

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

REFERATY
PROBLEMOWE

Zeszyt 90

Zbigniew Kowalski

ZMODYFIKOWANA TŁUMIENNOŚĆ ODNIESIENIA
KANAŁÓW I ŁAŃCUCHÓW TELEFONICZNYCH



Warszawa 1988

621.395.018.8

W
~~A-KR~~

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

KOŁO ZAKŁADÓWE STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKI

REFERATY PROBLEMOWE

Zeszyt 90

Zbigniew Kowalski

ZMODYFIKOWANA TLUMIENNOŚĆ ODNIESIENIA
KANALÓW I ŁANCUCHÓW TELEFONICZNYCH

Warszawa 1988

Zespół Redakcyjny:

doc. dr inż. Stanisław Sońta, mgr inż. Andrzej Stągrowski,
mgr inż. Krystyna Frączek

BIBLIOTEKA

Instytutu Łączności

Opracował :

Nr 5-9929

dr inż. Zbigniew Kowalski (tel.: 128.246)
Zakład Postawowych Problemów Telekomunikacji (Z-24)

Instytut Łączności
04-894 Warszawa, ul. Szachowa 1

Praca CPBR 8.5 - 98.C

Opiniodawcy: .prof. dr inż. Jerzy Dudziewicz
dr n. mat.-fiz. Jan Butkiewicz

Maszynopis referatu dostarczony dnia 1988-07-28

W referacie przedstawiono metodę obliczeń zmodyfikowanej tłumienności odniesienia LR (\equiv Loudness Rating), wyznaczaną na podstawie obiektywnych pomiarów tłumienności. Wykazano, że przy stosowaniu zalecanego przez CCITT algorytmu obliczeń wielkości LR występują błędy linearności i addytywności miary, których wartość wzrasta z kwadratem zniekształceń tłumieniowych obiektów. Zaproponowano stosowanie uproszczonego algorytmu obliczeń wielkości LR, który spełnia postulat linearności i addytywności miary.

Montaż tekstu: AUTOR z zastosowaniem edytora WORD-STAR 3.40

Wydruk w trybie graficznym za pomocą programu LETTRIX-POLGOTHIC

Wpłynęło do Działu Wydawniczego Instytutu Łączności
w Warszawie ul. Szachowa 1 dnia 1988-08-04

Nakład 70 egz.

Zbigniew Kowalski

ZMODYFIKOWANA TŁUMIENNOŚĆ ODNIESTENIA
KANALÓW I ŁAŃCUCHÓW TELEFONICZNYCH

Spis treści:

	Str.:
1. Wprowadzenie	1
2. Ocena tłumienności głośności kanałów telefonicznych	3
2.1. Górna granica wielkości ΔL_0	4
2.2. Górna granica wielkości R	5
3. Ocena błędów addytywności tłumienności głośności łańcuchów telefonicznych	6
4. Podsumowanie i wnioski	12
Podziękowania	14
Wykaz literatury	14
Dodatki: Wyprowadzenia wzorów	15
D1. Przejście graniczne $L \rightarrow L_0$	15
D2. Aproksymacja funkcji $\hat{R}(D_g, m)$	17
D3. Aproksymacja funkcji $\hat{B}_{11}(D_g, m, n)$	20

ZMODYFIKOWANA TŁUMIENNOŚĆ ODNIESIENIA KANALÓW I ŁAŃCUCHÓW TELEFONICZNYCH

1. WPROWADZENIE

Zmodyfikowana tłumienność odniesienia LR^{*)} jest bezwymiarową, charakteryzującą łańcuchy telefoniczne i ich podzwojki, wyznaczaną na podstawie pomiarów obiektywnych wielkości określono w zaleceniu P.79 CCITT [1] jako różnicę:

$$LR = L - L_w \quad (1.1)$$

gdzie L jest tłumiennością głośności badanego obiektu, a L_w — tłumiennością głośności wzorca odniesienia IRS^{**)}.

Tłumienność głośności rozważanego obiektu (liniowego czwórnika: akustycznego, elektrycznego, akusto-elektrycznego, elektroakustycznego) w pasmie przesyłowym o częstotliwościach granicznych $[f_d, f_g]$ jest określona wzorem:

$$L = -10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} \frac{-A(f) \cdot m/10}{10 \cdot g(f) \cdot df} \quad (1.2)$$

gdzie m jest współczynnikiem wzrostu głośności, $A(f)$ jest spójną^{*)} częstotliwościową charakterystyką tłumienności tego czwórnika, a $g(f)$ jest funkcją gęstości wagi. Funkcja ta powinna być mierzona w pasmie przesyłowym, tzn. spełniająca warunki:

$$\int_{f_d}^{f_g} g(f) \cdot df = 1 \quad (1.3)$$

W praktyce pomiarowej badania właściwości czwórników przeprowadzane przy ustalonych częstotliwościach f_k (gdzie $k = 1, \dots, p$), a wartość tłumienności głośności jest określana na podstawie przybliżonej równości:

$$L \approx -10/m \cdot \sum_{k=1}^p \frac{\Lambda_k \cdot m/10}{G_k} \quad (1.4)$$

w której $\Lambda_k = A(f_k)$, natomiast $G_k = g(f_k) \cdot \Delta f_k$ — gęstość wagi w częstotliwości f_k z szerokością Δf_k wewnątrz odpowiednich wstęg

^{*)} Tę charakterystykę tłumienności LR^{*)} — Loudness Rating;
 ^{**)} IRS — Intermediate Reference System — patrz [1].

spełniają warunek:

$$\sum_{K=1}^p G_K = 1 \quad (1-5)$$

Ze wzoru (1-2) widać, że tłumienność głośności L czwórnika zależy od jego częstotliwościowej charakterystyki $A(f)$ w pasmie przesyłowym. Celem niniejszego referatu jest prezentacja metody i wyników analizy tej zależności dla kanałów i łańcuchów telefonicznych, przeprowadzonej dla przypadku z reguły występującego przy projektowaniu sieci telefonicznej, gdy nie ma pełnych informacji o przebiegach funkcji $A(f)$, charakteryzujących poszczególne ogniwa projektowanej sieci. Analiza numeryczna została przeprowadzona przy wykorzystaniu wzoru (1-4) stosowanego w praktyce do obliczeń wielkości L , przyjmując podane w [2,p.6.4.2] dla naturalnego pasma telefonicznego wartości częstotliwości f_K i współczynników wagowych G_K (patrz tabela 1).

Tabela 1

Wartości parametrów: m, p, f_K, G_K
do wyznaczania tłumienności głośności L w pasmie telefonicznym
(wg «Handbook on Telephonometry» [2,punkt 6.4.2])

Współczynnik wzrostu głośności: $m = 0,2$;

Liczba punktów aproksymacji całki przez sumę: $p = 11$.

