekt /łańcuch telefoniczny albo jego ogniwo/ i regulowany wzorzec odniesienia /NOSFER/. Według badań przeprowadzonych w ostatnich latach okazało się /patrz np.: [1], zalecenie P.76, punkt 1 oraz [2], dokumenty robocze Nr: 58, 63 i 147/, że - poza małą dokładnością wyników związaną z subiektywną metodą wyznaczania wartości - tłumienność odniesienia jest wielkością nieaddytywną przy łańcuchowym łączeniu ogniw. Ponieważ projektowanie łańcuchów telefonicznych w sieci odbywa się przy założeniu addytywności, powstaje pytanie: w jaki sposób można by udoskonalić konwencjonalną tłumienność odniesienia, aby umożliwić poprawne projektowanie. Taka udoskonalona skalarna wielkość powinna spełniać następujące postulaty:

- /1/ - ściślej addytywności,
- /2/ - funkcyjnej zależności od wielkości mierzalnych metodami obiektywnymi,
- /3/ - zgodności /co do zakresu wartości/ nowej wielkości z konwencjonalną tłumiennością odniesienia.

Spełnienie postulatu /1/ umożliwi jednoznaczne określanie miary łańcucha na podstawie danych miar jego ogniw składowych. Spełnienie postulatu /2/ umożliwi dokładne wyznaczanie miary łańcucha i jego ogniw składowych, jednocześnie stwarzając warunki sprawdzalności projektów. Natomiast spełnienie postulatu /3/ umożliwi zachowanie istniejących norm projektowania w zakresie dotychczas obowiązujących wartości.

W dalszym ciągu artykułu przedstawimy drogę prowadzącą do utworzenia postulowanej wielkości. Weźmiemy przy tym pod uwagę, że każdy rzeczywisty łańcuch telefoniczny można sprowadzić do równoważnego łańcucha czwórników, z których wszystkie pośredniczące są elektrycznymi, zaś skrajne - odpowiednio: akustoelektrycznym oraz elektroakustycznym. Rozważany łańcuch można również sprowadzić do równoważnego czwórnik akustycznego.

W klasycznej teorii czwórników elektrycznych /patrz np.: [3], rozdz.3/

zdefiniowano całą grupę tłumienności, obiektywnie charakteryzujących te czwórniki przy dowolnych ale ustalonych częstotliwościach, przy czym jedna z tych wielkości - tłumienność skrośna jest ściśle addytywna przy łącznym łączeniu czwórników.

Spełnienie postulatów addytywności i obiektywności można osiągnąć przez utworzenie skalaru stanowiącego uogólnienie tłumienności skrośnej w dwóch wymiarach, a mianowicie: z czwórników elektrycznych na inne rodzaje czwórników, występujące w łączu telefonicznym oraz z jednej częstotliwości na całe pasmo częstotliwości telefonicznych.

Spełnienie postulatu przybliżonej równości /z dokładnością do rzędu wielkości/ wartości: konwencjonalnej tłumienności odniesienia i nowej wielkości można uzyskać przez takie zdefiniowanie wyżej wzmiankowanego skalaru, aby zastąpić dotychczas stosowaną subiektywną metodę porównywania badanego obiektu z wzorcem odniesienia - metodą obiektywną.

## 2. UOGÓLNIENIE KLASYCZNEGO POJĘCIA TŁUMIENNOŚCI SKROŚNEJ •

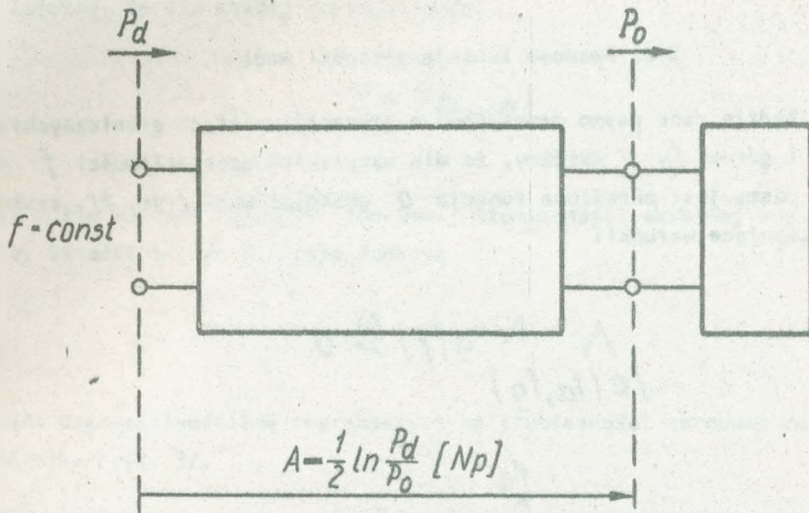
### 2.1. Punktowa tłumienność skrośna czwórnika

Rozważmy linearny i niezmienniczy<sup>x/</sup> czwórnik dowolnego rodzaju /tzn. albo: I - elektryczny, albo II - akustoelektryczny, albo III - elektroakustyczny, albo IV - akustyczny/, obciążony właściwym dwójnikiem /tzn. odpowiednio: dla I - elektrycznym, dla II - elektrycznym, dla III - akustycznym, dla IV - akustycznym; też linearnym i niezmienniczym/.

Dla dowolnej ale ustalonej częstotliwości prądu sinusoidalnie zmiennego nazwijmy punktową tłumiennością skrośną tego obciążonego czwórnika miarę logarytmiczną stosunku mocy pozornych  $P_D$  - doprowadzanej do czwórnika i  $P_O$  - odbieranej przez dwójnik obciążenia /patrz rys. 1/.

