

PRACE

INSTYTUTU *doł*
ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Nr



1996

107

**PRACE
INSTYTUTU
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

NR 107

WARSZAWA 1996

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny: dr inż. Krystyn Plewko

Z-ca Redaktora Naczelnego: doc. dr inż. Alina Karwowska-Lamparska

Redaktorzy Działowi:

doc. dr inż. Włodzimierz Barjasz

dr inż. Stanisław Sońta

inż. Maria Łopuszniak

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1996

ISSN 0020-451X

Redaktor: mgr Krystyna Juskiewicz

Skład komputerowy: techn. Danuta Pol, techn. Grażyna Woźnica

**Instytut Łączności, Dział Ogólnotechniczny
ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa**

SPIS TREŚCI

1. Marek Jaworski, Julian Kowar - Analiza statystyczna tłumienia światłowodowych jednomodowych złączy rozłączalnych	7
2. Zbigniew Rymarowicz - Metoda obliczeń natężenia pola w terenach zurbanizowanych, przeznaczona dla radiokomunikacji ruchomej lądowej	39
3. Arnold Kawecki - Wykorzystanie godzinnych opadów deszczu do uzyskania rozkładu średniej, 1-minutowej intensywności deszczu (tekst w jęz. angielskim)	57
4. Ryszard Krajewski - Porównanie różnych metod modulacji do transmisji sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych ze względu na szerokość zajmowanego pasma	75
5. Franciszek Kotz - Rezonansowe układy przetwornic DC/DC i AC/DC - przegląd oraz opis właściwości	129

СОДЕРЖАНИЕ

1. Марек Яворски, Юлиан Ковар - Статистический анализ затухания одномодовых оптоволоконных разъемов	7
2. Збигнев Рymarowич - Методика расчета напряженности электромагнитного поля в городских районах для подвижной сухопутной радиосвязи	39
3. Арнольд Кавеcki - Использование значения дождевых осадков за час для получения одномоментного распределения интенсивности дождя	57
4. Рышард Краевски - Сравнительный анализ разных методов модуляции при передаче телеграфных сигналов и медленной передачи данных с точки зрения ширины занимаемой полосы частот	75
5. Францишек Котз - Резонансные схемы преобразователей постоянного тока в переменный и переменного в постоянный - анализ и описание свойств ...	129

CONTENS

1. Marek Jaworski, Julian Kowar - Statistical analyse of single mode connector loss	7
2. Zbigniew Rymarowicz - A method to calculate field strength in urban areas particularly for land mobile communications	39
3. Arnold Kawecki - One-hour rainfall application for derivation of 1-minute rain rate distribution	57
4. Ryszard Krajewski - The comparison of different methods of modulation for transmission of telegraph and low speed data signals considering the with of their band	75
5. Franciszek Kotz - Resonant circuits of a DC/DC and AC/DC converters-overview and their properties	129

SOMMAIRE

1. Marek Jaworski, Julian Kowar - L'analyse statistique de l'affaiblissement des connecteurs optiques unimodales disjonctables	7
2. Zbigniew Rymarowicz - La méthode de calcul de l'intensité de champ électromagnétique dans un terrain urbanisé, a utiliser pour la radiocommunication mobile terrestre	39
3. Arnold Kawecki - Mettre à profit des précipitations atmosphériques horaires pour obtenir la distribution moyenne d'une minute de l'intensité de la pluie	57
4. Ryszard Krajewski - La comparaison des diverses méthodes de modulation pour la transmission des signaux télégraphiques et la transmission des données a petit vitesse en considerant la largeur de leurs bande	75
5. Franciszek Kotz - Les circuit de résonance des convertisseurs DC/DC et AC/DC - un revue et description des propriétés	129

INHALTSVERZEICHNIS

1. Marek Jaworski, Julian Kowar - Statistische Dämpfungsanalyse der Monomode-LWL-Verbindungen	7
---------------------------------------------------------------------------------------------------------	---

2. Zbigniew Rymarowicz - Die für mobiles Landfunkverkehr vorgesehene Berechnungsmethode der Feldstärke in urbanisierten Terrainen	39
3. Arnold Kawecki - Auswertung von einstündigen Regenfällen für Gewinnung gemittelter 1-Min-Regenintensität-Verteilung	57
4. Ryszard Krajewski - Unterschiedliche Modulationsarten für Übertragen von Telegrafiezeichen und Datensignale mit niedriger Bitrate hinsichtlich der Frequenzbandbreite verglichen	75
5. Franciszek Kotz - Schwingkreise von DC/DC- und AC/DC-Umformer - Überblick und Merkmale	129

Marek Jaworski, Julian Kowar

621.391.63.002.5

ANALIZA STATYSTYCZNA TŁUMIENIA ŚWIATŁOWODOWYCH JEDNOMODOWYCH ZŁĄCZY ROZŁĄCZALNYCH

Przedstawiono oryginalną, szczegółową analizę statystyczną tłumienia światłowodowych złączy rozłączalnych. W wyniku analizy zaproponowano aproksymowanie rozkładu gęstości prawdopodobieństwa tłumienia złączy funkcją Gamma w miejsce stosowanej powszechnie funkcji Gaussa. Rozważono konsekwencje tego nowego podejścia dla statystycznej metody obliczania tłumienia traktu światłowodowego.

1. WSTĘP

Złącze rozłączalne jest najczęściej stosowanym elementem światłowodowym, zarówno w sieciach lokalnych, jak i w teletransmisyjnych. Jego parametry mają często decydujący wpływ na jakość toru światłowodowego i bilans mocy.

W sieciach lokalnych instaluje się wiele tanich złączy - a więc o nie najlepszych parametrach - i w dodatku stosuje się krótkie, w porównaniu z klasycznymi sieciami teletransmisyjnymi, odcinki linii światłowodowych. W tym przypadku tłumienie złączy rozłączalnych stanowi istotny, czasem wręcz decydujący, składnik tłumienia całego toru światłowodowego.

Drugim dużym obszarem zastosowania złączy są sieci teletransmisyjne: międzynarodowe, międzymiastowe i miejscowe, a szczególnie przełącznice, które pozwalają na tworzenie różnych konfiguracji torów, składających się z kilku połączonych odcinków. W tym przy-

padku kilka kolejnych połączeń zrealizowanych za pomocą złączy rozłączalnych nie może wprowadzać do toru tłumienia większego niż zakładane w projekcie. Ponieważ tłumienie złącza wykonanego z połączenia typowych wtyków czasami może przekraczać 2 dB (dla porównania - tłumienie 1 km światłowodu na długości fali 1550 nm wynosi około 0,25 dB), istnieje potrzeba stosowania w tym przypadku dodatkowej metody kontroli tłumienia złączy.

W warunkach silnej konkurencji, producenci złączy starają się podkreślić walory oferowanego wyrobu, podając w danych technicznych jedynie średnie tłumienie złącza (jest to wartość tłumienia z reguły znacznie mniejsza niż dopuszczalna w krajowych wymaganiach wartość 0,6 dB), bez wyjaśnienia, że jest to tłumienie połączenia badanego wtyku z wtykiem wzorcowym. Istnieje zatem potrzeba określenia realnego tłumienia złączy utworzonych z dowolnego, przypadkowego połączenia wtyków z danej partii produkcyjnej, w miarę możliwości na podstawie podanego przez producenta histogramu tłumienia bądź wartości średniej i odchylenia standardowego tłumienia lub nawet jedynie jego wartości średniej.

Problematyka analizy statystycznej tłumienia złączy jest stosunkowo rzadko poruszana w literaturze. W znanych nam pracach [2, 3] jest stosowany model tłumienia, opisany w pkt. 2, nazwany przez nas standardowym, nie uwzględniający wszystkich istotnych czynników wpływających na tłumienie złączy.

Powszechnie stosowana technologia produkcji złączy rozłączalnych polega na umieszczeniu światłowodu, z usuniętymi powłokami wtórnymi, w otworze wykonanym centrycznie w feruli wtyku. Średnica nominalna otworu jest minimalnie większa od średnicy odsłoniętego światłowodu. Istniejące tolerancje wykonania wtyku i światłowodu są przyczyną powstania wzajemnego poprzecznego przesunięcia środków pól modowych propagowanych w łączonych światłowodach, a w konsekwencji powodują wzrost tłumienia złącza. Dla wyjaśnienia mechanizmów wpływających na tłumienie złączy przeprowadzono

analizę statystyczną wyżej wymienionych tolerancji wykonania (pkt 3). Zastosowano podejście statystyczne, wyrażające się w operowaniu RGP (rozkładem gęstości prawdopodobieństwa), a nie pojedynczą wartością danego parametru. Jest to uzasadnione próbą określenia własności danej partii produkcyjnej.

Tam, gdzie było to możliwe, posługiwano się rozkładem gęstości prawdopodobieństwa w postaci analitycznej (pkt 4), jednak w złożonych modelach komplikacja wyrażenia analitycznych prowadziła, z jednej strony - do znacznych trudności obliczeniowych, z drugiej zaś - do małej przejrzystości wyników.

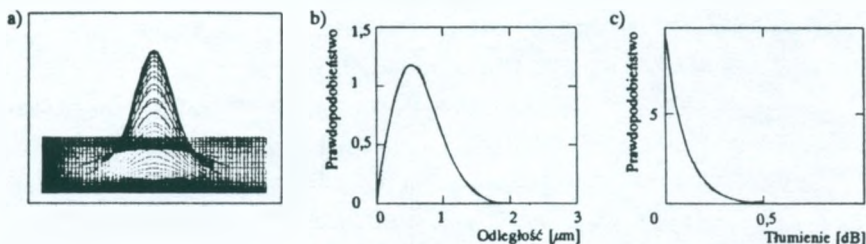
Dlatego, ze względu na mnogość czynników mających wpływ na tłumienie, posłużono się, w niektórych bardziej złożonych modelach, metodą symulacji statystycznej Monte-Carlo (pkt 5). Nie rozpatrywano problemu zabrudzenia powierzchni czołowych wtyków (na przykład w wyniku zastosowania olejku immersyjnego używanego czasem do zmniejszenia tłumienia złączy wykazujących duże tłumienie) - nie mieści się to bowiem w zastosowanym profilu analizy statystycznej.

W pkt. 6 zaproponowano nową metodę określenia metodami statystycznymi bilansu energetycznego łącza światłowodowego, w którym są stosowane złącza pochodzące od określonego producenta, pozwalającą na dokładniejsze niż w metodzie standardowej, określenie tłumienia złączy w projektowanym torze światłowodowym.

2. MODEL STANDARDOWY RGP TŁUMIENIA ZŁĄCZA

W standardowym modelu RGP tłumienia złącza [2, 3] przyjęto, że jedynym źródłem tłumienia jest wzajemne przesunięcie rdzeni światłowodów (a co się z tym wiąże - środków pól modowych) w łączonych wtykach. Zakłada się ponadto, że RGP położenia środka rdzenia we wtyku $f_{xy}(r)$, charakteryzuje się dwuwymiarowym rozkładem Gaussa (normalnym), ze środkiem symetrii leżącym w środku układu

współrzędnych, pokrywającym się ze środkiem geometrycznym przekroju poprzecznego wtyku (rys. 1a).



Rys. 1. Rozkłady gęstości prawdopodobieństwa dla modelu standardowego

- a) położenia środka rdzenia względem geometrycznego środka wtyku;
- b) odległości środka rdzenia od geometrycznego środka wtyku;
- c) tłumienia złącza

Wykonując całkowanie powierzchniowe funkcji $f_{xy}(r)$ po promieniu r , otrzymuje się RGP odległości środka rdzenia od geometrycznego środka wtyku, wyrażający się rozkładem Rayleigha [5]:

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad \text{dla } r \geq 0, \quad (1)$$

przedstawionym na rys. 1b.

Zależność tłumienia od przesunięcia środków pól modowych, dla przesunięcia dużo mniejszego od średnicy pola modowego, wyraża się, w decybelach, wzorem [1]:

$$\alpha = K r^2. \quad (2)$$

Współczynnik K jest zależny od średnicy pola modowego η_w . Dla $\eta_w = 10 \mu\text{m}$ wynosi $0,174 \text{ dB}/\mu\text{m}^2$ [3].

Dla dowolnego rozkładu zmiennej losowej przesunięcia środków pól modowych $f_r(r)$ zmienna losowa tłumienia $f_\alpha(\alpha)$ ma postać:

$$f_{\alpha}(x) = \frac{1}{2\sqrt{Kx}} f_r\left(\sqrt{\frac{x}{K}}\right), \quad (3)$$

co wynika z zależności (2).

Dla $f_r(r)$ mającego postać (1), zmienna losowa $f_{\alpha w}(\alpha)$ ma postać rozkładu wykładniczego (rys. 1c):

$$f_{\alpha w}(\alpha) = 2A \exp(-2A\alpha), \quad \text{gdzie } A = \frac{1}{4\sigma^2 K}. \quad (4)$$

Jest to RGP tłumienia złączy utworzonych z połączenia wtyku wzorcowego z wtykiem o odchyleniu środka rdzenia opisywanym przez RGP we wzorze (1).

Wyznaczenie tłumienia złączy utworzonych z połączenia dwóch wtyków z RGP, wyrażonym przez (4), sprowadza się do obliczenia splotu funkcji $f_{rp} = f_r(r) \otimes f_r(r)$ [2]:

$$f_{rp}(r) = \frac{r}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) \quad (5)$$

i poddaniu otrzymanej funkcji przekształceniu (3). W efekcie uzyskuje się funkcję RGP tłumienia złączy utworzonych z losowych wtyków:

$$f_{\alpha p}(\alpha) = A \exp(-A\alpha), \quad (6)$$

o identycznym kształcie jak RGP tłumienia złączy z wtykiem wzorcowym (4), lecz o dwukrotnie większej wartości średniej tłumienia.

Wartość średnią tłumienia oblicza się na podstawie funkcji RGP za pomocą zależności:

$$\eta = \int_0^{\infty} f(\alpha) \alpha \, d\alpha. \quad (7)$$

3. MODEL SZCZEGÓŁOWY RGP TŁUMIENIA ZŁĄCZA

Model standardowy RGP tłumienia złącza nie umożliwia dokładnej aproksymacji danych eksperymentalnych, uzyskiwanych przez nas wielokrotnie w trakcie pomiarów tłumienia dużych serii złączy [4]. Z tego względu opracowano model statystyczny uwzględniający, wynikające z technologii produkcji dodatkowe, nie wzięte pod uwagę w modelu standardowym, czynniki mające wpływ na tłumienie złączy.

3.1. Opis modelu

W modelu tym uwzględniono następujące czynniki, mające wpływ na tłumienie złącza:

- przesunięcie poprzeczne (przeanalizowano podejście uproszczone - w pkt. 3.2 oraz szczegółowe - w pkt. 3.3),
- niedopasowanie pól modowych,
- odsunięcie powierzchni czołowych wtyków.

Wzięcie pod uwagę tak dużej liczby czynników powoduje znaczną komplikację opisu analitycznego RGP tłumienia. Dodatkowo komplikuje analizę uwzględnienie wariantów złączy utworzonych z połączenia:

- wtyku wzorcowego z wtykiem przypadkowym,
- wtyku przypadkowego z wtykiem przypadkowym,
- wtyku przypadkowego z wtykiem przypadkowym z justacją połączenia, polegającą na obrocie wtyków do uzyskania minimalnego tłumienia.

W tablicy 1 zawarto tolerancje, będące danymi wejściowymi do szczegółowej analizy tłumienia złączy. Założone wartości poszczególnych tolerancji zostały zaczerpnięte z różnych źródeł katalogowych i są reprezentatywne dla obecnie powszechnie stosowanej technologii produkcji. Podane tolerancje charakteryzują się różnymi typami RGP, co dodatkowo komplikuje analizę.

Tablica 1

Typowe tolerancje wykonania poszczególnych elementów złącza światłowodowego, mające wpływ na tłumienie

Zjawisko/Parametr	Symbol	Wartość [μm]	Typ RGP
Przesunięcia poprzeczne			
Niecentryczność rdzenia światłowodu (wartość średnia)	η_{rcb}	0,3	Rayleigha
Tolerancja niecentryczności otworu wewnętrzznego feruli wtyku	Δ_{cfc}	0,7	Rayleigha
Tolerancja średnicy zewnętrznej płaszczka światłowodu	Δ_{frc}	1,0	Gausa
Tolerancja średnicy otworu wewnętrzznego feruli wtyku	Δ_{fcb}	2,0	Gausa
Różnica między średnicą nominalną światłowodu i średnicą nominalną otworu wewnętrzznego feruli wtyku	Δ_{m}	0,75	jednostajny lub binormalny
Niedopasowanie pól modowych			
Wartość nominalna średnicy pola modowego	η_{w}	8,5	Gausa
Odchylenie standardowe średnicy pola modowego	σ_{w}	0,2	
Odsunięcie powierzchni czołowych wtyków			
Wartość średnia wgłębienia powierzchni czołowej	η_{d}	0,03	Gausa
Odchylenie standardowe wgłębienia powierzchni czołowej	σ_{d}	0,01	

W następnych podpunktach przedstawiono analizę statystyczną poszczególnych, wymienionych w tabl. 1 parametrów i ich wpływ na tłumienie złącza.

3.2. Uprozczone określenie RGP przesunięcia poprzecznego

Uproszczenie polega na nieuwzględnieniu różnicy średnic nominalnych światłowodu i otworu w feruli.

Prawdopodobieństwo położenia środka rdzenia, względem geometrycznego środka przekroju poprzecznego światłowodu, wyraża się dwuwymiarowym rozkładem Gaussa.

Odległość środka rdzenia od geometrycznego środka przekroju poprzecznego światłowodu (zwana niecentrycznością) wyraża się rozkładem Rayleigha. Podobny charakter ma rozkład gęstości prawdopodobieństwa niecentryczności otworu we wtyku.

Dla rozkładu gęstości prawdopodobieństwa typu Rayleigha obowiązują następujące relacje między odchyleniem standardowym oraz wartością średnią a zakresem tolerancji przy poziomie ufności 99,9%:

$$\sigma_{\text{rcfb}} = \eta_{\text{rcfb}} \sqrt{\frac{4}{\pi} - 1}, \quad (8)$$

$$\sigma_{\text{rcfe}} = \frac{\Delta_{\text{cfe}}}{5,66}. \quad (9)$$

Między odchyleniem standardowym dla rozkładu Rayleigha a odchyleniem standardowym dla dwuwymiarowego rozkładu Gaussa zachodzi następująca relacja:

$$\sigma_{\text{gc}} = \sqrt{\frac{2}{4 - \pi}} \sqrt{\sigma_{\text{rcfe}}^2 + \sigma_{\text{rcfb}}^2}. \quad (10)$$

Tolerancje średnicy zewnętrznej płaszczka światłowodu i średnicy otworu wewnętrznego feruli wtyku charakteryzują się rozkładem

gęstości prawdopodobieństwa typu Gaussa, dla którego obowiązuje następująca relacja między odchyleniem standardowym a zakresem tolerancji przy poziomie ufności 99,9%:

$$\sigma_{g\phi a} = \frac{\Delta_{\phi a}}{6,2}, \quad (11)$$

$$\sigma_{g\phi b} = \frac{\Delta_{\phi b}}{6,2}. \quad (12)$$

Sumaryczna wartość odchylenia standardowego dwuwymiarowego rozkładu Gaussa, charakteryzującego prawdopodobieństwo położenia środka rdzenia (pola modowego) względem geometrycznego środka przekroju poprzecznego wtyku, wynosi:

$$\sigma_g = \sqrt{\sigma_{g^c}^2 + \sigma_{g\phi}^2}. \quad (13)$$

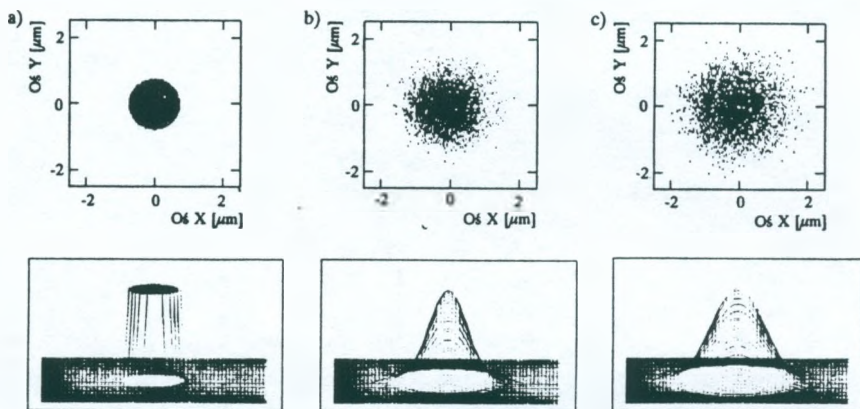
Dla parametrów przyjętych w tabl. 1 $\sigma_g = 0,472 \mu\text{m}$.

3.3. Szczegółowe określenie RGP przesunięcia poprzecznego

Położenie środka rdzenia względem środka wtyku wynika z:

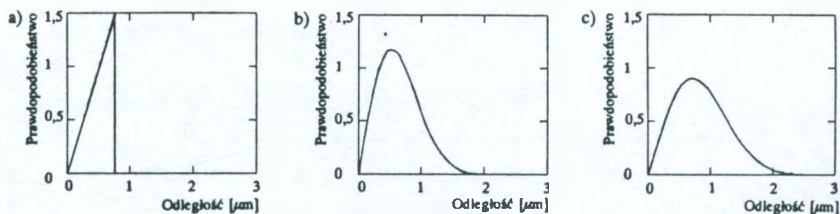
- różnych tolerancji, dających się sumarycznie przedstawić w formie dwuwymiarowego rozkładu Gaussa (rys. 2b), opisanego w poprzednim podpunkcie;
- różnicy średnic nominalnych światłowodu i otworu w feruli, dającej się przedstawić w formie dwuwymiarowego rozkładu jednostajnego (rys. 2a) lub rozkładu binormalnego (rys. 3).

Wektorowa suma tych położzeń daje końcowe położenie środka rdzenia względem środka wtyku (rys. 2c). W analizie dotychczas spotykanej w literaturze [2, 3] nie uwzględniano wpływu różnicy średnic nominalnych światłowodu i otworu w feruli Δn . Różnica ta powoduje, że światłowód może przyjmować dowolne położenie w otworze feruli, w ramach pewnego luzu.



Rys. 2. Położenie środka rdzenia względem geometrycznego środka wtyku, dla wariantu A (górną wiersz - wynik symulacji, dolny wiersz - obliczona funkcja dwuwymiarowego RGP)

a) wynikające z różnicy średnic nominalnych; b) wynikające z tolerancji wymiennych w pkt. 3.2; c) sumaryczne



Rys. 3. RGP odległości środka rdzenia od geometrycznego środka wtyku, dla wariantu A

a) wynikający z różnicy średnic nominalnych; b) wynikający z tolerancji wymiennych w pkt. 3.2; c) sumaryczny

Rozważono dwa warianty (A, B) układania się światłowodu w otworze.

W wariantcie A przyjęto, że punkty wyznaczające środek geometryczny światłowodu są równomiernie rozmieszczone w kole o pro-

mieniu Δn , tworząc dwuwymiarowy rozkład jednostajny, co ilustruje wynik symulacji przedstawiony na rys. 2a. Na rys. 2b zaprezentowano wynik symulacji wpływu tolerancji opisanych w pkt. 3.2, a na rys. 2c - przesunięcie sumaryczne.

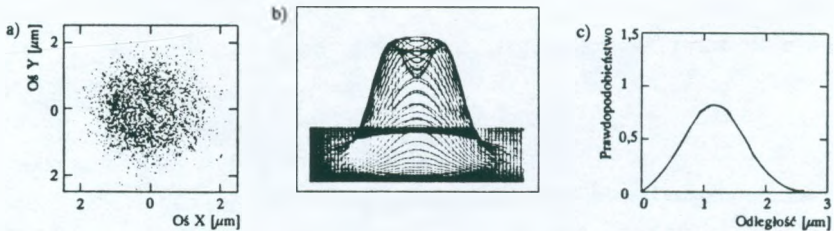
W wariancie B poczyniono założenie, że światłowód przylega zawsze do ścianki otworu. Dwuwymiarowy RGP położenia środka geometrycznego światłowodu względem środka wtyku jest opisywany funkcją (rys. 4b):

$$f_{xy}(r) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\delta} \left[\exp\left(-\frac{(r-\eta)^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{(r+\eta)^2}{2\sigma^2}\right) \right]. \quad (14)$$

RGP odległości środka rdzenia od środka układu współrzędnych wyraża funkcja (rys. 4c):

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + 2\eta^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2}\eta r}{\sigma^2}\right), \quad (15)$$

gdzie I_0 oznacza funkcje Bessla rzędu zerowego.



Rys. 4. Wyniki symulacji i analizy według wariantu B

a) wynik symulacji położenia środka geometrycznego światłowodu względem środka wtyku; b) dwuwymiarowy RGP położenia środka geometrycznego światłowodu względem środka wtyku; c) RGP odległości środka geometrycznego światłowodu od środka wtyku

Funkcja ta jest jednak na tyle skomplikowana, że niemożliwe staje się wyznaczenie, na drodze analitycznej, RGP odległości środków rdzeni w złączach z wtykami losowymi.

Na rys. 4 podano wynik symulacji położenia środka geometrycznego światłowodu względem środka wtyku (a) oraz odpowiadające mu, obliczone analitycznie: dwuwymiarowy rozkład prawdopodobieństwa (b) i RGP odległości środka geometrycznego światłowodu od środka wtyku (c).

Dla RGP odległości przedstawionego na rys. 4c, odpowiadający mu RGP tłumienia (wynikający z przekształcenia (3)) dobrze pasuje do danych eksperymentalnych (rys. 10a oraz 10b). Jednak nie jest to dowód słuszności tezy o ustawianiu się światłowodu przy ścianie otworu, gdyż podobny RGP można otrzymać przy założeniu, że na wypadkowe tłumienie złącza składają się wzajemnie niezależne od siebie przyczyny, takie jak: różnica średnic pól modowych i ich wzajemne poprzeczne przesunięcie, nierówna powierzchnia czołowa itp. Weryfikacja eksperymentalna wariantów A i B, w warunkach Instytutu Łączności, okazała się niemożliwa - należałoby sprawdzić położenie światłowodu względem otworu feruli dla serii wtyków, z wykorzystaniem mikroskopu o rozdzielczości co najmniej 100 nm.

3.4. Tłumienie spowodowane przesunięciem poprzecznym

Tłumienie złącza (wyrażone w decybelach), utworzonego z połączenia wtyku wzorcowego z wtykiem o przesuniętym rdzeniu o wartość r względem środka wtyku, wyraża się wzorem:

$$\alpha_{pw} = K r^2 . \quad (16)$$

Dla złącza utworzonego z losowo wybranych wtyków tłumienie spowodowane przesunięciem środków pól modowych wynosi:

$$\alpha_{pp} = K \left[r_1^2 + r_2^2 - 2 r_1 r_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \right], \quad (17)$$

gdzie: r_1 , ϕ_1 i r_2 , ϕ_2 oznaczają współrzędne biegunowe położenia środków pól modowych dla obu wtyków.

Jeśli wykona się operację justacji wtyków, przez wstępny obrót wtyku względem klucza ustalającego położenie (przy liczbie p możliwych do ustalenia położzeń), tak by uzyskać minimalne tłumienie przy połączeniu ze specjalnym wtykiem wzorcowym o celowo przesuniętym rdzeniu, to symulację tłumienia złącza utworzonego z tak wykonanych wtyków przeprowadza się korzystając ze wzoru:

$$\alpha_{pj} = K \left[r_1^2 + r_2^2 - 2r_1r_2 \cos \left(\text{rnd} \left(\frac{2\pi}{p} \right) - \text{rnd} \left(\frac{2\pi}{p} \right) \right) \right], \quad (18)$$

gdzie: $\text{rnd}(x)$ oznacza liczbę o wartości z przedziału $(0 .. x)$ wylosowaną przy założeniu jednostajnego RGP w tym przedziale.

Zależności (16), (17) i (18) umożliwiają przeprowadzenie zaawansowanej analizy własności realnie instalowanych złączy.

3.5. Inne czynniki wpływające na tłumienie złącza

Dla typowych, spotykanych na rynku złączy, przesunięcie poprzeczne ma największy wpływ na tłumienie i dlatego pozostałe przyczyny tłumienia są potraktowane w uproszczeniu.

Zależność tłumienia, wyrażonego w decybelach, od niedopasowania pola modowego, dla złącza z wtykiem wzorcowym, otrzymuje się z zależności:

$$\alpha_{\Delta mfdw} = -10 \lg \left[\frac{4}{\left(\frac{\eta_w}{w_1} + \frac{w_1}{\eta_w} \right)^2} \right], \quad (19)$$

gdzie:

η_w - nominalna średnica pola modowego,

w_1 - średnica pola modowego losowo wybranego wtyku.

Z tego względu zastosowano aproksymację tej zależności funkcją sinusoidalną:

$$\alpha_d = 0,76 \sin(6,9 d)^2, \quad (21)$$

co daje zadowalające rezultaty w interesującym nas zakresie małych odległości.

4. ANALITYCZNE OKREŚLENIE RGP TŁUMIENIA ZŁĄCZY DLA MODELU STANDARDOWEGO I RÓŻNYCH WARIANTÓW POŁĄCZEŃ

Podstawowe warianty połączeń (z wtykiem wzorcowym i wtykami losowymi) przedstawiono w pkt. 2.

W podobny sposób wyznacza się RGP tłumienia złączy z idealną justacją, polegającą na obrocie jednego z wtyków wokół środka symetrii, do uzyskania minimalnego tłumienia, co sprowadza się do warunku $r_z = r_2 - r_1$. W tym przypadku RGP odległości jest zmienna losowa powstała z różnicy zmiennych losowych o rozkładzie Rayleigha.

Funkcja RGP odległości wyraża się w powyższym przypadku wzorem [2]:

$$f_z(r) = \frac{1}{\sigma} \exp(-v^2) \left[v \exp(-v^2) + \sqrt{\pi} \left(v^2 - \frac{1}{2} \right) (\operatorname{erf}(v) - 1) \right], \quad (22)$$

gdzie $v = \frac{r}{2\sigma}$, oraz funkcja erf jest funkcją błędu Gaussa.

Korzystając z przekształcenia (3) otrzymuje się zależność na RGP tłumienia złączy z idealną justacją wtyków:

$$f_{\alpha}(\alpha) = A \exp(-\alpha A) \left[\exp(-\alpha A) + \sqrt{\pi} \left(\sqrt{\alpha A} - \sqrt{\frac{1}{4\alpha A}} \right) (\operatorname{erf}(\sqrt{\alpha A}) - 1) \right], \quad (23)$$

gdzie współczynnik A opisany jest we wzorze (4).

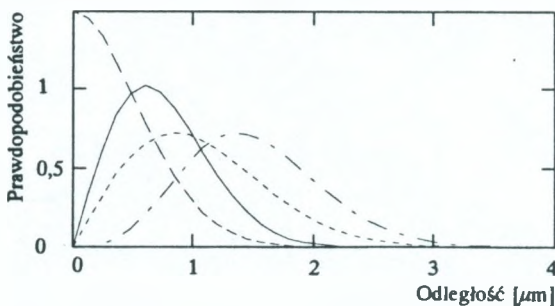
W podobny sposób jest obliczany RGP odległości środków rdzeni dla złączy z justacją do wartości maksymalnej tłumienia ($r_{zs} = r_2 + r_1$):

$$f_{zs}(v) = \frac{1}{\sigma} \exp(-v^2) \left[v \exp(-v^2) + \sqrt{\pi} \left(v^2 - \frac{1}{2} \right) \operatorname{erf}(v) \right] \quad (24)$$

i odpowiedni RGP tłumienia:

$$f_{ar}(\alpha) = A \exp(-\alpha A) \left[\exp(-\alpha A) + \sqrt{\pi} \left(\sqrt{\alpha A} - \sqrt{\frac{1}{4\alpha A}} \right) \operatorname{erf}(\sqrt{\alpha A}) \right]. \quad (25)$$

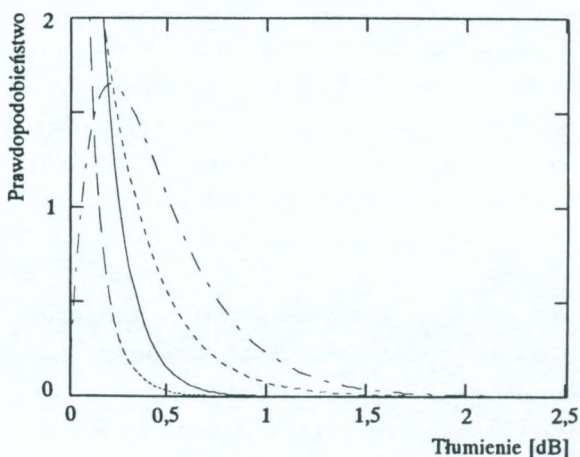
Funkcje RGP odległości rdzeni dla analizowanych powyżej przypadków zaprezentowano na rys. 6, a tłumienia na rys. 7.