K	Częstotliwość f_K [Hz]	Współczynnik G_K
1	315	0,05
2	400	0,1
3	500	0,1
4	630	0,1
5	800	0,1
6	1000	0,1
7	1250	0,1
8	1600	0,1
9	2000	0,1
10	2500	0,1
11	3150	0,05
$p = 11$	*)	ΣG

*) Wartości ustalone przez ISO
(= International Standard Organization)

2. OCENA TŁUMIENNOŚCI GŁOSNOŚCI KANAŁÓW TELEFONICZNYCH

Rozważmy kanał telefoniczny (w sensie ogólnym: elektrycznym lub akustycznym wejściu oraz wyjściu), którego tłumienność^{*)} w pasmie przesyłowym o częstotliwościach granicznych $f_d = 300 \text{ Hz}$ i $f_g = 3400 \text{ Hz}$ wynosi:

$$A(f) = A_c + D(f) \quad (2-1)$$

gdzie $A_c = A(f_c)$ jest tłumiennością rozważanego czwórnika dla częstotliwości odniesienia (centralnej częstotliwości pasma):

$$f_c = \sqrt{f_d \cdot f_g}, \quad (2-2)$$

zaś $D(f)$ są zniekształceniami tłumieniowymi tego czwórnika, określonymi względem częstotliwości f_c (tzn. $D(f_c) = 0$).

Uwzględniając (2-1) w (1-2) możemy wyrazić tłumienność głośności rozważanego kanału następującym wzorem:

$$L = A_c + \Delta L \quad (2-3)$$

gdzie:

$$\Delta L = -10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} 10^{-D(f) \cdot m/10} g(f) df \quad (2-4)$$

jest przyrostem tłumienności głośności rozważanego czwórnika, wywołany jego zniekształceniami tłumieniowymi.

Należy zwrócić uwagę, że w przypadku, gdy wartość parametru m dąży do zera, zachodzą związki (patrz Dodatek 1):

$$\lim_{m \rightarrow 0} L = \int_{f_d}^{f_g} A(f) \cdot g(f) df = L_0 \quad (2-5)$$

albo:

$$\lim_{m \rightarrow 0} L = A_c + \Delta L_0 = L_0 \quad (2-6)$$

gdzie:

$$\Delta L_0 = \int_{f_d}^{f_g} D(f) \cdot g(f) df \quad (2-7)$$

Różnica tych dwóch wielkości wynosi:

$$R = L - L_0 = \Delta L - \Delta L_0 =$$

$$= - \int_{f_d}^{f_g} D(f) \cdot g(f) df - 10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} 10^{-D(f) \cdot m/10} g(f) df \quad (2-8)$$

^{*)} dowolnego rodzaju - patrz ostatni akapit tego rozdziału

Jak widać ze wzorów (2-7) i (2-8), przy ustalonej funkcji wagi $g(f)$ zarówno ΔL_0 jak i R zależą tylko od zniekształceń tłumieniowych $D(f)$ rozważanego czwórnika. Ponieważ w zbiorze kanałów telefonicznych te zniekształcenia są funkcjami losowymi, spróbujemy określić górne ograniczenia tych wielkości.

2.1. Górna granica wielkości ΔL_0

Na rys.1 przedstawiono przykładową charakterystykę zniekształceń tłumieniowych przypadkowego kanału telefonicznego, którą można scharakteryzować wartością zniekształceń D_g , występujących dla częstotliwości f_g górnej granicy pasma przesyłowego:

$$D_g = D(f_g) \quad (2-9)$$

Przyjmijmy, że w zbiorze kanałów telefonicznych wszystkie charakterystyki $D(f)$ zniekształceń tłumieniowych, które przechodzą przez punkty $(f_c, 0)$ oraz (f_g, D_g) są prawie wszędzie ograniczone od góry parabolą określoną wzorem:

$$\hat{D}(f) = D_g \cdot u^2(f) \quad (2-10)$$

gdzie

$$u(f) = \frac{\lg(f/f_c)}{\lg(f_g/f_c)} \quad (2-11)$$

Wykres tej paraboli przedstawiono na rys.1 linią przerywaną. Przyjęte ograniczenie oznacza, że w pasmie przesyłowym $[f_d, f_g]$ mogą istnieć pewne zakresy częstotliwości f (z reguły występujące w otoczeniu częstotliwości f_c), w których *nie* jest spełniony warunek:

$$D(f) < \hat{D}(f) \quad (2-12)$$

natomiast zawsze jest spełniony warunek:

$$\Delta L_0 < \hat{\Delta L}_0 \quad (2-13)$$

gdzie

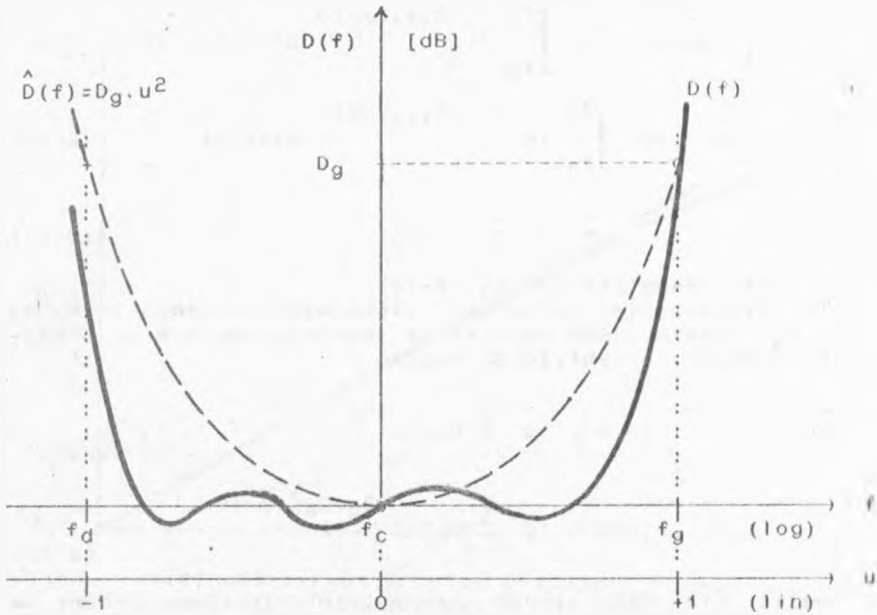
$$\hat{\Delta L}_0 = \int_{f_d}^{f_g} \hat{D}(f) \cdot g(f) df = D_g \int_{f_d}^{f_g} u^2(f) \cdot g(f) df \quad (2-14)$$

Wprowadzając oznaczenie:

$$\int_{f_d}^{f_g} u^2(f) \cdot g(f) df = \hat{\delta} \quad (2-15)$$

otrzymujemy:

$$\hat{\Delta L}_0 = \hat{\delta} \cdot D_g \quad (2-16)$$



Rys.1. Charakterystyka zniekształceń tłumieniowych kanału telefonicznego (objaśnienia w tekście punktu 2.1)

W celu wyznaczenia wartości liczbowej współczynnika $\hat{\delta}$ zastępujemy całkowanie sumowaniem, a więc przyjmujemy, że zachodzi przybliżona równość:

$$\hat{\delta} \approx \sum_{k=1}^P G_K \cdot u_K^2 \quad (2-17)$$

gdzie

$$u_K = u(f_K) = \frac{\lg(f_K/f_c)}{\lg(f_g/f_c)} \quad (2-18)$$

Przyjmując dla naturalnego pasma telefonicznego podane w Tabeli 1 wartości częstotliwości f_K i współczynników wagowych G_K , uzyskuje się wartość współczynnika

$$\hat{\delta} \approx 0,300 \quad (2-19)$$

2.2. Górna granica wielkości R

Górną granicę wielkości R można wyznaczyć, podstawiając (2-10) do (2-4):

$$\hat{\Delta L} = -10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} 10^{-D(f) \cdot m/10} g(f) df =$$

$$= -10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} 10^{-D_g \cdot u^2(f) \cdot m/10} g(f) df \quad (2-20)$$

a wówczas:

$$\hat{R} = \hat{\Delta L} - \hat{\Delta L}_0 \quad (2-21)$$

gdzie $\hat{\Delta L}_0$ jest określone wzorem (2-14).