---

<sup>x/</sup>Tzn. o właściwościach transmisyjnych nie ulegających zmianom w czasie.



Rys. 1. Schemat idealnego obciążonego czwórnika i definicja punktowej tłumienności skrośnej

W zależności od rodzaju rozważanego czwórnika rodzaje mocy występujących na jego wejściu i wyjściu są następujące:

Rodzaj czwórnika: /symbol/	Rodzaj mocy:	
	wejściowa / $P_d$ /	wyjściowa / $P_o$ /
I - elektryczny /EE/	E	E
II - akustoelektryczny /AE/	A	E
III - elektroakustyczny /EA/	E	A
IV - akustyczny /AA/	A	A

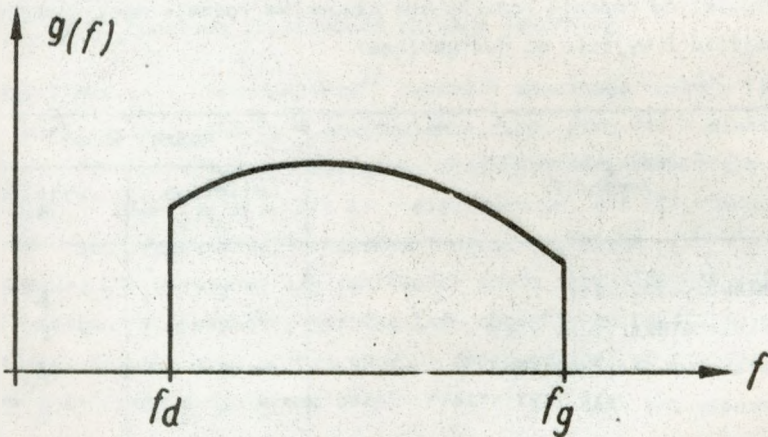
Warto zwrócić uwagę, że odpowiednie moce akustyczne można wyznaczyć w praktyce jako stosunek kwadratu wartości skutecznej ciśnienia akustycznego do modułu impedancji akustycznej przy ustalonej częstotliwości sygnału.

## 2.2. Pasmowa funkcja gęstości wagi

Niech będzie dane pasmo przesytowe o częstotliwościach granicznych: dolnej  $f_d$  i górnej  $f_g$ . Załóżmy, że dla wszystkich częstotliwości  $f$  rozważanego pasma jest określona funkcja  $g$  gęstości wagi /rys. 2/, spełniająca następujące warunki:

$$\bigwedge_{f \in (f_d, f_g)} g(f) > 0 \quad (1)$$

$$\int_{f_d}^{f_g} g(f) df = 1 \quad (2)$$



Rys. 2. Przykładowy przebieg funkcji gęstości wagi w pasmie przesytowym

## 2.3. Pasmowa tłumienność skrośna

Niech będzie dany obciążony czwórnik dowolnego rodzaju, scharakteryzowany w pkt. 2.1.



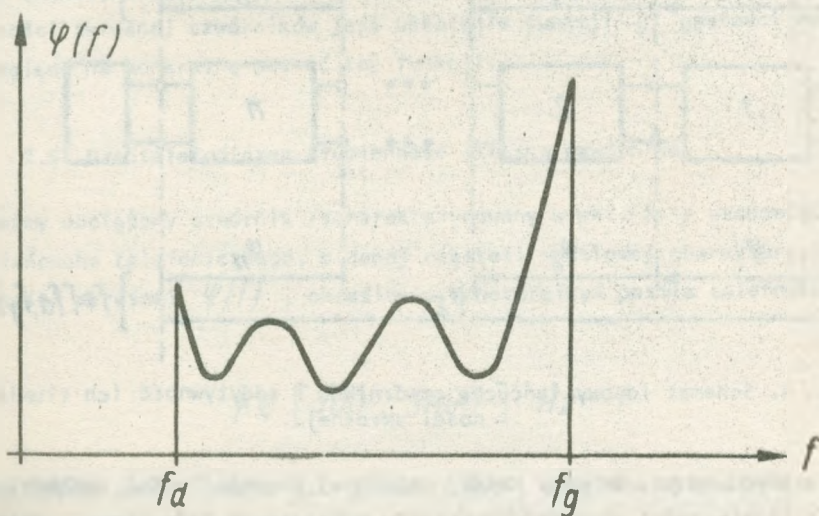
Założmy, że dla każdej częstotliwości

$$f \in [f_d, f_g] \quad /3/$$

jest znana wartość  $A < \infty$  punktowej tłumienności skrośnej tego czwórnik. Oznacza to, że istnieje funkcja

$$\varphi : f \rightarrow A \quad /4/$$

będąca częstotliwościową charakterystyką tłumienności skrośnej rozważanego czwornika /rys. 3/.