Rys. 6. RGP odległości środków geometrycznych rdzeni, wariantów połączeń

- z wtykiem wzorcowym, --- z wtykami przypadkowymi,
 - · - z justacją na minimum, · · · z justacją na maksimum

Sprawdzono, że rozkłady z rys. 7 dają się aproksymować funkcją Gamma z wystarczającą dokładnością.



Rys. 7. RGP tłumienia dla różnych wariantów połączeń
 — z wtykiem wzorcowym, --- z wtykami przypadkowymi,
 - - - z justacją na minimum, - · - z justacją na maksimum

Obliczony stosunek wartości średniej tłumienia złączy z wtykami przypadkowymi do wartości średniej tłumienia złączy zawiera tabela 2.

Tablica 2

Stosunek wartości średniej tłumienia złączy z wtykami przypadkowymi do wartości średniej tłumienia złączy dla poszczególnych analizowanych przypadków

Rodzaj złącza	Symbol	Wartość
Złącze z wtykiem przypadkowym	c_{pp}	1
Złącze z wtykiem wzorcowym	c_{pw}	2
Złącze z justacją na minimum tłumienia	c_{pr}	4,668
Złącze z justacją na maksimum tłumienia	c_{ps}	0,560

Współczynniki c_{ps} , c_{pr} , c_{pw} określają wzajemne relacje między odpowiednimi wartościami średnimi tłumienia. Wartość współczynnika $c_{pw} = 2$ oznacza, że tłumienie złączy utworzonych z wtyków przypadkowych (indeks p) ma średnie tłumienie dwukrotnie większe niż średnie tłumienie złączy z wtykiem wzorcowym (indeks w), przy założeniu, że RGP tłumienia złączy ma rozkład wykładniczy i dominującą przyczyną tłumienia jest przesunięcie poprzeczne rdzeni we wtykach.

Przy tym samym założeniu, wartość średnia tłumienia złączy przypadkowych będzie wynosiła $c_{ps} = 0,56$ średniego tłumienia złączy z justacją na maksimum tłumienia (indeks s), itp.

Podane w tablicy 2 współczynniki c_{px} umożliwiają określenie wartości średniej tłumienia dla dowolnego rodzaju połączeń:

$$\eta_{ax} = \frac{1}{Ac_{px}}, \quad \text{gdzie } x \in \{p, w, r, s, \} . \quad (26)$$

Zastosowanie justacji, polegającej na obrocie wtyku do uzyskania maksymalnego tłumienia, z zastosowaniem wtyku wzorcowego z przesuniętym celowo środkiem rdzenia, umożliwia wykrycie złączy o dużym odchyleniu środka rdzenia od środka wtyku. Przy kontroli tłumienia bez justacji z wykorzystaniem standardowego (idealnego) wtyku wzorcowego, wtyki te niekoniecznie zostałyby wykryte.

5. SYMULACJA TŁUMIENIA ZŁĄCZY METODĄ MONTE-CARLO

Znacznie bardziej efektywna od podejścia analitycznego, przedstawionego w poprzednim punkcie, okazała się symulacja statystyczna tłumienia złączy metodą Monte-Carlo. Losowo generowane, według określonego RGP, wartości poszczególnych parametrów, przy zdefiniowanych wzajemnych relacjach, dają w wyniku zbiór tłumień. Zbiór ten charakteryzuje się poszukiwanym rozkładem gęstości praw-

dopodobieństwa. Z kolei ten RGP można aproksymować odpowiednią funkcją. Wykazano, że do aproksymacji dobrze nadaje się funkcja Gamma.

Zakłada się niezależność wymienionych w pkt. 3 przyczyn powstania tłumienia, dlatego wypadkowe tłumienie jest sumą poszczególnych składników tłumienia:

$$\alpha = \alpha_p + \alpha_{\Delta mfd} + \alpha_d \cdot \quad (27)$$

Zasymulowano tłumienie 10 000 złączy korzystając ze wzorów (16 .. 21). Obliczone wartości średnie tłumienia η_α , odchylenia standardowego σ_α i wartości maksymalnej $\max(\alpha)$ podano w tablicy 3.

Tablica 3

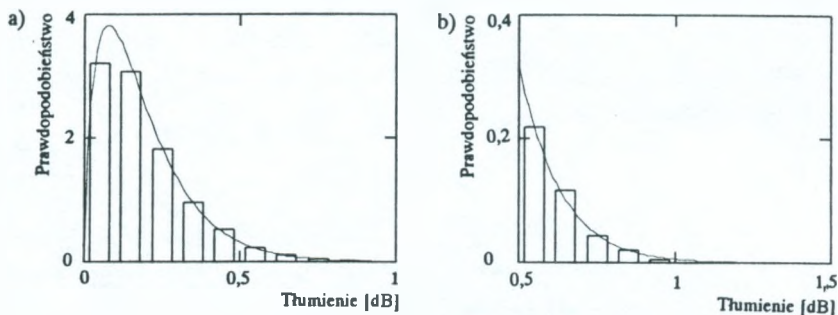
Wyniki symulacji tłumienia złączy

Złącze	η_α [dB]	σ_α [dB]	$\max(\alpha)$ [dB]	> 0,6 dB [%]	> ($\eta_\alpha + 3\sigma_\alpha$) [%]
ze wzorcem	0,189	0,146	1,126	1,92	1,470
losowe	0,401	0,330	2,657	22,21	1,630
z justacją, p = 4	0,156	0,117	1,022	0,60	1,640

Wyniki symulacji tłumienia złączy, o parametrach określonych za pomocą szczegółowego modelu (wg wariantu B) z wtykiem wzorcowym (wg wzoru 16) przedstawiono, w postaci histogramu, na rys. 8. Na rysunku linią ciągłą oznaczono przebieg funkcji aproksymującej typu Gamma. Na rys. 8b, dla uwypuklenia zakresu wystąpienia dużego tłumienia, dziesięciokrotnie rozciągnięto skalę prawdopodobieństwa (w porównaniu z rys. 8a). Zwraca uwagę dobre przystawanie funkcji aproksymującej typu Gamma do wyników symulacji.

Obliczono również, ile procent złączy ma tłumienie większe niż dopuszczalna w wymaganiach krajowych wartość 0,6 dB. Przy połą-

czeniu dwóch losowo wybranych wtyków (dla parametrów przedstawionych w tabl. 1) ponad 20% złączy nie spełnia wymagań.



Rys. 8. Rezultat symulacji tłumienia złączy z wtykiem wzorcowym, w postaci histogramu, z zaznaczeniem aproksymującej funkcji Gamma

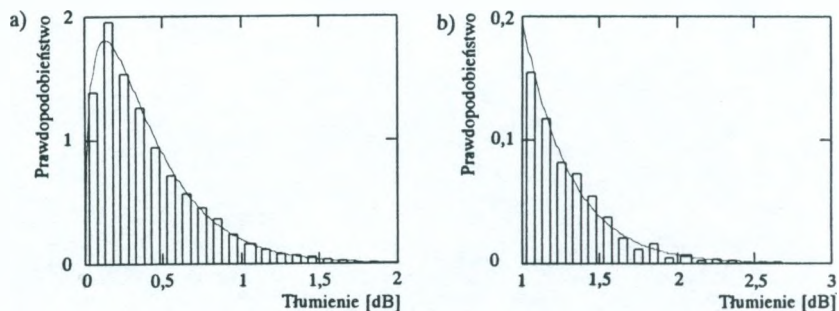
a) całość histogramu; b) z dziesięciokrotnie rozciągniętą skalą prawdopodobieństwa

Gdyby rozkład tłumienia miał przebieg zbliżony do rozkładu Gaussa, to tłumienie nie powinno przekraczać wartości $\eta_\alpha + 3\sigma_\alpha$. Obliczono, że około 1,6% złączy przekracza wartość $\eta_\alpha + 3\sigma_\alpha$. Jest to dziesięciokrotnie więcej niż dla rozkładu Gaussa.

Zastosowanie wzoru (17) w miejsce (16) umożliwia symulację tłumienia złączy, składających się z dwóch losowo wybranych wtyków (w miejsce wtyku wzorcowego jest podstawiony wtyk o parametrach losowo symulowanych). Wyniki symulacji tłumienia, w postaci histogramu, pokazano na rys. 9. Obliczone wartości średnie tłumienia η_α , odchylenia standardowego σ_α i wartości maksymalnej $\max(\alpha)$ zawarto w tabl. 1. Podobnie jak w poprzednim przypadku, zwraca uwagę dobre przystawanie funkcji aproksymującej typu Gamma do wyników symulacji.

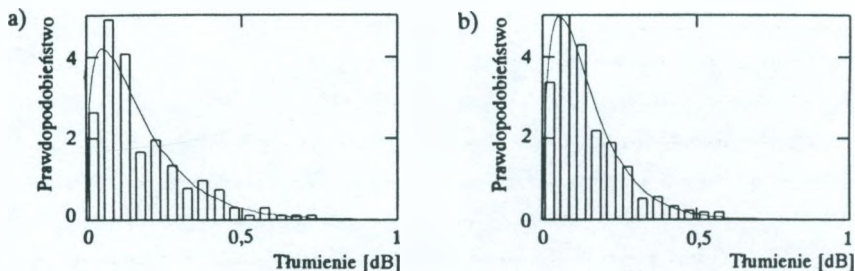
Ponadto histogram z rys. 9 ma podobny przebieg do przykładowych histogramów tłumienia pomierzonego dla serii 360 złączy

(rys. 10a, 10b) oraz innych wyników uzyskiwanych w czasie wieloletniej praktyki, między innymi przy pomiarach tłumienia dużych serii złączy wykonywanych w czasie badań homologacyjnych.



Rys. 9. Rezultat symulacji tłumienia złączy z wtykami przypadkowymi, w postaci histogramu, z zaznaczeniem aproksymującej funkcji Gamma

a) całość histogramu; b) z dziesięciokrotnie rozciągniętą skalą prawdopodobieństwa

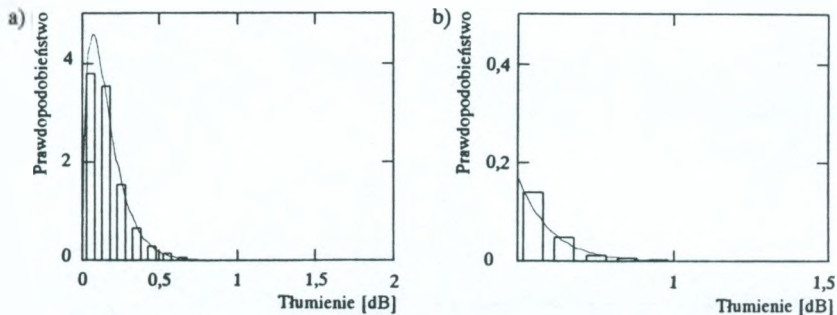


Rys. 10. Przykładowe histogramy tłumienia pomierzonego dla serii 360 złączy

a) pomiar na długości fali 1300 nm; b) pomiar na długości fali 1550 nm

Analogiczną symulację powtórzono, z zastosowaniem wzoru (18), dla złączy składających się z wtyków z justacją położenia rdzenia

światłowodu (co 90° , tzn. czteropółżeniową). Wyniki zaprezentowano na rys. 11.



Rys. 11. Rezultat symulacji tłumienia złączy z justacją wtyków na minimum tłumienia, w postaci histogramu, z zaznaczeniem aproksymującej funkcji Gamma

a) całość histogramu; b) z dziesięciokrotnie rozciągniętą skalą prawdopodobieństwa

Jak wynika z rys. 11, rozkład Gamma nadaje się także do aproksymacji RGP tłumienia złączy justowanych.

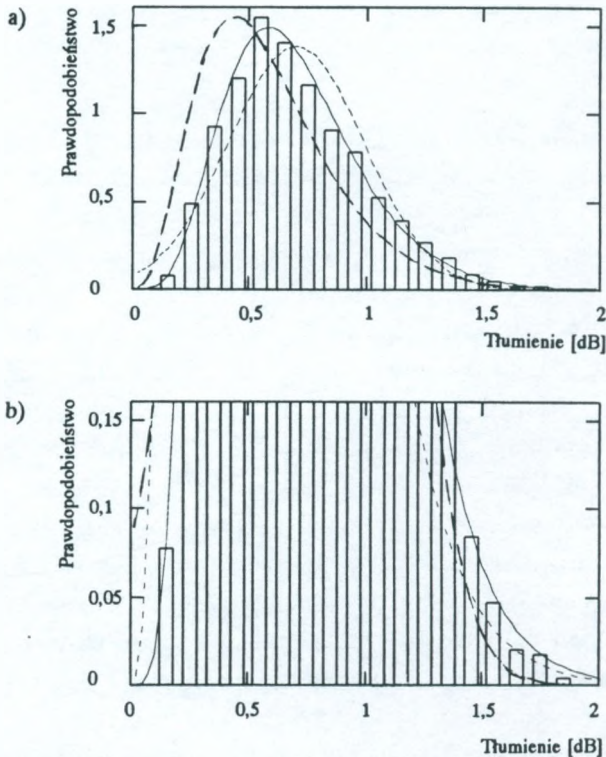
Należy zwrócić uwagę, że tłumienie złączy z losowo wybranymi wtykami jest średnio nieco ponad dwukrotnie większe niż tłumienie złączy z wtykiem wzorcowym. Ponadto odchylenie standardowe jest również ponad dwukrotnie większe, co w efekcie daje wartość maksymalną tłumienia przekraczającą 2,5 dB, dla złączy charakteryzujących się średnim tłumieniem (z wtykiem wzorcowym) wynoszącym zaledwie 0,19 dB. Zastosowanie wstępnej justacji wtyków daje znaczące obniżenie wartości średniej i odchylenia standardowego tłumienia, a co najważniejsze, prawie trzykrotnie obniża jego wartość maksymalną.

Dla pomierzonego tłumienia zbioru złączy z losowo wybranymi wtykami liczącego $I = 360$ sztuk (z rys. 10b) zasymulowano łańcu-

chove połączenie $N = 4$ złączy losowo wybranych z powyższego zbioru:

$$n = 0 \dots N - 1, \quad \alpha_N = \sum_n \alpha_{\text{floor}(\text{rnd}(1))} \cdot \quad (28)$$

Otrzymany w ten sposób rozkład tłumienia, w postaci histogramu, przedstawiono na rys. 12. Na rysunku, oprócz histogramu, znajdują



Rys. 12. Wynik symulacji łańcuchowego połączenia czterech złączy losowanych 3000 razy, ze zbioru pomierzonych 360 sztuk złączy

a) całość histogramu; b) z dziesięciokrotnie rozciągniętą skalą prawdopodobieństwa

□ - wynik symulacji, — — - aproksymacja rozkładem Erlanga, ---- - aproksymacja rozkładem Gaussa, ——— - aproksymacja rozkładem Gamma

się rozkłady: Erlanga, Gaussa i Gamma, o wartości średniej N razy większej od wartości średniej tłumienia pojedynczego złącza oraz o odchyleniu standardowym \sqrt{N} razy większym od odchylenia standardowego pojedynczego złącza.

Z przykładów zawartych w powyższym punkcie wynika, że aproksymacja RGP tłumienia złączy funkcją Gamma jest najdokładniejsza. Odnosi się to zarówno do RGP tłumienia pojedynczego złącza, jak i łańcuchowego połączenia złączy.

6. METODA DOKŁADNEGO OBLICZANIA MARGINESU TŁUMIENIA TRAKTU ŚWIATŁOWODOWEGO

Oszacowanie tłumienia projektowanego traktu światłowodowego jest podstawową czynnością przy projektowaniu. Założenie maksymalnych wartości tłumienia dla wszystkich elementów traktu prowadzi do przyjęcia zbyt dużego marginesu bezpieczeństwa, co przy danym zasięgu wymusza zastosowanie elementów selekcyonowanych, a przez to droższych - jest to podejście nieekonomiczne.

Z tego względu przy obliczaniu tłumienia projektowanego traktu powszechnie jest stosowane podejście statystyczne, polegające na przyjęciu do obliczeń wartości średniej i odchylenia standardowego danego parametru. Jako margines bezpieczeństwa przyjmowana jest trzykrotność odchylenia standardowego RGP tłumienia traktu.

Podejście takie jest słuszne, gdy poszczególne elementy składowe traktu charakteryzują się tłumieniem o rozkładzie Gaussa. Nie jest to założenie słuszne w przypadku złączy rozłączalnych. Tłumienie złączy rozłączalnych charakteryzuje się rozkładem Gamma, co zostało wykazane teoretycznie i zweryfikowane praktycznie.

Rozkład Gamma:

$$f_{\Gamma}(\alpha) = \frac{\left(\frac{\eta}{\sigma^2}\right)^{\left(\frac{\eta}{\sigma}\right)^2}}{\Gamma\left[\left(\frac{\eta}{\sigma}\right)^2\right]} \alpha^{\left(\frac{\eta}{\sigma}\right)^2-1} \exp\left(-\frac{\eta}{\sigma^2} \alpha\right) \quad (29)$$

jest opisywany jednoznacznie, tak jak rozkład Gaussa, dwoma parametrami η oraz σ i charakteryzuje się tym, że prawdopodobieństwo występowania wartości ujemnych jest zerowe oraz że przyjmuje różne kształty zależne od stosunku η do σ . Dla $\eta = \sigma$ rozkład Gamma przyjmuje postać rozkładu wykładniczego:

$$f_{\exp}(\alpha) = \frac{1}{\eta} \exp\left(-\frac{\alpha}{\eta}\right). \quad (30)$$

Inną charakterystyczną właściwością rozkładu Gamma jest to, że suma dwóch zmiennych losowych o identycznym rozkładzie Gamma jest także zmienną losową o tym rozkładzie. Dzięki tej właściwości, a ma ją również rozkład Gaussa, można w prosty sposób obliczyć rozkład gęstości prawdopodobieństwa tłumienia połączenia szeregowego N złączy rozłączalnych. Oczywiście w tym przypadku obowiązuje uniwersalna zasada, że wartość średnia sumy zmiennych losowych jest sumą ich wartości średnich oraz że odchylenie standardowe sumy zmiennych losowych jest pierwiastkiem z sumy kwadratów odchyień standardowych tych zmiennych.

Korzystając z powyższych własności można wykazać, że RGP tłumienia połączenia szeregowego N złączy rozłączalnych, przy założeniu, że RGP każdego ze złączy jest typu Gamma, ma też rozkład Gamma:

$$f_{\Gamma N}(\alpha) = \frac{\left(\frac{\eta}{\sigma^2}\right)^{N\left(\frac{\eta}{\sigma}\right)^2}}{\Gamma\left[N\left(\frac{\eta}{\sigma}\right)^2\right]} \alpha^{N\left(\frac{\eta}{\sigma}\right)^2-1} \exp\left(-\frac{\eta}{\sigma^2} \alpha\right). \quad (31)$$

Z punktu widzenia projektanta systemu jest istotne określenie właściwego marginesu bezpieczeństwa. Do osiągnięcia poziomu ufności wynoszącego 99,865% - odpowiadającego wartości 3σ dla rozkładu Gaussa, dla rozkładu Gamma należy do wartości 3σ dodać poprawkę wynoszącą $2,69 \frac{\sigma^2}{\eta}$. Przy szeregowym łączeniu złączy, ze względu na to, że RGP sumarycznego tłumienia ma rozkład Gamma, wyżej wymieniona cecha bardzo upraszcza projektowanie, gdyż wartość poprawki nie zależy od liczby złączy.

Dla występujących w praktyce wartości η i σ , margines poziomu ufności 99,865%, opisywany wzorem:

$$3\sigma + Cp(3) \frac{\sigma^2}{\eta}, \quad (32)$$

zapewnia dokładność obliczeń lepszą niż 1%, co jest w zupełności wystarczające.

W tablicy 4 przedstawiono obliczone dodatkowo współczynniki proporcjonalności $Cp(p)$ dla poziomów ufności wynoszących 97,7% i 99,997%, co odpowiada marginesowi 2σ i 4σ dla rozkładu Gaussa.

Ważnym zagadnieniem jest wyznaczenie wartości poprawki dla danej partii złączy. Parametry η i σ nie zawsze są podawane przez producenta złączy. Zamiast nich jest wymieniana najczęściej wartość średnia tłumienia złączy utworzonych z wtykiem wzorcowym (η_w). W pkt. 4 obliczono, że w krańcowym przypadku RGP tłumienia złączy z wtykiem wzorcowym o rozkładzie wykładniczym (gdzie przyczyną tłumienia jest wyłącznie przesunięcie poprzeczne rdzeni światło-

wodów), RGP tłumienia złączy bez wtyku wzorcowego ma również rozkład wykładniczy, ale z dwukrotnie większą wartością średnią. Stąd można oszacować od góry wymagany dla danego poziomu ufności margines bezpieczeństwa dla łańcucha utworzonego z dowolnej liczby N złączy. Wynosi on:

$$2 \eta_w [p \sqrt{N} + Cp(p)]. \quad (33)$$

Tablica 4

Współczynniki proporcjonalności $Cp(p)$ dla różnych poziomów ufności oraz odpowiadający im margines dla rozkładu Gaussa, wyrażony krotnością

Parametr	Symbol	Wartość		
		97,7%	99,865%	99,997%
Poziom ufności		97,7%	99,865%	99,997%
Krotność dla rozkładu Gaussa	p	2	3	4
Współczynnik proporcjonalności	Cp	0,85	2,69	5,34

Dla poziomu ufności wynoszącego 99,865%, odpowiadającemu wartości 3σ dla rozkładu Gaussa (dla $p = 3$), wynosi on około:

$$6 \eta_w (\sqrt{N} + 0,9). \quad (34)$$

Powyższy margines można zawęzić wyznaczając wartość parametrów η i σ dla danej partii złączy, wykonując pomiary tłumienia reprezentatywnej próbki i posługując się wzorem (32).

Poniższy przykład ilustruje typowe sytuacje, spotykane przy obliczaniu marginesu tłumienia, w funkcji liczby złączy N :

A - gdy znamy jedynie wartość η_w ,

B - gdy znamy wartości η oraz σ .

Margines łączny, wynikający z tłumienia złączy (RGP typu Gamma) i pozostałych elementów toru światłowodowego (RGP typu Gaussa), wynosi:

- dla wariantu A

$$p \sqrt{N4\eta_w^2 + M\sigma_s^2} + Cp(p)2\eta_w \quad (35)$$

- lub dla wariantu B

$$p \sqrt{N\sigma + M\sigma_s^2} + Cp(p) \frac{\sigma^2}{\eta} . \quad (36)$$

W wariancie B pierwszy składnik wyrażenia (36) jest identyczny z marginesem przyjmowanym w tradycyjnym podejściu statystycznym (zastosowanie rozkładu Gaussa), a drugi składnik jest poprawką, która nie zależy od liczby złączy, a jedynie od wartości średniej i odchylenia standardowego tłumienia danej partii produkcyjnej złączy.

Dla zilustrowania obliczania marginesu bezpieczeństwa przedstawiono dwa przykłady: dla krótkiego i długiego traktu światłowodowego. Wyniki zaprezentowano w tabelicy 5.

Tabela 5

Marginesy tłumienia obliczone według różnych metod

Rodzaj traktu	Margines dla poziomu ufności 99,865%		
	standar- dowy	z poprawką	
		wariant A	wariant B
Krótki:			
1 km ($\eta_s = 0,35; \sigma_s = 0,03$)	0,78	1,58	1,09
3 złączy ($\eta_w = 0,1; \eta = 0,2 \sigma = 0,15$)			
Długi:			
20 km ($\eta_s = 0,35; \sigma_s = 0,03$)	0,88	1,65	1,18
4 złączy ($\eta_w = 0,1; \eta = 0,2 \sigma = 0,15$)			

7. PODSUMOWANIE

Reasumując, można sformułować niżej podane wnioski.

1. Wykazano, metodą symulacji statystycznej, że mała wartość średniego tłumienia złączy z wtykiem wzorcowym nie daje gwarancji uzyskania małego tłumienia instalowanych złączy, gdyż złącza mające średnie tłumienie wynoszące zaledwie 0,19 dB mogą, w krańcowym przypadku, osiągać tłumienie przekraczające 2,5 dB.
2. Wykazano, że wstępna justacja wtyków (nawet tylko czteropółżeniowa, co 90°) zapobiega pojawianiu się dużego tłumienia złączy, spowodowanego poprzecznym przesunięciem pól modowych we wtykach.
3. Zaproponowano metodę pomiaru tłumienia złączy z wykorzystaniem specjalnego wtyku wzorcowego z przesuniętym celowo rdzeniem światłowodu, co umożliwi eliminację wtyków o dużym przesunięciu poprzecznym rdzenia. Wtyki te, przy niekorzystnym ustawieniu względem siebie, mogą powodować duże tłumienie - nawet powyżej 2 dB.
4. Stwierdzono, na podstawie symulacji statystycznej, że przy obliczaniu bilansu mocy łańcucha połączeń N złączy można przyjmując, że wypadkowy RGP tłumienia jest typu Gamma. W związku z tym jest wymagany większy margines bezpieczeństwa niż stosowany przy standardowym podejściu statystycznym wykorzystującym rozkład Gaussa.
5. Zwrócono uwagę, że wartość poprawki dodawanej do marginesu nie zależy od liczby złączy, a jedynie od wartości średniej i odchylenia standardowego tłumienia danej partii produkcyjnej złączy.
6. Znając jedynie wartość średnią tłumienia danej partii produkcyjnej, można oszacować od góry wymagany margines tłumienia.

7. Przeprowadzona analiza i praktyczne pomiary wykazują, że nabyte u producenta złącza powinny być poddane (przed instalacją w sieci) kontroli symulującej rzeczywiste warunki pracy, w celu ujawnienia niedopuszczalnych wartości tłumienia. Taką eksploatacyjną symulację pracy złączy dają pomiary wykonywane metodą zamienności, opracowaną i stosowaną w Zakładzie Telekomunikacji Optycznej Instytutu Łączności.

WYKAZ LITERATURY

1. Allard F.C.: Handbook for engineers and scientists. Mc Graw-Hill, 1989.
2. Ando Y.: Statistical analysis of insertion-loss improvement for optical connectors using the orientation method for fiber-core offset. IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 3, No. 10, 1991.
3. Bonnedal D.: Statistical design of connector loss in local fibre optical transmission systems. Proceedings of EFOC, London 1991.
4. Kowar J., Jaworski M., Zieliński A.: Combined optical and electrical connectors for optical fiber transmission systems. Proceedings SPIE, Vol. 1085, 1989.
5. Papoulis A.: *Prawdopodobieństwo, zmienne losowe i procesy stochastyczne*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1972.

Марек Яворски, Юлиан Ковар

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЗАТУХАНИЯ ОДНОМОДОВЫХ ОПТОВОЛОКОННЫХ РАЗЪЕМОВ

Резюме

Представлено оригинальный подробный статистический анализ оптоволоконных разъемов. В результате анализа предложено аппроксимацию распределения плотности вероят-

ности разъемов функцией Гамма вместо широко применяемого закона Гаусса. Рассмотрено последствия этого нового подхода к статистическому методу расчета затухания оптоволоконного тракта.

Marek Jaworski, Julian Kowar

STATISTICAL ANALYSE OF SINGLE MODE CONNECTOR LOSS

S u m m a r y

The statistical loss performance of single mode connectors are modelled. As a result of the model, not commonly used Gauss but Gamma distributions of loss is proposed. Implications of this nongaussian distributions on the statistical design of system loss budget are concerned.

Marek Jaworski, Julian Kowar

L'ANALYSE STATISTIQUE DE L'AFFAIBLISSEMENT DES CONNECTEURS OPTIQUES UNIMODALES DISJONCTABLES

R é s u m é

L'article présente originale analyse statistique détaillée de l'affaiblissement des connecteurs optiques disjonctables. Avec les résultats de cet analyse on a proposé l'approximation de la distribution de la densité d'affaiblissement de connecteurs à l'aide de la fonction Gamma au lieu de celle de Gauss généralement utilisée. La considération des conséquences de cette nouvelle attitude est faite prenant en compte la méthode statistique de calcul de l'affaiblissement de la ligne en fibre optique.

Marek Jaworski, Julian Kowar

STATISTISCHE DÄMPFUNGSANALYSE DER MONOMODE-LWL-VERBINDUNGEN

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

Die originelle statistische Dämpfungsanalyse der Monomode-LWL-Verbindungen wird eingehend dargestellt. Als Resultat der Analyse wird Gamma- anstatt herkömmlich angewandter Normalverteilung vorgeschlagen. Implikationen der aufgeführten Gammaverteilung auf statistische Dämpfungsberechnung der LWL-Strecke werden betrachtet.

Zbigniew Rymarowicz

621.371.32:621.396.931

METODA OBLICZEŃ NATĘŻENIA POLA W TERENACH ZURBANIZOWANYCH, PRZEZNACZONA DLA RADIOKOMUNIKACJI RUCHOMEJ LĄDOWEJ

Zaproponowano jednolite podejście dla zakresu fal metrowych i decymetrowych przy wyznaczaniu natężenia pola w mieście na potrzeby radiokomunikacji ruchomej lądowej. Porównano dwie metody: Okumury-Haty i ITU-R z zalecenia 370. Na ich podstawie określono tłumienie natężenia pola powodowane przez zabudowę, w odniesieniu do krzywych propagacyjnych z zalecenia 370, rozszerzonych o zakres odległości od 1 do 10 km.

1. WSTĘP

Obecny stan radiokomunikacji ruchomej lądowej wymaga stosowania w planowaniu sieci metody propagacyjnej opartej na przesłankach merytorycznych, umożliwiającej dość szybko wykonywanie obliczeń natężenia pola sygnału użytecznego i zakłócającego. Metoda taka, oparta na ścisłych podstawach, byłaby użyteczna przy uzgodnieniach i koordynacji poczynań międzynarodowych. Ma to istotne znaczenie w sytuacji wykorzystywania przez służby radiokomunikacji ruchomej lądowej ograniczonej, z konieczności, części widma częstotliwości i stale rosnącego zapotrzebowania na to widmo przez wymienione służby.

Liczne opracowania i dokumenty międzynarodowe już od wielu lat prezentują różne metody do obliczeń natężenia pola. Część z nich jest dość skomplikowana w swej strukturze, a inne mają już znaczenie historyczne.

Metody przeznaczone do obliczeń natężenia pola w mieście można podzielić na dwie grupy, w zależności od tego, czy wymagane są informacje o usytuowaniu budynków wokół stacji bazowej, czy też wystarczające jest ujęcie statystyczne wpływu zabudowy na wartość natężenia pola.

Do pierwszej grupy można zaliczyć metody opracowane w obrębie COST 207 [3], które stanowią rozwinięcie metod opublikowanych przez Walfischa i Bertoniego [15] oraz Ibrahima i Persona [6]. Metody te stosuje się przy małych odległościach od stacji bazowej, zazwyczaj poniżej jednego kilometra.

Do drugiej grupy można zaliczyć metody ITU-R (dawniej CCIR) [2, 7 ÷ 9] i Okumury [14], które stosuje się już przy większych odległościach od stacji i temu zagadnieniu niniejszy artykuł będzie poświęcony.

Metoda ITU-R, zawarta w zał. 370 [8], pierwotnie była przeznaczona do obliczeń propagacyjnych dla radiodifuzji w terenie wiejskim, w zakresie częstotliwości 30 ÷ 250 MHz i 450 ÷ 1000 MHz. Później wykorzystywano ją w radiokomunikacji ruchomej lądowej w zakresie fal metrowych (zał. ITU-R 529-1 [9]). Natomiast metoda Okumury [14] została opracowana już z przeznaczeniem dla służb ruchomych lądowych w zakresie częstotliwości 150 ÷ 2000 MHz, lecz uwzględnia jedynie wyniki pomiarów z miast japońskich. Mimo to krzywe propagacyjne sporządzone dla częstotliwości 450 i 900 MHz znalazły się w zaleceniu ITU-R 529-1. Przy wyznaczaniu natężenia pola tą metodą można korzystać z zaproponowanych przez Hatę [5] wzorów, opartych na krzywych uzyskanych przez Okumurę.

Celem niniejszej pracy było uzyskanie jednolitej i dogodnej w zastosowaniu metody obliczeń natężenia pola w mieście dla obu zakresów częstotliwości oraz ustalenie tłumienia natężenia pola powodowanego przez zabudowę, w odniesieniu do krzywych z zalecenia 370 i rozszerzonych o zakres odległości od stacji bazowej od 1 do 10 km.