W celu wyznaczenia zależności liczbowych wielkości \hat{R} od argumentu D_g , zastępujemy całkowanie sumowaniem, a więc przyjmujemy, że zachodzi przybliżona równość:

$$\hat{\Delta L} \approx -10/m \cdot \lg \sum_{k=1}^p G_k \cdot 10^{-D_k \cdot m/10} =$$

$$= -10/m \cdot \lg \sum_{k=1}^p G_k \cdot 10^{-D_g \cdot u_k^2 \cdot m/10} \quad (2-22)$$

Przyjmując dla naturalnego pasma telefonicznego podane w tabeli 1 wartości częstotliwości f_k i współczynników wagowych G_k , uzyskuje się następujący związek aproksymacyjny (patrz Dodatek 2):

$$\hat{R} \approx -\tau \cdot m \cdot D_g^2 \quad (2-23)$$

przy czym występująca w powyższym wzorze stała wynosi:

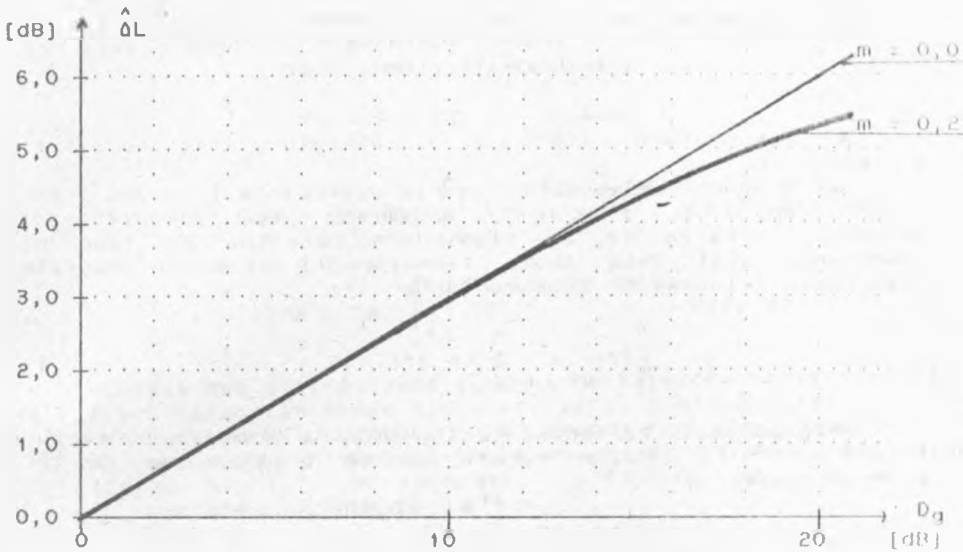
$$\tau = 0,0085 \quad [\text{dB}^{-1}] \quad (2-24)$$

Związki określone wzorami (2-16) oraz (2-23) umożliwiają stwierdzenie, że:

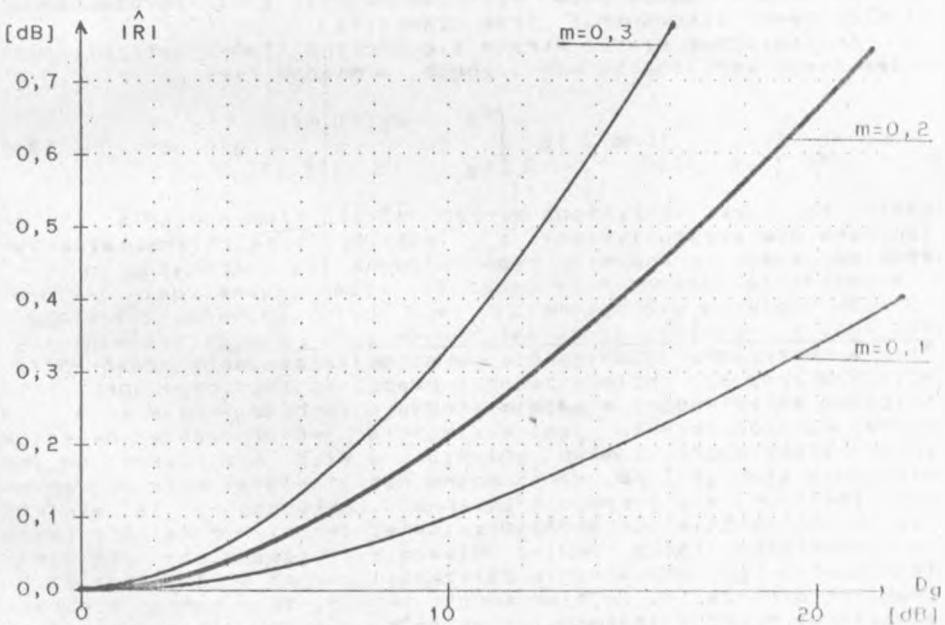
- zależność między wielkościami L_0 a D_g jest linearna; ;
- zależność między wielkościami L a D_g jest nielinearna; ;
- różnica R między wielkościami L a L_0 jest błędem ;
- linearności wielkości L ; moduł tego błędu jest wprost pro- ;
- porcjonalny do wartości współczynnika m oraz do kwadratu ;
- wartości zniekształceń tłumieniowych D_g (patrz rys.2 i 3). ;

Należy zwrócić uwagę, że wartość tego błędu jest nie istotna dla poszczególnych ogniw łańcuchów telefonicznych. Mianowicie dla łączy realizowanych w wielokrotnych systemach transmisyjnych o charakterystykach tłumieniowych, leżących w dopuszczalnym zakresie, tzn. dla $D_g \leq 3$ dB przy $m = 0,2$ zachodzi: $|R| \leq 0,016$ dB. Natomiast dla aparatów telefonicznych, których zniekształcenia tłumieniowe osiągają w praktyce wartość $D_g \approx 10$ dB, moduł górnej granicy błędu linearności wynosi $|R| \approx 0,17$ dB.

Na zakończenie tego rozdziału należy zwrócić uwagę, że powyższe rozważania dotyczą tłumienności dowolnego rodzaju, a więc: falowej, skróśnej, skutecznej (lub jej szczególnej postaci: wynikowej) oraz wtrąceniowej; w dokładnych rozważaniach konieczne jest precyzowanie rodzaju tłumienności [7],[5].



Rys. 2. Zależność górnej granicy przyrostu tłumienności głośności $\hat{\Delta L}$ od zniekształceń tłumieniowych D_g kanału telefonicznego.



Rys. 3. Zależność modułu górnej granicy błędu linearności R wielkości L od zniekształceń tłumieniowych D_g kanału telefonicznego.

3. OGÓLNA BŁĘDÓW ADDYTYWNOŚCI TLUMIENNOŚCI GŁOŚNOŚCI

ŁAŃCUCHÓW TELEFONICZNYCH

W dokumentach CCITT [2;3] postuluje się addytywność wielkości LR.