Rys. 3. Przykładowy przebieg częstotliwościowej charakterystyki tłumienności skrośnej czwornika w pasmie przesyłowym

Pasmową tłumiennością skrośną obciążonego czwornika nazwiemy skalar:

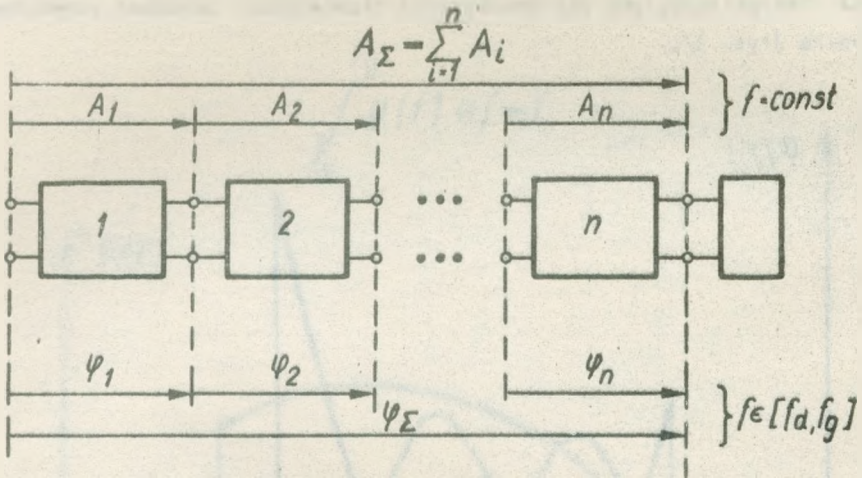
$$\bar{A} = \int_{f_d}^{f_g} g(f) \varphi(f) df \quad /5/$$

stanowiący średnią ważoną w pasmie  $[f_d, f_g]$  punktowej tłumienności skrośnej.

Należy zwrócić uwagę, że zarówno punktowa jak i pasmowa tłumienność skrośna są wielkościami jednoznacznie określonymi przez właściwości pary elementów, tzn. czwórnika oraz dwójnika obciążającego ten czwórnik.

#### 2.4. Addytywność pasmowej tłumienności skrośnej

Niech będzie dany, przedstawiony na rys. 4. łańcuch  $n$  linearnych i niezmienniczych czwórników dowolnego rodzaju /obciążony odpowiednim dwójnikiem/ o określonych częstotliwościowych charakterystykach tłumienności skrośnej:  $\varphi_i$ ,  $i = 1, \dots, n$



Rys. 4. Schemat ideowy łańcucha czwórników i addytywność ich tłumienności skrośnej

Ze względu na to, że przy każdej ustalonej częstotliwości zachodzi addytywność tłumienności skrośnej czwórników połączonych łańcuchowo, częstotliwościowa charakterystyka tłumienności skrośnej łańcucha  $n$  czwórników jest określona zależnością:

$$\varphi_\Sigma(f) = \sum_{i=1}^n \varphi_i(f)$$

161

Pasmowa tłumienność skrośna rozważanego łańcucha wynosi:

$$\left. \begin{aligned}
 \bar{A}_\Sigma &= \int_{f_d}^{f_g} g(f) \varphi_\Sigma(f) df = \\
 &= \int_{f_d}^{f_g} g(f) \left[ \sum_{i=1}^n \varphi_i(f) \right] df = \\
 &= \sum_{i=1}^n \left[ \int_{f_d}^{f_g} g(f) \varphi_i(f) df \right] = \sum_{i=1}^n \bar{A}_i
 \end{aligned} \right\} \quad /17/$$

Warto zwrócić uwagę, że warunkiem dostatecznym addytywności pasmowej tłumienności skrośnej czwórników jest ustalenie funkcji  $g$  gęstości wagi - bez względu na konkretną postać tej funkcji.

## 2.5. Ortotelefoniczna tłumienność skrośna czwórnika

Rozważmy obciążony czwórnik /scharakteryzowany w pkt. 2.1/ stanowiący ogniwo łańcucha telefonicznego, o danej częstotliwościowej charakterystyce tłumienności skrośnej  $\varphi(f)$ , określonej w naturalnym pasmie telefonicznym:

$$f \in [300, 3400] \text{ Hz} \quad /18/$$

Niech będzie dana funkcja  $g_T$  gęstości wagi, ustalona optymalnie z punktu widzenia transmisji telefonicznej.

Ortotelefoniczną<sup>x/</sup> tłumiennością skrośną obciążonego czwórnika dowolnego rodzaju nazwijmy skalar:

$$\bar{A} = \int_{f_d}^{f_g} g_T(f) \varphi(f) df \quad /19/$$

<sup>x/</sup>Orto - pierwszy człon wyrazów złożonych oznaczający: prosty, prawidłowy, dobry, słuszny.

równy jego pasmowej tłumienności skrośnej w zakresie [300, 3400] Hz z wagą optymalną dla telefonii.

## 2.6. Ortotelefoniczne tłumienności skrośne wzorca odniesienia

Podstawowy wzorec telefonometryczny /NOSFER/ może być sprowadzony do łańcucha trzech czwórników: akustoelektrycznego /układ nadawczy NOSFER/, elektrycznego oraz elektroakustycznego /układ odbiorczy NOSFER/.

Przyjmując, że zarówno układ nadawczy, jak i układ odbiorczy wzorca NOSFER wykazują znamionowe/ a więc ustalone/ właściwości transmisyjne oraz że pracują w znamionowych /a więc ustalonych/ warunkach obciążenia - można wyznaczyć stałą, jednoznacznie charakteryzującą ortotelefoniczne tłumienności skrośne rozważanych układów.

Dla układu nadawczego NOSFER /tzn. dla akustoelektrycznego czwórnika odniesienia/ ta stała wynosi:

$$C_N = \int_{f_d}^{f_g} g_T(f) \varphi_{WN}(f) df \quad /10/$$

gdzie:  $\varphi_{WN}(f)$  jest częstotliwościową charakterystyką tłumienności skrośnej rozważanego układu wzorcowego.