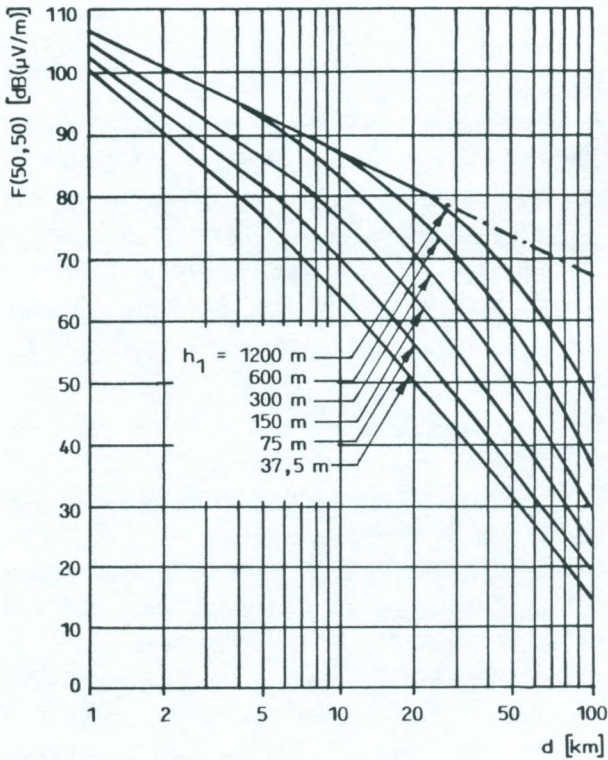
2. OPIS METOD

2.1. Metoda ITU-R

Metoda ta została opracowana na podstawie pomiarów uzyskanych jeszcze w latach pięćdziesiątych głównie z terenów Europy Zachodniej i wschodniej części Stanów Zjednoczonych Ameryki Płn. Wstępny projekt krzywych propagacyjnych został zgłoszony przez UER w postaci dokumentu [1] na zebraniu ekspertów CCIR w 1961 r. poprzedzającym konferencję sztokholmską. Po dokonaniu korekt krzywe te stały się przedmiotem zalecenia 370-1 i z niedużymi zmianami są do dziś aktualne.

Krzywe propagacyjne sporządzono dla dwóch zakresów częstotliwości $30 \div 250$ MHz i $450 \div 1000$ MHz, dla lądu i morza w zakresie odległości od 10 do 1000 km. Podają one wartość natężenia pola $F(50,T)$ w dB przekraczaną w 50% miejsc oraz T% czasu w funkcji odległości od anteny nadawczej dla 1 kW mocy promieniowanej oraz wysokości anteny odbiorczej 10 m. Parametrem jest wysokość skuteczna anteny nadawczej, która odzwierciedla ukształtowanie terenu w jej otoczeniu. Wysokość ta jest równoznaczna z wysokością środka elektrycznego anteny nad średnim poziomem terenu wzdłuż trasy propagacji na odcinku od 3 do 15 km od stacji. Krzywe $F(50,T)$ dla lądu odnoszą się do terenów wiejskich umiarkowanie pofalowanych o parametrze nierówności terenu $\Delta h = 50$ m. Dla terenów o innym stopniu nierówności stosuje się korekcyjny współczynnik tłumienia, będący również funkcją odległości od anteny nadawczej. W metodzie tej parametr Δh definiuje się jako różnicę poziomów przekraczanych w 10 i 90% długości trasy propagacji na odcinku od 10 do 50 km od stacji nadawczej.

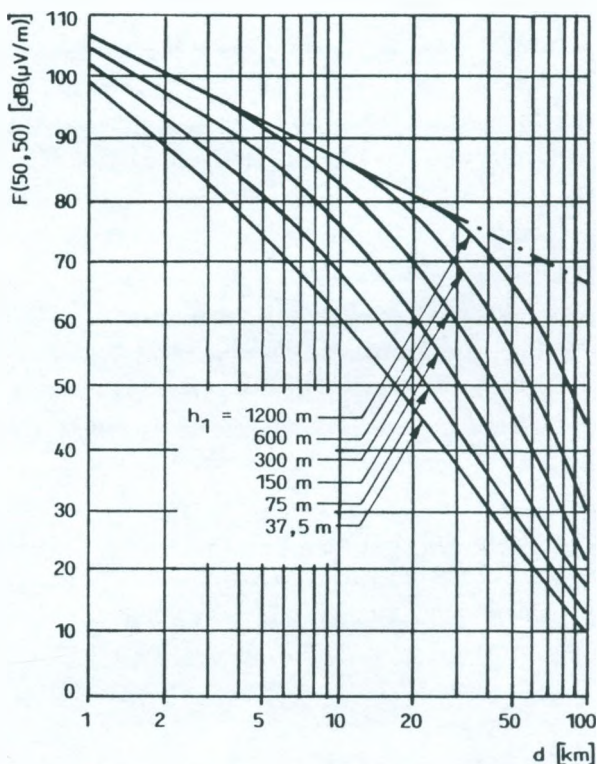
Lisicki [11] uzupełnił krzywe $F(50,50)$ z zalecenia 370 o zakres odległości od 1 do 10 km, opierając się na dokumencie OIRT [13]. Uzyskane przez niego krzywe dla zakresu fal metrowych i decymetrowych pokazano na rys. 1 i 2.



Rys. 1. Zintegrowane krzywe propagacji $F(50,50)$ dla lądu w zakresie częstotliwości $30 \div 250$ MHz

Krzywe $F(50,T)$, przeznaczone dla radiokomunikacji ruchomej lądowej, są zawarte w zaleceniu ITU-R PN 529-1 [9], utworzonym na podstawie sprawozdania CCIR 567-4 [2]. Krzywe dla częstotliwości 150 MHz dotyczą terenu wiejskiego i zostały przeliczone dla wysokości anteny odbiorczej 3 m z odpowiednich krzywych propagacyjnych zalecenia 370. W projekcie rewizji zalecenia ITU-R PN 529-1 zaproponowano nowe krzywe propagacyjne dla zakresu częstotliwości

30 ÷ 250 MHz, ale już dla wysokości anteny odbiorczej 1,5 m [7]. Przyjęto również, że natężenie pola należy zmniejszyć o 3 dB w terenie podmiejskim i o 5 dB w terenie miejskim.



Rys. 2. Zintegrowane krzywe propagacji $F(50,50)$ dla lądu w zakresie częstotliwości 450 ÷ 1000 MHz

Krzywe dla częstotliwości 450 i 900 MHz w podanym wyżej zaleceniu, zaczerpnięto z pracy Okumury. Dotyczą one terenów miejskich i sporządzono je dla wysokości anteny odbiorczej również 1,5 m.

2.2. Metoda Okumury-Haty

Metoda Okumury [14] została opracowana na podstawie licznych pomiarów wykonanych w okolicy Tokio na początku lat sześćdziesiątych, w terenie o różnym ukształtowaniu i pokryciu, w szerokim zakresie częstotliwości, dla kilku wysokości anten stacji bazowej i ruchomej. Miasta objęte tymi pomiarami leżały w prawie płaskim terenie, charakteryzującym się łagodnymi wzniesieniami i spadkami o $\Delta h \approx 16$ m. Krzywe propagacyjne sporządzone dla tego typu terenu dotyczyły odbioru w mieście. Podawały one wartość mediany natężenia pola dla anteny stacji ruchomej o wysokości 1,5 metra nad ziemią. Przyjęta w metodzie definicja wysokości skutecznej jest taka sama jak w metodzie ITU-R, przy czym dla tras krótszych od 15 km bierze się pod uwagę przedział odległości od 3 km do miejsca odbioru sygnału. Natomiast parametr nierówności terenu Δh wyznacza się na odcinku 10 km od punktu odbiorczego w kierunku stacji bazowej.

Metoda zawiera także różne współczynniki korekcyjne, uwzględniające wpływ pojedynczych przeszkód odosobnionych, nachylenia terenu, rodzaju terenu (otwarty, prawie otwarty, podmiejski) oraz różnych wysokości anten stacji ruchomych na wartość natężenia pola.

Wyniki pomiarów uzyskane przez Okumurę w postaci graficznej, Hata [5] opisał następującą zależnością empiryczną:

$$L = A + B \lg d, \quad (1)$$

gdzie L oznacza straty propagacji między izotropowymi antenami w [dB], A i B są współczynnikami równania, będącymi funkcjami wysokości anten stacji bazowej i ruchomej oraz częstotliwości, zaś d jest odległością od stacji bazowej.

Powyższy wzór może być stosowany w zakresie częstotliwości od 150 MHz do 1,5 GHz, odległości od stacji bazowej od 1 do 20 km, wysokości skutecznej anteny stacji bazowej od 30 do 200 m i wysokości anteny stacji ruchomej od 1 do 10 m.

W dokumencie ITU-R 3/1014-E [7] podano zmodyfikowany wzór Haty, gdzie zasięg odległości od stacji bazowej powiększono z 20 do 100 km. Tam medianę natężenia pola w mieście wyrażono następującą zależnością:

$$F_{50} = 65,55 - 6,16 \lg f + 13,82 \lg h_1 + a(h_2) - (44,9 - 6,55 \lg h_1) \lg d^b, \quad (2)$$

gdzie:

F_{50} - mediana natężenia pola [dB] dla 1 kW mocy promieniowanej ERP,

f - częstotliwość [MHz],

h_1 - wysokość skuteczna anteny stacji bazowej [m],

h_2 - wysokość anteny stacji ruchomej [m],

$a(h_2)$ - zysk wysokościowy anteny odbiorczej [dB] w odniesieniu do natężenia pola na wysokości 1,5 m nad ziemią.

W wyrażeniu (2) wykładnik b przyjmuje wartość jeden dla odległości $d \leq 20$ km oraz

$$b = 1 + (0,14 + 1,87 \cdot 10^{-4} f + 1,07 \cdot 10^{-4} h_1) (\lg(d/20))^{0,8} \quad (3)$$

dla odległości $20 < d \leq 100$ km.

Zysk wysokościowy anteny odbiorczej dla miast małych i średnich jest opisany wzorem:

$$a(h_2) = (1,1 \lg f - 0,7) h_2 - (1,56 \lg f - 0,8), \quad (4)$$

a dla miast dużych:

$$a(h_2) = 8,29 \{\lg(1,54 h_2)\}^2 - 1,1 \quad \text{dla } f \leq 200 \text{ MHz} \quad (5a)$$

lub

$$a(h_2) = 3,2 \{\lg(11,75 h_2)\}^2 - 4,9 \quad \text{dla } f \geq 400 \text{ MHz}, \quad (5b)$$

natężenie pola zaś jest określone wzorem dla terenu podmiejskiego

$$F_{50} = F_{50}(\text{miasto}) + 2 [\lg(f/28)]^2 + 5,4 \quad (6)$$

i terenu otwartego

$$F_{50} = F_{50}(\text{miasto}) + 4,78 (\lg f)^2 - 18,33 \lg f + 40,94. \quad (7)$$

Natomiast w terenie prawie otwartym natężenie pola będzie o 5 dB mniejsze aniżeli w terenie otwartym.

3. PORÓWNANIE METOD

Omawiane metody różnią się między sobą przede wszystkim wartościami parametrów, dla których zostały sporządzone krzywe propagacyjne i współczynniki korekcyjne. Wielkości te mają istotny wpływ na wartość natężenia pola w rozważanym punkcie obliczeń.

W metodzie ITU-R zysk wysokościowy anteny odbiorczej, jakiego można oczekiwać przy zmianie jej wysokości, w odniesieniu do natężenia pola na wysokości 10 m według zalecenia 370-6 [8] dla $1,5 \text{ m} \leq h_2 \leq 40 \text{ m}$ wyznacza się ze wzoru:

$$a(h_2) = c \frac{20}{6} \lg \left(\frac{h_2}{10} \right), \quad (8)$$

gdzie wartości c podano w tablicy 1 w zależności od rodzaju terenu i zakresu fal.

Tablica 1

Wartości c w zależności od rodzaju terenu i zakresu fal

Rodzaj terenu	Wartość współczynnika c	
	fale metrowe	fale decymetrowe
Wiejski	4	4
Podmiejski	5	6
Miejski	6	8

Natomiast stosując wzory Haty zysk wysokościowy anteny odbiorczej w odniesieniu do natężenia pola na wysokości 10 m dla miast małych i średnich wyniesie:

$$a(h_2) = (1,1 \lg f - 0,7)(h_2 - 10), \quad (9)$$

a dla miast dużych:

$$a(h_2) = 8,29 \{[\lg(1,54 h_2)]^2 - 1,41\} \quad \text{dla } f \leq 200 \text{ MHz}, \quad (10a)$$

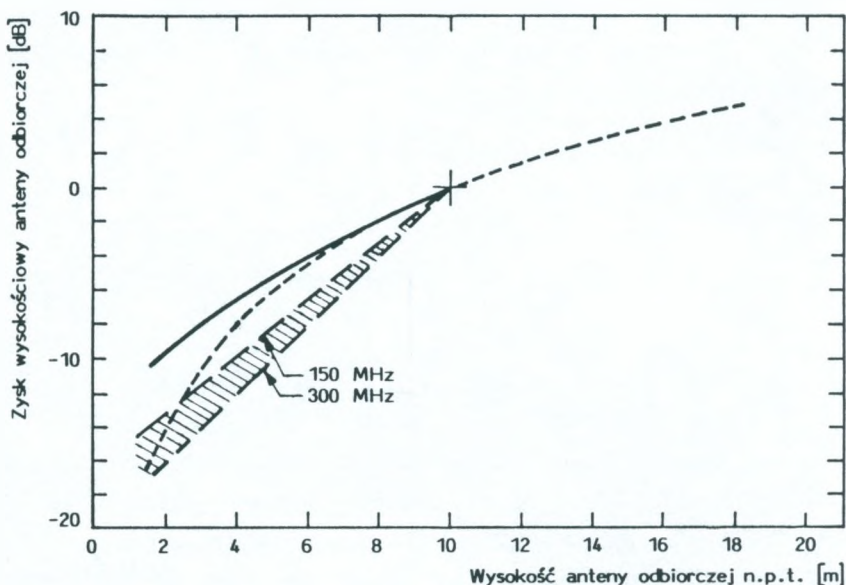
lub

$$a(h_2) = 3,2 \{[\lg(11,75 h_2)]^2 - 4,28\} \quad \text{dla } f \geq 400 \text{ MHz}, \quad (10b)$$

Powyższe zależności zestawiono dla porównania na rys. 3 i 4 oddzielnie dla zakresu fal metrowych i decymetrowych. Na rys. 4 naniesiono dodatkowo średnią wartość zysku wysokościowego anteny, jaką otrzymano dla Warszawy na częstotliwości 490 MHz, przy zmianie wysokości anteny odbiorczej z 3 na 10 metrów [12].

Drugim parametrem decydującym o wartości natężenia pola jest parametr nierówności terenu Δh . Na jego podstawie wyznacza się wartość dodatkowego tłumienia, którą odejmuje się od wartości natężenia pola odczytanej z krzywych propagacyjnych. Wartość korekcyjnego współczynnika tłumienia Okumury odnosi się do krzywych propagacyjnych sporządzonych dla terenu prawie płaskiego o $\Delta h \approx 16$ m, a w metodzie ITU-R do krzywych propagacyjnych sporządzonych dla terenu umiarkowanie pofalowanego o $\Delta h = 50$ m.

Na rys. 5 przedstawiono zależność korekcyjnego współczynnika tłumienia od parametru nierówności terenu Δh dla obu metod. Krzywa japońska stanowi wartość uśrednioną w zakresie pomiarowym i została przeliczona dla $\Delta h = 50$ m, krzywe ITU-R zaś podają wartość współczynnika tłumienia dla odległości od anten $50 \div 100$ km. Między danymi ITU-R i japońskimi występują pewne rozbieżności, które, jak można przypuszczać, mogą być spowodowane różną defini-

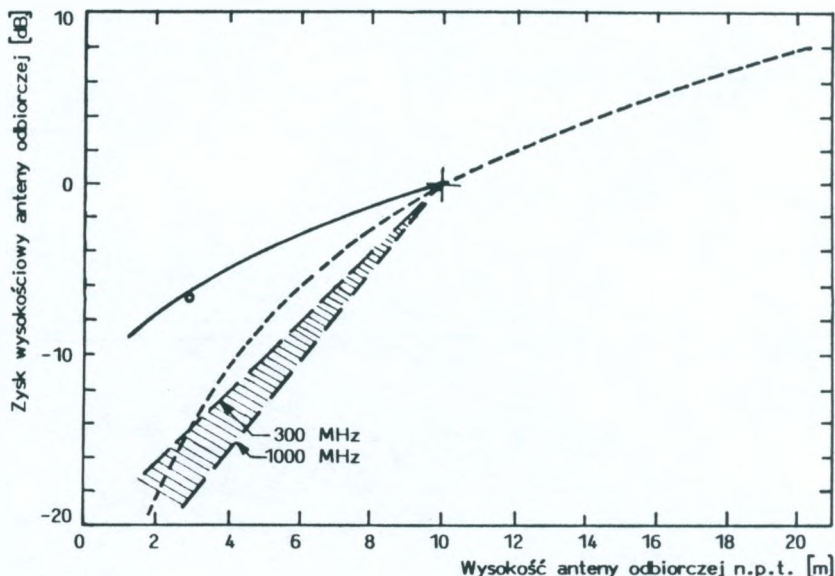


Rys. 3. Zależność zysku wysokościowego anteny odbiorczej w mieście od jej wysokości dla zakresu fal metrowych

— miasto duże (Okumura), ▨ miasta małe i średnie (Okumura),
 - - - zalecenie ITU-R PN 370-6

cją parametru Δh . Wydaje się, że definicja Okumury może lepiej odzwierciedlać wpływ terenu w otoczeniu stacji ruchomej, jednak brak jest obecnie wyraźnych podstaw do zmiany wartości współczynnika tłumienia ITU-R. Proponuje się zatem zachować sposób wyznaczania tłumienia zgodny z zaleceniem 370-6, z tą różnicą, że dla tras krótszych od 50 km przy wyznaczaniu Δh należy brać pod uwagę odległość od 10 km do miejsc odbioru sygnału.

Podstawowe krzywe propagacyjne ITU-R zostały sporządzone dla przeciętnego terenu wiejskiego, natomiast współczynniki korekcyjne w metodzie Okumury odnoszą się do terenu otwartego lub prawie otwartego. Z porównania krzywych ITU-R i Okumury wynika, że na-



Rys. 4. Zależność zysku wysokościowego anteny odbiorczej w mieście od jej wysokości dla zakresu fal decymetrowych

— miasta duże (Okumura),  miasta małe i średnie (Okumura),
 - - - zalecenie ITU-R PN 370, o Warszawa 490 MHz [10]

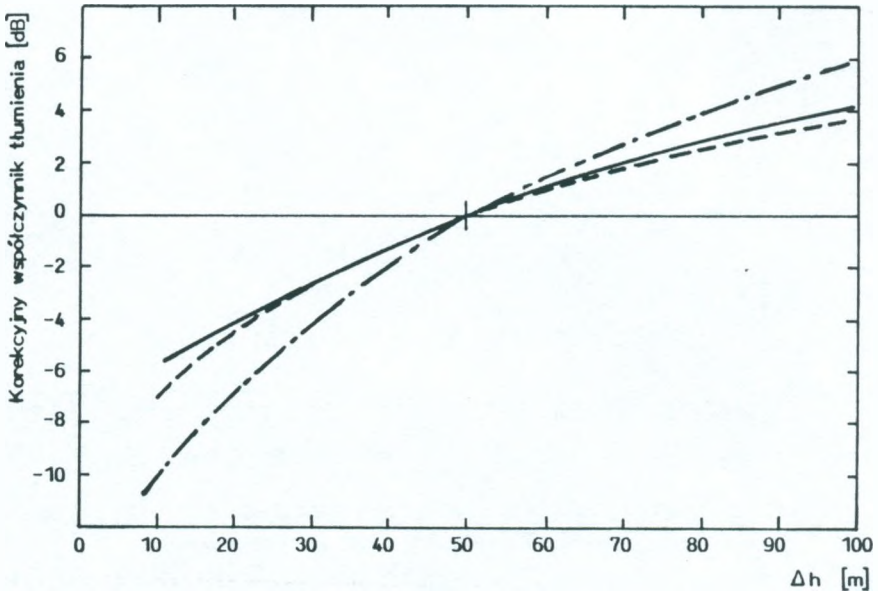
tężenie pola w terenie wiejskim jest o 14,58 dB mniejsze od wartości otrzymanej przez Okumurę dla terenu otwartego. Wartość tę wyznaczono dla anteny odbiorczej o wysokości 1,5 m. Po uwzględnieniu jej we wzorze (7) uzyskano następującą zależność na medianę natężenia pola w terenie wiejskim:

$$F_{50} = F_{50}(\text{miasto}) + 4,78 (\lg f)^2 - 18,33 \lg f + 26,36. \quad (11)$$

Jeśli natomiast otrzymana wartość ze wzoru (11) będzie większa od wartości natężenia pola w wolnej przestrzeni, co może wystąpić przy wysokiej antenie stacji bazowej i małej odległości od niej, to wtedy należy przyjmować:

$$F_{50} = 107 - 20 \lg d, \quad (12)$$

gdzie d jest odległością od stacji w [km].



Rys. 5. Krzywe korekcyjnego współczynnika tłumienia w funkcji parametru Δh

----- 30-250 MHz (ITU-R PN 370-6), - · - · - 450-1000 MHz (ITU-R PN 370-6), ————— 150-1500 MHz (Okumura)

4. NATĘŻENIE POLA W TERENIE ZURBANIZOWANYM

Proponowana metoda jest oparta na zaleceniu 370, dodatkowo z uwzględnieniem krzywych propagacyjnych obejmujących zakres odległości od stacji bazowej od 1 do 10 km (rys. 1 i 2). Natężenie pola w punkcie odbioru oblicza się w następujący sposób:

$$F_{50} = F_{ITU-R} + a_w(h_2) - T, \quad (13)$$

gdzie:

F_{50} - mediana natężenia pola w terenie zurbanizowanym [dB],

F_{ITU-R} - mediana natężenia pola obliczona według zalecenia 370 [dB],

$a_w(h_2)$ - zysk wysokościowy anteny odbiorczej h_2 w terenie wiejskim w odniesieniu do natężenia pola na wysokości 10 m nad ziemią obliczony ze wzoru (8),

T - tłumienie natężenia pola wnoszone przez zabudowę [dB].

Tłumienie to wynosi dla terenu miejskiego

$$T = 4,78 (\lg f)^2 - 18,33 \lg f + 37,34 + a_w(h_2) - a(h_2) \quad (14)$$

i terenu podmiejskiego

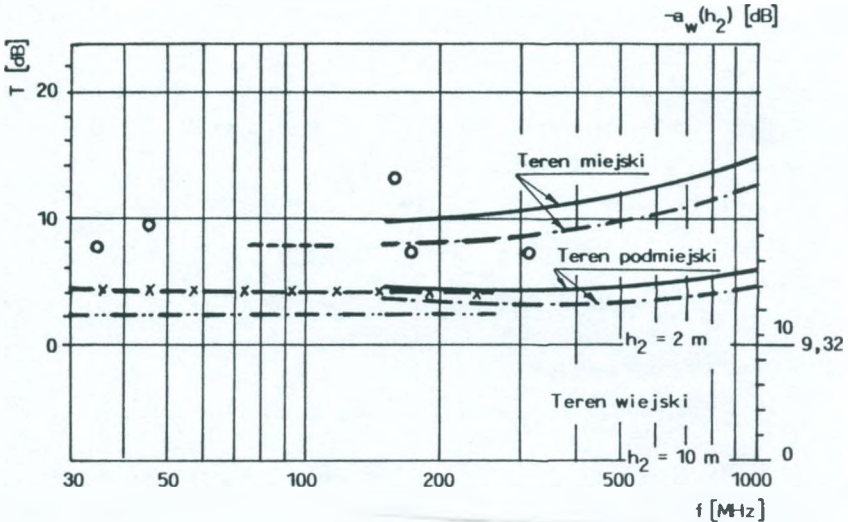
$$T = 2,78 (\lg f)^2 - 12,54 \lg f + 29,05 + a_w(h_2) - a(h_2), \quad (15)$$

przy tym można przyjąć, że wartość tłumienia jest taka sama dla sygnału użytecznego i zakłócającego. Przez $a(h_2)$ oznaczono zysk wysokości anteny odbiorczej w terenie zabudowanym w odniesieniu do natężenia pola na wysokości 1,5 m nad ziemią.

Zależności (14) i (15) wykreślono na rys. 6 dla zysku wysokościowego anteny odbiorczej, obliczonego według Okumury i ITU-R. Na rysunku tym naniesiono również wyniki pomiarów zaczerpnięte z prac [4, 10] oraz proponowane przez ITU-R [7] wartości tłumień w zakresie fal metrowych przeliczone dla wysokości anteny odbiorczej 2 m.

Dane zawarte w pracy [10] zostały zebrane jeszcze pod koniec lat sześćdziesiątych z terenu Warszawy. Pomiarami tymi na częstotliwości 34, 45, 171 i 306 MHz były objęte dzielnice willowe, bloki mieszkaniowe, budynki wolno stojące i śródmieście Warszawy prawobrzeżnej, a na częstotliwości 158 MHz - dzielnice śródmiejskie Warszawy lewobrzeżnej. Wydaje się, że wyniki otrzymane dla Warszawy prawobrzeżnej mogą być w dużej mierze reprezentatywne dla wielu miast naszego kraju o liczbie ludności od 50 do 300 tys.,

uzyskane zaś dla Warszawy lewobrzeżnej - dla kilku wielkich miast polskich.



Rys. 6. Tłumienie natężenia pola w terenie zurbanizowanym dla anteny odbiorczej o wysokości 2 m

- dla $a(h_2)$ wg Okumury [14], — · — dla $a(h_2)$ wg ITU-R [8],
 — x — teren miejski, ITU-R [7], — · — teren podmiejski, ITU-R [7],
 - - - - - teren miejski [4], ○ teren miejski [10]

Wartości tłumienia proponowane przez ITU-R [7] dla terenów miejskich w zakresie fal metrowych są znacznie mniejsze od wartości wynikającej z zależności (14), jak i z danych pomiarowych uzyskanych przez Lisickiego [10] oraz Doevena [4]. Dlatego do czasu uzyskania pełniejszego materiału pomiarowego proponuje się dla tego zakresu częstotliwości przyjmować wartości takie, jakie dla 150 MHz wynikają z równania (14), a w przypadku terenu podmiejskiego z równania (15).

Powyższy model może być stosowany wtedy, kiedy odczytana wartość natężenia pola $F(50, T)$ z krzywych propagacyjnych będzie mniejsza od wartości w wolnej przestrzeni.

5. ZAKOŃCZENIE

Zaproponowana w niniejszym artykule metoda umożliwia prognozę natężenia pola sygnału użytecznego i zakłócającego stacji wchodzących w skład różnych systemów radiokomunikacji ruchomej lądowej. Metoda ta nadaje się przede wszystkim dla systemów dyspozytorskich, wielokomórkowych, trunkingowych i przywoławczych. Zaletą jej jest to, że opiera się ona na zaleceniu ITU-R PN 370-6 w obu zakresach częstotliwości 30 - 250 MHz i 450 - 1000 MHz, co pozwala na jednakowe podejście przy wyznaczaniu natężenia pola.

Celowe wydaje się zweryfikowanie zaproponowanej metody serialem pomiarów na terenie kraju. Pożądane byłoby również wprowadzenie klas wielkości miast, które byłyby związane z występującą na ich terenie zabudową. Mogłoby to zwiększyć dokładność wyników obliczeń, co niewątpliwie prowadziłoby do bardziej oszczędnej gospodarki widmem częstotliwości.

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR Doc. 15 Réunion d'experts: Courbes d'intensité de champ dans le cas des ondes métriques et décimétriques. Cannes 1961.
2. CCIR Rep. 567-4: Propagation data and prediction method for the Terrestrial land mobile services using the frequency range 30 MHz to 3 GHz. Reports of CCIR, Vol. V, Geneva 1990.
3. COST 207. Digital land mobile radio communications, Final Report (14 March 1984 - 13 September 1988). Commission of the European Communities 1989.
4. Doeven J.: Propagation over short distances in urban and rural areas in band II. EBU Review-Technical, No. 224, August 1987, pp. 191-197.
5. Hata M.: Empirical formula for propagation loss in land mobile services. IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. VT-29, August 1980, pp. 317-325.
6. Ibrahim M.F., Parsons I.D.: Signal strength prediction in built-up areas. Part 1: median signal strength. IEEE Proc., Part F, Vol. 130, No 5, 1983, pp. 377-384.

7. ITU-R Doc. 3/1014-E: Draft revision of recommendation ITU-R PN 529-1. Prediction methods for the terrestrial land mobile service in the VHF and UHF bands. 21 June 1995.
8. ITU-R Rec. PN 370-6: VHF and UHF propagation curves for the frequency range from 30 MHz to 1000 MHz. 1994, PN Series.
9. ITU-R Rec. PN 529-1: VHF and UHF propagation data and prediction methods required for the terrestrial land mobile services. 1994, PN Series.
10. Lisicki W.: Badania propagacji fali przyziemnej i troposferycznej w zakresie 300–350 MHz dla potrzeb służby ruchomej lądowej. Instytut Łączności, Warszawa 1969.
11. Lisicki W.: Korekcja i uzupełnienie krzywych propagacji z zalecenia CCIR 370-6. Instytut Łączności, Warszawa 1989.
12. Ogulewicz S.: Propagacja fal decymetrowych w obszarach miejskich. Prace IŁ, nr 4(64), 1971.
13. OIRT Dok. TK-IV-592: Metodyka obliczania natężenia pola nadawczych stacji telewizyjnych i UKF FM w terenie falistym i górzystym. Praga 1983 (w języku rosyjskim).
14. Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Fukuda K.: Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service. Rev. Elec. Commun. Lab., Vol. 16, No. 9-11, September-October 1968, pp. 625-873.
15. Walfisch J., Bertoni L.: A theoretical model of UHF propagation in urban environments. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, December 1988, pp. 1788-1796.

Збигнев Рымарович

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА НАПРЯЖЕННОСТИ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ГОРОДСКИХ РАЙОНАХ
ДЛЯ ПОДВИЖНОЙ СУХОПУТНОЙ РАДИОСВЯЗИ**

Резюме

Предложен унифицированный подход расчета напряженности электромагнитного поля в городских районах в диапазонах

метровых и дециметровых волн для подвижной сухопутной радиосвязи. Сравниваются два метода: Окамуры-Хата и по Рекомендациям МСЭ 370. На основании этого сравнения определено затухание напряженности поля вызываемого городской застройкой относительно кривых распространения приведенных в Рекомендациях МСЭ 370 расширенных в диапазоне расстояний 1 - 10 км.

Zbigniew Rymarowicz

**A METHOD TO CALCULATE FIELD STRENGTH
IN URBAN AREAS PARTICULARLY FOR LAND MOBILE
COMMUNICATIONS**

S u m m a r y

A unified approach to determine field strength in urban environment for land mobile services is proposed for 30 - 300 MHz and 0.3 - 3 GHz bands. Two methods: Okumura-Hata one and another one defined in ITU-R Rec. 370 are compared. Additional field attenuation caused by buildings relative to propagation curves of Rec. 370, extended to 1 - 10 km distance range was calculated accordingly.

Zbigniew Rymarowicz

**LA METHODE DE CALCUL DE L'INTENSITE
DE CHAMP ELECTROMAGNETIQUE
DANS UN TERRAIN URBANISE, A UTILISER
POUR LA RADIOCOMMUNICATION MOBILE TERRESTRE**

R é s u m é

Une attitude uniforme pour le bande des ondes métriques ainsi que décimétriques est proposée - à utiliser pour le calcul de l'intensité de champ

dans un terrain urbain pour l'appliquer par la radiocommunication mobile terrestre. Deux méthodes sont comparés - celles d'Okumura-Haty et ITU-R conformément à la recommandation 370. En les utilisant c'est l'affaiblissement de l'intensité de champ du aux immenbles en prenant en compte les courbes de propagation de la recommandation 370, qui sont elargis des intervalles de distances de 1 km jusqu'a 10 km.

Zbigniew Rymarowicz

**DIE FÜR MOBILES LANDFUNKVERKEHR VORGESEHENE
BERECHNUNGSMETHODE DER FELDSTÄRKE
IN URBANISIERTEN TERRAINEN**

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

Es wurde einheitliche für mobiles Landfunkverkehr vorgesehene Einstellung zu Bereich von Meter- und Dezimeterlängewellen bei Auswertung der Feldstärke in Städten. Okumura-Hata-Methode und Methode nach ITU-R Empfehlung 370 wurden verglichen. Anhand deren wurde die von Bebaung verursachte Feldstärkedämpfung ermittelt, hinsichtlich der nach Empfehlung 370 um Entfernungsbereich von 1 bis 10 km erweiterten Ausbreitungskurven.