Jak wiadomo z klasycznej teorii czwórników [1], dla dowolnej częstotliwości f z definicji addytywnej jest tylko tłumienność skrośna. Oznacza to, że tłumienność skrośna A_{Σ} łańcucha n czwórników jest równa sumie tłumienności skrośnych wszystkich czwórników składowych tego łańcucha *):

$$A_{\Sigma}(f) = \sum_{i=1}^n A_i(f) \quad (3-1)$$

Uwzględniając zależność (2-1), skrośną tłumienność głośności i -tego czwórnika można wyrazić wzorem analogicznym do (2-3), a mianowicie:

$$L_i = A_{ic} - 10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} 10^{-D_i(f) \cdot m/10} g(f) df \quad (3-2)$$

gdzie A_{ic} jest tłumiennością skrośną rozważanego czwórnika dla częstotliwości odniesienia f_c , zaś $D_i(f)$ są zniekształceniami tłumieniowymi (skrośnymi) tego czwórnika.

Analogicznym wzorem wyraża się skrośną tłumienność głośności rozważanego łańcucha telefonicznego, a mianowicie:

$$L_{\Sigma} = A_{\Sigma c} - 10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} 10^{-D_{\Sigma}(f) \cdot m/10} g(f) df \quad (3-3)$$

gdzie $A_{\Sigma c}$ jest określona wzorem (3-1) tłumiennością skrośną łańcucha dla częstotliwości f_c , zaś $D_{\Sigma}(f)$ są zniekształceniami tłumieniowymi (skrośnymi) tego łańcucha.

*) W przypadku tłumienności skrośnej zachodzi addytywność w szerokim sensie. Należy zwrócić uwagę, iż zazwyczaj operuje się pojęciem addytywności w wąskim sensie; zachodzi ona wówczas, gdy miara każdego obiektu jest wielkością jednoznacznie określoną przez właściwości samego obiektu, a więc nie zależy od jego otoczenia (tak jest np. w przypadku rezystancji). Warunek ten nie jest spełniony w przypadku tłumienności skrośnej - ta wielkość jest jednoznacznie określona przez właściwości nie tylko rozważanego czwórnika, lecz również aktualnie występującego obciążenia tego czwórnika; odpowiednie zależności podano w [5, rozdz.3]. W praktyce oznacza to, że tłumienność skrośna tego samego czwórnika włączanego w różne łańcuchy, jak to ma miejsce w sieci telefonicznej, wykazuje na ogół różne wartości; (w celu zmniejszenia tych różnic do dopuszczalnych granic, ustalono normy ograniczające niepasowanie impedancyjne poszczególnych ogniw sieci).

Uwzględniając addytywność zniekształceń tłumieniowych skrośnych, błąd addytywności B_n skrośnej tłumienności głośności n -ogniwowego łańcucha czwórników można wyrazić następująco:

$$\begin{aligned}
 B_n &= L_{\Sigma} - \sum_{i=1}^n L_i = \\
 &= 10/m \cdot \sum_{i=1}^n \lg \int_{f_d}^{f_g} \frac{-D_i(f) \cdot m/10}{10} g(f) df \\
 &= 10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} \frac{-\sum_{i=1}^n D_i(f) \cdot m/10}{10} g(f) df \quad (3-4)
 \end{aligned}$$

Istnieją dwa alternatywne warunki dostateczne, przy spełnieniu których błąd ten staje się równy zeru, a mianowicie:

- I - gdy czwórniki wchodzące w skład rozważanego łańcucha nie wykazują zniekształceń tłumieniowych, tzn. gdy dla każdego $i = 1, \dots, n$ zachodzi: $D_i(f) = 0$, albo
- II - gdy wartość współczynnika $m = 0$.

W tym ostatnim przypadku skrośna tłumienność głośności zarówno rozważanego łańcucha jak i jego czwórników składowych wyraża się wzorami analogicznymi do (2-6) i (2-7), a więc określony wzorem (3-4) błąd addytywności przyjmuje postać:

$$\begin{aligned}
 B_{n0} &= L_{\Sigma 0} - \sum_{i=1}^n L_{i0} = \\
 &= \int_{f_d}^{f_g} \sum_{i=1}^n D_i(f) \cdot g(f) df - \sum_{i=1}^n \int_{f_d}^{f_g} D_i(f) \cdot g(f) df = 0 \quad (3-5)
 \end{aligned}$$

W przypadku gdy współczynnik $m > 0$, można oszacować wartość błędu addytywności skrośnej tłumienności głośności w n -ogniwowym łańcuchu czwórników, przyjmując dla prostoty obliczeń, że zniekształcenia tłumieniowe (skrośne) każdego z czwórników składowych łańcucha są jednakowe i wynoszą:

$$D_i(f) = D_{\Sigma}(f)/n \quad (3-6)$$

Uwzględniając (3-6) w (3-4) otrzymujemy:

$$\begin{aligned}
 B_n &= 10n/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} \frac{-D_{\Sigma}(f) \cdot m/10n}{10} g(f) df \\
 &= 10/m \cdot \lg \int_{f_d}^{f_g} \frac{-D_{\Sigma}(f) \cdot m/10}{10} g(f) df \quad (3-7)
 \end{aligned}$$

Górną granicę \hat{B}_n tego błędu można obliczyć w sposób analogiczny do podanego w rozdziale 2 przyjmując, że dla rozważanego łańcucha zniekształcenia tłumieniowe (skrośne) są określone wzorem (2-10).

W celu wyznaczenia zależności liczbowych wielkości \hat{B}_n od argumentu D_g zastępujemy całkowanie sumowaniem, a więc przyjmujemy, że zachodzi przybliżona równość:

$$\hat{B}_n \approx 10n/m \cdot \lg \sum_{k=1}^p 10^{-\hat{D}_k \cdot m/10} G_k + 10/m \cdot \lg \sum_{k=1}^p 10^{-\hat{D}_k \cdot m/10} G_k \quad (3-8)$$

gdzie

$$\hat{D}_k = \hat{D}_\Sigma(f_k) = D_g \cdot u_k^2 \quad (3-9)$$

przy czym u_k jest określone wzorem (2-18).

Przyjmując podane w tabeli 1 wartości częstotliwości f_k i współczynników wagowych G_k , uzyskuje się przy $m = 0,2$ wyniki liczbowe przedstawione wykreślnie na rys.4.