Dla układu odbiorczego NOSFER /tzn. dla elektroakustycznego czwórnika odniesienia/ ta stała wynosi

$$C_O = \int_{f_d}^{f_g} g_T(f) \varphi_{WO}(f) df \quad /11/$$

gdzie:  $\varphi_{WO}(f)$  jest częstotliwościową charakterystyką tłumienności skrośnej rozważanego układu wzorcowego.

Oczywiście zakres całkowania we wzorach /10/ i /11/ jest określony wzorem /8/.

## 2.7. Ortotelefoniczna tłumienność skrośna odniesienia czwórnika dowolnego rodzaju

Zasada wyznaczania wartości konwencjonalnej tłumienności odniesienia polega na uzyskaniu wrażenia jednakowej głośności dźwięków transmitowanych na

przemian przez obiekt badany i wzorzec telefonometryczny; uzyskuje się to przez odpowiednie ustawienie wartości tłumienności części elektrycznej wzorca /względem jej wartości zerowej/.

Analogicznie do takiej zasady przeprowadzania subiektywnego porównania badanego obiektu z wzorcem przyjmijmy zasadę porównania obiektywnego, polegającą na wyznaczeniu różnicy ortotelefonicznych tłumienności skrośnych badanego czwórnikownika oraz czwórnikownika wzorcowego tego samego rodzaju przy "zerowym" ustawieniu regulatora wzorca NOSFER.

Ortotelefoniczną tłumiennością skrośną odniesienia czwórnikownika dowolnego rodzaju nazwijmy różnicę

$$\overset{\circ}{A} = \bar{A} - C$$

/12/

gdzie:  $\bar{A}$  jest wielkością określoną wzorem /9/ jednoznacznie charakteryzującą rozważany czwórnik przy danym obciążeniu, zaś  $C$  jest stałą zależną od rodzaju badanego czwórnikownika. Dla czwórnikowników elektrycznych wartość tej stałej wynosi zero, zaś dla czwórnikowników innych rodzajów jej wartość jest wyznaczona na podstawie wzorów /10/ i /11/.

Warto zwrócić uwagę, że ze względu na addytywność wielkości  $\bar{A}$  ortotelefoniczna tłumienność skrośna odniesienia  $\overset{\circ}{A}$  jest również wielkością addytywną przy łańcuchowym łączeniu czwórnikowników, a więc spełnia wszystkie postulaty stawiane przy tworzeniu nowej wielkości.

### 3. NIEKTÓRE ZAGADNIENIA WYZNACZANIA PASMOWEJ TŁUMIENNOŚCI SKROŚNEJ

Przy projektowaniu sieci telefonicznych zachodzi potrzeba wyznaczenia tłumienności skrośnych ogniw tej sieci w naturalnym pasmie telefonicznym. Tłumienność skrośna czwórnikownika zależy nie tylko od charakteryzujących go jednoznacznie tzw. parametrów falowych, lecz również od impedancji dwójnika obciążenia. Dlatego w dalszej części referatu przedstawiamy niektóre zagadnienia wyznaczenia ortotelefonicznej tłumienności skrośnej ogniw sieci. Między innymi wykażemy, że przy dostatecznie dobrym wzajemnym dopasowaniu impedancyjnym poszczególnych ogniw składowych łańcuchów telefonicznych zachodzi praktyczna równość wartości pasmowych tłumienności: skrośnej i falowej. Podamy również zarys rozważań w przypadku losowego niedopasowania

Impedancyjnego obciążeń czwórników stanowiących ogniwa sieci.

### 3.1. Pasmowa tłumienność falowa

Rozważmy obciążony czwórnik dowolnego rodzaju, scharakteryzowany w pkt. 2.1. zakładając przy tym, że w całym pasmie przesyłowym impedancja obciążenia jest równa impedancji falowej tegoż czwórnika. W tym szczególnym przypadku przy każdej ustalonej częstotliwości punktowa tłumienność skrośna rozważanego czwórnika jest równa jego tłumienności falowej.

Założmy, że dla każdej częstotliwości

$$f \in [f_d, f_g] \quad /13/$$

jest znana wartość  $A_0 < \infty$  punktowej tłumienności falowej tego czwórnika, tzn. istnieje funkcja

$$\varphi_0 : f \rightarrow A_0 \quad /14/$$

będąca częstotliwościową charakterystyką tłumienności falowej rozważanego czwórnika.

Pasmową tłumiennością falową czwórnika nazwiemy skalar:

$$\bar{A}_0 = \int_{f_d}^{f_g} g(f) \varphi_0(f) df \quad /15/$$

stanowiący średnią ważoną w pasmie  $[f_d, f_g]$  punktowej tłumienności falowej.

Należy zwrócić uwagę, że zarówno punktowa jak i pasmowa tłumienność falowa są wielkościami jednoznacznie określonymi przez właściwości rozważanego czwórnika.