Arnold Kawecki

621.371.001.5:621.396.946

621.391.812.61

ONE-HOUR RAINFALL APPLICATION FOR DERIVATION OF 1-MINUTE RAIN RATE DISTRIBUTION

The possibility of long-term rain-rate distribution derivation, using historical graphical rainfall records is presented in the paper. This distribution, necessary for design of microwave links, can be derived for the area where the link will operate. According UIT standard, for attenuation prediction the distribution of rain rate, average in 1-minute should be applied. However from graphical records 5-minute average rain-rates could be derived or even averages from longer periods. The conversion of 5-min distributions, found for 12 locations in Poland, into 1-min distributions is presented. Moreover the derivation of 1-min distribution for the area in S-E Poland (locations: Przemyśl, Krosno, Rzeszów and Tarnów), using 1-hour rainfall increments in mentioned locations, is shown. This 1-min rain-rate distribution corresponds to rainfall zone K, whereas, according the UIT rainfall zones map, this area lies in zone H. The rain-rates in K zone are more intensive than in H zone and the designers of microwave links should use K zone distribution model for attenuation prediction in S-E area of Poland.

1. INTRODUCTION

Study Group of former CCIR elaborated 15 years ago the map of climatic rainfall zones with the models of 1-minute average rain rate distributions (for simplicity let us accept shorter expression "1-min RR distribution"). The models until now are used in designing of terrestrial and Earth-space microwave radiocommunication systems [1].

But in that time 1-min RR data were very scarce, particularly in central and east Europe. Actually there is a great need to derive credible 1-min RR distributions for any region, for which such systems are designed. Following UIT recommendation the attempts has been made in Poland to derive regional RR distributions using graphical records of rainfall, which rest in archives of Meteorological Institute [1, 5].

The main goal was the comparison of our results with the map of the UIT rain climatic zones and the derivation of long term RR distributions in selected areas.

The measurements of RR averaged in 1-min (1-min RR), started in the Institute of Telecommunications in Miedzeszyn in the year 1985. Miedzeszyn is situated at S-E edge of Warsaw. In the next year 5 rain gauges have been installed along propagation path of 15 km length with average separation of 3 km. It was considered that in case of rain from convective clouds ($R > 10$ mm/h), which creates the columns of 2-4 km diameter, the samples from separate rain gauges should be statistically independent. Such arrangement increased the credibility of RR distribution at low percentages when RR were path averaged.

During the years 1986-1990 about 4 millions of 1-min RR samples have been stored in the computer and RR distribution has been derived, but only for Warsaw area.

2. THE INVESTIGATION OF RAIN ZONES

General view on rain zones coverage is given in CCIR map, (fig. 1) with marked border of Poland and investigated areas.

The idea of pluviometric rainfall records application for regional RR distribution assessment has been fulfilled in the year 1990. The task was undertaken to derive 5-min RR distributions in 12 locations of Poland. We decided to commit the Institute of Meteorology the

derivation of 5-min RR samples from graphical records of the rainfall, obtained during 10 years period 1981-1990 in these locations. The computation of corresponding 5-min RR distributions was included in this task.

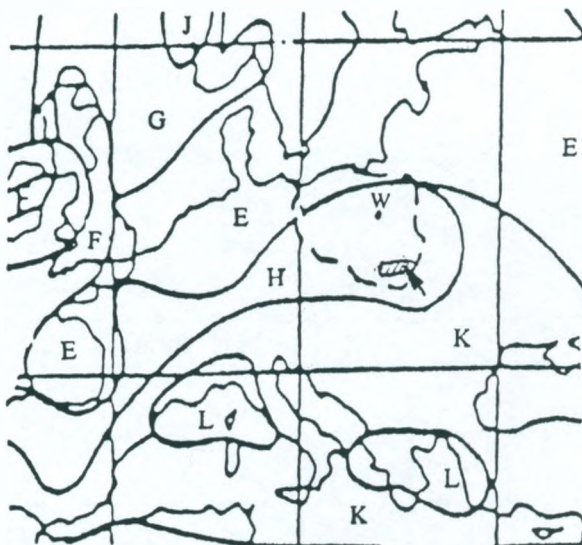


Fig. 1. Rain zones coverage in Europe (acc. CCIR) and investigated area S-E part of Poland (arrow)

The necessary conversion factors $\rho_{\tau}(p) = R_1(p)/R_{\tau}(p)$ at percentages p of the year, for transformation of τ -min distribution into 1-minute distributions, have been found in original way. The 1-minute RR time series $R(t_n)$, acquired in the computer from 5 rain gauges in the years 1986-1990 was averaged in $\tau = 5$ -minutes interval and then the 5-min RR cumulated distribution, valid for Warsaw area, was computed [3]. This averaging interval moved with 1-minute steps as shows the relation:

$$R_{\tau}(t_n) = \frac{1}{\tau} \sum_{m=1}^{\tau} R(t_{n-m+1}),$$

where $R(t_n)$ is a discrete function of time, n are consecutive minutes, m -minutes within the averaging interval of the width τ ($m = 1, 2, \dots, \tau$). The obtained time series $R_\tau(t_n)$ has the same number of 1-minute samples as $R(t_n)$ function but the magnitude of the samples is properly reduced according to averaging relation. The computations have been performed for $\tau = 5, 10$ and 20 minutes and corresponding conversion factors $\rho_\tau(p)$ for percentages $p = 0.01$ and 0.001 have been obtained. They are close to those, valid for Canada, which have been derived several years ago in completely different way (see table 1).

Table 1

Conversion Factors $\rho_\tau(p) = R_1(p)/R_\tau(p)$ for $p = 0.01\%$ and $p = 0.001\%$

τ - minutes	5		10		20		30		60	
p [%]	0.001	0.01	0.001	0.01	0.001	0.01	0.001	0.01	0.001	0.01
Warsaw, (H) 1986-1990, 5RG	1.23	1.11	1.46	1.27	1.82	1.63	-	-	-	-
Warsaw, (H) 1989-1994, 5RG	1.28	1.14					-	-	3.20	2.40
Canada, (C,D,E)	1.21	1.17	1.39	1.17	-	-	-	-	-	-
Canada, (F,K)	1.27	1.12	1.49	1.24					-	-
Japan, Nagoya, (K/L), 6 years	-	-	-	-	-	-	-	-	2.16	1.80
Martlesham Heath UK, 3 years, (E)	1.38	1.11	1.91	1.27	-	-	2.35	1.91	3.85	2.43
Berlin (E), 3 years	1.15	1.10	1.40	1.25	1.80	1.55	1.91	1.70	2.60	2.20
Italy, Rome, (K), 10 years, 4 sites;	1.31	1.16	1.66	1.25	-	-	-	-	-	-
Po valley, (K/L) 10 years, 9 sites	1.41	1.10	1.90	1.10	-	-	-	-	-	-

The hand made processing of pluviometric rainfall data, recorded in 12 locations of Poland (including Warsaw) in 10-years period was

executed and 5-min RR distributions for these sites have been estimated. The obtained distributions have been converted to 1-min distributions. The $R_{0.01} = 31$ mm/h and $R_{0.001} = 91$ mm/h values in estimated 1-min RR distribution for Warsaw are close to corresponding values of path-averaged, 1-min RR distribution for Warsaw area, also of 11-years distribution for Miedzeszyn and also of H zone model distribution (fig. 2).

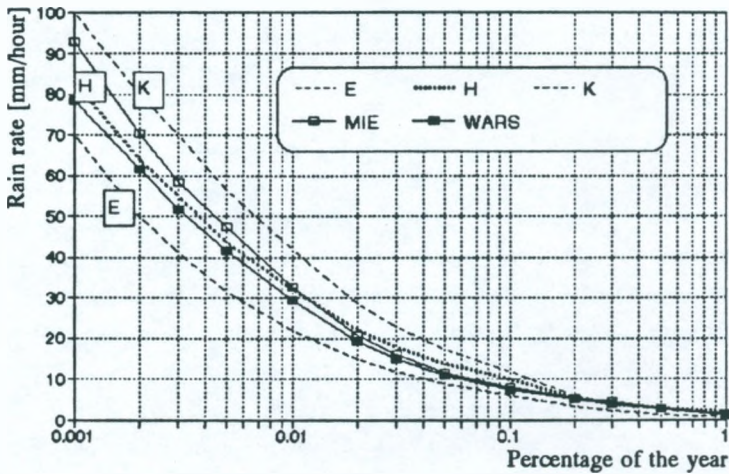


Fig. 2. Model RR Distributions for zones E, H, K for site Miedzeszyn and for Warsaw area

This statement increased the confidence to the 5-min RR distributions for the other locations. But in south-east (S-E) region in two sites the estimated values of $R_{0.01}$ and $R_{0.001}$ correspond with those in K zone model distribution and even exceed them. Such strange result could be obtained when some extreme event occurred in the 10 years period. Nevertheless more accurate investigation of this area was necessary. It is worth to make a remark that the derivation of 5-min RR samples from rainfall records on paper tape is very tiring and also

expensive. Much less exhausting and cheaper could be the derivation of 20-min RR samples.

3. THE USE OF 1-HOUR RAINFALL INCREMENTS FOR 1-MINUTE RR DISTRIBUTION ESTIMATION

In the meantime Y. Hosoya mentioned that 1-hour average RR could be applied for derivation of 1-min RR distribution [2]. For this purpose he used the average and standard deviation of 1-hour data set. The another proposed method applies average value of 5 or 10 highest values of 1-hour samples, which occurred in considered 10 years period.

It appeared that 1-hour rainfall increments are stored in the archives of Meteorological Institute in Warsaw. They are based on graphical records of rainfall in numerous climatological stations in Poland. Four stations in S-E area were chosen for the study: Tarnow, Rzeszow, Krosno and Przemysl as shown in fig. 1. Also Warsaw-Bielany station (N-E part of Warsaw) was investigated to obtain some reference in comparison with 1-min RR distribution for Warsaw-Miedzeszyn and Warsaw area [4].

The necessary factors for conversion of 1-hour distribution into 1-minute distribution have been found using new set of 1-minute RR samples acquired in the years 1989-1994 in the new IBM computer system. The 1-min distribution used for conversion (signed 1 min/Orig) and obtained 1-hour distribution (signed 1-hour) are presented in fig. 3. Also 5-min RR distribution has been computed (5-min) and included into this figure. The 10- and 20-minutes RR distributions will be computed in the nearest time. For comparison 1-min RR path-averaged, long term distribution (1986-1994, 5 rain gauges) and 11-years RR distribution for Miedzeszyn are also shown in this figure.

The conversion factors obtained in Warsaw and in other sites in the world are presented in table 1.

The study of 1-hour rainfall increments in selected locations was very informative. Substantial is the low number of 1-hour samples, even in the long period, e.g. 20 years. Only few samples exceeds the threshold $R_{0.001}$. Therefore long periods, over 20 years and 3-4 locations should be taken for data selection. Usually, in case of single location and 30 years period the threshold $R_{0.01}$ exceeds about 15 samples, which gives credible results, but the threshold $R_{0.001}$ exceeds only 2 or 3 samples.

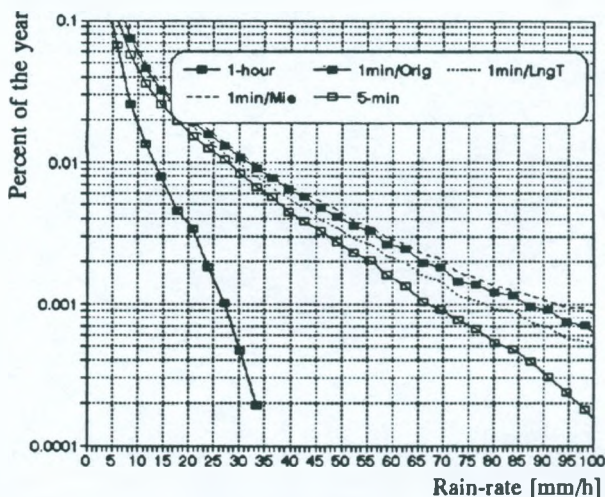


Fig. 3. 1-min RR distribution used for conversion, the distributions for Warsaw area and Miedzeszyn and computed 1-hour and 5-min RR distributions

The obtained hourly distributions for separate locations in the S-E area presents fig. 4, whereas the distributions for Warsaw and additionally for the town Lodz - close to Warsaw, are shown in fig. 5. The Warsaw distribution is not continuous at low percentages in spite of 36-years period taken for data selection. In order to obtain more smooth distribution the data from other location, Łódz (100 km distance from Warsaw) have been taken. In this case one hour samples

have been selected from 34 years period. The resulting, combined distribution (signed Wars area), shown in fig. 6, is more smooth, the threshold $R_{0,01}$ didn't change, but the threshold $R_{0,001}$ became higher. In this figure one-hour RR distribution for S-E area is presented. It is combined of four distributions, shown in fig. 4. For comparison the computed 1-hour distribution (signed Wars/comp), based on 1-min RR distribution (1 min/Orig), is transferred into this figure. The agreement of the thresholds $R_{0,01}$ in both distributions (Wars area and Wars/comp) is remarkable. Also the discrepancy between the thresholds $R_{0,001}$ in both distributions is very small.

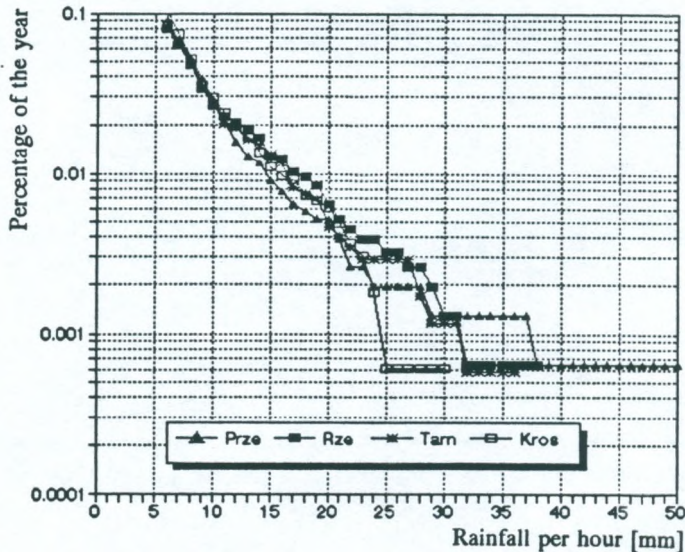


Fig. 4. Hourly rainfall distributions for Przemysl, Rzeszow, Tarnow and Krosno

The increase of the threshold $R_{0,001}$ in combined Wars area distribution results from the occurrence of two extreme events, recorded during 34-years period by Lodz climatological station. It seems that the true value of this threshold lies between 25 and 27 mm/h. The data

from third station (close to Warsaw) will be combined in order to increase the credibility of the threshold $R_{0.001}$ in Warsaw area RR 1-hour distribution. Temporarily it is assumed that the threshold $R_{0.001}$ has the value 26 mm/h.

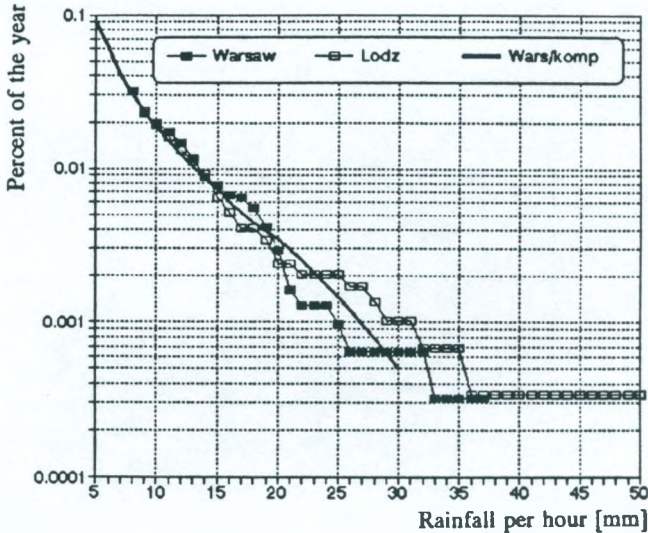


Fig. 5. Hourly rainfall distributions for Warsaw, Lodz and computed 1-min distribution for Warsaw

Having 1-hour distributions for S-E area and corresponding conversion factors, the values of the thresholds $R_{0.01}$ and $R_{0.001}$ in estimated 1-minute RR distribution for S-E area can be found. It is assumed that these factors, valid for Warsaw area, they are approximately the same in S-E area. The values $R_{0.01} = 39$ mm/h and $R_{0.001} = 97.6$ mm/h are close to the corresponding values in the model distribution for K zone (42 mm/h and 100 mm/h).

It is possible to evaluate these values in another way, without the necessity of conversion factors computation, using the proportions $k_1 = R_{0.01}(\text{S-E})/R_{0.01}(\text{Wars}) = 16.2/13.3 = 1.218$ and $k_2 = R_{0.001}(\text{S-E})/R_{0.001}(\text{Wars}) = 30.8/26 = 1.185$, which are the ratios of

corresponding thresholds in S-E area distribution and Warsaw area distribution. It is expected that the same proportions remain in case of 1-min distributions for S-E area and Warsaw area.

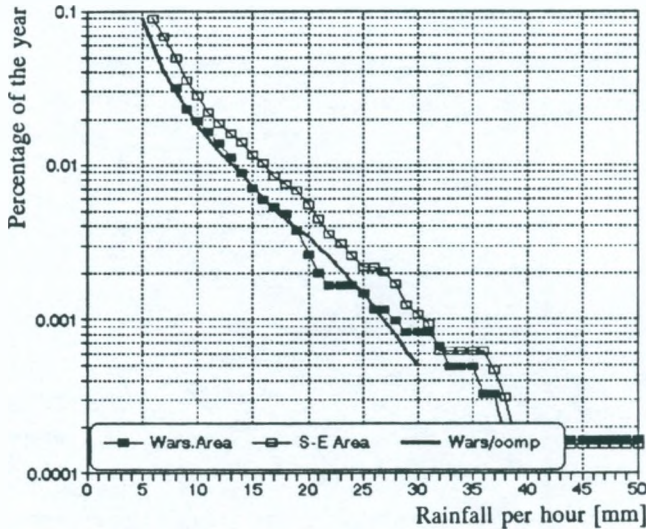


Fig. 6. Hourly rainfall distribution for Warsaw area, for S-E area and computed 1-hour distribution for Warsaw area

If to take path-averaged RR distribution (5 rain gauges) the resulting values of corresponding thresholds for S-E area are: 37 mm/h and 95 mm/h whereas in case of 11-years distribution for Miedzeszyn a little higher values are obtained: 39 mm/h and 108 mm/h.

The conclusion is that selected S-E area should be included in K zone at least at its border.

4. EXTREME EVENTS

The examination of long time series of 1-hour rainfall samples gives the opportunity to reveal the extreme events. It is supposed that they occur once per 50-100 years. Such event is accompanied by vio-

lent, local flood. It is known from the news that great damages occurred in Toscana in case of 45 mm rainfall per hour and that similar event occurred 100 years ago. Some opinion could be achieved in this question if the number of samples with highest rainfall values would be presented. Fig. 7 shows the histograms for four locations in S-E area and fig. 8 - for two locations in Warsaw area.

Assuming that some climatical changes of about 10 years scale are included in 20-30 years periods we can consider as equivalent the examination of samples from four locations in period of 20 years with the examination of one substitute location (representing the area) in period of 80 years. Similarly Warsaw area can be studied in period of 70 years. Fig. 9 presents the histograms for both areas. The thresholds $R_{0,001}$ for Warsaw area is about 28 mm and for S-E area - about 30.5 mm. Merely 5-6 samples exceeds this level in both combined distributions.

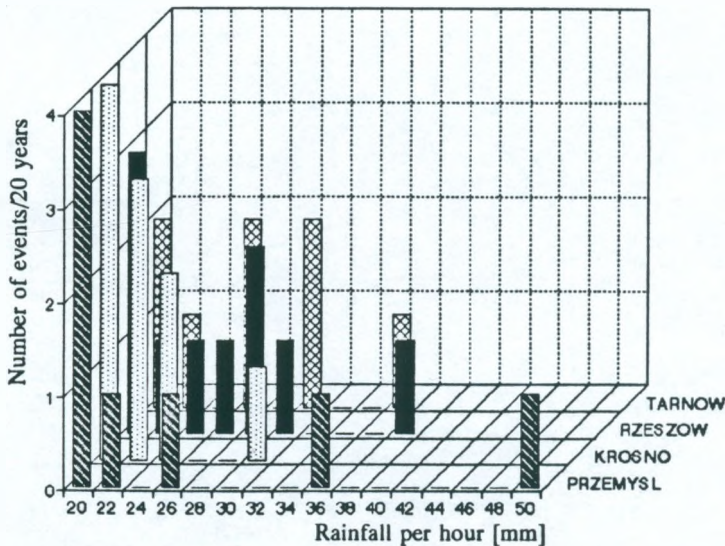


Fig. 7. Histograms of extreme rainfall per hour events in Przemyśl, Rzeszów, Tarnów and Krosno during 20 years period

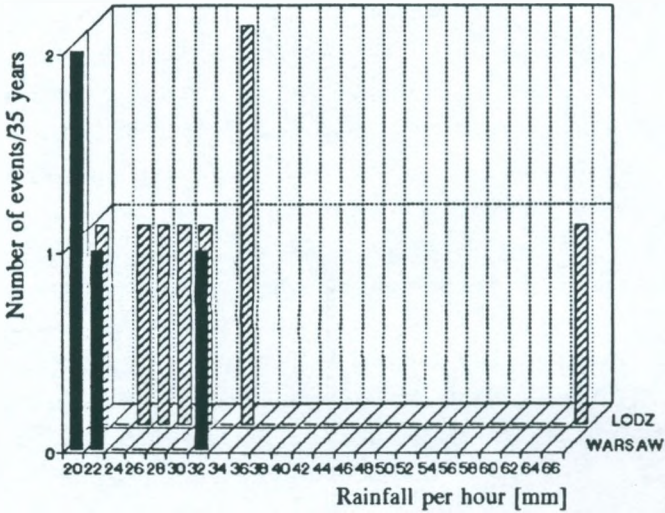


Fig. 8. Histograms of extreme rainfall per hour events in Warsaw and Lodz during 35 years period

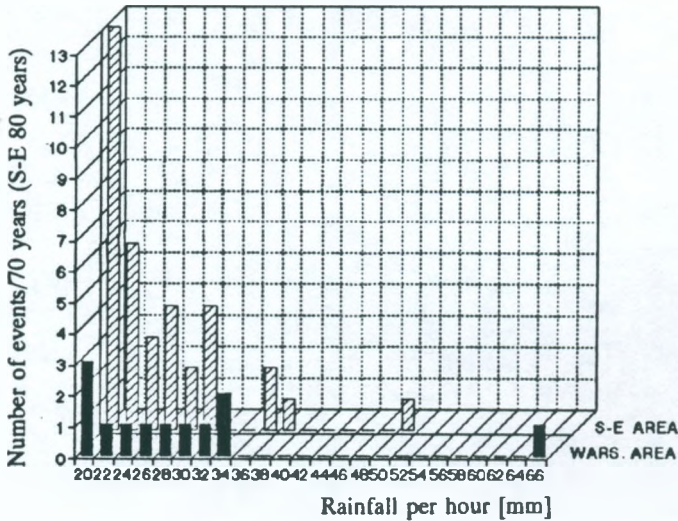


Fig. 9. Histograms of extreme rainfall per hour events in S-E area during 80 years and in Warsaw area during 70 years

The number of high rainfall samples in S-E area distinctly dominates over the number of such samples in Warsaw area but in this last area the extreme event (65 mm) occurred. Similar or greater rainfall may occur in S-E area after longer period of measurements.

5. COMMENTS ON THE ACCURACY

The rain gauges in service operate when the temperatures are above 0°C (usually from April to October). But sometimes in November or December or even in March, during warm fronts passage with thunderstorms, short rains occur with the rates 80-100 mm/h exceeded during 1-2 minutes. The experience in Miedzeszyn shows that about 5% increase of $R_{0.01}$ and $R_{0.001}$ thresholds is justified.

It should be mentioned that conversion factors are based on data from comparatively short period of measurements (10 years), though with application of 5 separate rain gauges, and they are applied to convert long-term, 1-hour distributions into long-term, 1-min distributions. It introduces some uncertainty. But in our investigation the agreement of computed 1-hour RR distribution for Warsaw area with obtained long-term, one-hour rainfall distribution for Warsaw area, removes partly this uncertainty.

6. CONCLUSIONS

The application of 1-hour rainfall increments, stored in the archives of Meteorological Institute, for derivation of long-term, 1-minute RR distribution for selected area seems to give satisfactorily accurate results and moreover is not expensive.

Further investigation of other areas at south and east of Poland with the application of described method, should be continued and the results delivered to Commission 3 of UIT.

The derivation of one-minute distribution should be based on the samples from several locations of homogenous area and taken from

long period of measurements. The number of samples from single location is usually too low in order to derive credible long-term, 1-minute RR distribution.

REFERENCES

1. CCIR Rep. 563-3: Radiometeorological Data. Dubrovnik 1986.
2. Hosoya Y.: An Estimation Method for One-Minute Rain Distribution at various Locations in Japan. NIT Radio Com. Syst. Lab., Vol. 171-8, No 2, 1989.
3. Kawecki A.: Derivation of conversion factors from 1-minute rain rate distribution transformation into 5-, 10- and 20-minutes rain rate distributions. Prace Instytutu Łączności, nr 104, 1995.
4. Kawecki A.: The investigation of rain climatic zones coverage in Poland. Proc. of URSI, Comm. F, Workshop on Climatic Parameters in Radio-wave Propagation, Oslo, 10-11 June, 1996.
5. UIT - Rec. PN 837-1: Characteristics of precipitation for propagation modeling. Doc. 3M/2E, Annex 1, Radiometeorology, January 1996.

Arnold Kawecki

WYKORZYSTANIE GODZINNYCH OPADÓW DESZCZU DO UZYSKANIA ROZKŁADU ŚREDNIEJ, 1-MINUTOWEJ INTENSYWNOŚCI DESZCZU

Streszczenie

Opisano możliwość uzyskania wieloletniego rozkładu intensywności deszczu, niezbędnego do zaprojektowania mikrofalowej linii radiowej, wykorzystując archiwalne zapisy graficzne opadów deszczu w regionie, gdzie ma funkcjonować projektowana linia. Według standardu UIT, do prognozy tłumienia fali w linii korzysta się z rozkładu średniej, 1-minutowej intensywności deszczu. Z zapisów graficznych uzyskuje się jednak średnie 5-minutowe wartości lub średnie z większych przedziałów czasu. Przedstawiono wy-

niki przekształcenia 5-minutowych rozkładów na rozkłady 1-minutowe w 12 miejscowościach obszaru Polski, a następnie sposób uzyskania 1-minutowego rozkładu dla regionu Przemyśl-Krosno-Rzeszów, Tamów, wykorzystując archiwalne zapisy 1-godzinnych opadów w tych miejscach. Rozkład 1-minutowy dla tego rejonu odpowiada strefie deszczów K a nie H, jak to określa mapka UIT, są więc one bardziej intensywne niż przewiduje się w projektowanych liniach, budowanych w południowo-wschodniej Polsce.

Арнольд Кавецки

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЗНАЧЕНИЯ ДОЖДЕВЫХ ОСАДКОВ ЗА ЧАС ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОДНОМИНУТНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ДОЖДЯ

Резюме

В статье указаны возможности получения многолетнего распределения интенсивности дождя пользуясь хранимыми в архиве метеослужбы результатами измерения дождя. Это распределение используется для прогноза ослабления волн в проектированных радиопрозрачных линиях микроволнового диапазона частот. По стандартам UIT для прогнозов применяется распределение средней, 1-минутной интенсивности дождя. Из графических записей получают однако среднее, 5-минутные значения интенсивностей или среднее основанные на более длинных отрезках времени. В статье указаны результаты преобразования 5-минутных распределений на 1-минутные для 12 местностей в Польше а затем представляется способ получения 1-минутного распределения для района Пшемьсль-Кросно-Жешов-Тарнов на юго-востоке Польши, используя хранимые для этих местностей значения высоты осадков за один час. Полученное 1-минутное распределение соответствует дождевой зоне Куказанной на карте UIT дождевых зон в Европе. Но на этой карте исследованный район покрывает зона H, в которой интенсивности дождя ниже чем в зоне K. Поэтому прогнозируемые ослабления волн в радиопрозрачных линиях ниже действительных.

Arnold Kawecki

**METTRE A PROFIT DES PRECIPITATIONS ATMOSPHERIQUES
HORAIRES POUR OBTENIR LA DISTRIBUTION MOYENNE
D'UNE MINUTE DE L'INTENSITE DE LA PLUIE**

R é s u m é

La possibilité d'obtention d'une distribution multionnel de l'intensité de la pluie; nécessaire pour projeter la ligne micro-onde en utilisant les enregistrements graphiques d'archives des précipitations de la pluie dans la région où la ligne projetée va fonctionner. Conformément à la norme de l'UIT, pour faire la prévision de l'affaiblissement de l'onde on utilise la distribution moyenne de l'intensité d'une minute de la pluie. Toutefois on obtient de l'enregistrement graphique les valeurs moyennes de 5-minutes ou moyennes de périodes plus grandes. L'article présente les résultats de la transformation des distributions de 5-minutes sur celles d'une minute pour 12 localités du territoire de Pologne. Ensuite on présente le moyen d'obtention la distribution d'une minute pour la région Przemysl-Krosno-Rzeszow Tarnow en utilisant les enregistrements d'archive d'une heure pour ces endroits. La distribution d'une minute pour cette région correspond à la zone K de la pluie et non H, comme en décrit la carte de l'UIT alors ils sont plus intensive qu'il est prévu pour des lignes projetés qui sont en construction dans la région sud-est de la Pologne.

Arnold Kawecki

**AUSWERTUNG VON EINSTUNDIGEN REGENFÄLLEN
FÜR GEWINNUNG GEMITTELTER
1-MIN-REGENINTENSITÄT-VERTEILUNG**

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

Die aus historischen graphischen Aufzeichnungen gewonnene, vieljährige Regenintensität-Verteilung wird beschrieben. Diese für Entwicklung von

Mikrowellen-Richtverbindung unabdingbare Verteilung kann für die Gegend entnommen werden, wo die Richtverbindung eingesetzt werden soll. Nach ITU-Standard wird die mittlere 1-Min-Regenintensität-Verteilung für Wellendämpfung-Voraussage ausgenutzt. Aus graphischen Aufzeichnungen werden dennoch die aus 5-Min- oder aus größeren Intervallen gemittelte Werte gewonnen. Die für 12 Orte in Polen gewonnene Umwandlung von 5-Min- in 1-Min-Verteilung wird dargestellt. Es wird auch auf die 1-Min-Verteilung für Bereich in S-O Polen (Orte: Przemysl, Krosno, Rzeszow und Tanow) eingegangen, bei Verwendung von 1-Stunde-Regenintensität-Verteilung. Die für diesen Bereich gewonnene 1-Min-Verteilung entspricht der K-Regenzone, während nach der ITU-Regenkarte dieser in der H-Regenzone liegt, die weniger intensiv als die K-Regenzone ist. Daher soll K-Regenzone für Entwicklung von Richtverbindungen als Modell für Verteilung-Voraussagen in S-O Bereich Polen verwendet werden.

PORÓWNANIE RÓŻNYCH METOD MODULACJI DO TRANSMISJI SYGNAŁÓW TELEGRAFICZNYCH I WOLNEJ TRANSMISJI DANYCH ZE WZGLĘDU NA SZEROKOŚĆ ZAJMOWANEGO PASMA

Dokonano porównania różnych metod modulacji (ASK, FSK, PSK i cyfrowej) do transmisji sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych ze względu na szerokość zajmowanego pasma i efektywność wykorzystania kanału podkładowego. Praca ma duże znaczenie praktyczne ze względu na wybór optymalnej metody modulacji w konkretnych zastosowaniach, szczególnie do tworzenia łączy dostępowych w sieciach miejscowych i okręgowych.

1. WSTĘP

W ostatnich latach następuje szybki rozwój telekomunikacji w naszym kraju. W związku z tym wzrasta również zapotrzebowanie na przesyłanie różnego rodzaju informacji w postaci cyfrowej. Dotyczy to w szczególności sygnałów transmisji danych, telekopiowych, telegraficznych i teletyrycznych. Usługi telegraficzne, pomimo dużej konkurencji ze strony faksymile i poczty elektronicznej, mają ciągle znaczący udział w bilansie usług świadczonych przez TP SA w Polsce. Sieć telegraficzna odznacza się dużą niezawodnością także w skali międzynarodowej.

Spośród trzech sieci, tj. międzynarodowej, międzymiastowej i miejscowej, najwolniej rozwija się ta ostatnia, gdyż wymaga dużych nakładów inwestycyjnych, a współczynnik rentowności jest dla niej najmniejszy. Właśnie w tej sieci istnieje największe zapotrzebowanie na różnego rodzaju łącza, w tym między innymi do transmisji da-

nych, telekopii, telegrafii i telemetrii. Podobne problemy występują również w sieciach okręgowych.