Analiza tych wyników obliczeń numerycznych umożliwia otrzymanie następującego związku aproksymacyjnego (patrz Dodatek 3):

$$\hat{B}_n \approx -\alpha \cdot (m \cdot D_g^2)^c \cdot n / (n+2) \quad (3-10)$$

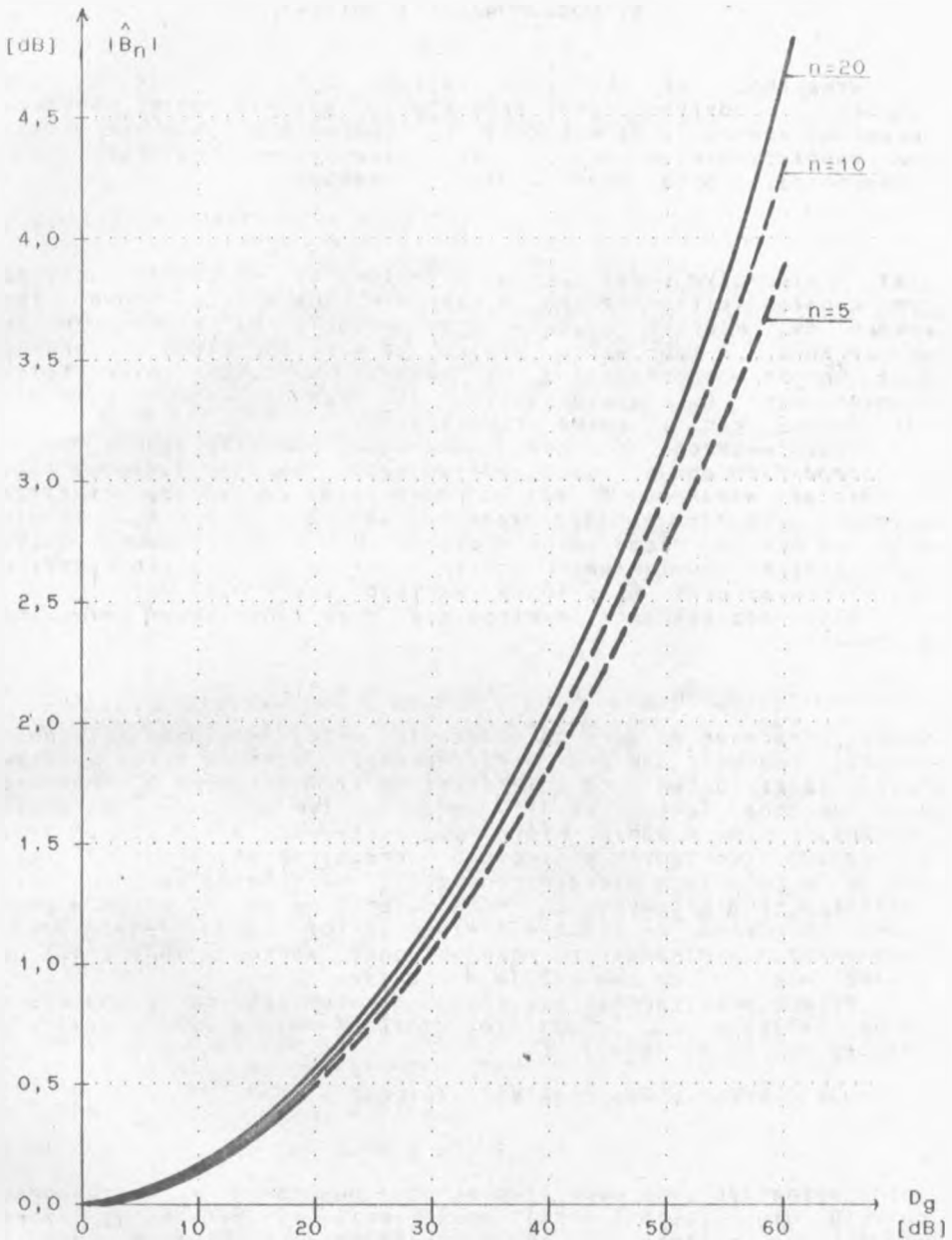
w którym:

$$\alpha = 0,014 \text{ [dB}^{-2c-1}\text{]}; \quad c = 0,9 \quad (3-11)$$

Ze wzoru (3-10) widać, że górna granica błędu addytywności rośnie prawie liniowo *) wraz z wartością współczynnika m i wraz z kwadratem wartości zniekształceń tłumieniowych D_g , występujących dla częstotliwości f_g górnej granicy pasma przesyłowego, a ponadto nieznacznie wzrasta wraz z liczbą n ogniw rozważanego łańcucha.

Jak widać z rys.4, przy wartości współczynnika $m = 0,2$ górne granice błędu addytywności \hat{B}_n skrośnej tłumienności głośności stają się istotne dla łańcuchów telefonicznych o dużych zniekształceniach tłumieniowych D_g .

*) Zależność ściśle liniowa zachodzi w przypadku, gdy $c = 1$.



Rys.4. Zależność modułu górnej granicy błędów addytywnych B_n wielkości L (przy $m=0,2$) od zniekształceń tłumieniowych D_g n -ogniowego łańcucha telefonicznego

4. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Wykazano, że określona wzorem (2-5) wielkość L_0 jest linearna i addytywna przy łańcuchowym łączeniu ogniw, natomiast określona wzorem (1-2) wielkość L , charakteryzująca się ustalonym współczynnikiem $m > 0$, jest nieaddytywna na skutek nielinearności. Górna granica błędu linearności

$$R = L - L_0 \quad (4-1)$$

jest w pierwszym przybliżeniu określona wzorem (2-23), dotyczącym kanałów telefonicznych w szerokim sensie tego słowa, tzn. czworników, których wejścia oraz wyjścia są elektryczne lub akustyczne. Z tego wzoru wynika, że wartość błędu linearności jest wprost proporcjonalna do kwadratu wartości zniekształceń tłumieniowych D_g , występujących dla częstotliwości f_g (= 3400 Hz) górnej granicy pasma przesyłowego.

Przeprowadzone obliczenia numeryczne wykazały jednak, że dla poszczególnych ogniw sieci telefonicznej wartość liczbowa błędu linearności wielkości L jest do pominięcia, co oznacza praktyczną zgodność ocen tłumienności głośności według miar L i L_0 . Różnice ocen są bowiem rzędu setnych części dB, a w przypadku dużych zniekształceń tłumieniowych ogniw - rzędu dziesiątych części dB (patrz rys.3: przy $D_g = 10$ dB wartość $|R| \approx 0,17$ dB).

Błąd addytywności, występujący przy łańcuchowym połączeniu n ogniw:

$$B_n = L_g - \sum L_i; \quad i = 1, \dots, n \quad (4-2)$$

można oszacować od góry na podstawie wyżej omówionej zależności (3-10). Podobnie jak przy nielinearności, wartość błędu addytywności zależy głównie od zniekształceń tłumieniowych D_g rozważanego łańcucha (patrz rys.4). Jednakże w tym przypadku, na skutek znacznej liczby n ogniw, które mogą występować w łańcuchach telefonicznych tworzonych w sieciach o przestrzennej komutacji łączy (do 20 w relacjach międzynarodowych), maksymalną wartość zniekształceń tłumieniowych D_g można ocenić na 60 dB. W takim przypadku obliczona na podstawie wzoru (3-10) górna granica błędu addytywności wielkości L może osiągnąć wartość $|B_n| \approx 4,7$ dB, a więc nie jest do pominięcia w praktyce.

Błądów addytywności nie wykazuje natomiast określona wzorem (2-5) wielkość L_0 ; z metrologicznego punktu widzenia jest więc ona lepsza od wielkości L .