### 3.2. Związek między pasmowymi tłumiennościami: skrośną i falową

Przy każdej ustalonej częstotliwości punktową tłumienność skrośną obciążonego czwórnika można wyrazić wzorem

$$A = A_0 + \Delta \quad /16/$$

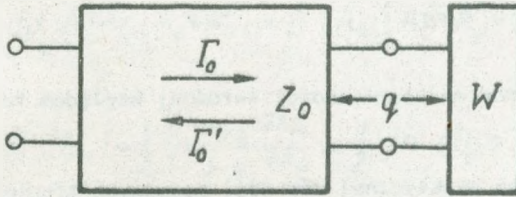
gdzie:

$$\Delta = \frac{1}{2} \ln \frac{|1 - q^2 \cdot e^{-2(\Gamma_0 + \Gamma_0')}|}{|1 - q^2|} \quad [N_p] \quad /17/$$

gdzie  $\Gamma_0$  oraz  $\Gamma_0'$  oznaczają odpowiednio pierwotną oraz wtórną tamowność falową rozważanego czwórnika /patrz rys. 5/ natomiast

$$q = \frac{W - Z_0}{W + Z_0} \quad /18/$$

jest współczynnikiem niedopasowania między impedancją wejściową  $W$  (dwójnik) obciążenia a impedancją falową  $Z_0$  wyjścia tegoż czwórnika.



Rys. 5. Schemat ideowy obciążonego czwórnika; jego tamowności /pierwotna i wtórna/ i współczynnik niedopasowania impedancji obciążenia

Założmy, że dla każdej częstotliwości  $f \in [f_d, f_g]$  jest znana wartość wielkości  $\Delta$  określonej wzorem /17/, a więc istnieje funkcja

$$\psi : f \rightarrow \Delta \quad /19/$$

będąca częstotliwościową charakterystyką przyrostu tłumienności skrośnej względem falowej na skutek impedancyjnego niedopasowania obciążenia czwórnika.

Pasmową tłumienność skrośną rozważanego czwórnika obciążonego można wyrazić wzorem:

$$\begin{aligned}
 \bar{A} &= \int_{f_d}^{f_g} g(f) \psi(f) df = \\
 &= \int_{f_d}^{f_g} g(f) [\psi_0(f) + \psi(f)] df = \\
 &= \int_{f_d}^{f_g} g(f) \psi_0(f) df + \int_{f_d}^{f_g} g(f) \psi(f) df = \bar{A}_0 + \bar{\Delta}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\int_{f_d}^{f_g}} \right\} /20/$$

gdzie:

$$\bar{\Delta} = \int_{f_d}^{f_g} g(f) \psi(f) df \quad /21/$$

jest pasmowym przyrostem tłumienności skrośnej względem falowej.

### 3.3. Warunek praktycznej równości pasmowych tłumienności: skrośnej i falowej

Przy każdej ustalonej częstotliwości można określić tłumienność niedopasowania impedancyjnego obciążenia czwórniką:

$$A_W = \ln \left| \frac{1}{q} \right| = \ln \left| \frac{W + Z_0}{W - Z_0} \right| \quad /22/$$

Uwzględniając, że

$$\Gamma_0 + \Gamma_0' = (A_0 + A_0') + j(B_0 + B_0') \quad /23/$$



gdzie:  $B_0$  jest przesuwnością falową rozważanego czwórnika, można wyznaczyć zakres zmienności wielkości  $\Delta$  określonej wzorem /17/ przy ustalonych wartościach  $A_W > 0, (A_0 + A_0') \geq 0$ , a mianowicie:

$$|\Delta| \leq \frac{1}{2} \ln \frac{1 + e^{-2(A_W + A_0 + A_0')}}{1 - e^{-2A_W}} = \hat{\Delta} \quad /24/$$

Określona prawą stroną nierówności /24/ wielkość  $\hat{\Delta}$  jest funkcją dwóch argumentów:  $A_W$  oraz  $(A_0 + A_0')$ . Przyjmując, że zakres zmienności tłumienności falowej wynosi:

$$(A_0 + A_0') \in [0, \infty) \quad /25/$$

otrzymamy, że

$$\left. \begin{aligned} \sup_{(A_0 + A_0')} \hat{\Delta}(A_W; A_0 + A_0') &= \hat{\Delta}(A_W | A_0 + A_0' = 0) = \\ &= \hat{\Delta}_0(A_W) = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + e^{-2A_W}}{1 - e^{-2A_W}} = \frac{1}{2} \ln \operatorname{ctgh} A_W \end{aligned} \right\} \quad /26/$$

Stawiając wymaganie, aby:

$$\hat{\Delta}_0(A_W) \leq \varepsilon \quad /27/$$

gdzie:  $\varepsilon$  jest dodatnią stałą o wartości bliskiej zeru, otrzymamy warunek na minimalną wartość tłumienności niedopasowania:

$$\begin{aligned} A_W &\geq \operatorname{ar} \operatorname{ctgh} e^{2\varepsilon} = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + e^{-2\varepsilon}}{1 - e^{-2\varepsilon}} = \\ &= \frac{1}{2} \ln \operatorname{ctgh} \varepsilon \end{aligned} \quad /28/$$

Przyjmijmy obecnie, że dla każdej częstotliwości  $f$  w pasmie  $[f_d, f_g]$  jest spełniony warunek /28/ - wówczas:

$$\bigwedge_{f \in [f_d, f_g]} |\Psi(f)| \leq \hat{\Delta}_0(A_W) < \varepsilon \quad /29/$$

a wtedy:

$$|\bar{\Delta}| = \left| \int_{f_d}^{f_g} g(f) \psi(f) df \right| \leq \int_{f_d}^{f_g} g(f) |\psi(f)| df \leq \varepsilon \quad /30/$$

co oznacza, że:

$$|\bar{A} - \bar{A}_0| \leq \varepsilon \quad /31/$$

tzn. praktyczną równość wartości pasmowych tłumienności: skrośnej i falowej - z górnym kresem błędu równym  $\varepsilon$  :

$$\bar{A} \cong \bar{A}_0 \quad /32/$$

Warto dodać uwagę praktyczną, że przy założeniu wartości górnego kresu błędu równej 0,1 dB - wymagana wartość tłumienności  $A_w$  niedopasowania obciążenia czwórnika w całym pasmie nie powinna być mniejsza od 20 dB. Takie właśnie wymaganie jest stawiane środkowym ogniwom sieci telefonicznej /a więc jak dotychczas dotyczy ono tylko tzw. sieci łączy międzymiastowych/.