Łączy na potrzeby transmisji sygnałów dyskretnych, zwłaszcza o niewielkich szybkościach modulacji, można z powodzeniem budować z wykorzystaniem systemów nadrozmównych lub wielokrotnych o małej krotności. Jako przykład takich rozwiązań mogą posłużyć oferowane w kraju systemy PCM typu 1+1 lub 0+4. Są to jednak rozwiązania kosztowne i w wielu przypadkach mogą być wykorzystywane nieefektywnie.

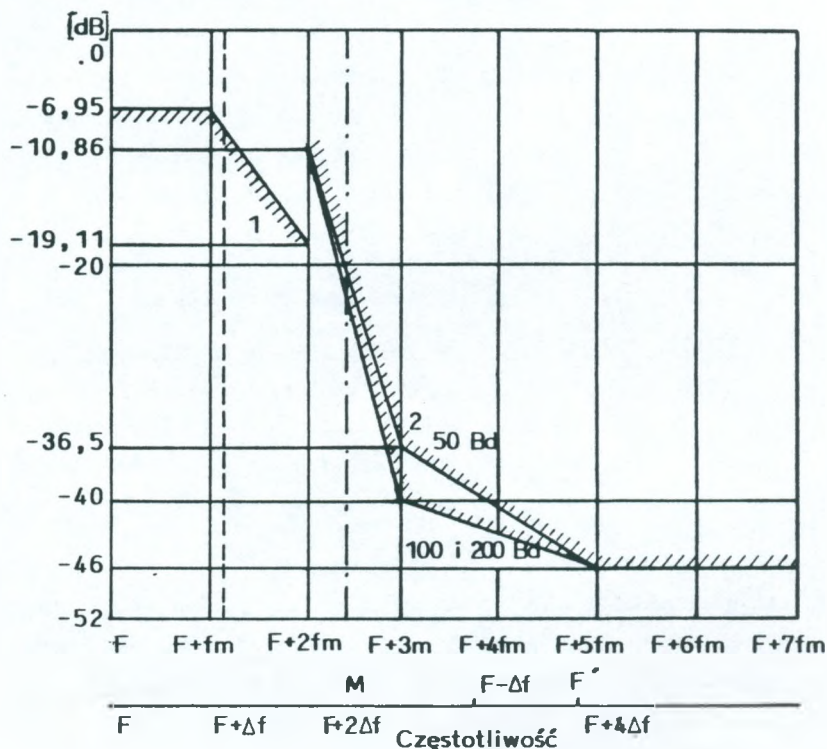
Jednym z czynników wpływających na jakość transmisji, skalę zastosowań i koszty, jest przyjęty system modulacji sygnałów dyskretnych oraz wymagana dla niego szerokość pasma.

W artykule dokonano porównania pięciu rodzajów modulacji, istotnych z punktu widzenia transmisji sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych, przy czym jako kryterium brano pod uwagę szerokość zajmowanego pasma w łączy podkładowym.

Spośród różnych rodzajów modulacji, które są interesujące w transmisji sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych, rozpatrzono następujące modulacje: ASK (*amplitude shift keying*), FSK (*frequency shift keying*), dwu- i czterowartościową DPSK (*differential shift keying*) oraz cyfrową. W niniejszym artykule ograniczono się do analizy okresowych sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych. Jest to interesujące z tego względu, że badania urządzeń telegraficznych prowadzi się zwykle dla sygnałów okresowych postaci: 1:1, 2:2, 1:6, 6:1 i SQ9 lub QKS. Szczególne znaczenie wśród wymienionych sygnałów testujących mają 1:1 oraz tekst SQ9 lub QKS. Znalazło to odbicie w zaleceniach CCITT⁹⁾, np. w zaleceniach R.35 i R.37 podano wymagania na poziomy produktów modulacji na wyjściu nadajnika kanałowego urządzenia telegrafii wielokrotnej z modulacją częstotliwości (rys. 1). Natomiast

⁹⁾ Obecna nazwa ITU-T.

w zaleceniu R.20 CCITT, zgodnym w zakresie parametrów elektrycznych z zaleceniem V.21 CCITT, przedstawiono wymagania na widmo na wyjściu nadajnika modemu dla sygnału QKS.



Rys. 1. Widmo częstotliwości dla sygnału 1:1 na wyjściu nadajnika kanałowego urządzenia telegrafii wielokrotnej z modulacją częstotliwości

Urządzenia telegrafii wielokrotnej na ogół są wyposażone w mierniki, umożliwiające badanie zniekształceń izochronicznych dla wyżej wymienionych sygnałów testujących. Na przykład, stojaki systemu telegrafii wielokrotnej z modulacją częstotliwości typu TgFM, produkcji WZT "Teletra" w Poznaniu, zawierają mierniki zniekształceń

izochronicznych, umożliwiające pomiary dla sygnałów 1:1 i SQ9, dla szybkości modulacji: 50, 100 i 200 bodów.

W artykule przeprowadzono analizę widma na wyjściu modulatorów realizujących modulację ASK, FSK, DPSK dwu- i cztero-wartościową oraz cyfrową dla sygnałów testujących 1:1 i QKS. Pierwszy z nich odznacza się maksymalną liczbą zmian stanów w jednostce czasu, a drugi ma strukturę złożoną z 60 elementów jednostkowych i przez to bardziej zbliżoną do sygnałów rzeczywistych. Rzeczywisty sygnał modulujący jest przypadkowy. Analizę widmową takich sygnałów przedstawiono w wielu publikacjach, np. w [1, 2, 3, 5, 6, 10, 11].

2. PORÓWNANIE METOD MODULACJI DO TRANSMISJI SYGNAŁÓW TELEGRAFICZNYCH I WOLNEJ TRANSMISJI DANYCH ZE WZGLĘDU NA SZEROKOŚĆ ZAJMOWANEGO PASMA

2.1. Modulacja ASK

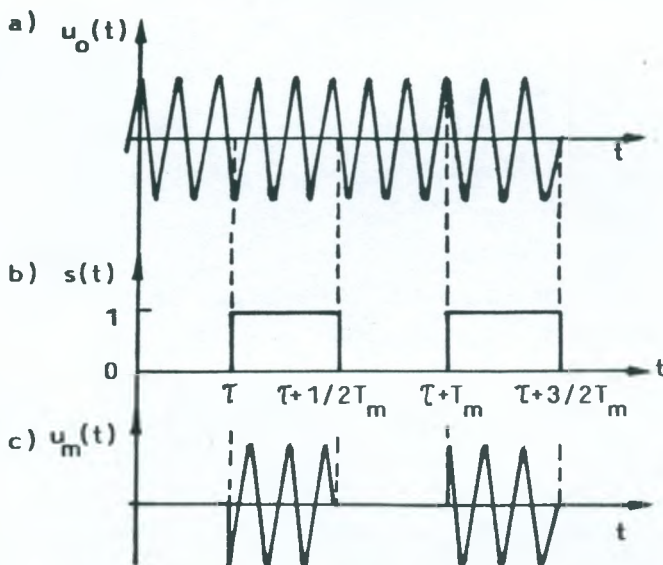
Modulacja ASK, a właściwie jej szczególna postać (dwuwartościowa) typu OOK (*on-off keying*), może być z powodzeniem stosowana do transmisji sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych, jeżeli częstotliwość fali nośnej jest dużo wyższa od częstotliwości sygnału modulującego.

2.1.1. Widmo na wyjściu modulatora ASK dla sygnału 1:1

Modulacja ASK daje się łatwo opisać matematycznie dla sygnału modulującego postaci 1:1, tzn. dla naprzemiennego nadawania stanów 0 i 1. Jest to przypadek - z punktu widzenia wymaganej szerokości pasma - reprezentatywny, gdyż liczba zmian stanów w jednostce czasu jest największa.

Proces modulacji ASK sinusoidalnej fali nośnej pokazano na rys. 2. Można wprowadzić funkcję przełącznikową $y(t)$:

$$y(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla sygnału 1} \\ 0 & \text{dla sygnału 0} \end{cases} \quad (1)$$



Rys. 2. Proces modulacji ASK ze 100% wytłumieniem fali nośnej

a) fala nośna; b) sygnał danych; c) sygnał zmodulowany

Funkcję (1) można przedstawić szeregiem Fouriera:

$$y(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin[(2k+1)\omega_m t], \quad (2)$$

gdzie: $\omega_m = 2\pi/T_m$ - pulsacja sygnału danych o okresie $T_m = 1/f_m$.

Jeśli fala nośna ma postać sinusoidalną:

$$u_0(t) = U_0 \cos \Omega t, \quad (3)$$

gdzie: $\Omega = 2\pi/T_0$ - pulsacja częstotliwości nośnej o okresie $T_0 = 1/F$,
 U_0 - amplituda fali nośnej,

wówczas przebieg zmodulowany z rys. 2c, można opisać następującą zależnością:

$$u_m(t) = y(t)u_0(t) = 0,5U_0\cos\Omega t + \frac{U_0}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \{ \sin[\Omega + (2k+1)\omega_m]t - \sin[\Omega - (2k+1)\omega_m]t \}. \quad (4)$$

Zatem na wyjściu nadajnika realizującego modulację ASK wystąpią następujące produkty modulacji:

- częstotliwość nośna (F),
- kombinacje częstotliwości nośnej i nieparzystych harmonicznych częstotliwości modulującej, postaci $F \pm (2k+1)f_m$ ($k = 0; 1; 2; \dots$).

Widmo przy modulacji ASK jest więc szerokie, gdyż amplitudy produktów modulacji są tylko odwrotnie proporcjonalne do numeru harmonicznej.

Z rys. 2 oraz zależności (1), (2) i (3) widać, że średnia moc za okres T_m sygnału danych, jaka wydzieli się na rezystancji R po modulacji, wyniesie:

$$P_s = \frac{1}{RT_m} \int_0^{T_m} s^2(t) U_0^2 \cos^2 \Omega t dt = \frac{1}{RT_m} \int_{\tau}^{\tau+T_m/2} U_0^2 \frac{1+\cos 2\Omega t}{2} dt = \frac{U_0^2}{4R} \left[1 + \text{Sa} \left(\frac{\pi}{T_0} T_m \right) \cos \frac{\pi(4\tau + T_m)}{T_0} \right], \quad (5)$$

gdzie przez funkcję postaci $\text{Sa}(x)$ oznaczono:

$$\text{Sa}(x) = \frac{\sin x}{x}. \quad (6)$$

Wyrażenie (5) zawiera wielkość stałą $U_0^2/4R$ oraz składnik zależny od okresów T_m - sygnału modulującego, T_0 - fali nośnej i parametru τ - moment pojawienia się zmiany stanu w sygnale danych. Jeśli częstotliwość nośna jest dużo wyższa od częstotliwości modulującej, czyli zachodzi $T_m \gg T_0$, wtedy, jak wynika z zależności (6), w wyrażeniu (5) pozostanie tylko składnik $U_0^2/4R$.

Dla uproszczenia dalszych obliczeń można założyć, że uśrednienia mocy dokonuje się w odcinku czasu T_s , będącym wspólną wielokrotnością okresów fali nośnej i sygnału modulującego.

Przy tych założeniach, moc średnia fali zmodulowanej za okres T_s będzie równa:

$$P_s = \frac{1}{RT_s} \int_0^{T_s} y^2(t) u_0^2(t) dt = \quad (7)$$

$$= \frac{1}{RT_s} \int_0^{T_s} \left[0,5 + \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1) \omega_m t \right] U_0^2 \cos^2 \Omega t dt = U_0^2/4R,$$

gdyż $y^2(t) = y(t)$.

W tych warunkach, przy ograniczeniu pasma w systemie transmisyjnym do $(2n + 1)$ - harmonicznej, moc średnia zawarta w produktach modulacji, zgodnie z zależnością (4), wyniesie:

$$P_m = \frac{1}{8R} U_0^2 + \frac{U_0^2}{\pi^2 R} \sum_{k=0}^n \frac{1}{(2k+1)^2} \quad (8)$$

Z zależności (8) widać, że np. 99% mocy całkowitej sygnału zmodulowanego można uzyskać w pasmie ograniczonym do harmonicznej spełniającej warunek:

$$\frac{2U_0^2}{\pi^2 R} \sum_{k=0}^n \frac{1}{(2k+1)^2} \geq 0,98 \frac{U_0^2}{4R},$$

skąd

$$\sum_{k=0}^n \frac{1}{(2k+1)^2} \geq 0,98 \frac{\pi^2}{8}. \quad (9)$$

Warunek (9) jest spełniony dla $n = 10$ i moc zawarta w pasmie $F - 21f_m$ do $F + 21f_m$ wynosi 99,08%.

W tablicy 1 podano wartości mocy sygnału zmodulowanego w zależności od zawartości produktów modulacji.

Tablica 1

Procentowa zawartość mocy w produktach modulacji

Produkt modulacji	F	$F \pm f_m$	$F \pm 3f_m$	$F \pm 5f_m$	$F \pm 7f_m$	$F \pm 9f_m$
Moc [%]	50	90,53	95,03	96,65	97,48	97,98
Produkt modulacji	$F \pm 11f_m$	$F \pm 13f_m$	$F \pm 15f_m$	$F \pm 17f_m$	$F \pm 19f_m$	$F \pm 21f_m$
Moc [%]	98,32	98,55	98,74	98,88	98,99	99,08

Dwukrotne poszerzenie pasma zwiększa moc tylko do 99,52% wartości całkowitej. Można więc przyjąć, że przy kryterium 99% zawartości mocy całkowitej w sygnale zmodulowanym - szerokość pasma wynosi $2 \cdot 21f_m = 42f_m$, gdzie f_m jest częstotliwością modulującą dla sygnału 1:1.

Z tabl. 1 widać, że pasmo może być ograniczone tylko do zakresu częstotliwości od $F - f_m$ do $F + f_m$ lub od $F - 3f_m$ do $F + 3f_m$, jeśli w warunkach praktycznych ograniczymy się tylko do przesłania odpowiednio 90% lub 95% mocy całkowitej sygnału zmodulowanego.

Tak więc dla szybkości modulacji 300 bit/s (częstotliwość modulująca wynosi w tym przypadku 150 Hz dla sygnału 1:1), szerokość pasma wynosiłaby 6,3 kHz, 900 Hz oraz 300 Hz, odpowiednio dla kryterium zawartości mocy w sygnale zmodulowanym 99%, 95%

i 90%. Dla wyższych szybkości modulacji - szerokość pasma wymagana do transmisji będzie wzrastać proporcjonalnie do tej szybkości i tak np. dla 1200 bit/s wyniesie odpowiednio 25,2 kHz (99% mocy), 3,6 kHz (95% mocy) oraz 1,2 kHz (90% mocy).

Z drugiej strony, zgodnie z wyrażeniem (8), dla nieograniczonego pasma, można otrzymać:

$$P_s = \frac{U_0^2}{8R} + \frac{U_0^2}{R\pi^2} \left[1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots + \frac{1}{(2k+1)^2} + \dots \right] = \quad (10)$$

$$= \frac{U_0^2}{8R} + \frac{U_0^2}{R\pi^2} \frac{\pi^2}{8} = \frac{U_0^2}{4R},$$

gdzie: $k = 0; 1; 2; \dots$,

gdyż szereg

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2} = \frac{\pi^2}{8}. \quad (11)$$

Z zależności (10) wynika, że 50% transmitowanej mocy w sygnale zmodulowanym ASK, sygnałem danych 1:1, przypada na falę nośną, która nie niesie żadnych informacji o tym sygnale, natomiast pozostałe 50% przypada na produkty modulacji.

Na rys. 3 przedstawiono sygnał zdemodulowany po przejściu przez kanał transmisyjny niewprowadzający zniekształceń amplitudowych i fazowych, ale ograniczający pasmo przepustowe odpowiednio:

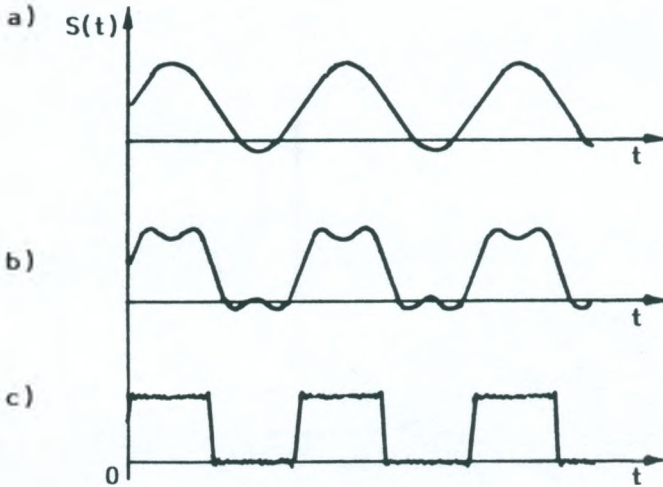
a) od $F - f_m$ do $F + f_m$ (90% mocy),

b) od $F - 3f_m$ do $F + 3f_m$ (95% mocy),

c) od $F - 21f_m$ do $F + 21f_m$ (99% mocy).

Odpowiada to pasmu o szerokości odpowiednio: $2f_m = V_m$, $6f_m = 3V_m$ i $42f_m = 21V_m$, gdzie V_m - szybkość modulacji sygnału modulującego.

Na rys. 3 widać wpływ szerokości pasma na czas narastania zbocza odbieranych sygnałów danych. Można wyciągnąć wniosek, że minimalna szerokość pasma transmisyjnego jest zawarta od $F - f_m$ do $F + f_m$.



Rys. 3. Sygnał zdemodulowany ASK po przejściu przez kanał transmisyjny niewprowadzający zniekształceń liniowych i nieliniowych, ale ograniczający pasmo do:

a) od $F - f_m$ do $F + f_m$; b) od $F - 3f_m$ do $F + 3f_m$; c) od $F - 21f_m$ do $F + 21f_m$

Przy ustawieniu progu detektora poziomego odbieranych sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych w połowie ich wartości międzyszczytowych, zawężenie pasma spowoduje większą podatność systemu na zniekształcenia izochroniczne przy zmianach poziomu w łańcuchu transmisyjnym.

Na rys. 3 oraz w tabl. 1 pokazano, że produkty modulacji wyższych rzędów mają niewielki wpływ na moc sygnału zmodulowanego, ale znacznie wpływają na jego kształt, a w konsekwencji - na stopień zniekształceń w odebranych sygnałach telegraficznych lub sygnałach danych.

2.1.2. Widmo na wyjściu modulatora ASK dla tekstu QKS

W zaleceniu R.51 CCITT podano sygnał okresowy o strukturze bardziej złożonej od 1:1, który zawiera 60 elementów jednostkowych. Przewidziany jest on do badania urządzeń telegrafii wielokrotnej. Na rys. 4 przedstawiono strukturę tekstu badaniowego QKS, na którym - za pomocą cyfr 1, 2, 3, 4 i 6 - zaznaczono liczbę elementów jednostkowych τ , przypadających na każdy jednorodny element znakowy.



Rys. 4. Tekst badaniowy QKS, zgodny z zaleceniem R.51 bis CCITT

Realizacja modulacji ASK, dla sygnału modulującego $\eta(t)$ widocznego na rys. 4, oznacza, że napięcie na wyjściu modulatora ASK można opisać następującą funkcją:

$$u_m(t) = \eta(t) u_o(t) = \eta(t) U_o \cos \Omega t, \quad (12)$$

gdzie: $\eta(t)$ - funkcja okresowa podana na rys. 4, dla której stanowi A odpowiada wartość 0, a stanowi Z - wartość 1;

$u_o(t) = U_o \cos \Omega t$ - fala nośna o amplitudzie U_o i pulsacji $\Omega = 2\pi/T$ (T - okres fali nośnej).

Funkcję okresową $\eta(t)$, można przedstawić zespolonym szeregiem Fouriera (13):

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t}, \quad (13)$$

gdzie: $\omega_s = 2\pi/T$, jest pulsacją częstotliwości modulującej o okresie T , natomiast współczynniki rozwinięcia w szereg Fouriera można obliczyć ze wzoru:

$$\mathbf{a}_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau_s} \eta(t) e^{-jn\omega_s t} dt . \quad (14)$$

Napięcie zmodulowane (12), którego wartość chwilową wyrażono w postaci zespolonej, będzie równe:

$$\overline{u_m(t)} = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{a}_n e^{jn\omega_s t} e^{j\Omega t} . \quad (15)$$

Z zależności (15) można otrzymać wartość chwilową napięcia zmodulowanego (12) jako część rzeczywistą wyrażenia (15):

$$u_m(t) = \text{Re}\{\overline{u_m(t)}\} = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |a_n| \cos[(\Omega + n\omega_s)t + \varphi_n] , \quad (16)$$

gdzie: φ_n - argument liczby zespolonej a_n .

Jeśli moment $t = 0$ przypadnie na początek tekstu QKS, opisanego funkcją $\eta(t)$, dla której stanowi A odpowiada wartość 0, a stanowi Z - wartość 1, wówczas na podstawie zależności (14), można napisać:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_n = \frac{1}{T_s} & \left[\int_{\tau}^{7\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{8\tau}^{9\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{10\tau}^{11\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{13\tau}^{15\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \right. \\ & + \int_{20\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{22\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{25\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{30\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \\ & + \int_{34\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{37\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{41\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{45\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \\ & + \int_{31\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{35\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{40\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{43\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \\ & \left. + \int_{46\tau}^{50\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{51\tau}^{52\tau} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{58\tau}^{60\tau} e^{-jn\omega_s t} dt \right] , \quad (17) \end{aligned}$$

gdzie: τ - długość elementu jednostkowego.

Po obliczeniu całek i pewnych przekształceniach, wyrażenie (17) przyjmie postać:

$$\begin{aligned}
 a_n = & \frac{1}{n\pi} \left\{ \exp\left(-j\frac{8n\pi}{60}\right) \sin\frac{6n\pi}{60} + \exp\left(-j\frac{96n\pi}{60}\right) \sin\frac{4n\pi}{60} + \right. \\
 & + \exp\left(-j\frac{65n\pi}{60}\right) \sin\frac{3n\pi}{60} + \left[\exp\left(-j\frac{28n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{58n\pi}{60}\right) + \right. \\
 & + \exp\left(-j\frac{72n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{88n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{118n\pi}{60}\right) \left. \right] \sin\frac{2n\pi}{60} + (18) \\
 & + \left[\exp\left(-j\frac{17n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{21n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{39n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{43n\pi}{60}\right) + \right. \\
 & \left. + \exp\left(-j\frac{49n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{81n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{103n\pi}{60}\right) \right] \sin\frac{n\pi}{60} \left. \right\} \\
 & \text{(dla } n \neq 0 \text{)}.
 \end{aligned}$$

Dla $n = 0$ bezpośrednio z wyrażenia (17) można otrzymać:

$$a_0 = 0,5 . \quad (19)$$

Na podstawie zależności (15), (16), (18) i (19), można napisać:

$$\begin{aligned}
 u_m(t) = & 0,5 U_0 \cos \Omega t + U_0 \sum_{n=1}^{\infty} |a_n| \{ \cos [(\Omega + n\omega_s)t + \varphi_n] + \\
 & + \cos [(\Omega - n\omega_s)t - \varphi_n] \} , \quad (20)
 \end{aligned}$$

gdyż, jak wynika z zależności (18), współczynniki zespolonego szeregu Fouriera w rozpatrywanym przypadku mają następujące własności:

a_n i a_{-n} są liczbami zespolonymi sprzężonymi,

$$\varphi_{-n} = -\varphi_n.$$

Moc średnia, obliczona w odcinku czasu będącym wspólną wielokrotnością okresów fali nośnej oraz przebiegu modulującego T_s i wydzielona na rezystancji R , będzie zgodnie z zależnością (20) równa:

$$P_s = \frac{U_0^2}{8R} + \frac{U_0^2}{R} \sum_{n=1}^{\infty} |a_n|^2 . \quad (21)$$

W tabl. 2 podano wyniki obliczeń poziomów niektórych produktów modulacji oraz odpowiadającą im procentową zawartość mocy w sygnale zmodulowanym.

Biorąc pod uwagę, że okres T_s sygnału QKS zawiera 60 elementów jednostkowych τ przebiegu modulującego, można napisać:

$$f_s = V_m/60, \quad (22)$$

gdzie: V_m - szybkość modulacji sygnału QKS.

Zatem w pasmach o szerokości $1,1 V_m$; $1,633 V_m$ i $10,4 V_m$ jest zawarte odpowiednio 90%, 95% i 99% mocy całkowitej sygnału zmodulowanego.

Tablica 2

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt modulacji	F	$F \pm f_s$	$F \pm 2f_s$	$F \pm 3f_s$	$F \pm 4f_s$	$F \pm 5f_s$	$F \pm 33f_s$
2	P_m [dBm]	-6,02	-30,31	-22,41	-21,28	-17,79	-26,93	-30,05
3	% mocy	50,0	50,37	52,67	55,64	62,3	63,11	90,04
1	$F \pm 34f_s$	$F \pm 35f_s$	$F \pm 36f_s$	$F \pm 37f_s$	$F \pm 49f_s$	$F \pm 50f_s$	$F \pm 311f_s$	$F \pm 312f_s$
2	-24,8	-43,83	-25,51	-40,88	-38,06	-151,03	-54,11	-52,62
3	91,37	91,38	92,51	92,54	95,05	95,05	98,99	99,0

2.2. Modulacja FSK

Analiza modulatora FSK została przeprowadzona w pracach [7] i [8] dla różnych sygnałów modulujących. Modulacja ta polega na nadawaniu dwóch różnych częstotliwości dla obu stanów znamienych w sygnale danych.

2.2.1. Analiza modulatora FSK dla sygnału 1:1

Dla sygnału modulującego 1:1 (rys. 5a) częstotliwość i faza chwilowa przebiegu zmodulowanego są związane w następujący sposób:

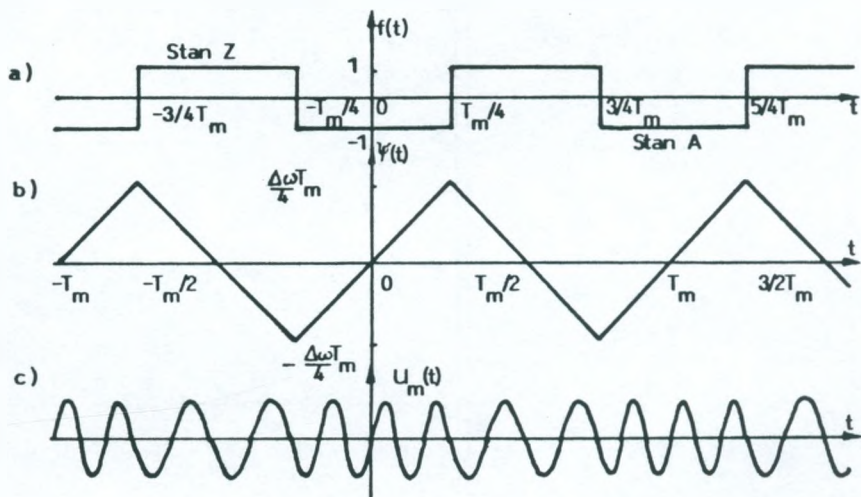
$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt = \Omega t - \Delta \omega \int_0^t f(t) dt = \Omega t + \Psi(t),$$

gdzie: $\Psi(t) = -\Delta \omega \int_0^t f(t) dt$; (23)

$\Omega = 2\pi F$ (F - częstotliwość środkowa);

$\Delta \omega = 2\pi \Delta f$ (Δf - dewiacja częstotliwości);

f(t) - funkcja modulująca.



Rys. 5. Przebiegi czasowe

a) funkcji modulującej; b) zmiany fazy; c) funkcji zmodulowanej

Znak ujemny w wyrażeniu określającym fazę $\Psi(t)$ został przyjęty przy założeniu, że stanowi 1 w sygnale danych odpowiada niższa częstotliwość znamionowa, a stanowi 0 - wyższa, tak jak to przyjęto w zaleceniach: R.20, R.35, R.37, R.38 i V.21 CCITT.

Jeśli fala nośna jest sinusoidalna, tak jak to dzieje się w praktyce, wtedy wartość chwilową przebiegu zmodulowanego, wyrażoną w postaci zespolonej, można przedstawić następująco:

$$\overline{u_m(t)} = Ae^{j\theta(t)} = Ae^{j\Omega t} e^{j\Psi(t)}. \quad (24)$$

Natomiast wartość chwilowa przebiegu zmodulowanego będzie równa:

$$u_m(t) = \operatorname{Re}\{\overline{u_m(t)}\} = A \cos[\Omega t + \Psi(t)]. \quad (25)$$

Dla sygnału modulującego okresowego, jak to występuje w rozpatrywanym przypadku, zgodnie z zależnością (23), wyrażenia $\Psi(t)$ oraz $e^{j\Psi(t)}$ są również funkcjami okresowymi i wobec tego funkcję $e^{j\Psi(t)}$ można przedstawić zespolonym szeregiem Fouriera (26):

$$e^{j\Psi(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_m t}, \quad (26)$$

$$\text{gdzie: } a_n = \frac{1}{T_m} \int_{-T_m/4}^{3T_m/4} e^{j\Psi(t)} e^{-jn\omega_m t} dt, \quad (27)$$

$$\omega_m = 2\pi/T_m = 2\pi f_m \quad (f_m - \text{częstotliwość modulująca}),$$

przy czym zmiana fazy $\Psi(t)$ dana jest następującą zależnością:

$$\Psi(t) = \begin{cases} (\Delta\omega)t & \text{dla } -T_m/4 \leq t < T_m/4 \\ (\Delta\omega)(0,5 T_m - t) & \text{dla } T_m/4 \leq t < 3T_m/4. \end{cases} \quad (28)$$

Po uwzględnieniu (28) w wyrażeniu (27) można otrzymać:

$$a_n = \frac{1}{T_m} \int_{-T_m/4}^{T_m/4} e^{j(\Delta\omega - n\omega_m)t} dt + \frac{1}{T_m} \int_{T_m/4}^{3T_m/4} e^{-j(\Delta\omega + n\omega_m)t + j0,5T_m} dt. \quad (29)$$

Po scałkowaniu i pewnych przekształceniach wyrażenie (29) przyjmie postać:

$$a_n = 0,5 \text{Sa}[(\Delta\omega - n\omega_m) T_m/4] + 0,5 (-1)^n \text{Sa}[(\Delta\omega_m + n\omega_m) T_m/4], \quad (30)$$

gdzie wprowadzono funkcję postaci (6).

Po uwzględnieniu $\omega_m T_m = 2\pi$ oraz wprowadzeniu parametru β (indeks modulacji), równego

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}, \quad (31)$$

i skorzystaniu następnie z parzystości funkcji $\text{Sa}(x)$ - wzór (30) można zapisać:

$$a_n = 0,5 \text{Sa}[0,5(n - \beta)] + 0,5 (-1)^n \text{Sa}[0,5(n + \beta)]. \quad (32)$$

Uwzględniając zależności (24), (26) i (32) w wyrażeniu (25), można otrzymać:

$$u_m(t) = \text{Re} \left\{ U_0 e^{j\Omega t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_m t} \right\} = 0,5 U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ \text{Sa}[0,5(n - \beta)] + (-1)^n \text{Sa}[0,5(n + \beta)] \} \cos(\Omega + n\omega_m)t. \quad (33)$$

Wzór (33) pozwala obliczyć produkty modulacji na wyjściu modulatora FSK dla sygnału 1:1.

Z zależności (32) wynikają następujące własności współczynników rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji zmodulowanej $u_m(t)$:

$a_{-n} = a_n$ dla n - parzystych,

$a_{-n} = -a_n$ dla n - nieparzystych.

Można wykazać, że wyrażenie (32) daje się przedstawić w prostszej postaci, a mianowicie:

$$a_n = \frac{2\beta}{\pi(n^2 - \beta^2)} \sin\left[\frac{(n - \beta)\pi}{2}\right] = \frac{\beta}{n + \beta} \text{Sa}\left[\frac{(n - \beta)\pi}{2}\right]. \quad (34)$$

Nie jest ono słuszne dla $n = \pm\beta$ i w tym przypadku bezpośrednio ze wzoru (32) można otrzymać $a_n = 0,5$ lub $0,5(-1)^n$.

Dla ułatwienia obliczeń wygodnie będzie przyjąć poziom częstotliwości znamiennej równy 0 dBm i wtedy ze wzorów (34) lub (32) można obliczyć poziomy produktów modulacji oraz odpowiadający im udział sygnału zmodulowanego w mocy całkowitej.