Jak wynika ze wzoru (2-6), wielkość

$$L_0 = A_c + \Delta L_0 \quad (4-3)$$

można wyznaczyć jako sumę tłumienności punktowej A_c rozważanego obiektu dla częstotliwości odniesienia f_c określonej wzorem (2-2) oraz przyrostu tłumienności głośności ΔL_0 , którego wartość zależy od charakterystyki zniekształceń tłumieniowych $D(f)$ w pasmie przesyłowym tego obiektu. Na podstawie wzorów (2-13) i (2-16) górną granicę tego przyrostu można wyznaczyć z nierówności

$$\Delta L_0 < \overset{\Delta}{\delta} \cdot D_g \quad (4.4)$$

gdzie D_g jest zniekształceniem tłumieniowym rozważanego obiektu dla częstotliwości f_g górnej granicy pasma przesyłowego. Wartość współczynnika

$$\overset{\Delta}{\delta} \approx 0,3$$

została wyznaczona przy założeniu, że charakterystyki zniekształceń tłumieniowych $D(f)$ rozważanego obiektu są ograniczone od góry parabolą drugiego stopnia, określoną wzorami (2.10) i (2.11).

Warto zwrócić uwagę, że uśrednione charakterystyki zniekształceń tłumieniowych $D(f)$ kanałów telefonicznych są z reguły bardziej spłaszczone, niż parabola drugiego stopnia. Znajomość stopnia s spłaszczenia parabol równoważnych rzeczywistym charakterystykom zniekształceń tłumieniowych $D(f)$ poszczególnych rodzajów czwórników tworzących kanały telefoniczne umożliwiłaby szacowanie wartości przyrostu ΔL_0 na podstawie zależności:

$$\Delta L_0 \approx \delta(s) \cdot D_g \quad (4.5)$$

gdzie $\delta(s)$ jest współczynnikiem zależnym od stopnia spłaszczenia s .

Na zakończenie referatu warto zwrócić uwagę na opublikowane w [4] wyniki badań różnic

$$S = LR_S - LR \quad (4.6)$$

między subiektywnymi a obiektywnymi ocenami zmodyfikowanej tłumienności odniesienia aparatów telefonicznych, przy czym oceny obiektywne były oparte na zalecanym przez CCITT algorytmie pomiarowym wg wzoru (1-4), wywodzącym się ze wzoru (1-2). Okazało się, że wartość skuteczna $\$$ *) tych różnic nie przekracza 1,0 dB dla nadawczego kierunku transmisji oraz 1,4 dB dla kierunku odbiorczego.

Ponieważ górna granica modułu różnic R między wielkościami L i L_0 dla aparatów telefonicznych została oszacowana (patrz koniec rozdziału 2) na 0,17 dB, więc dla obu kierunków transmisji jest spełniony warunek:

$$\overset{\Delta}{IRI} \ll \$ \quad (4.7)$$

Oznacza to, że występujące w praktyce wartości różnic R określonych wzorem (4-1) leżą w centralnej strefie obszaru wartości różnic S określonych wzorem (4-6). Można zatem postawić hipotezę, że w przypadku zastosowania metody pomiarów obiektywnych, wyznaczającej wielkość:

$$LR_0 = L_0 - L_{w0} \quad (4.8)$$

opartą na wzorze (2-5), uzyskane doświadczalnie wartości skuteczne $\$$ różnic S określonych wzorem (4-6) będą tego samego rzędu wielkości, jak dotychczas zaobserwowane.

*) zachodzi związek: $\$ = \sqrt{d^2 + 6s^2}$, gdzie d oznacza wartość średnią różnic, zaś s - ich odchylenie standardowe.

Z powyższych względów autor referatu jest zdania, że *administracja łączności PRL* powinna wystąpić do CCITT z wnioskiem o przyjęcie algorytmu wyznaczania wartości zmodyfikowanej tłumienności odniesienia na podstawie wzoru (2-5), a nie na podstawie wzoru (1-2).

PODZIĘKOWANIA

Autor wyraża wdzięczność Panu prof. dr inż. Jerzemu Dudziewiczowi za bardzo wnikliwe uwagi do projektu polskiej Kontrybucji dla CCITT, która stanowiła podstawę niniejszego referatu oraz za krytyczne opinie, dotyczące pierwotnej i końcowej wersji tego opracowania.

Autor dziękuje również Panu dr Janowi Butkiewiczowi za konsultację matematyczną, dotyczącą dowodu związku (2-5) oraz za bardzo szczegółowe uwagi do pierwotnej wersji tego referatu.

WYKAZ LITERATURY

1. CCITT: Red Book, Vol.V. ITU, 1985.
2. CCITT: Handbook on Telephony. ITU, 1987.
3. CCITT: Report COM XII - R.5 (period 1985/88).
4. CCITT: Contribution COM XII - 92 (period 1985/88).
5. Kowalski Z.: Pasmowe tłumienności czwórników i ortotelefoniczna tłumienność odniesienia. Referaty Problemowe Instytutu Łączności, zeszyt 31, 1980.
6. Kowalski Z.: Ewolucja tłumienności odniesienia jako miary jakości łańcuchów telefonicznych. Referaty Problemowe Instytutu Łączności, zeszyt 88, 1988.
7. Nowicki W.: Podstawy teletransmisji. Tom I, rozdz.3. WKiŁ, Warszawa, 1971.

DODATEK I

Dodatek 1: Przejście graniczne $L \rightarrow L_0$

[Wyprowadzenie wzoru (2-5)]

Wzrostowość głośności jest określona wzorem:

$$L = -10/m \cdot \lg \int_{fd}^{fg} \frac{10^{-A(f) \cdot m/10}}{g(f)} df \quad (D1-1)$$

W przypadku, gdy wartość parametru $m = 0$, wzór (D1-1) przybiera postać nieoznaczoną typu

"0/0"

z tego względu, dla wyznaczenia granicy funkcji $L(m)$ gdy parametr $m \rightarrow 0$, stosuje się regułę de l'Hospital'a.

Podstawiając:

$$\frac{-A(f) \cdot m/10}{10} = \frac{-A(f) \cdot \ln 10 \cdot m/10}{e}$$

oraz

$$\ln 10 \cdot m/10 = \mu$$

otrzymujemy:

$$L = -1/\mu \cdot \ln \int_{fd}^{fg} \frac{e^{-A(f) \cdot \mu}}{g(f)} df \quad (D1-2)$$

W przypadku, gdy $m \rightarrow 0$, zachodzi:

$$\frac{d}{d\mu} \left[\ln \int_{fd}^{fg} \frac{e^{-A(f) \cdot \mu}}{g(f)} df \right]$$

$$\lim_{m \rightarrow 0} L = \lim_{\mu \rightarrow 0} L = \lim_{\mu \rightarrow 0} \frac{\frac{d}{d\mu} \left[\ln \int_{fd}^{fg} \frac{e^{-A(f) \cdot \mu}}{g(f)} df \right]}{\frac{d}{d\mu} \mu}$$

$$= \lim_{\mu \rightarrow 0} \frac{\int_{fd}^{fg} \frac{-A(f) \cdot e^{-A(f) \cdot \mu}}{g(f)} df}{\int_{fd}^{fg} \frac{e^{-A(f) \cdot \mu}}{g(f)} df} \quad (D1-3)$$

Ale ponieważ:

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} e^{-A(f) \cdot \mu} = e^0 = 1 \quad (D1-4)$$

więc:

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} L = \frac{\int_{fd}^{fg} A(f) \cdot g(f) df}{\int_{fd}^{fg} g(f) df} \quad (D1-5)$$

Ze względu na unormowanie funkcji gęstości wagi zachodzi:

$$\int_{fd}^{fg} g(f) df = 1 \quad (D1-6)$$

a więc:

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} L = \lim_{m \rightarrow 0} L = \int_{fd}^{fg} A(f) \cdot g(f) df \quad (D1-7)$$

Podstawiając:

$$A(f) = A_c + D(f) \quad (D1-8)$$

otrzymujemy również:

$$\lim_{m \rightarrow 0} L = A_c + \int_{fd}^{fg} D(f) \cdot g(f) df \quad (D1-9)$$

U W A G A :

W Dodatkach 2 i 3 zastosowano symbolikę przyjętą w BASIC'u dla operacji potęgowania. Oznacza to, że zachodzi równoważność:

$$\{X^W\} \equiv \{(X)^w\}$$

gdzie w oznacza wykładnik potęgi.