#### 3.4. Wyznaczanie pasmowej tłumienności skrośnej czwórnika w warunkach losowego niedopasowania

W rzeczywistej sieci telefonicznej każde z jej ogniw wchodzi w skład przypadkowo tworzonych łańcuchów telefonicznych - oznacza to, że obciążenie każdego czwórnika jest losowe.

Gdy warunek /28/ nie jest spełniony, nie ma podstaw do przyjęcia, że pasmowa tłumienność skrośna ustalonego czwórnika jest w praktyce równa jego pasmowej tłumienności falowej. W tym przypadku /podtrzymując przyjęte w pkt. 2.1. założenie o niezmienności w czasie właściwości transmisyjnych ogniw sieci/ pasmowa tłumienność skrośna każdego ustalonego czwórnika jest zmienną losową  $\bar{A}$ .

Rozkład tej zmiennej można w pierwszym przybliżeniu scharakteryzować wartością oczekiwaną:

$$E\{\bar{A}\} = \bar{A}_0 + E\{\bar{\Delta}\} \quad /33/$$

oraz współczynnikiem zmienności:

$$\gamma\{\bar{A}\} = \frac{D\{\bar{A}\}}{E\{\bar{A}\}} = \frac{D\{\bar{\Delta}\}}{\bar{A}_0 + E\{\bar{\Delta}\}} \quad /34/$$

gdzie:  $D\{\cdot\}$  jest symbolem odchylenia standardowego odpowiedniej zmiennej losowej.

Dokładne wyznaczenie wartości parametrów  $E\{\bar{A}\}$  i  $\gamma\{\bar{A}\}$  wymaga znajomości funkcji gęstości rozkładu prawdopodobieństwa funkcji losowej  $W(f)$  impedancji obciążającej rozważany czwórnik. Ze względu na to, że w praktyce taka informacja zazwyczaj jest nieosiągalna - można stosować następującą przybliżoną metodę szacowania wartości parametrów  $E\{\bar{A}\}$  i  $\gamma\{\bar{A}\}$  na podstawie znanych wartości parametrów rozkładu zespolonej funkcji losowej  $W(f) = R(f) + j \cdot X(f)$ , a mianowicie wartości oczekiwanej:

$$E\{W(f)\} = E\{R(f)\} + jE\{X(f)\} = \eta_R(f) + j\eta_X(f) = \eta(f) \quad /35/$$

oraz wariancji:

$$D^2\{W(f)\} = D^2\{R(f)\} + D^2\{X(f)\} = \sigma_R^2(f) + \sigma_X^2(f) \quad /36/$$

Wartość oczekiwana zmiennej losowej  $\bar{\Delta}$  wynosi:

$$E\{\bar{\Delta}\} = \int_{f_d}^{f_g} g(f) \cdot E\{\psi(f)\} df \quad /37/$$

natomiast odchylenie standardowe tej zmiennej losowej jest równe:

$$D\{\bar{\Delta}\} = \sqrt{E\{\bar{\Delta}^2\} - E^2\{\bar{\Delta}\}} \quad /38/$$

gdzie:

$$E \{ \bar{\Delta}^2 \} = \int_{f_0}^{f_1} g(f) \cdot E \{ \psi^2(f) \} df \quad /39/$$

przy czym /patrz np. [4] rozdz. 7.3/:

$$E \{ \psi(f) \} \approx \psi_0(f) + \frac{1}{2} [ \psi_{RR}(f) \cdot \sigma_R^2(f) + \psi_{XX}(f) \cdot \sigma_X^2(f) ] \quad /40/$$

zaś:

$$E \{ \psi^2(f) \} \approx \psi_0^2(f) + [ \psi_R^2(f) + \psi_0(f) \cdot \psi_{RR}(f) ] \cdot \sigma_R^2(f) + \left. \begin{aligned} &+ [ \psi_X^2(f) + \psi_0(f) \cdot \psi_{XX}(f) ] \cdot \sigma_X^2(f) \end{aligned} \right\} \quad /41/$$

gdzie:

$$\psi_0(f) = \psi(W(f)) \Big|_{W(f)=\eta(f)} \equiv \psi(f|\eta) \quad /42/$$

$$\psi_R(f) = \frac{\partial}{\partial R(f)} \psi(f|\eta) \quad /43/x$$

$$\psi_X(f) = \frac{\partial}{\partial X(f)} \psi(f|\eta) \quad /44/x$$

$$\psi_{RR}(f) = \frac{\partial}{\partial R(f)} \left[ \frac{\partial}{\partial R(f)} \psi(f|\eta) \right] \quad /45/x$$

<sup>x/</sup> Warto zwrócić uwagę, że we wszystkich powyższych wzorach wartości pochodnych cząstkowych są wyznaczone w punkcie  $W(f) = \eta(f)$ .

$$\psi_{xx}(f) = \frac{\partial}{\partial X(f)} \left[ \frac{\partial}{\partial X(f)} \psi(f|\eta) \right] \quad /46/x$$