W tablicy 3 podano przykładowo poziomy produktów modulacji do ósmego rzędu włącznie oraz ich procentowy udział w mocy całkowitej dla sygnału 1:1 o szybkości modulacji 300 bit/s, w której parametry sygnału przyjęto zgodnie z zaleceniem V.21 CCITT (dewiacja $\Delta f = 100$ Hz i indeks modulacji $\beta = 2/3$), a także dla wskaźnika modulacji $\beta = 5,5$). Poziomy mocy dla każdego ze stanów znamiennej A lub Z przyjęto równe 0 dBm (odpowiada to mocy równej 100%).

Tablica 3

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im procentowa zawartość mocy

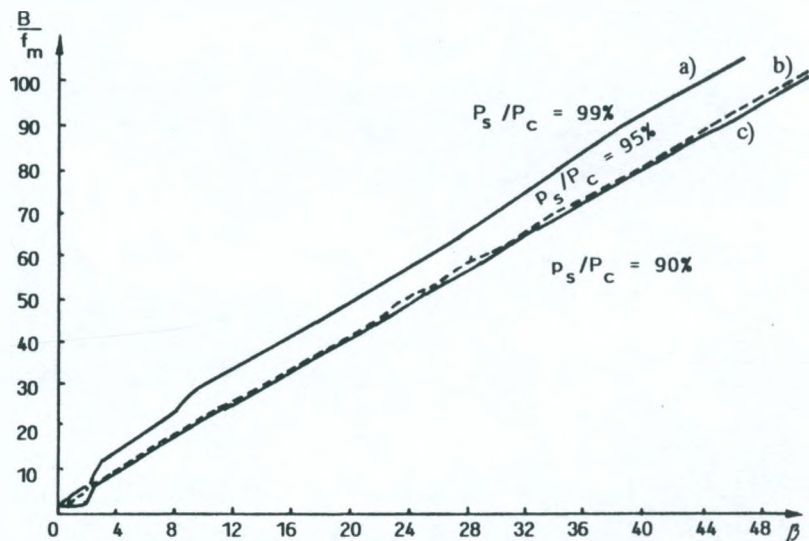
β	Produkt modulacji	$F_{\Lambda Z}$	F	$F \pm f_m$	$F \pm 2f_m$	$F \pm 3f_m$
2/3	p_m [dBm]	0	-1,65	-8,36	-19,71	-32,11
	% mocy	100	68,39	97,57	99,71	99,83
β	Produkt modulacji	$F_{\Lambda Z}$	F	$F \pm f_m$	$F \pm 2f_m$	$F \pm 3f_m$
5,5	p_m [dBm]	0	-21,74	-21,45	-20,51	-18,67
	% mocy	100	0,67	2,1	3,88	6,6
	Produkt modulacji	$F \pm 4f_m$	$F \pm 5f_m$	$F \pm 6f_m$	$F \pm 7f_m$	$F \pm 8f_m$
	p_m [dBm]	-15,2	-6,53	-7,32	-17,59	-26,23
	% mocy	12,63	57,11	94,2	97,68	99,24

Podobnie jak w przypadku modulacji ASK, uśrednienia mocy dokonano w odcinku czasu T , stanowiącym wspólną wielokrotność okresów fali nośnej T_0 i sygnału modulującego T_m .

W przypadku modulacji FSK szerokość pasma B zależy od wskaźnika modulacji $\beta = \Delta f/f_m$ i jest ona w przybliżeniu funkcją liniową β . Wynika to z rys. 6, zgodnie z którym wykresy b) i c) można aproksymować funkcją:

$$B/f_m = 2+2\beta, \quad \text{skąd} \quad B = 2(\beta + 1)f_m. \quad (35)$$

Na rys. 6 pokazano, że w przeciwieństwie do modulacji ASK, wystarczy nieznacznie poszerzyć pasmo transmisyjne, aby moc zawarta w produktach modulacji wzrosła do 99%, co umożliwia utworzenie kanału wysokiej jakości.



Rys. 6. Zależność wymaganej szerokości znormalizowanej pasma przepustowego kanału transmisyjnego od wskaźnika modulacji β , przy parametrze względnej zawartości mocy w produktach modulacji P_s/P_c , równym:

a) 99%; b) 95%; c) 90%

2.2.2. Analiza modulatora FSK dla tekstu QKS

Analiza modulatora FSK dla tekstu QKS została przeprowadzona w pracy [7]. Dlatego w tym artykule ograniczono się do podania jedynie ważniejszych fragmentów ww. opracowania [7].

Można założyć, że fala nośna ma postać:

$$u_0(t) = U_0 \cos \Omega t, \quad (36)$$

wówczas z nadajnika FSK jest wysyłana w linię jedna z dwóch częstotliwości znamiennej $f_z = F - \Delta f$ (dla stanu znamiennej Z lub stanu "stop") albo $f_A = F + \Delta f$ (dla stanu znamiennej A lub stanu "start").

Z powyższych zależności można otrzymać:

$$\Delta f = \frac{f_A - f_z}{2} \text{ - dewiacja częstotliwości,}$$

$$F = \frac{f_A + f_z}{2} \text{ - częstotliwość środkowa.}$$

Jeśli sygnał modulujący $\eta(t)$ jest okresowy oraz ma postać pokazaną na rys. 4, wówczas funkcja fazowa

$$\Psi(t) = -\Delta \omega \int_0^t f(t) dt$$

i odpowiadająca jej funkcja wykładnicza $e^{j\Psi(t)}$ są funkcjami okresowymi.

Funkcję $e^{j\Psi(t)}$ można więc przedstawić zespolonym szeregiem Fouriera:

$$e^{j\Psi(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_n t}, \quad (37)$$

$$a_n = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} e^{j\varphi(t)} e^{-jn\omega_m t} dt, \quad (38)$$

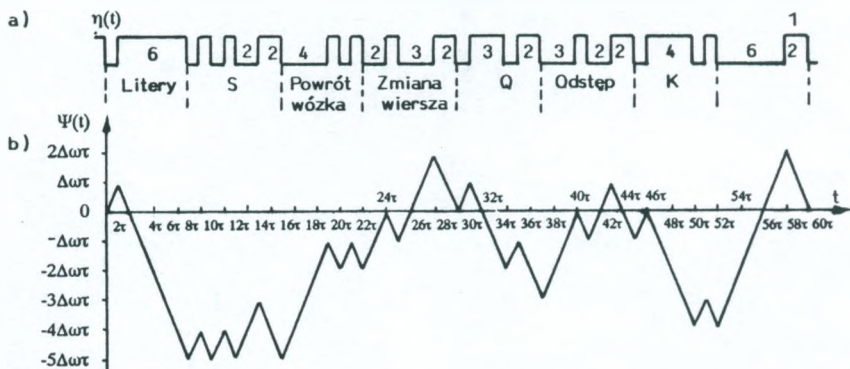
gdzie:

$\omega_m = 2\pi/T_m = 2\pi f_m$ (f_m - częstotliwość modulująca przebiegu z rys. 4),

$T_m = 60\tau$ - okres funkcji modulującej (QKS),

τ - czas trwania elementu jednostkowego.

Na rys. 7 podano przebieg fazy odpowiadający procesowi modulacji FSK sygnałem modulującym QKS.



Rys. 7. Sygnał testujący QKS

a) przebieg sygnału; b) przebieg fazy $\Psi(t) = -\Delta\omega \int_0^t \eta(t) dt$

Funkcję zmodulowaną, przedstawioną w postaci zespolonej, można wyrazić w następujący sposób:

$$\overline{u_m(t)} = U_0 e^{j\Omega t} e^{j\varphi(t)} = U_0 e^{j\Omega t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_m t}. \quad (39)$$

Natomiast wartość chwilowa przebiegu zmodulowanego będzie równa:

$$u_m(t) = \text{Re} \{ \overline{u_m(t)} \}. \quad (40)$$

Uwzględniając przebieg fazowy z rys. 7b w zależności (38), po pewnych obliczeniach i przekształceniach, można otrzymać:

$$\begin{aligned}
 a_n = & \frac{1}{60} \left\{ T_1(n) \text{Sa} \left[(\beta - n) \frac{\pi}{60} \right] + T_{-1}(n) \text{Sa} \left[(\beta + n) \frac{\pi}{60} \right] + \right. \\
 & + 2T_2(n) \text{Sa} \left[(\beta - n) \frac{\pi}{30} \right] + 2T_{-2}(n) \text{Sa} \left[(\beta + n) \frac{\pi}{30} \right] + \\
 & + 3T_3(n) \text{Sa} \left[(\beta - n) \frac{\pi}{20} \right] + 3T_{-3}(n) \text{Sa} \left[(\beta + n) \frac{\pi}{20} \right] + \\
 & + 4T_4(n) \text{Sa} \left[(\beta - n) \frac{\pi}{15} \right] + 4T_{-4}(n) \text{Sa} \left[(\beta + n) \frac{\pi}{15} \right] + \\
 & \left. + 6T_6(n) \text{Sa} \left[(\beta - n) \frac{\pi}{10} \right] + 6T_{-6}(n) \text{Sa} \left[(\beta + n) \frac{\pi}{10} \right] \right\} \quad (41)
 \end{aligned}$$

gdzie:

$$\begin{aligned}
 T_1(n) = & \exp \left[j(\beta - n) \frac{\pi}{60} \right] + \exp \left[j(-9\beta - 15n) \frac{\pi}{60} \right] + \\
 & + \exp \left[j(-9\beta - 19n) \frac{\pi}{60} \right] + \exp \left[j(-3\beta - 41n) \frac{\pi}{60} \right] + \\
 & + \exp \left[j(\beta - 61n) \frac{\pi}{60} \right] + \exp \left[j(-3\beta - 69n) \frac{\pi}{60} \right] + \\
 & + \exp \left[j(-\beta - 91n) \frac{\pi}{60} \right] + \exp \left[j(-7\beta - 101n) \frac{\pi}{60} \right] \quad (42)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_{-1}(n) = & \exp \left[j(-9\beta - 17n) \frac{\pi}{60} \right] + \exp \left[j(-9\beta - 21n) \frac{\pi}{60} \right] + \\
 & + \exp \left[j(-3\beta - 39n) \frac{\pi}{60} \right] + \exp \left[j(-3\beta - 43n) \frac{\pi}{60} \right] + \\
 & + \exp \left[j(-\beta - 49n) \frac{\pi}{60} \right] + \exp \left[j(-\beta - 81n) \frac{\pi}{60} \right] + \\
 & + \exp \left[j(-7\beta - 103n) \frac{\pi}{60} \right] \quad (43)
 \end{aligned}$$

$$T_2(n) = \exp\left[j(-4\beta - 12n)\frac{\pi}{30}\right] + \exp\left[j(-\beta - 23n)\frac{\pi}{30}\right] + \exp\left[j(-42n)\frac{\pi}{30}\right] \quad (44)$$

$$T_{-2}(n) = \exp\left[j(-4\beta - 14n)\frac{\pi}{30}\right] + \exp\left[j(\beta - 29n)\frac{\pi}{30}\right] + \exp\left[j(-2\beta - 36n)\frac{\pi}{30}\right] + \exp\left[j(-44n)\frac{\pi}{30}\right] + \exp\left[j(\beta - 59n)\frac{\pi}{30}\right] \quad (45)$$

$$T_3(n) = \exp\left[j(\beta - 53n)\frac{\pi}{60}\right] + \exp\left[j(-3\beta - 77n)\frac{\pi}{60}\right] \quad (46)$$

$$T_{-3}(n) = \exp\left[j(-\beta - 65n)\frac{\pi}{60}\right] \quad (47)$$

$$T_4(n) = \exp\left[j(-3\beta - 17n)\frac{\pi}{30}\right] \quad (48)$$

$$T_{-4}(n) = \exp\left[j(-2\beta - 48n)\frac{\pi}{30}\right] \quad (49)$$

$$T_6(n) = \exp\left[j(-\beta - 55n)\frac{\pi}{30}\right] \quad (50)$$

$$T_{-6}(n) = \exp\left[j(-2\beta - 4n)\frac{\pi}{30}\right] \quad (51)$$

Występujące w wyrażeniu (41) funkcje postaci $Sa(x)$ są równe:

$$Sa(x) = \frac{\sin x}{x} .$$

W zależnościach od (41) do (51) występuje indeks modulacji, który jest zdefiniowany jako:

$$\beta = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (52)$$

Wartość a_0 , odpowiadająca funkcji $e^{j\psi(t)}$, jest równa

$$a_0 = 0, \quad (53)$$

co wynika bezpośrednio z rys. 7b.

Na podstawie zależności od (39) do (53) możemy obliczyć dowolny współczynnik rozwinięcia funkcji $e^{j\psi(t)}$ w szereg Fouriera, a w konsekwencji funkcję zmodulowaną (40)

$$u_m(t) = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |a_n| \cos[(\Omega + n\omega_m)t + \varphi_n], \quad (54)$$

gdzie: $\varphi_n = \arg \{a_n\}$.

W tabelicy 4a,b,c podano wyniki obliczeń poziomów niektórych produktów modulacji oraz odpowiadającą im procentową zawartość mocy sygnału zmodulowanego. Dla uproszczenia obliczeń przyjęto poziom mocy równy 0 dBm w przypadku, gdy modulator FSK generuje jedną z dwóch częstotliwości znamiennej.

Obliczenia wykonano dla wartości wymienionych w zaleceniu R.20 CCITT, zgodnie z którym modem abonencki powinien spełniać wymagania, dotyczące rozkładu widma na wyjściu nadajnika, zawarte na rys. 8. Wymagania te odnoszą się do przypadku, kiedy poziom nadawczy wynosi -13 dBm, a kanały docelowy i powrotny są modulowane sygnałem QKS o szybkości 300 bit/s.

Na rys. 8 przedstawiono ponadto widmo obliczone na podstawie wyżej podanych zależności, przy uwzględnieniu warunku, że poziom mocy na wyjściu nadajnika FSK dla stanu znamiennej A lub Z wynosi -13 dBm. Dla porównania, na tym samym rysunku za-

Tablica 4a

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt	f_{AZ}	$F-27f_m$	$F-26f_m$	$F-25f_m$	$F-24f_m$	$F-2f_m$	$F-f_m$
2	p_m [dBm]	0	-22,85	-13,34	-18,44	-17,46	-21,64	-15,55
3	% mocy	100,0	0,52	5,15	6,59	8,38	41,96	44,74
1	F	$F+f_m$	$F+2f_m$	$F+23f_m$	$F+24f_m$	$F+25f_m$	$F+26f_m$	$F+27f_m$
2	-20,4	-16,47	-15,75	-17,97	-25,61	-23,08	-14,92	-13,67
3	45,65	47,91	50,57	82,3	82,58	83,07	86,29	90,58

Tablica 4b

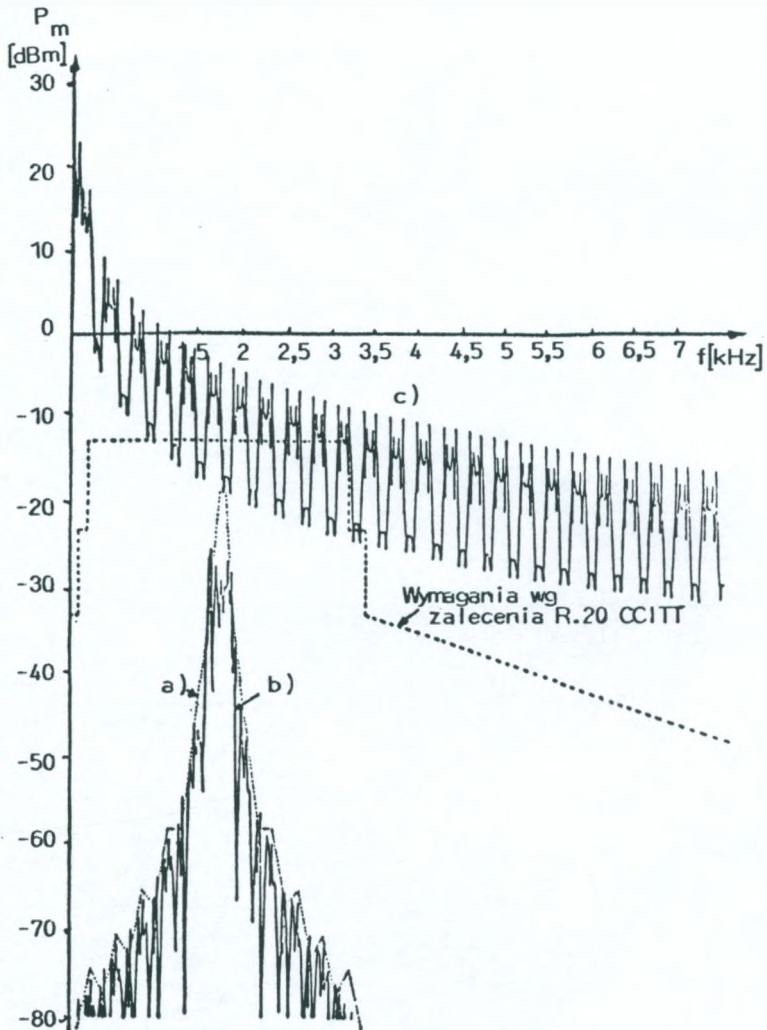
Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt	f_{AZ}	$F-31f_m$	$F-30f_m$	$F-29f_m$	$F-28f_m$	$F-2f_m$	$F-f_m$
2	p_m [dBm]	0	-21,56	-27,11	-19,3	-29,14	-21,64	-15,55
3	% mocy	100,0	0,7	0,89	2,07	2,19	44,15	46,93
1	F	$F+f_m$	$F+2f_m$	$F+27f_m$	$F+28f_m$	$F+29f_m$	$F+30f_m$	$F+31f_m$
2	-20,4	-16,47	-15,75	-13,67	-20,6	-19,47	-27,11	-21,39
3	47,84	50,1	52,76	92,77	93,65	94,77	94,97	95,7

Tablica 4c

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt	f_{AZ}	$F-51f_m$	$F-50f_m$	$F-49f_m$	$F-48f_m$	$F-47f_m$	$F-f_m$
2	p_m [dBm]	0	-42,38	-33,55	-33,68	-34,49	-39,89	-15,55
3	% mocy	100,0	0,01	0,05	0,09	0,13	0,14	48,99
1	F	$F+f_m$	$F+46f_m$	$F+47f_m$	$F+48f_m$	$F+49f_m$	$F+50f_m$	$F+51f_m$
2	-20,4	-16,47	-38,18	-40,29	-41,46	-32,67	-31,12	-30,53
3	49,9	52,16	98,83	98,84	98,85	98,9	98,98	99,07



Rys. 8. Wymagania dotyczące rozkładu mocy na wyjściu nadajnika modemu R.20 dla tekstu QKS o szybkości modulacji 300 bit/s

a) widmo obliczone dla sygnałów testujących 1:1 (krzywa a); b) widmo obliczone dla QKS (krzywa b); c) widmo obliczone przy pracy wartością prądu dla tekstu QKS (krzywa c)

prezentowano widmo obliczone dla sygnału modulującego 1:1. Indeksy modulacji dla tekstu QKS i sygnału 1:1 o szybkościach modulacji 300 bit/s są odpowiednio równe 20 oraz 2/3. Dla porównania na rys. 8 pokazano także widmo mocy na wyjściu nadajnika telegraficznego dla sygnału QKS przy pracy tzw. "wartością prądu", kiedy przy napięciu 120 V jest nadawany w linię prąd 0 mA i 40 mA.

Warto zaznaczyć, że wyniki obliczeń, zarówno dla sygnału modulującego 1:1 jak również QKS, potwierdzają bardzo dobrze wyniki pomiarów, co zostało wykazane w pracach [7, 8].

Z rys. 8 wynikają korzyści związane ze stosowaniem modemów abonenckich w sieci telegraficznej, w porównaniu z pracą wartością prądu (120 V/40 mA). Wiążą się one z ograniczeniem zakłócającego wpływu na innych użytkowników sieci telekomunikacyjnej, korzystających z torów znajdujących się w tym samym kablu, co abonenci telegraficzni.

Nie bez znaczenia jest również fakt, że praca wartością prądu wymaga dostarczenia do toru ok. 50 000 razy większej mocy (w trakcie trwania transmisji telegraficznej), w porównaniu z modemami abonenckimi R.20, przy założeniu, że prawdopodobieństwo występowania stanów A i Z jest jednakowe oraz wynosi 0,5.

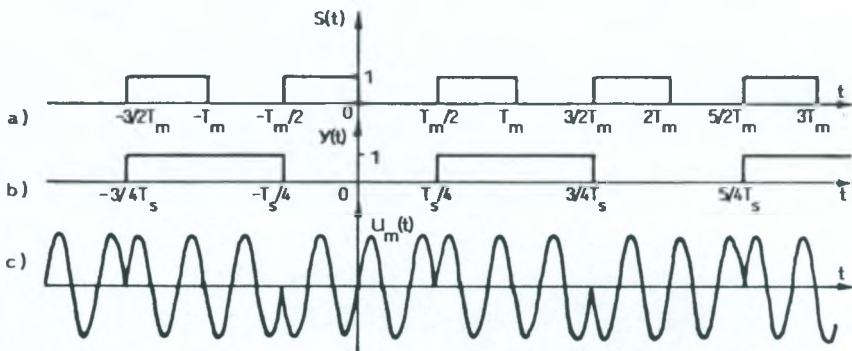
2.3. Modulacja PSK

2.3.1. Binarna różnicowa modulacja fazy (DPSK 2)

2.3.1.1. Binarna różnicowa modulacja fazy dla sygnału modulującego 1:1

Rozważania, dotyczące szerokości zajmowanego pasma przy stosowaniu modulacji z przesunięciem fazy, przeprowadzono najpierw dla binarnej różnicowej modulacji fazy i sygnału modulującego 1:1.

Na rys. 9 przedstawiono proces realizacji binarnej różnicowej modulacji fazy. Przebiega on według algorytmu podanego w tabelicy 5 [2].



Rys. 9. Proces realizacji binarnej różnicowej modulacji fazy

a) sygnał modulujący; b) funkcja przełącznikowa; c) sygnał zmodulowany

Tabela 5

Binarna różnicowa modulacja fazy

Bit	Zmiana fazy
0	0
1	π

Zmodulowany sygnał sinusoidalny można przedstawić w postaci:

$$u_m(t) = U_0 \cos[\Omega t + \psi(t)] \quad (55)$$

gdzie:

$$\Omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi F \quad - \text{ pulsacja fali nośnej o okresie } T,$$

$\Psi(t)$ - faza zmodulowana, równa

$$\Psi(t) = \pi y(t), \quad (56)$$

przy czym funkcja przełącznikowa $y(t)$ jest pokazana na rys. 9b i przyjmuje wartości 0 i 1.

Średnia moc fali zmodulowanej, danej zależnością (55), liczona za okres fali nośnej, wyniesie

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{RT} \int_0^T U_0^2 \cos^2 [\Omega t + \Psi(t)] dt = \\ &= \frac{U_0^2}{2RT} \int_0^T (1 + \cos 2\Omega t) dt = \frac{U_0^2}{2R}. \end{aligned} \quad (57)$$

Fala zmodulowana (55), przedstawiona w postaci zespolonej, przyjmie postać:

$$\overline{u_m(t)} = U_0 e^{j\Omega t} e^{j\Psi(t)}, \quad (58)$$

skąd:

$$u_m(t) = \operatorname{Re} \{ \overline{u_m(t)} \}. \quad (59)$$

Funkcję $e^{j\Psi(t)}$ można wyrazić zespolonym szeregiem Fouriera

$$e^{j\Psi(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t}, \quad (60)$$

gdzie współczynniki rozwinięcia w szereg Fouriera dane są zależnościami:

$$a_n = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{j\Psi(t)} e^{-jn\omega_s t} dt, \quad (61)$$

przy czym $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ - jest pulsacją fali modulującej.

Na podstawie rys. 9 można napisać:

$$\begin{aligned}
 a_n = & \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{-T_s/4} e^{j\pi} e^{-jn\omega_s t} dt + \\
 & + \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/4}^{T_s/4} e^{-jn\omega_s t} dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_s/4}^{T_s/2} e^{j\pi} e^{-jn\omega_s t} dt .
 \end{aligned} \quad (62)$$

Całka (62), po prostych obliczeniach, daje się przedstawić w postaci:

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad (\text{dla } n \neq 0) . \quad (63)$$

Dla $n = 0$ (co odpowiada fali nośnej) bezpośrednio ze wzoru (62) można otrzymać:

$$a_n = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{-T_s/4} e^{j\pi} dt + \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/4}^{T_s/4} dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_s/4}^{T_s/2} e^{j\pi} dt = 0 . \quad (64)$$

Oznacza to, że w rozpatrywanym przypadku częstotliwość nośna nie występuje.

Uwzględniając wyrażenia (60), (63) i (64) we wzorach (58) i (59), przebieg zmodulowany (55) można określić w następujący sposób:

$$\begin{aligned}
 u_m(t) = & \text{Re} \left\{ U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t} e^{j\Omega t} \right\} = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos[(\Omega + n\omega_s)t] = \\
 = & \frac{2U_0}{\pi} \left\{ \cos[(\Omega - \omega_s)t] + \cos[(\Omega + \omega_s)t] - \frac{1}{3} \cos[(\Omega - 3\omega_s)t] - \right. \\
 & \left. - \frac{1}{3} \cos[(\Omega + 3\omega_s)t] + \frac{1}{5} \cos[(\Omega - 5\omega_s)t] + \frac{1}{5} \cos[(\Omega + 5\omega_s)t] - \dots \right\} .
 \end{aligned} \quad (65)$$

Z rys. 9 oraz szeregu (65) widać, że kolejne produkty modulacji są odległe na skali częstotliwości o $2f_0$, czyli o częstotliwość podstawową sygnału danych 1:1.

Moc średnia, liczona za okres będący wspólną wielokrotnością okresów fali nośnej T i okresu T_0 , wydzielona na rezystancji R , będzie równa:

$$P_s = \frac{U_0^2}{R\pi^2} \left[1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots + \frac{1}{(2k+1)^2} + \dots \right], \quad (66)$$

gdzie: U_0 jest amplitudą fali nośnej, której moc jest dana wyrażeniem (67).

Jeśli liczbę produktów modulacji ograniczyć do $(2n+1)$ - rzędu, wówczas moc w nich zawarta wyniesie:

$$P_s = \frac{U_0^2}{R\pi^2} \left[1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots + \frac{1}{(2n+1)^2} \right], \quad (67)$$

a procentowa zawartość tej mocy q , w stosunku do mocy fali nośnej, na podstawie zależności (57) i (67), będzie równa:

$$q = 100 \frac{8}{\pi^2} \left[1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots + \frac{1}{(2n+1)^2} \right]. \quad (68)$$

Zgodnie ze wzorem (11), wyrażenie występujące w nawiasach kwadratowych, dąży do wartości $\frac{\pi^2}{8}$, jeśli $n \rightarrow \infty$.

W tabelicy 6 zostały podane wartości poziomów poszczególnych produktów modulacji, odniesionych do poziomu fali nośnej oraz ich udział w mocy całkowitej sygnału zmodulowanego do 45 rzędu włącznie. Widmo zawierające 90%, 95% i 99% mocy całkowitej sygnału zmodulowanego mieści się w pasmie o szerokości odpowiednio

$3f_m$, $9f_m$ i $39f_m$, gdyż zachodzi: $2f_s = f_m$ (f_m - częstotliwość podstawowa dla sygnału 1:1).

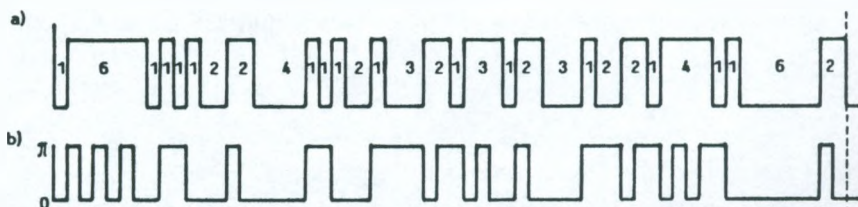
Tablica 6

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im procentowa zawartość mocy

1	Produkt	$F \pm f_s$	$F \pm 3f_s$	$F \pm 5f_s$	$F \pm 7f_s$	$F \pm 9f_s$	$F \pm 11f_s$	$F \pm 13f_s$
2	p_m [dBm]	-3,92	1,46	-17,9	-20,82	-23,01	-24,75	-26,2
3	% mocy	81,06	90,06	93,31	94,96	95,96	96,63	97,11
1	$F \pm 15f_s$	$F \pm 17f_s$	$F \pm 19f_s$	$F \pm 21f_s$	$F \pm 23f_s$	$F \pm 25f_s$	$F \pm 27f_s$	$F \pm 29f_s$
2	-27,44	-28,53	-29,5	-30,37	-31,16	-31,88	-32,55	-33,17
3	97,47	97,75	97,98	98,16	98,31	98,44	98,55	98,65
1	$F \pm 31f_s$	$F \pm 33f_s$	$F \pm 35f_s$	$F \pm 37f_s$	$F \pm 39f_s$	$F \pm 41f_s$	$F \pm 43f_s$	$F \pm 45f_s$
2	-33,75	-34,29	-34,8	-35,29	-35,74	-36,18	-36,59	-36,99
3	98,73	98,81	98,87	98,93	98,99	99,04	99,08	99,12

2.3.1.2. Binarna różnicowa modulacja fazy dla sygnału modulującego QKS

Na rys. 10 pokazano proces realizacji binarnej różnicowej modulacji fazy dla sygnału modulującego QKS.



Rys. 10. Sygnał modulujący QKS

a) przebieg sygnału; b) zmiana fazy przy binarnej różnicowej modulacji fazy

Jak widać z rys. 10, sygnałowi QKS o okresie $T_s = 60\tau$, gdzie τ jest długością elementu jednostkowego, odpowiada funkcja fazowa $\Psi(t)$ z rys. 10b. Funkcja $\Psi(t)$ jest okresowa, a jej okres podstawowy wynosi $T_s = 60\tau$.

Również okresowa jest funkcja wykładnicza $e^{j\Psi(t)}$, którą można przedstawić zespolonym szeregiem Fouriera (69):

$$e^{j\Psi(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t}, \quad (69)$$

gdzie:
$$a_n = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{j\Psi(t)} e^{-jn\omega_s t} dt \quad (70)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} = 2\pi f_s \text{ - pulsacja fali modulującej o okresie}$$

$$T_s = 60\tau.$$

Jeśli fala nośna (71)

$$u_0(t) = U_0 \cos \Omega t \quad (71)$$

zostanie zmodulowana sygnałem QKS, wtedy otrzymamy:

$$u_m(t) = U_0 \cos[\Omega t + \Psi(t)]. \quad (72)$$

Wyrażenie (72) można przedstawić w postaci zespolonej w następujący sposób:

$$\overline{u_m(t)} = U_0 e^{j\Omega t} e^{j\Psi(t)} = U_0 e^{j\Omega t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t}. \quad (73)$$

Z porównania (72) i (73) widać, że jest spełniona zależność:

$$u_m(t) = \operatorname{Re} \left\{ \overline{u_m(t)} \right\}. \quad (74)$$

Jeśli skalę czasu wybrać w taki sposób, że moment początkowy $t = 0$ odpowiada pojawieniu się elementu startowego w znaku liter sygnału QKS, wtedy współczynnik rozwinięcia (70) szeregu Fouriera można obliczyć z wyrażenia (75):

$$\begin{aligned}
 a_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j\Psi(\omega)} e^{-jn\omega_s t} dt = \frac{1}{n\pi} & \left\{ \exp\left(-j\frac{109n\pi}{60}\right) \sin\frac{7n\pi}{60} + \right. \\
 + \exp\left(-j\frac{33n\pi}{60}\right) \sin\frac{5n\pi}{60} + \left[-\exp\left(-j\frac{52n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{76n\pi}{60}\right) \right] \sin\frac{4n\pi}{60} + \\
 + \left[\exp\left(-j\frac{23n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{45n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{83n\pi}{60}\right) \right] \sin\frac{3n\pi}{60} + \\
 + \left[\exp\left(-j\frac{14n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{18n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{40n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{60n\pi}{60}\right) + \right. \\
 + \exp\left(-j\frac{68n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{90n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{100n\pi}{60}\right) \left. \right] \sin\frac{2n\pi}{60} + \quad (75) \\
 + \left[\exp\left(-j\frac{n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{3n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{5n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{7n\pi}{60}\right) + \right. \\
 + \exp\left(-j\frac{9n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{11n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{27n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{57n\pi}{60}\right) + \\
 + \exp\left(-j\frac{63n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{65n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{71n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{87n\pi}{60}\right) + \\
 + \exp\left(-j\frac{93n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{95n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j\frac{97n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j\frac{117n\pi}{60}\right) + \\
 \left. + \exp\left(-j\frac{119n\pi}{60}\right) \right] \sin\frac{n\pi}{60} \left. \right\} \quad (n \neq 0).
 \end{aligned}$$

Dla $n = 0$ można otrzymać:

$$a_0 = \frac{1}{6}. \quad (76)$$

Wyrażenia (75) i (76) pozwalają obliczyć dowolny współczynnik szeregu Fouriera (69), a także produkty modulacji na podstawie zależności (73) i (74):

$$u_m(t) = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |a_n| \cos[(\Omega + n\omega_s)t + \varphi_n], \quad (77)$$

gdzie: φ_n = argument $\{a_n\}$.