Dodatek 2: Aproxymacja funkcji $\hat{R}(Dg, m)$ [Wyprowadzenie wzoru (2-23)]

Wyznaczenie funkcji aproksymującej górną granicę błędów linearności:

$$\hat{R} = F(Dg, m)$$

wyrażoną wzorami: (2-21), (2-22), (2-16) i (2-17) jest możliwe w dwóch etapach:

1 - w którym zostaje określona funkcja $F1(Dg|m)$

2 - w którym zostaje określona funkcja $F2(Dg, m)$

Etap 1:

Wyznaczenie zależności $\hat{R} \approx F1(Dg) \equiv F1(Dg|m=m1)$

o postaci: $F1 = k1 \cdot (Dg)^{w1}$ (D21-1)

gdzie $k1$ i $w1$ są nie znanymi współczynnikami.

Dane:

przy $Dg = D1$ jest: $F1 = \hat{R}(D1, m1) = R1$

przy $Dg = D2$ jest: $F1 = \hat{R}(D2, m1) = R2$

ze wzoru (D21-1): $k1 = \frac{F1}{(Dg)^{w1}}$ (D21-2)

skąd: $\frac{R1}{(D1)^{w1}} = \frac{R2}{(D2)^{w1}}$ (D21-3)

więc: $(D2/D1)^{w1} = R2/R1$ (D21-4)

i ostatecznie:

$$w1 = \frac{\log(R2/R1)}{\log(D2/D1)}$$
 (D21-5)

oraz: $k1 = \frac{R1}{(D1)^{w1}}$ (D21-6)

Etap 2:

Wyznaczenie zależności $R \approx F_2(m) \equiv F_2(Dg, m | Dg=D1)$

$$\text{o postaci:} \quad F_2 = k_2 \cdot (m)^{w_2} \cdot (Dg)^{w_1} \quad (D22-1)$$

gdzie k_2 i w_2 są nie znanymi współczynnikami.

Dane:

$$\text{przy } m = m_1 \text{ jest: } F_2 = \hat{R}(D1, m_1) = R_1$$

$$\text{przy } m = m_2 \text{ jest: } F_2 = \hat{R}(D1, m_2) = R_3$$

ze wzoru (D22-1):

$$R_1 = k_2 \cdot (m_1)^{w_2} \cdot (D1)^{w_1}$$

oraz

$$R_3 = k_2 \cdot (m_2)^{w_2} \cdot (D1)^{w_1}$$

skąd:

$$R_1/R_3 = (m_1/m_2)^{w_2} \quad (D22-2)$$

więc:

$$w_2 = \frac{\log(R_1/R_3)}{\log(m_1/m_2)} \quad (D22-3)$$

ale porównując (D22-1) z (D21-1) mamy:

$$k_2 \cdot (m_1)^{w_2} = k_1$$

więc:

$$k_2 = \frac{k_1}{(m_1)^{w_2}} \quad (D22-4)$$

Uwzględniając (D21-6) w (D22-4) mamy ostatecznie:

$$k_2 = \frac{R_1}{(D1)^{w_1} \cdot (m_1)^{w_2}} \quad (D22-5)$$

a wprowadzając zmianę oznaczeń:

$$w_1 = w, \quad w_2 = c, \quad \text{oraz} \quad k_2 = \tau$$

otrzymujemy:

$$F_2(Dg, m) = \tau \cdot (m)^c \cdot (Dg)^w \quad (D22-6)$$

Obliczenia dokładne wg wzorów (2-21), (2-22), (2-16) i (2-17) przeprowadzono przy następujących danych liczbowych:
 $D_1 = 10$ dB; $D_2 = 20$ dB; $m_1 = 0,2$; $m_2 = 0,3$
 i uzyskano następujące wyniki:
 $R_1 = -0,1690291$; $R_2 = -0,6523953$; $R_3 = -0,2491053$.

Na podstawie tych danych obliczono wg wzorów: (D21-5), (D22-3), (D22-5) wartości współczynników wzoru aproksymacyjnego (D22-6):
 $\tau = -0,008872$; $c = 0,9564$; $w = 1,9485$.

Należy zwrócić uwagę, że uzyskanie dokładnej aproksymacji funkcji określonej wzorami (2-21), (2-22), (2-16) i (2-17) w przypadku ustalonej wartości współczynnika m ($= 0,2$) jest możliwe przy założeniu dowolnej wartości wykładnika c . Natomiast krytyczne są wartości wykładnika w (ze względu na zależność R od D_g). Jeżeli założyc $c = 1$ oraz zaokrągloną wartość współczynnika $w = 1,95$ to na podstawie wzoru (D22-6) możemy otrzymać wartość współczynnika:

$$\tau = \frac{F_2}{m \cdot (D_g)^w} \quad (D22-7)$$

Następnie podstawiając: $m = m_1$; $D_g = D_1$; $F_2 = R(D_1, m_1) = R_1$ otrzymujemy:

$$\tau \approx -0,00948$$

Jeżeli założyc $c = 1$ oraz przybliżoną wartość współczynnika $w = 2$ to na podstawie wzoru (D22-6) możemy otrzymać wartość współczynnika:

$$\tau = \frac{F_2}{m \cdot (D_g)^2} \quad (D22-8)$$

Następnie podstawiając: $m = m_1$; $D_g = D_1$; $F_2 = R(D_1, m_1) = R_1$ otrzymujemy:

$$\tau \approx -0,0085$$

Przeprowadzone porównanie wyników obliczeń błędów addytywności R wg dokładnego wzoru (2-21) z jego oszacowaniem na podstawie wzoru (2-23) wykazało, że przy wartości współczynnika $m = 0,2$ górna granica modułu błędów oszacowania nie przekracza $0,001$ dB w zakresie $D_g \leq 10$ dB oraz $0,03$ dB w zakresie $D_g \leq 20$ dB.

Dodatek 3: Aproxymacja funkcji $\hat{B}_n(Dg, m, n)$ [Wyprowadzenie wzoru (3-10)]

Wyznaczenie funkcji aproksymującej górną granicę błędu addytywności:

$$\hat{B}_n = F(Dg, m, n)$$

wyrażoną dokładnym wzorem (3-8), jest możliwe w trzech etapach:

1 - w którym zostaje określona funkcja $F_1(Dg|m, n)$

2 - w którym zostaje określona funkcja $F_2(Dg, m|n)$

3 - w którym zostaje określona funkcja $F_3(Dg, m, n)$

Etap 1:

Wyznaczenie zależności $\hat{B}_n \approx F_1(Dg) \equiv F_1(Dg|m=m_1, n=n_1)$

o postaci: $F_1 = k_1 \cdot (Dg)^{w_1}$ (D31-1)

gdzie k_1 i w_1 są nie znanymi współczynnikami.