W przypadku gdy jest spełniony warunek:

$$\gamma \{ \bar{A} \} \ll 1 \quad /47/$$

ozn., gdy w praktyce wartość współczynnika zmienności  $\gamma$  wynosi kilka procent - można przyjmować praktyczną niezmienną pasmowej tłumienności skrośnej rozważanego czwórnika<sup>xx/</sup>, a więc w praktyce o stałej wartości równej /patrz wzór /33/:

$$\bar{A} \cong \bar{A}_0 + E \{ \bar{\Delta} \} \quad /48/$$

Na zakończenie warto zwrócić uwagę, że ze względu na addytywność pasmowej tłumienności skrośnej, łańcuch telefoniczny utworzony z  $n$  przypadkowych ogniw, charakteryzuje się zmienną losową

$$\bar{A}_\Sigma = \sum_{i=1}^n \bar{A}_i \quad /49/$$

równą sumie zmiennych losowych, charakteryzujących pasmowe tłumienności skrośne czwórników stanowiących kolejne ogniwka tego łańcucha.

<sup>x/</sup> Warto zwrócić uwagę, że we wszystkich powyższych wzorach wartości pochodnych cząstkowych są wyznaczone w punkcie  $W(f) = \eta(f)$ .

<sup>xx/</sup> W przypadku gdy pasmowa tłumienność falowa tego czwórnika wynosi zero ( $\bar{A}_0 = 0$ ) warunek /47/ jest praktycznie nieskuteczny; w tym przypadku jako kryterium praktycznej niezmienności pasmowej tłumienności skrośnej należy przyjąć odpowiednie ograniczenie wartości odchylenia standardowego:  $D \{ \bar{A} \} = D \{ \bar{\Delta} \} \ll \epsilon_0$

#### 4. ZAKOŃCZENIE

W wyniku rozważań związanych z aktualnie występującymi potrzebami dokładniejszego /a zatem i ekonomiczniejszego/ projektowania łańcuchów telefonicznych przy rozbudowie istniejącej sieci, wykazaliśmy możliwość zastąpienia dotychczas powszechnie stosowanej wielkości zwanej tłumiennością odniesienia przez grupę nowych wielkości, nazwanych tłumiennościami ortotelefonicznymi.

Wielkości te są szczególnym przypadkiem tłumienności pasmowych, stanowiących uogólnienie klasycznych pojęć tłumienności punktowych, charakteryzujących czwórniki elektryczne przy ustalonych częstotliwościach.

Ze względu na potrzeby projektowania łańcuchów telefonicznych, w artykule ograniczyliśmy się tylko do dwóch rodzajów tłumienności, a mianowicie skrośnej i falowej. Oczywiście można określić również inne rodzaje tłumienności pasmowych - przede wszystkim skuteczną i jej szczególną postać zwaną wynikową, która jest szczególnie ważna przy rutynowych pomiarach łączy w sieci telefonicznej.

Tłumienność pasmowa została zdefiniowana za pomocą wyrażenia całkowego - precyzyjnie określonego matematycznie, jednak niejasnego metrologicznie. Aby tę niejasność usunąć, trzeba odpowiedzieć na pytanie: w jaki sposób można wyznaczyć wartość tłumienności pasmowej czwórnika na podstawie danych wartości tłumienności punktowych tego samego rodzaju i jaka jest dokładność takiego oszacowania. To jest pierwszy problem, którego rozwiązanie umożliwi zastosowanie w praktyce tłumienności pasmowych wyznaczonych na podstawie dotychczas uzyskiwanych punktowych danych pomiarowych.

W przedstawionych wyżej wywodach przyjęto, że właściwości transmisyjne rozważanych czwórników nie ulegają zmianom w czasie - pasmowe tłumienności takich czwórników były więc z założenia niezmiennicze. Jednakże z doświadczenia wiadomo, że założenie to w praktyce nie jest spełnione. Powstaje więc drugi problem: w jaki sposób scharakteryzować pasmowe tłumienności czwórników, których właściwości transmisyjne ulegają losowym zmianom, a także w jaki sposób uzyskać oszacowania takich charakterystyk - przede wszystkim na podstawie dyskretnych /w czasie/ danych pomiarowych.

Tłumienność ortotelefoniczna została zdefiniowana jako tłumienność w naturalnym paśmie telefonicznym z wagą optymalną z punktu widzenia transmisji telefonicznej. Praktyczne zastosowanie tłumienności ortotelefonicznej jest

jednak możliwe dopiero po ustaleniu konkretnej postaci funkcji gęstości tej wagi. Wyznaczenie takiej optymalnej funkcji gęstości wagi jest następnym problemem do rozwiązania.

Wyniki prób rozwiązania powyższych problemów autor postara się przedstawić w dalszych zeszytach Referatów Problemowych IŁ.

#### WYKAZ LITERATURY

1. CCITT: Orange Book. Vol. V: Telephone Transmission Quality /Plenary Assembly of Geneva - 1976/ ITU, 1977.
2. CCITT, Study Group XII: Contributions of Period 1977 ÷ 1980.
3. Nowicki W.: Podstawy teletransmisji. WKiŁ, Warszawa 1971.
4. Papoulis A.: Prawdopodobieństwo, zmienne losowe i procesy stochastyczne. WNT, Warszawa 1972.

#### UWAGA

Koło SEP przy IŁ przewiduje zorganizowanie w okresie 1980/81 r. kilku seminariów dotyczących wyznaczania tłumienności pasmowych /w szczególności ortotelefonicznych/ na podstawie danych punktowych.