W tabelicy 7 podano wyniki obliczeń poziomów niektórych produktów modulacji oraz odpowiadającą im procentową zawartość mocy w sygnale zmodulowanym.

Tabela 7

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt	F	F±f _s	F±2f _s	F±3f _s	F±4f _s	F±15f _s	F±16f _s
2	p _m [dBm]	-15,56	-18,73	-36,32	-11,79	-21,51	-18,15	-18,67
3	% mocy	2,78	5,46	5,51	18,76	20,18	48,48	51,2
1	F±48f _s	F±49f _s	F±50f _s	F±122f _s	F±123f _s	F±124f _s	F±612f _s	F±613f _s
2	-27,9	-26,7	-33,13	-72,02	-44,04	-51,34	-50,01	-53,42
3	89,58	90,01	90,1	94,99	95,0	95,0	98,99	99,0

W tabelicy 7 poziomy produktów modulacji są obliczone przy założeniu, że poziom mocy fali nośnej jest równy 0 dBm.

Biorąc pod uwagę, że częstotliwość modulująca w rozpatrywanym przypadku wynosi $f_s = V_m/60$, gdzie V_m jest szybkością sygnału QKS, wyrażoną w bit/s (lub w bodach), a f_s w Hz, na podstawie tabelicy 7 można wnioskować, że szerokość pasma, w którym mieści się 90%,

95% i 99% mocy całkowitej sygnału zmodulowanego, wynosi odpowiednio: $1,63(3)V_m$, $4,1V_m$ i $20,43(3)V_m$.

2.3.2. Czterwartościowa różnicowa modulacja fazy (DPSK 4)

Stosując tę samą metodę analizy, co w przypadku modulacji FSK i binarnej różnicowej modulacji fazy, można obliczyć widmo na wyjściu modulatora realizującego czterwartościową różnicową modulację fazy.

2.3.2.1. Czterwartościowa różnicowa modulacja fazy dla sygnału modulującego 1:1

Przy realizacji czterwartościowej różnicowej modulacji fazy najpierw są tworzone duobity [1] i w zależności od kombinacji duobitu jest im przyporządkowane odpowiednie przesunięcie fazowe, tak jak to pokazano w tablicy 8, zgodnie z zaleceniem V.26 CCITT.

Tablica 8

Sposób przyporządkowania duobitom przesunięcia fazowego, według zalecenia V.26 CCITT

Duobit	Przesunięcie fazowe (wariant A)	Przesunięcie fazowe (wariant B)
00	0	$\pi/4$
01	$\pi/2$	$3\pi/4$
11	π	$5\pi/4$
10	$3\pi/2$	$7\pi/4$

Niech fala nośna ma postać daną zależnością (78):

$$u_0(t) = U_0 \cos \Omega t . \quad (78)$$

Sygnał zmodulowany można przedstawić w następujący sposób:

$$\underline{u}_m(t) = U_0 \cos[\Omega t + \Psi(t)] , \quad (79)$$

gdzie: $\Omega = 2\pi/T$ - pulsacja fali nośnej

$\Psi(t)$ - faza zmodulowana, dana przepisem

$$\Psi(t) = \pi/2 E(4t/T_s) \text{ dla } 0 \leq t < T_s \quad (80)$$

gdzie: T_s - okres funkcji fazowej $\Psi(t)$.

W wyrażeniu (80) przez $E(x)$ oznaczono funkcję, wyznaczającą część całkowitą argumentu x . Jest to więc funkcja schodkowa.

Fala zmodulowana, przedstawiona w postaci zespolonej, jest równa

$$\overline{u}_m(t) = U_0 e^{j\Omega t} e^{j\Psi(t)} , \quad (81a)$$

skąd można wyznaczyć wielkość (79) jako część rzeczywistą (81a):

$$\underline{u}_m(t) = \text{Re} \{ \overline{u}_m(t) \} . \quad (81b)$$

Funkcję okresową $e^{j\Psi(t)}$ o okresie T_s można wyrazić, jak wiadomo, zespolonym szeregiem Fouriera:

$$e^{j\Psi(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t} , \quad (82)$$

gdzie współczynniki rozwinięcia w szereg Fouriera oblicza się ze wzoru:

$$a_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j\Psi(t)} e^{-jn\omega_s t} dt . \quad (83)$$

Na podstawie rys. 11 oraz zależności (83) można napisać:

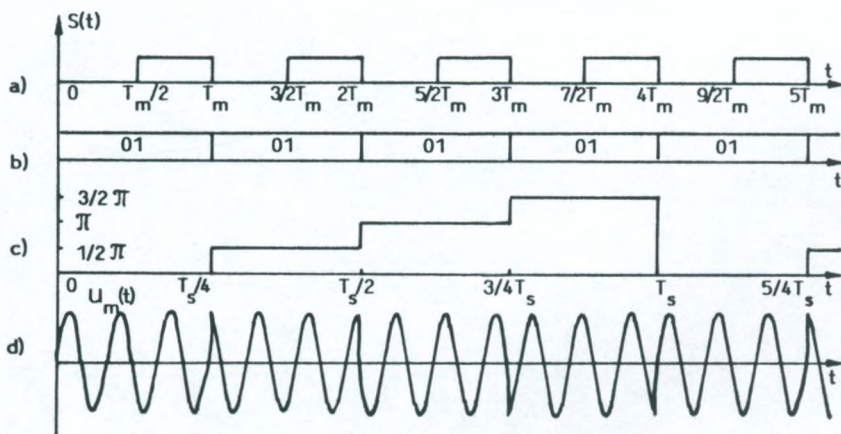
$$a_n = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_s/4} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{T_s/4}^{T_s/2} e^{j\pi/2} e^{-jn\omega_s t} dt + \right. \\ \left. + \int_{T_s/2}^{3T_s/4} e^{j\pi} e^{-jn\omega_s t} dt + \int_{3T_s/4}^{T_s} e^{j3\pi/2} e^{-jn\omega_s t} dt \right]. \quad (84)$$

Przypadek, kiedy $n = 0$ (tzn. dla fali nośnej), wymaga oddzielnego rozpatrzenia. Z zależności (84) dla $n = 0$ będzie:

$$a_0 = 0. \quad (85)$$

Natomiast dla $n \neq 0$, po prostych obliczeniach i przekształceniach, można uzyskać:

$$a_n = \frac{1-j}{n\pi} \left(\sin \frac{n\pi}{2} + \sin^2 \frac{n\pi}{2} \right) = \frac{\sqrt{2}}{n\pi} e^{-j\pi/4} (\sin n\pi/2 + \sin^2 n\pi/2). \quad (86)$$



Rys. 11. Proces realizacji modulacji DPSK 4

a) sygnał danych 1:1; b) duobity; c) funkcja fazowa; d) sygnał zmodulowany

Uwzględniając wyrażenia (85), (86) w zależności (83), a następnie w (81) i (82), można otrzymać:

$$\begin{aligned}
 u_m(t) &= \frac{U_0\sqrt{2}}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\pi/2 + \sin^2 n\pi/2}{n} \cos[(\Omega + n\omega_s)t - \pi/4] = \\
 &= \frac{2U_0\sqrt{2}}{\pi} \left\{ \dots - \frac{1}{7} \cos[(\Omega - 7\omega_s)t - \pi/4] - \frac{1}{3} \cos[(\Omega - 3\omega_s)t - \pi/4] + \right. \\
 &\quad \left. + \cos[(\Omega + \omega_s)t - \pi/4] + \frac{1}{5} \cos[(\Omega + 5\omega_s)t - \pi/4] + \dots \right\}. \quad (87)
 \end{aligned}$$

Z zależności (87) wynika, że kolejne produkty modulacji są odległe od siebie na skali częstotliwości o f_m (częstotliwość podstawową dla sygnału 1:1), gdyż zachodzi $f_s = f_m/4$.

Jeśli U_0 jest amplitudą fali nośnej, to obliczając z zależności (87) moc średnią wydzieloną na rezystancji R , można uzyskać:

$$\begin{aligned}
 P_s &= \frac{4U_0^2}{R\pi^2} \left(\dots + \frac{1}{11^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{3^2} + 1 + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{9^2} + \frac{1}{13^2} + \dots \right) = \\
 &= \frac{4U_0^2}{R\pi^2} \left[1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots + \frac{1}{(2k+1)^2} + \dots \right] = \frac{4U_0^2}{R\pi^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2}. \quad (88)
 \end{aligned}$$

W tym przypadku uśrednienia mocy dokonano również w odcinku czasu, będącym wspólną wielokrotnością okresu fali nośnej i okresu T_s .

Bezpośrednio na wyjściu modulatora DPSK 4 obciążonego rezystancją R , kiedy ograniczenie pasma częstotliwości nie występuje, jak wynika z zależności (11) i (89), moc średnia będzie równa:

$$P_s = \frac{4U_0^2}{R\pi^2} \frac{\pi^2}{8} = \frac{U_0^2}{2R}. \quad (89)$$

Z zależności (88) i (89) oraz tabl. 6 wynika, że przy stosowaniu czterwartościowej różnicowej modulacji fazy 99% mocy całkowitej

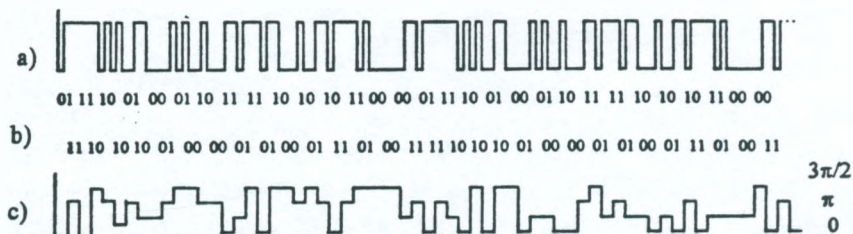
sygnału zmodulowanego jest zawarte w pasmie wyznaczonym przez produkty modulacji $F - 39f_m$ oraz $F + 41f_m$, czyli w pasmie o szerokości

$$B = 80 f_m = 20 f_{\text{m}} . \quad (90)$$

Odpowiednio dla kryterium zawartości mocy w produktach modulacji, wynoszącym 95% i 90%, można otrzymać (zob. tabl. 6) szerokości pasma, równe: $B = 18f_m = 4,5f_m$ i $B = 6f_m = 1,5f_m$. Przy stosowaniu modulacji DPSK 4 widmo jest zatem dwa razy węższe niż widmo dla modulacji DPSK 2.

2.3.2.2. Czterwartościowa różnicowa modulacja fazy dla sygnału modulującego QKS

Na rys. 12 przedstawiono proces realizacji czterwartościowej różnicowej modulacji fazy w przypadku, gdy sygnałem modulującym jest sygnał okresowy QKS.



Rys. 12. Proces realizacji czterwartościowej różnicowej modulacji fazy dla sygnału modulującego QKS

a) sygnał QKS; b) duobity; c) zmiana fazy

Niech fala nośna ma postać

$$u_0(t) = U_0 \cos(\Omega t + \varphi_0) . \quad (91)$$

Sygnał zmodulowany czterwartościową modulacją fazy można wyrazić w następujący sposób:

$$u_m(t) = U_0 \cos[\Omega t + \Psi(t) + \varphi_0], \quad (92)$$

gdzie: U_0 - amplituda fali nośnej,
 $\Omega = 2\pi F$ - pulsacja fali nośnej,
 $\Psi(t)$ - zmiana fazy będąca wynikiem modulacji,
 φ_0 - faza początkowa fali nośnej.

Sygnał zmodulowany (92) można przedstawić:

$$\overline{u_m(t)} = U_0 e^{j(\Omega t + \varphi_0)} e^{j\Psi(t)}, \quad (93)$$

przy czym przebieg (92) można otrzymać z (93) jako:

$$u_m(t) = \operatorname{Re} \left\{ \overline{u_m(t)} \right\}. \quad (94)$$

Przebieg funkcji fazowej, w rozpatrywanym przypadku, jest pokazany na rys. 12c. Funkcja ta jest okresowa, a jej okres równy jest podwójnemu okresowi tekstu QKS, czyli:

$$T_s = 120 \varepsilon = 60 \tau, \quad (95)$$

gdzie: ε - czas trwania elementu jednostkowego sygnału QKS,
 $\tau = 2\varepsilon$ - czas trwania duobitu.

Występująca w wyrażeniu (93) funkcja wykładnicza $e^{j\Psi(t)}$ jest więc funkcją okresową i można ją przedstawić zespolonym szeregiem Fouriera:

$$e^{j\Psi(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t}, \quad (96)$$

gdzie:

$$a_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j\Psi(t)} e^{-jn\omega_s t} dt. \quad (97)$$

Biorąc pod uwagę przebieg funkcji okresowej $\Psi(t)$ z rys. 12c i uwzględniając to we wzorze (97), po pewnych obliczeniach oraz przekształceniach, można otrzymać:

$$\begin{aligned}
 a_n = \frac{1 - (-1)^n}{n\pi} & \left\{ -j \exp\left(-j \frac{54n\pi}{60}\right) \sin \frac{4n\pi}{60} + \left[j \exp\left(-j \frac{16n\pi}{60}\right) - \right. \right. \\
 & - j \exp\left(-j \frac{22n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j \frac{26n\pi}{60}\right) - j \exp\left(-j \frac{38n\pi}{60}\right) \left. \right] \sin \frac{2n\pi}{60} + \\
 & + \left[\exp\left(-j \frac{n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j \frac{3n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j \frac{5n\pi}{60}\right) - j \exp\left(-j \frac{7n\pi}{60}\right) - \right. \\
 & - \exp\left(-j \frac{9n\pi}{60}\right) + j \exp\left(-j \frac{11n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j \frac{13n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j \frac{19n\pi}{60}\right) \left. \right]^{(98)} + \\
 & + \exp\left(-j \frac{29n\pi}{60}\right) + j \exp\left(-j \frac{31n\pi}{60}\right) - j \exp\left(-j \frac{33n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j \frac{35n\pi}{60}\right) - \\
 & - \exp\left(-j \frac{41n\pi}{60}\right) - j \exp\left(-j \frac{43n\pi}{60}\right) - \exp\left(-j \frac{45n\pi}{60}\right) + \exp\left(-j \frac{47n\pi}{60}\right) - \\
 & - \exp\left(-j \frac{49n\pi}{60}\right) + j \exp\left(-j \frac{59n\pi}{60}\right) \left. \right] \sin \frac{n\pi}{60} \quad (\text{dla } n \neq 0) .
 \end{aligned}$$

Dla $n = 0$ z zależności (97) będzie:

$$a_0 = 0. \quad (99)$$

Znając współczynniki rozwinięcia w szereg Fouriera (96) można obliczyć dowolny produkt modulacji dla sygnału QKS.

Uwzględniając zależności (96) i (93) w wyrażeniu (94), można napisać:

$$u_m(t) = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |a_n| \cos [(\Omega + n\omega_s)t + \varphi_n + \varphi_0], \quad (100)$$

gdzie: $\varphi_n = \arg\{a_n\}$.

W przeciwieństwie do modulacji DPSK 2, dla której współczynniki a_n miały własność (dla sygnału QKS)

$$a_n = a_n^*,$$

gdzie a_n^* oznacza liczbę zespoloną sprzężoną z a_n , relacja taka nie występuje w przypadku modulacji DPSK 4.

W tabelicy 9a,b,c podano wyniki obliczeń poziomów niektórych produktów modulacji i odpowiadającą im procentową zawartość mocy sygnału zmodulowanego. Tak jak w poprzednich przypadkach, poziom mocy niezmodulowanej fali nośnej przyjęto 0 dBm.

Tabela 9a

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt	F-53f _c	F-51f _c	F-49f _c	F-47f _c	F-7f _c	F-5f _c	F-3f _c
2	p _m [dBm]	-34,39	-39,17	-29,65	-33,8	-8,38	-26,63	-14,15
3	% mocy	0,04	0,05	0,16	0,2	40,04	40,26	44,1
1	F-f _c	F+f _c	F+3f _c	F+5f _c	F+7f _c	F+49f _c	F+51f _c	F+53f _c
2	-18,16	-10,33	-25,86	-14,29	-16,8	-34,12	-29,81	-25,96
3	45,63	54,9	55,16	58,88	68,97	89,91	90,01	90,27

Tabela 9b

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt	F-115f _c	F-113f _c	F-111f _c	F-109f _c	F-107f _c	F-49f _c	F-47f _c
2	p _m [dBm]	-41,53	-40,96	-45,92	-36,6	-40,95	-29,65	-33,8
3	% mocy	0,01	0,02	0,02	0,04	0,05	2,5	2,55
1	F-f _c	F+f _c	F+43f _c	F+45f _c	F+109f _c	F+111f _c	F+113f _c	F+115f _c
2	-18,16	-10,33	-28,49	-25,85	-41,07	-36,56	-32,54	-53,87
3	47,98	57,24	91,95	92,21	94,92	94,94	95,0	95,0

Tabela 9c

Poziomy produktów modulacji i odpowiadająca im zawartość mocy

1	Produkt	F-609f _c	F-607f _c	F-115f _c	F-113f _c	F-53f _c	F-51f _c	F-49f _c
2	p _m [dBm]	-51,35	-47,14	-41,53	-40,96	-34,39	-39,17	-29,65
3	% mocy	0,0	0,01	2,0	2,01	4,37	4,39	4,49
1	F-3f _c	F-f _c	F+f _c	F+89f _c	F+91f _c	F+605f _c	F+607f _c	F+609f _c
2	-14,15	-18,16	-10,33	-26,8	-29,62	-55,95	-55,57	-60,71
3	48,44	49,97	59,23	96,2	96,31	98,99	98,99	99,0

Z tabl. 9a,b,c wynika, że w pasmach o szerokości $106f_s$, $230f_s$ i $1218f_s$ jest zawartej odpowiednio 90%, 95% i 99% mocy całkowitej sygnału zmodulowanego. Biorąc pod uwagę, że

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{120\epsilon} = \frac{V_m}{120},$$

gdzie V_m jest szybkością modulacji sygnału QKS, odpowiednie szerokości pasma, wyrażone za pomocą szybkości modulacji, wyniosą $0,883(3)V_m$, $1,96(6)V_m$ i $10,15V_m$.

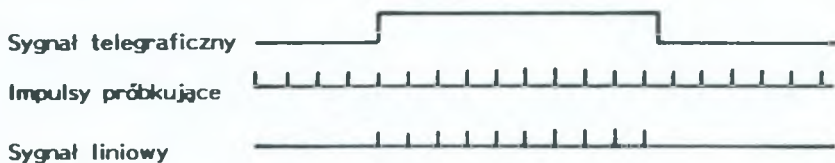
Z porównania tych wielkości dla modulacji DPSK 2 i DPSK 4 widać, że szerokość pasma, dla tej samej zawartości mocy, jest w przybliżeniu dwa razy mniejsza dla modulacji DPSK 4 niż dla modulacji DPSK 2, podobnie jak to było w przypadku sygnału modulującego 1:1.

2.4. Modulacja cyfrowa

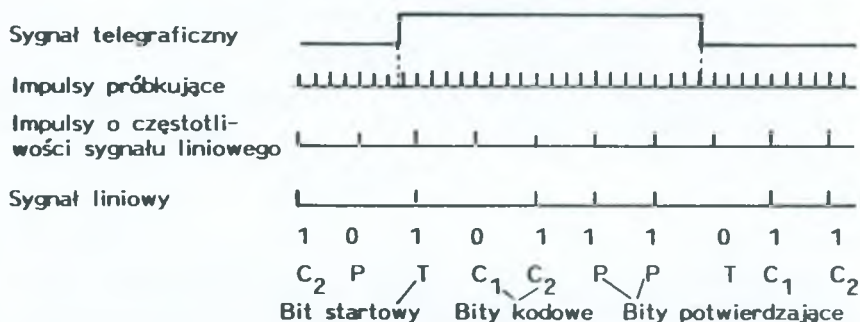
Sygnały telegraficzne i sygnały danych, przyjmujące wartości "0" i "1", nadają się szczególnie do przetwarzania cyfrowego. Biorąc pod uwagę koszty multiplekserów i demultiplekserów, które powinny być możliwie małe, przy równoczesnym zapewnieniu dobrych parametrów systemu, najkorzystniejszym sposobem przetwarzania cyfrowego wydaje się być metoda oparta na prostym próbkowaniu lub "ślizgowym indeksie z potwierdzeniem". Zostały one zastosowane w systemie telegrafii wielokrotnej z podziałem czasowym typu TgC 60/240, opracowanym na początku lat osiemdziesiątych w Instytucie Łączności w Oddziale w Gdańsku i wdrożonym do produkcji w WZT "Teletra" w Poznaniu.

Obie metody, umożliwiające zwielokrotnienie cyfrowe sygnałów telegraficznych o szybkościach do 300 bit/s, zostały opisane w pracy [4]. Tutaj ograniczono się tylko do podania podstawowych charakterystyk metod prostego próbkowania i ślizgowego indeksu z potwier-

dzeniem. Proces przetwarzania cyfrowego dla obu tych metod przedstawiono na rys. 13 i 14.



Rys. 13. Proces przetwarzania sygnałów binarnych, wg metody prostego próbkowania



Rys. 14. Proces przetwarzania sygnałów binarnych, wg metody ślizgowego indeksu z potwierdzeniem

Jak widać z rys. 13, proces prostego próbkowania sygnałów binarnych jest prosty w realizacji praktycznej i polega na przesyłaniu ciągu bitów 1 dla jednego stanu znamionowego (np. stanu Z) i zatrzymaniu ich dla drugiego stanu znamionowego. Natomiast w metodzie ślizgowego indeksu z potwierdzeniem (FIC - ang. *floating index with confirmation*) realizuje się najpierw proste próbkowanie, a następnie za pomocą ciągu impulsów liniowych o szybkości cztery razy mniejszej - koduje się momenty pojawienia się zmiany stanów w sygnale binarnym za pomocą dwóch bitów (C_1 i C_2) z dokładnością do $1/4$ odstępu między dwoma kolejnymi impulsami o częstotliwości sygnału

liniowego. W rezultacie dokładność odtworzenia momentu przejścia w sygnale binarnym pozostaje taka sama, jak w metodzie prostego próbkowania. Bit T (rys. 14) informuje o pojawieniu się przejścia w sygnale telegraficznym lub danych i ma on wartość 1, jeżeli przejście następuje od wartości 0 do 1 oraz wartość 0 - w przypadku odwrotnym. Bity potwierdzające P mają wartość 0 lub 1 w zależności od tego, czy sygnał danych jest odpowiednio 0 lub 1.

Metoda FIC jest przyjęta w tzw. "systemie telegrafii wielokrotnej z podziałem czasowym niezależnym od kodu i szybkości modulacji", wg zalecenia R.111 CCITT.

Z powyższego wynika, że po zastosowaniu koderów i dekoderów, wg metody FIC, liczba kanałów wzrasta 4-krotnie z wykorzystaniem tej samej przepływności binarnej w zbiorczym sygnale liniowym. Tak np. dla przepływności binarnej zbiorczego sygnału liniowego 64 kbit/s, liczba kanałów 300 bit/s wyniesie: 15 - bez kodowania oraz 60 - z kodowaniem. Podane liczby odnoszą się do przypadku, gdy zniekształcenia w odbieranym sygnale danych wynoszą 7,5%. Dla szybkości modulacji 50 bodów odpowiednie liczby wynoszą: 60 kanałów - bez kodowania oraz 240 kanałów - z kodowaniem (przy zniekształceniach 5%). Istnieje wymiennosc (z pewnymi ograniczeniami dla metody FIC) następujących parametrów: liczby kanałów, szybkości modulacji i zniekształceń.

Jako łącza podkładowe można stosować:

- szczeplinę kanałową systemu PCM 30/32;
- podstawową grupę pierwotną telefonii nośnej z podziałem częstotliwości, wyposażoną w modem 64 kbit/s (nie jest stosowane);
- naturalne tory przewodowe (2 tory) wyposażone w synchroniczny konwerter liniowy.

W tym ostatnim przypadku w urządzeniach typu TgC - 60/240 jako kod liniowy stosuje się WAL-2, który doskonale zdał egzamin w praktyce. Kod ten wymaga pasma o szerokości równej połowie przepływności binarnej, podobnie jak w systemie PCM 30/32.

W związku z tym na jeden kanał jest wymagane pasmo o szerokości:

- 2133 Hz dla sygnałów o szybkości 300 bit/s z zastosowaniem metody prostego próbkowania;
- 533 Hz dla kanałów 300 bit/s w metodzie FIC.

Dla kanałów o szybkości modulacji 50 bodów wymagana szerokość pasma w tym przypadku wyniesie odpowiednio: 533 Hz (bez kodowania) oraz 133 Hz (z kodowaniem).

Należy jednak zaznaczyć, że system cyfrowy, który ma wiele zalet eksploatacyjnych (praktycznie nie wymaga regulacji i dozoru, a zniekształcenia są ściśle zdeterminowane) jest korzystny do tworzenia grupy kanałów, gdyż umożliwia w tych przypadkach znaczne obniżenie kosztów ze względu na wspólną synchronizację systemu oraz stosowanie koderów i dekoderów grupowych. Na przykład stosowanie koderów oraz dekoderów grupowych w systemie TgC-60/240 zwiększa koszty kanału o ok. 5%.

2.5. Porównanie opisanych wyżej metod modulacji ze względu na szerokość zajmowanego pasma

W tablicy 10 zestawiono wyniki analizy, z punktu widzenia szerokości zajmowanego pasma, przeprowadzonej w pkt. 2.1 ÷ 2.4.

Z tabl. 10 wynika, że spośród czterech rodzajów modulacji, a mianowicie ASK, FSK, DPSK 2 i DPSK 4 - najkorzystniejsza ze względu na wymaganą szerokość pasma jest, dla kryterium zawartości mocy 90%, modulacja DPSK 4. Nieco gorsza jest modulacja ASK oraz FSK, ale dla małych indeksów modulacji (<1). Również dla małego wskaźnika modulacji jest korzystna modulacja FSK oraz ASK, jeżeli jako kryterium szerokości pasma przyjmie się 95% zawartość mocy w produktach modulacji. W tym przypadku korzystnie wypada także modulacja DPSK 4. Natomiast przy zawartości mocy w sygnale

Tablica 10

Porównanie różnych rodzajów modulacji

Rodzaj modulacji	ASK	FSK	DPSK 2	DPSK 4	Modulacja cyfrowa
Szerokość pasma dla:					
90% mocy	$1,1 V_m (V_m)$	$B_m(\beta+1)V_m$ $0,9V_m (V_m) (*)$	$1,63 V_m$ $(1,5V_m)$	$0,833 V_m$ $(0,75V_m)$	proste próbkowanie $10,66 V_m$ z kodowaniem $2,665 V_m$
95% mocy	$1,63 V_m$ $(3V_m)$	zgodnie z rys. 6 $1,03V_m (V_m) (*)$	$4,1 V_m$ $(4,5V_m)$	$1,967V_m$ $2,25V_m$	
99% mocy	$10,4 V_m$ $(21V_m)$	zgodnie z rys. 6 $1,7V_m (2V_m) (*)$	$20,4 V_m$ $(20,5V_m)$	$10,15V_m$ $(10,25V_m)$	

(*) Dane dotyczą modemu zgodnego z zaleceniem R.20 CCITT.

Uwagi: ● V_m jest szybkością modulacji wyrażoną w bit/s lub w bodach, a szerokości pasma w Hz.

- Dane dotyczące szerokości pasma dla modulacji cyfrowej są obliczone dla zniekształceń 5%. W przypadku modulacji cyfrowej traci sens pojęcie procentowej zawartości mocy, tak jak to było w przypadku modulacji analogowych.
- Wielkości odnoszące się do szerokości pasma, wyrażone za pomocą V_m , są podane dla sygnału modulującego QKS oraz dla sygnału 1:1 (w nawiasach).

zmodulowanym wynoszącej 99%, najkorzystniejsza będzie modulacja FSK, jeżeli wskaźnik modulacji nie jest duży (np. < 5). W przypadku modulacji FSK można wpływać na szerokość pasma przez dobór indeksu modulacji, a tym samym dewiacji Δf , w zależności od szybkości sygnałów telegraficznych i danych. Na tle modulacji analogowych korzystnie wypada modulacja cyfrowa z kodowaniem momentów znamiennej modulacji.

Z tabl. 10 wynika również, że wyniki analizy dotyczące wymaganej szerokości pasma są zbliżone dla sygnałów modulujących 1:1 (znacznie prostsze obliczenia) oraz QKS, z wyjątkiem modulacji ASK.

3. PODSUMOWANIE

Analiza przeprowadzona dla pięciu rodzajów modulacji (ASK, FSK, DPSK 2 i DPSK 4 oraz cyfrowej) dla transmisji sygnałów telegraficznych i wolnej transmisji danych, ze względu na szerokość zajmowanego pasma, prowadzi do niżej podanych wniosków.

1. Wzrost mocy w sygnale zmodulowanym z 95% do 99% mocy całkowitej wymaga znacznego poszerzenia pasma w przypadku modulacji ASK i PSK, w przeciwieństwie do modulacji FSK.
2. Modulacja FSK jest korzystna ze względu na wymaganą do transmisji szerokość pasma, szczególnie dla małych wskaźników modulacji β , a jej przewaga występuje wyraźnie, gdy jest wymagana duża zawartość mocy produktów modulacji w stosunku do mocy całkowitej sygnału zmodulowanego (np. 99%). Wynika to stąd, że w modulacjach, takich jak ASK, FSK, DPSK, amplitudy produktów modulacji są odwrotnie proporcjonalne do rzędu produktu (n), a w modulacji FSK - w przybliżeniu do n^2 .
3. Na szerokość pasma w modulacji FSK można wpływać przez odpowiedni dobór indeksu β , mając na względzie maksymalną szybkość sygnałów telegraficznych i danych.

4. Binarna różnicowa modulacja fazy wymaga w przybliżeniu dwa razy szerszego pasma od czterowartościowej różnicowej modulacji fazy.
5. Modulacja cyfrowa jest korzystna ze względu na wymaganą szerokość pasma przy kodowaniu momentów znamienych sygnałów telegraficznych i danych.

Wyniki analizy mogą być pomocne przy wyborze rodzaju modulacji w konkretnych zastosowaniach praktycznych, a mianowicie przy wykorzystaniu łączy dostępowych w sieciach miejscowych i okręgowych do równoczesnej transmisji, np. telefonicznej oraz telegraficznej (telemetrycznej) i wolnej transmisji danych.

W artykule ograniczono się wprawdzie do rozpatrzenia kilku wybranych rodzajów modulacji i sygnału modulującego 1:1 oraz QKS, jednak zastosowana metoda analizy może być z powodzeniem używana dla innych typów modulacji i różnych okresowych sygnałów telegraficznych oraz wolnej transmisji danych.

WYKAZ LITERATURY

1. Baran Z. i inni: Problemy transmisji danych. WKŁ, Warszawa 1979.
2. Baran Z. i inni: Podstawy transmisji danych. WKŁ, Warszawa 1982.
3. Bennet W.R., Davey J.R.: Data transmission. McGraw Hill, New York 1965.
4. Bulski J., Szlabs S.: Urządzenia telegrafii wielokrotnej systemu TgC-240. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 1, 1984.
5. Bylanski P., Ingram D.G.W.: Digital transmission systems. Peter Peregrinus LTD, London 1976.
6. Clark A. P.: Principles of digital transmission. Pentch Press, London Plymouth 1976.
7. Krajewski R.: Analiza widma na wyjściu nadajnika telegrafii wielokrotnej.... Przegląd Telekomunikacyjny, nr 11, 1985.
8. Krajewski R.: Telegraficzny modem abonencki. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 6, 1986.
9. Księga Błękitna CCITT, tomy VII i VIII, Genewa 1988.

10. Lathi B. P.: Systemy telekomunikacyjne. WNT, Warszawa 1972.
11. Lucky R.W., Salz J., Weldon E.J.: Principles of data communications. Mc Graw Hill, New York 1968.

Рышард Краевски

**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗНЫХ МЕТОДОВ
МОДУЛЯЦИИ ПРИ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕГРАФНЫХ СИГНАЛОВ
И МЕДЛЕННОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ
ШИРИНЫ ЗАНИМАЕМОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ**

Р е з ю м е

Проведено относительное сравнение различных методов аналоговой и цифровой модуляции применяемых при передаче телеграфных сигналов и медленной передачи данных с точки зрения занимаемой полосы частот и эффективности использования несущего канала. Работа имеет существенное практическое значение для оптимального выбора метода модуляции для конкретных приложений, особенно для создания каналов доступа в местных и областных сетях.