Dane:

przy $Dg = D_1$ jest: $F_1 = \hat{B}_n(D_1, m_1, n_1) = B_1$

przy $Dg = D_2$ jest: $F_2 = \hat{B}_n(D_2, m_1, n_1) = B_2$

ze wzoru (D31-1): $k_1 = \frac{F_1}{(Dg)^{w_1}}$ (D31-2)

skąd: $\frac{B_1}{(D_1)^{w_1}} = \frac{B_2}{(D_2)^{w_1}}$ (D31-3)

więc: $(D_2/D_1)^{w_1} = B_2/B_1$ (D31-4)

i ostatecznie:

$$w_1 = \frac{\log(B_2/B_1)}{\log(D_2/D_1)} \quad (D31-5)$$

oraz: $k_1 = \frac{B_1}{(D_1)^{w_1}}$ (D31-6)

Etap 2:

Wyznaczenie zależności $B_n \approx F_2(m) \equiv F_2(Dg, m | Dg=D1, n=n1)$

o postaci: $F_2 = k_2 \cdot (m)^{w_2} \cdot (Dg)^{w_1}$ (D32-1)

gdzie k_2 i w_2 są nie znanymi współczynnikami.

Dane:

przy $m = m_1$ jest: $F_2 = B_n(D1, m_1, n1) = B_1$

przy $m = m_2$ jest: $F_2 = B_n(D1, m_2, n1) = B_3$

ze wzoru (D32-1):

$$B_1 = k_2 \cdot (m_1)^{w_2} \cdot (D1)^{w_1}$$

oraz

$$B_3 = k_2 \cdot (m_2)^{w_2} \cdot (D1)^{w_1}$$

skąd:

$$B_1/B_3 = (m_1/m_2)^{w_2} \quad (D32-2)$$

więc:

$$w_2 = \frac{\log(B_1/B_3)}{\log(m_1/m_2)} \quad (D32-3)$$

ale porównując (D32-1) z (D31-1) mamy:

$$k_2 \cdot (m_1)^{w_2} = k_1$$

więc:

$$k_2 = \frac{k_1}{(m_1)^{w_2}} \quad (D32-4)$$

Etap 3:

Wyznaczenie zależności $B_n \approx F_3(n) \equiv F_3(Dg, n, n | Dg=D1, m=m1)$

o postaci:

$$F_3 = k_3 \cdot \frac{n}{n + w_3} \cdot (m)^{w_2} \cdot (Dg)^{w_1} \quad (D33-1)$$

gdzie k_3 i w_3 są nie znanymi współczynnikami.

Dane:

przy $n = n_1$ jest: $F_3 = B_n(D1, m_1, n1) = B_1$

przy $n = n_2$ jest: $F_3 = B_n(D1, m_1, n2) = B_4$

ze wzoru (D33-1) mamy:

$$B1 = k3 \cdot \frac{n1}{n1 + w3} \cdot (m1)^{w2} \cdot (D1)^{w1}$$

oraz:

$$B4 = k3 \cdot \frac{n2}{n2 + w3} \cdot (m1)^{w2} \cdot (D1)^{w1}$$

skąd:

$$\frac{B1}{B4} = \frac{n1 \cdot (n2 + w3)}{n2 \cdot (n1 + w3)}$$

a więc:

$$(n1 + w3) \cdot n2 \cdot B1 = (n2 + w3) \cdot n1 \cdot B4$$

$$w3 \cdot (n1 \cdot B4 - n2 \cdot B1) = n1 \cdot n2 \cdot (B1 - B4)$$

i ostatecznie:

$$\boxed{w3 = \frac{n1 \cdot n2 \cdot (B1 - B4)}{n1 \cdot B4 - n2 \cdot B1}} \quad (D33-2)$$

Porównując (D33-1) z (D32-1) mamy:

$$k3 \cdot \frac{n1}{n1 + w3} = k2$$

więc:

$$k3 = k2 \cdot (1 + w3/n1) \quad (D33-3)$$

Uwzględniając (D32-4) i (D31-6) w (D33-3) mamy ostatecznie:

$$\boxed{n1 = \frac{B1 \cdot (1 + w3/n1)}{(D1)^{w1} \cdot (m1)^{w2}}} \quad (D33-4)$$

a wprowadzając zmianę oznaczeń:

$$w1 = w, \quad w2 = c, \quad w3 = no \quad \text{oraz} \quad k3$$

otrzymujemy:

$$\boxed{r_3(Dg, m, n) = \alpha \cdot (m)^c \cdot (Dg)^w \cdot n/(n+no)} \quad (D33-5)$$

Ponadto oznaczając:

$$s = w/c$$

otrzymujemy ostatecznie:

$$F3(Dg, m, n) = \alpha \cdot [m \cdot (Dg)^s]^c \cdot n / (n + no)$$

(D33-6)

Obliczenia dokładne wg wzoru (3-8)

przeprowadzono przy następujących danych liczbowych:

D1 = 30 dB; D2 = 60 dB; m1 = 0,2; m2 = 0,3; n1 = 20; n2 = 4.

i uzyskano następujące wyniki:

B1 = 1,336238; B2 = 4,733270; B3 = 1,887049; B4 = 3,550261

Na podstawie tych danych obliczono wg wzorów: (D31-5), (D32-3), (D33-2) i (D33-4) wartości współczynników wzoru aproksymacyjnego (D33-5):

$\alpha = 0,01157$; $c = 0,85126$; $w = 1,82466$; $no = 1,81749$

Należy zwrócić uwagę, że uzyskanie dokładnej aproksymacji funkcji określonej wzorem (3-8) w przypadku ustalonej wartości współczynnika wzrostu głośności $m (= 0,2)$ jest możliwe przy założeniu dowolnej wartości wykładnika c . Natomiast krytyczne są wartości wykładnika w (ze względu na zależność B_n od Dg) oraz współczynnika no (ze względu na zależność B_n od n).

Jeżeli założyc następujące przybliżone wartości współczynników: $w = 1,8$ oraz $no = 2$, a także przyjąć, że $s = 2$, to $c = 0,9$ i na podstawie wzoru (D33-6) możemy otrzymać wartość współczynnika:

$$\alpha = \frac{F3}{(m \cdot Dg^2)^c} \cdot \frac{n + no}{n} \quad (D33-7)$$

Następnie

podstawiając: $m = m1$; $Dg = D2$; $n = n1$; $F3 = B_n(D2, m1, n1) = B2$ otrzymujemy:

$$\alpha \approx 0,014$$

Przeprowadzone porównanie wyników obliczeń błędu addytywności B_n wg dokładnego wzoru (3-8) z jego oszacowaniem na podstawie wzoru (3-10) wykazało, że przy wartości współczynnika $m = 0,2$ górna granica modułu błędu oszacowania nie przekracza 0,1 dB w zakresie $Dg \leq 60$ dB oraz $n = 2 = 20$.

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr 5-9992

Biblioteka

IL

S-9922