Zainteresowanym tematyką będą rozsyłane zawiadomienia o planowanych seminariach wraz z konspektami prelekcji.

W celu otrzymywania zawiadomień należy przesać imienne zgłoszenie /na kartce pocztowej/ z podaniem dokładnego adresu /wraz z numerem kodu pocztowego/ według wzoru na str. 20.

Zgłoszenie,	
na cykl	dr inż. Zbigniew Kowalski
seminariów:	Zakład Sieci Telekom. /Z-3/
"WYZNACZANIE	INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
TĘMIENNOŚCI	04-894 Warszawa
PASMOWYCH"	ul. Szachowa 1

_____ /tytuł/	_____ /imię/	_____ /nazwisko/
_____ /nazwa zakładu pracy/		
_____ 		
_____ /dokładny adres/		

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr 5-8722



D o t y c z a s u k a z a ł y s i ę :

1. Biało-brzeski R., Sońta S.: Zastosowanie testu chi kwadrat Pearsona do weryfikacji hipotezy statystycznej; na podstawie empirycznej gęstości prawdopodobieństwa. Grudzień 1977.
2. Blinkiewicz A., Mędrzycki B., Hutnik M., Samblerski R.: Zastosowanie pamięci kasetowej PK-1 do rejestracji danych w systemie komutacyjnym E-10. Styczeń 1978.
3. Orłowski A.: Optymalizacja układu ogranicznika dynamiki zwłaszcza dla radiofonii krótkofalowej. Luty 1978.
4. Frączek K.: Zasady opracowywania wymagań techniczno-eksploatacyjnych na urządzenia pomiarowe w resorcie łączności. Marzec 1978.
5. Biało-brzeski R., Dudziewicz J.: Minimalna częstość próbkowania sygnału losowego przy pomiarze jego mocy średniej. Marzec 1978.
6. Lewandowski W.: Wprowadzenie komutacji teledacyjnych kanałów cyfrowych w powszechnej telefonicznej sieci komutacyjnej z centralami elektronicznymi E-10. Kwiecień 1978.
7. Dudziewicz J.: Ogólne wytyczne w sprawie prowadzenia i dokumentowania prac naukowo-badawczych wykonywanych w Instytucie łączności. Kwiecień 1978.
8. Stągrowski A.: Metoda detekcji i pomiaru impulsów o maksymalnych i minimalnych czasach trwania w ciągu. Maj 1978.
9. Chamski J.: System CTI-B dla maszyny cyfrowej R-10. Maj 1978.
10. Puchalski E.: Kompensator napięcia stałego stosowany w układach do sprawdzania przetworników termoelektrycznych i mikropotencjometrów. Czerwiec 1978.
11. Kozłowski A.: Elektroniczny sygnalizator przywołania abonenta w aparacie telefonicznym CB. Wrzesień 1978.
12. Stasiński L.: Wyładowania łukowe w.cz. na izolatorach odciągów pionowych anten radiofonicznych. Październik 1978.
13. Walaszek S.: Zastosowanie uogólnionego rozwiązania układu o trzech stanach do analizy niezawodności. Styczeń 1979.
14. Sońta S.: Aparatura automatyczna badań sieci łączny międzymiastowych systemu ABA-3. Luty 1979.

15. Godlewski P.: Język programowania badań w systemie ABA2 i ABA3. Mā= rzec 1979.
16. Waśniewski A.: Kombinatoryczne aspekty planowania badań sieci tele= komunikacyjnej za pomocą systemu ABA-3. Kwiecień 1979.
17. Brennek L., Lebledziuk B.: System edycji, przechowywania i transla= cji programów w języku SAWIK dla minikomputera MERA 305. Maj 1979.
18. Godlewski P.: Aparatura sterująca systemu badawczego ABA-3 - archi= tektura urządzenia. Czerwiec 1979.
19. Ćhamski J.: Centrum eksploatacji technicznej w systemie E 10. Lipiec 1979.
20. Póřada M.: Komunikat o badaniach zakłóceń impulsowych w łączach te= lefonicznych. Sierpień 1979.
21. Śóřka S.: Generacja sygnałów losowych niezależnych obciążających kanały telefoniczne. Wrzesień 1979.
22. Karwowska-Lamparska A.: Koncepcja systemu WIDEOTEKS. Październik 1979.
23. Kowalska J.: Próba eksploatacyjna automatycznej aparatury badawczej ABA-2 - analiza wyników, wnioski. Listopad 1979.
24. Tyrowicz M.: System zdalnej rejestracji kontroli obiektów specjal= nych - REKÓ = . Grudzień 1979.
25. Frydrych Z.: Uwagi o wymiarowaniu wiązek łącz międzycentralowych. Styczeń 1980.
26. Frydrych Z.: O niezawodności sieci telekomunikacyjnej. Luty 1980.
27. Kisło M.: Automatyzacja stacjonarnych pomiarów propagacyjnych. Marzec 1980.
28. Mieszczanek J.: Analiza i projektowanie oscylatorów kwarcowych pra= cujących w układzie Pierce'a-Coiplitts'a. Kwiecień 1980.
29. Frydrych Z.: Niektóre problemy projektowania dróg kolejnego wyboru. Maj 1980.
30. Łaube J.: Wybrane metody projektowania cyfrowych zespołów funkcjonal= nych na przykładzie projektu generatora połączeń telefonicznych. Czerwiec 1980.

Biblioteca

12

S-8722