Ryszard Krajewski

**THE COMPARISON OF DIFFERENT METHODS
OF MODULATION FOR TRANSMISSION OF TELEGRAPH
AND LOW SPEED DATA SIGNALS CONSIDERING
THE WIDTH OF THEIR BAND**

S u m m a r y

This paper includes the comparison of different methods of modulation (ASK, FSK, PSK and digital) for transmission of telegraph and low speed data signals considering the width of their band and efficiency of utilization

of the bearer channel. The practical importance of this work results from the optimal method modulation in specified applications especially for creating access circuits in local and region area networks.

Ryszard Krajewski

**LA COMPARAISON DES DIVERSES METHODES
DE MODULATION POUR LA TRANSMISSION
DES SIGNAUX TELEGRAPHIQUES ET LA TRANSMISSION
DES DONNEES A PETIT VITESSE EN CONSIDERANT
LA LARGEUR DE LEURS BANDE**

R é s u m é

Cet article compare les effets de diverses méthodes de modulation (ASK, FSK, PSK et numérique) appliquées a la transmission des signaux télégraphiques et la transmission des données a petit vitesse en considérant la largeur de leurs bande de fréquences et l'efficacité de l'utilisation de la voie de support. Cet ouvrage a un grand intérêt pratique pour optimiser une méthode de modulation dans les applications concretes, surtout pour la création des liaisons d'abonnées dans les réseaux locaux et régionaux.

Ryszard Krajewski

**UNTERSCHIEDLICHE MODULATIONSARTEN FÜR
ÜBERTRAGEN VON TELEGRAFIEZEICHEN
UND DATENSIGNALE MIT NIEDRIGER BITRATE
HINSICHTLICH DER FREQUENZBANDBREITE VERGLICHEN**

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

Unterschiedliche Modulationsarten (ASK, FSK, PSK und digital) für Übertragen von Telegrafiezeichen und Datensignale mit niedriger Bitrate

wurden hinsichtlich der Frequenzbandbreite und effektiver Leistung des Trägerkanals verglichen. Die Arbeit ist von praktischer Bedeutung wegen des optimal gewählten Modulationsverfahrens in wirklichen Anwendungen, insbesondere für Bildung der Zugriffsanschlüsse in Orts- und Bezirksnetzen.

Franciszek Kotz

621.314:621.382

REZONANSOWE UKŁADY PRZETWORNIC DC/DC I AC/DC - PRZEGLĄD ORAZ OPIS WŁAŚCIWOŚCI

Dokonano przeglądu topologii układów rezonansowych. Wskazano zalety i wady ich zastosowania. Poddano analizie teoretyczne podstawy działania tych układów, wyprowadzono podstawowe zależności. Omówiono działanie wybranych, typowych układów oraz podano ich właściwości. Poruszono problem sposobu regulacji parametrów wyjściowych. W podsumowaniu przedstawiono zagadnienia związane ze stosowaniem układów rezonansowych.

1. WSTĘP

W urządzeniach zasilających dokonuje się stały postęp i trwają nieustanne poszukiwania zarówno odpowiednich elementów, jak i technik przetwarzania energii, umożliwiających znaczne zmniejszenie rozmiarów oraz masy tych urządzeń. Poszukuje się metod przetwarzania energii, wykorzystujących coraz to wyższy zakres częstotliwości przełączania, czyli popularnie mówiąc - zasilaczy czy prostowników o pracy impulsowej. Dzięki podniesieniu częstotliwości pracy można znacznie zmniejszyć podstawowe elementy obwodu, takie jak transformator i filtr wyjściowy, a ponadto kondensatory filtru, zarówno wejściowego jak i wyjściowego. Te elementy, w głównej mierze, rzutują na wymiary i masę zasilacza. Jednakże ze wzrostem częstotliwości nieuchronnie wiąże się wzrost strat w elementach układu, w tym przede wszystkim strat w elementach przełączających. Ponadto, przy tzw. twardym przełączaniu, łączniki te są narażone na

silne przeciążenia komutacyjne i duże straty mocy związane z samym procesem przełączania. Rosną one liniowo ze wzrostem częstotliwości. Innym niekorzystnym zjawiskiem są zakłócenia elektromagnetyczne (EMI - *electromagnetic interference*), wynikające z dużej stromości di/dt i du/dt w procesie przełączania.

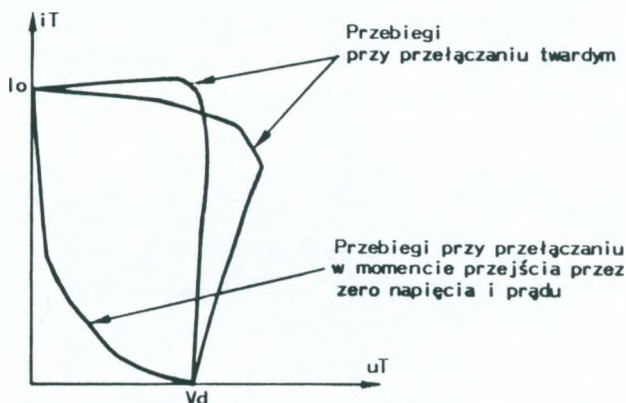
Poszukuje się metod, umożliwiających znaczne zmniejszenie tych strat, tak aby uzyskać sprawność układu powyżej 90%. Sięgnięto do techniki rezonansu elektrycznego, pozwalającego na przybliżenie kształtu fali napięcia do sinusoidy i przełączania w zerze napięcia i prądu. Jeżeli każdy łącznik przetwornika będzie zmieniał swój stan (z włączenia na wyłączenie i odwrotnie), w chwili gdy napięcie na nim lub prąd płynący przez niego będą równe zero, to te niekorzystne czynniki zostaną w znacznym stopniu wyeliminowane.

Większość topologii układowych (jakkolwiek nie wszystkie) wymaga zastosowania w jakiejś formie układu rezonansowego L-C. Z tego względu nazywa się je układami rezonansowymi. Z zastosowaniem tej techniki można pracować przy częstotliwości przetwarzania rzędu setek kiloherców, a nawet zbliżyć się do częstotliwości megahercowych, nie obniżając zbyt sprawności, pod warunkiem jednak, że użyte elementy umożliwią zminimalizowanie strat. Ponadto, gdy kształt przebiegu wysokiej częstotliwości jest zbliżony do sinusoidalnego, praktycznie nie ma wyższych harmonicznych, występujących w układach z przebiegiem prostokątnym o tej samej częstotliwości, będących dodatkowym źródłem strat i poważnych zakłóceń.

Przy wyższych częstotliwościach także poważnym problemem jest indukcyjność rozproszenia transformatora oraz pojemności złączowe w elementach półprzewodnikowych przełączających i prostowniczych (pojemności pasozytnicze). Energia gromadzona w pojemności tych elementów jest rozpraszana wewnątrz w elementach czynnych, gdy łącznik włącza przy wysokim poziomie napięcia. Czynniki pasozytnicze mają oczywiście tym większy wpływ, im wyższa jest czę-

stotliwość przetwarzania energii. W celu zmniejszenia wpływu czynników pasożytniczych i zapewnienia wysokiej sprawności przetwarzania, szczególnie godne rozważenia są techniki rezonansowe.

Na rys. 1 przedstawiono przebiegi przy przełączaniu twardym i przy przełączaniu w momencie przejścia przez wartość zero.



Rys. 1. Charakterystyki przełączania łączników sterowanych

2. TECHNIKI REZONANSOWE

Techniki rezonansowe zależą od dwóch czynników: przyjętych elementów wykonawczych oraz od topologii układu. Z elementami wykonawczymi wiąże się technika sterowania, włączania i wyłączania elementów oraz przyjęty układ sterowania. Topologia układu określa jego strukturę i sposób pracy. Elementami wykonawczymi mogą być, w układach, w których zależy nam na pracy z dużą częstotliwością, tranzystory polowe MOSFET i tranzystory IGBT, a przy mniejszych częstotliwościach - tyrystory z bramką typu MOS,

tw. MCT (MCT - *Mos Controlled Thyristor*). Topologie układów są różne, niektóre zbliżone do układów znanych z techniki zasilaczy impulsowych z tzw. twardym przełączaniem, z dodaniem obwodu, umożliwiającego przełączanie, gdy prąd lub napięcie przechodzą przez wartość zero. Ogólnie biorąc, w gałęzi, w której odbywa się przełączanie, a prąd i napięcie zmieniają swój kierunek, wprowadza się obwód rezonansowy, w którym ładunek zgromadzony w pojemnościach pasożytniczych złączy jest rozładowywany za pomocą prądu magnesującego transformatora głównego. Tym samym zarówno indukcyjność rozproszenia transformatora zostaje włączona do obwodu rezonansowego, jak również wszelkie pojemności pasożytnicze złączy półprzewodnikowych elementów przełączających. Dodatkowo wprowadza się technikę przełączania w zerze napięcia (ZVS - *zero voltage switch*) lub przełączania w zerze prądu (ZCS - *zero current switch*). Przy osiągnięciu stanu przełączania w zerze, łączniki włączają bez towarzyszących zwykle temu stanowi strat, a ponadto jest eliminowany efekt wewnętrznych pojemności pasożytniczych. Możliwe staje się osiągnięcie sprawności ponad 90%. Jednakże pojawia się tu kilka nowych problemów. Jednym z nich jest skłonność układu do przepięć, szczególnie ze wzrostem zakresu obciążeń. Innym, są oscylacje w układzie pojemności złączowej diod prostowniczych i indukcyjności całego obwodu. Oscylacje te są niepożądane, mają też niekorzystny wpływ na pracę układu i jego sprawność. Te i inne powody skłaniają konstruktorów urządzeń zasilających do szukania nowych rozwiązań układowych, również wśród układów rezonansowych.

Z grubsza problem można ująć tak. Dąży się do pracy rezonansowej układu, gdyż wtedy przebieg napięcia i prądu jest sinusoidalny. Częstotliwość drgań zależy od parametrów obwodu rezonansowego. Jak już wspomniano, w obwodzie znajdują się pojemności pasożytnicze, głównie złączy tranzystorów przełączających i diod prostowniczych. Ponadto w obwodzie znajduje się indukcyjność

rozproszenia transformatora głównego. Wprowadzone do obwodu przełączającego zasilacza impulsowego elementy pojemnościowe i indukcyjne umożliwiają pracę rezonansową przy określonej częstotliwości. Pozostałe elementy obwodu, pasożytnicze pojemności złączowe, indukcyjność rozproszenia, zostają wkomponowane układowo i w kalkulowane obliczeniowo w całość obwodu rezonansowego. Nie będą już odgrywać ujemnej, pasożytniczej roli, lecz staną się elementami układu rezonansowego.

Stosuje się różne topografie układów rezonansowych. Można je podzielić na następujące cztery kategorie układów:

- rezonansowe z obwodem obciążenia,
- z rezonansowym obwodem komutacyjnym,
- z ogniwem rezonansowym,
- z wysokoczęstotliwościowym, półfalowym, wejściowym ogniwem rezonansowym.

Ponadto można wyróżnić układy:

- z rezonansem równoległym, charakteryzujące się tym, że obciążenie tworzy obwód równoległy z elementami obwodu rezonansowego;
- z rezonansem szeregowym, w których obciążenie traktuje się jako włączone w szereg z obwodem rezonansowym;
- quasi-rezonansowe, układy o asymetrycznej, rezonansowej fali sinusoidalnej.

W niektórych publikacjach jeszcze można spotkać określenie układu jako wielorezonansowego (wieloczęstotliwościowego). Jest to układ rezonansowy, który może pracować w kilku reżimach, zarówno z częstotliwością podrezonansową jak i nadrezonansową, jakkolwiek w wąskim zakresie, zbliżonym do częstotliwości rezonansowej układu, z tym że układ nadrezonansowy może pracować ze znacznie wyższą częstotliwością, 10 razy większą niż układ podrezonansowy.

3. TOPOLOGIE UKŁADÓW REZONANSOWYCH

3.1. Układy rezonansowe z obwodem obciążenia

Te układy przetwarzania zawierają tzw. zbiornik energii rezonansowej L-C. Oscylujące, w wyniku obecności obwodu rezonansowego L-C, napięcie i prąd, łącznie kształtują przebiegi w obwodzie obciążenia. Dzięki temu elementy przełączające mogą być włączane lub wyłączane przy zerowej wartości napięcia lub prądu. Mogą tu być stosowane zarówno układy rezonansu szeregowego, jak i równoległego. W tego typu układach przekształtnikowych przepływ mocy do obciążenia jest kontrolowany przez impedancję układu rezonansowego, która z kolei jest kontrolowana częstotliwością przełączania f_s , w stosunku do częstotliwości rezonansowej f_r tego obwodu. Układy tych przetworników, zarówno prądu stałego na prąd stały (dc - dc) jak i prądu stałego na prąd przemienny (dc - ac) mogą być sklasyfikowane w niżej podane podgrupy.

- Szeregowo układy rezonansowe oparte na źródle napięciowym:
 - układy rezonansu szeregowego,
 - układy rezonansu równoległego,
 - hybrydowe układy rezonansowe.
- Równoległe układy rezonansowe oparte na źródle prądowym.
- Układy rezonansowe klasy E i podklasy E.

3.2. Układy rezonansowo-przełączające

Znane są topologie, w których obwód rezonansowy L-C może być wykorzystany przede wszystkim do kształtowania napięcia i prądu, podlegających przełączaniu, aby umożliwić zmianę stanu łącznika przy zerowej wartości napięcia lub prądu. W tego typu układach rezonansowo-przełączających, w ciągu jednego pełnego cyklu, określonego częstotliwością przełączania, będą występowały zarówno

przedziały pracy rezonansowej, jak i nierezonansowej. W związku z tym w literaturze fachowej układy tego typu są określane jako układy quasi-rezonansowe. Mogą one być sklasyfikowane w następujące podgrupy.

- Układy rezonansowo-przełączające typu dc - dc:
 - układy przełączania w zerze prądu (ZCS - *zero current switching*),
 - układy przełączania w zerze napięcia (ZVS - *zero voltage switching*).
- Układy przełączania w zerze z tłumieniem napięcia (określane są one również jako układy quasi-rezonansowe).

3.3. Układy z ogniwnem rezonansowym

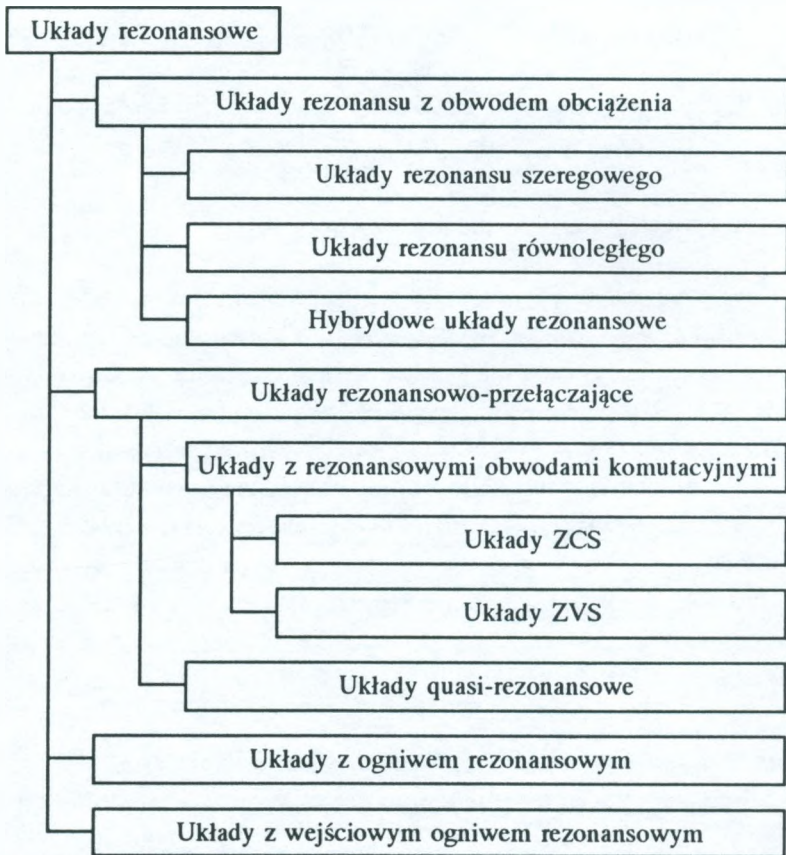
W konwencjonalnych układach przekształtników (inwerterów) typu dc - ac, z regulacją typu PWM (PWM - *Pulse Width Modulation*), napięcie wejściowe V_d inwertera ma określoną wartość napięcia stałego. Kształtowane wyjściowe napięcie przemiennie jest uzyskiwane przez przełączanie z PWM. Natomiast w układach z ogniwnem rezonansowym napięcie wejściowe jest pobudzane do oscylacji wokół napięcia wejściowego V_d dzięki układowi rezonansowemu L-C. Wartość napięcia wejściowego pozostaje równa zero w skończonym przedziale czasowym, w czasie którego stan łączników może zostać zmieniony, dzięki temu można realizować przełączanie w zerze napięcia.

3.4. Układy z wysokoczęstotliwościowym, półfalowym, wejściowym ogniwnem rezonansowym

W przypadku gdy na wejście inwertera jest podawany przebieg przemienny o dużej częstotliwości przy użyciu łączników o charakterystyce dwukierunkowej, jest możliwe syntezywanie napięcia prze-

miennego o małej częstotliwości (o dostrajanej amplitudzie i częstotliwości) lub napięcia stałego o dostrajanej amplitudzie, gdyż łączniki są włączane i wyłączane przy przejściu przez wartość zerową napięcia wejściowego.

Ze względu na dużą różnorodność topologii, na rys. 2 został przedstawiony podział układów rezonansowych (ich systematyka).



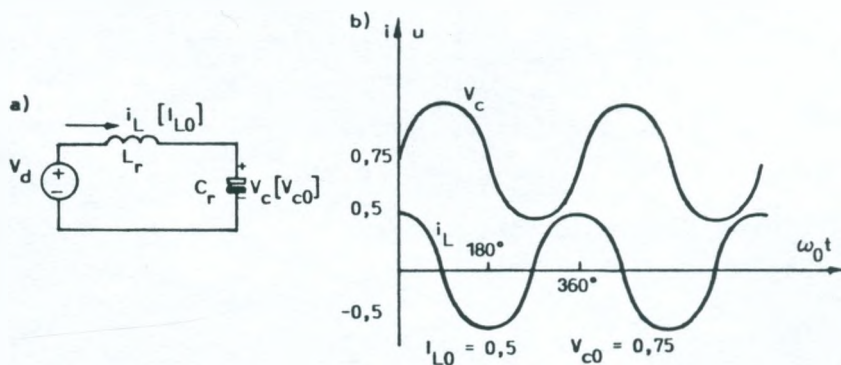
Rys. 2. Systematyka układów rezonansowych

4. PODSTAWY TEORII DZIAŁANIA UKŁADÓW REZONANSOWYCH

Poniżej poddano ogólnej analizie podstawowe układy rezonansowe: układ szeregowy i układ równoległy. Przyjęto następujące ustalenie: warunki początkowe, określające pracę układu, są wyróżniane za pomocą indeksu "0" i nawiasu kwadratowego, np. $[V_{c0}]$ lub $[I_{L0}]$.

4.1. Szeregowy układy rezonansowe

Zakłada się, że w układach tych nie ma tłumienia ($R_{obw} = 0$). Schemat zastępczy układu podano na rys. 3a, zaś odpowiednie przebiegi pokazano na rys. 3b.



Rys. 3. Szeregowy układ rezonansowy bez tłumienia

a) układ zastępczy; b) przebiegi

Napięcie wejściowe ma wartość V_d w momencie $t = t_0$. Warunkami początkowymi są: I_{L0} i V_{c0} . Określając prąd w obwodzie jako i_L , a napięcie na kondensatorze jako v_c , można określić następujące równania tego obwodu:

$$L_r \frac{di_L}{dt} + v_c = V_d \quad (1)$$

oraz

$$C_r \frac{dv_c}{dt} = i_L. \quad (2)$$

Rozwiązanie tego układu równań (podane w dodatku A) dla przedziału czasu $t \geq t_0$ ma postać następującą:

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (3)$$

oraz

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t - t_0), \quad (4)$$

gdzie ω_0 , jako kątowna częstotliwość rezonansowa, wynosi:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad (5)$$

a impedancja charakterystyczna obwodu

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}. \quad (6)$$

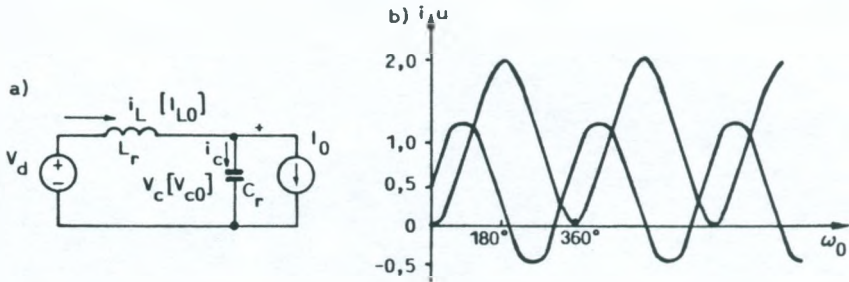
W celu wykreślenia znormalizowanych przebiegów v_c oraz i_L wzięto za podstawowe następujące wielkości:

$$V_{\text{pod.}} = V_d \quad \text{oraz} \quad I_{\text{pod.}} = \frac{V_d}{Z_0}. \quad (7)$$

Jako przykład na rys. 3b podano wykres znormalizowanych przebiegów i_L oraz v_c dla $I_{L0} = 0,5$ i dla $v_{c0} = 0,75$.

4.1.1. Szeregowe układy rezonansowe z pojemnością równoległą do obciążenia

Na rys. 4 przedstawiono obwód, w którym w szeregowym układzie rezonansowym kondensator jest włączony równoległe do obwodu



Rys. 4. Szeregowy układ rezonansowy z kondensatorem równoległym do obciążenia
a) układ; b) przebiegi

obciążenia, w którym płynie prąd I_o . W tym obwodzie V_d oraz I_o są wielkościami należącymi do dziedziny prądu stałego. Przyjęto wartości początkowe napięcia V_{c0} oraz prądu I_{L0} w początkowej chwili czasowej t_0 . A zatem:

$$v_c = V_d - L_r \frac{di_L}{dt} \quad (8)$$

oraz

$$i_L - i_c = I_o. \quad (9)$$

Po zrózniczkowaniu równania (8) można uzyskać:

$$i_c = C_r \frac{dv_c}{dt} = -L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2}. \quad (10)$$

Podstawiając i_c z równania (10) do równania (9) można uzyskać:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 I_c, \quad (11)$$

gdzie ω_0 ma tę samą wartość, co w równaniu (5). Rozwiązanie tych równań (podane w dodatku A) dla $t \geq t_0$ jest następujące:

$$i_L(t) = I_0 + (I_{L0} - I_0) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (12)$$

oraz:

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0(I_{L0} - I_0) \sin \omega_0(t - t_0), \quad (13)$$

gdzie ω_0 jest kątową częstotliwością rezonansową, którą określono w równaniu (5), a Z_0 jest impedancją charakterystyczną określoną równaniem (6).

W przypadku szczególnym, gdy $V_{c0} = 0$ i $I_{L0} = I_0$, zachodzi zależność:

$$i_L(t) = I_0 + \frac{V_d}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0), \quad (14)$$

$$v_c(t) = V_d [1 - \cos \omega_0(t - t_0)]. \quad (15)$$

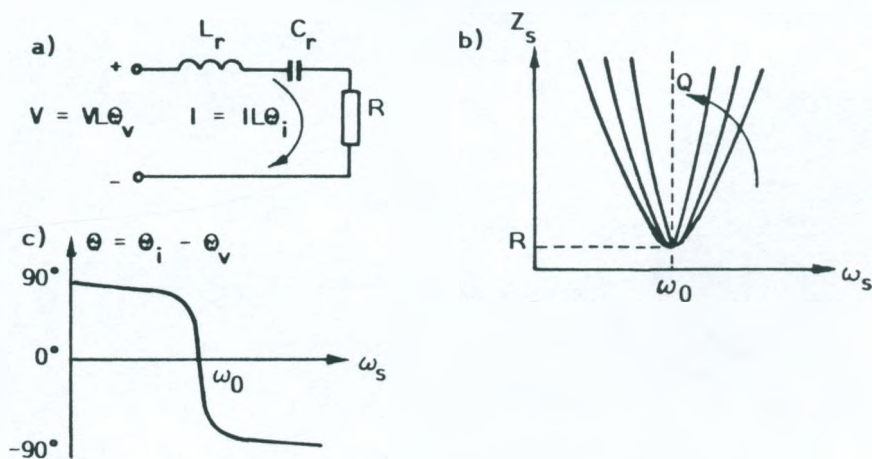
Dla tego specjalnego przypadku, na rys. 4a przedstawiono układ, a na rys. 4b przebiegi i_L oraz v_c znormalizowane przy użyciu równań (7) i przy założeniu $I_{L0} = I_0 = 0,5$ na działkę.

4.1.2. Charakterystyki częstotliwościowe szeregowych układów rezonansowych

Interesujące są charakterystyki częstotliwościowe dla szeregowych układów rezonansowych. Częstotliwość rezonansowa ω_0 i impedancja charakterystyczna Z_0 są określone równaniami (5) i (7). Można wprowadzić nową wielkość - współczynnik tłumienia Q przy uwzględnieniu rezystancji obciążenia R . Jest on określony następująco:

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_r R} = \frac{Z_0}{R} \quad (16)$$

Na rys. 5 pokazano zmieniającą się impedancję obwodu Z_s w funkcji częstotliwości ω_s z Q jako parametrem, przy stałej rezystancji obciążenia R (zależności są podane w dodatku B). Wynika z tego, że Z_s ma charakter rezystancji równej R przy $\omega_s = \omega_0$ i jest



Rys. 5. Charakterystyka częstotliwościowa szeregowego układu rezonansowego

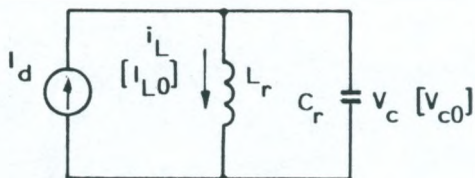
- a) układ; b) charakterystyka impedancji obwodu Z_s ;
c) zmiana kąta fazowego θ

silnie zależna od zmian częstotliwości w okolicy częstotliwości rezonansowej ω_0 . Na tym rysunku podano również, jak zmienia się kąt fazowy θ , będący przesunięciem prądu w stosunku do napięcia, przy zmianie częstotliwości. Prąd wyprzedza napięcie przy częstotliwościach poniżej ω_0 , przy której dominuje impedancja kondensatora nad impedancją indukcyjności. Przy częstotliwościach wyższych od ω_0 dominuje indukcyjność, a prąd opóźnia się o kąt θ zbliżający się do -90° .

4.2. Równoległe układy rezonansowe

4.2.1. Układy rezonansowe równoległe, bez tłumienia

Na rys. 6 przedstawiono równoległy układ rezonansowy bez tłumienia, zasilany ze źródła prądowego I_d . Warunki początkowe dla chwili czasowej $t = t_0$ są następujące: prąd I_{L0} i napięcie V_{c0} . Prąd płynący przez indukcyjność i_L , a napięcie na kondensatorze v_c .



Rys. 6. Równoległy układ rezonansowy bez tłumienia

Równania tego obwodu są następujące:

$$i_L + C_r \frac{dv_c}{dt} = I_d, \quad (17)$$

$$v_c = L_r \frac{di_L}{dt}. \quad (18)$$

Rozwiązanie tego układu równań dla $t \geq t_0$ jest następujące:

$$i_L(t) = I_d + (I_{L0} - I_d) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (19)$$

oraz:

$$v_c(t) = Z_0(I_d - I_{L0}) \sin \omega_0(t - t_0) + V_{c0} \cos \omega_0(t - t_0), \quad (20)$$

gdzie:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}. \quad (21)$$

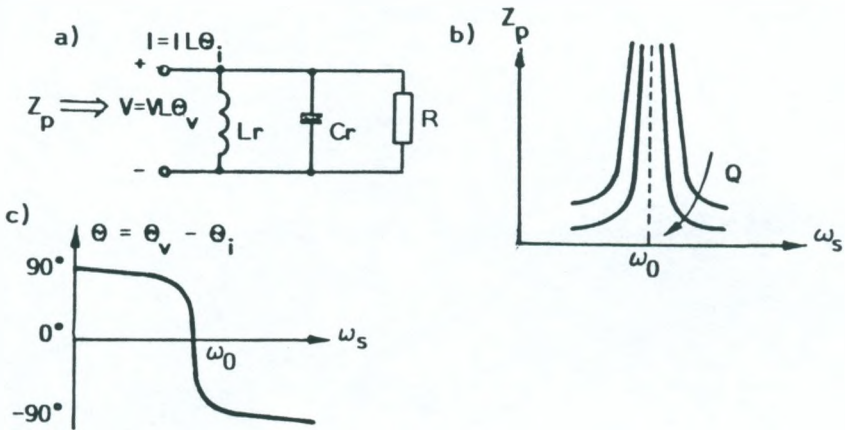
4.2.2. Charakterystyki częstotliwościowe równoległych układów rezonansowych

Charakterystyki częstotliwościowe dla układu rezonansu równoległego przedstawiono na rys. 5. Podstawowe zależności na częstotliwość rezonansową są analogiczne do układu rezonansu szeregowego (równania 21). Uwzględniając obecność rezystancji obciążenia, zmienia się charakter współczynnika dobroci układu. Wynosi on:

$$Q = \omega_0 R C_r = \frac{R}{\omega_0 L_r} = \frac{R}{Z_0}. \quad (22)$$

Na rys. 7 pokazano zmieniającą się impedancję obwodu Z_p w funkcji częstotliwości (Q jest parametrem, przy stałej rezystancji obciążenia R - odpowiednie zależności podano w dodatku B). Widać z tego (jak poprzednio), że Z_p ma charakter rezystancji równej R przy $\omega_s = \omega_0$ i jest silnie zależna od zmian częstotliwości w okolicy częstotliwości rezonansowej ω_0 .

Na tym rysunku wskazano również, jak zmienia się kąt fazowy θ przesunięcia prądu w stosunku do napięcia przy zmianie częstotliwo-



Rys. 7. Charakterystyki częstotliwościowe równoległego układu rezonansowego

- a) układ; b) charakterystyka impedancji obwodu Z_p ;
 c) zmiana kąta fazowego θ

ści. Napięcie wyprzedza prąd przy częstotliwościach poniżej ω_0 , przy których impedancja indukcyjności jest mniejsza od impedancji kondensatora. Oznacza to, że prąd w dławiku jest większy od prądu kondensatora. Przy częstotliwościach powyżej ω_0 impedancja pojemności jest mniejsza i napięcie opóźnia się względem prądu o kąt θ zbliżający się do -90° .

5. PRZYKŁADOWE TOPOLOGIE UKŁADÓW REZONANSOWYCH

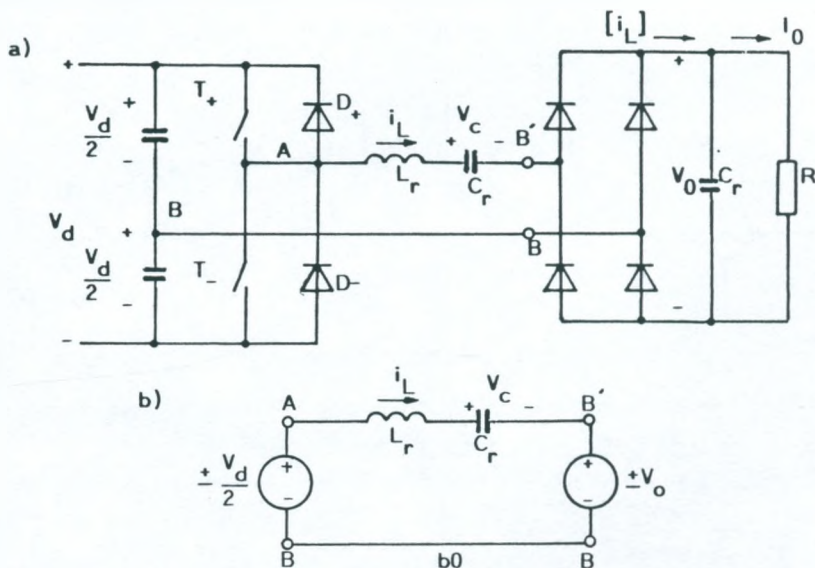
5.1. Układy rezonansowe obwodu obciążenia

W tych układach rezonansowych obwód L-C jest wykorzystywany jako zbiornik energii, wymuszający oscylacje napięcia i prądu obciążenia. Dzięki temu zapewnia przełączanie w zerze napięcia lub

prądu. Są to najpowszechniej stosowane topologie układów rezonansowych używanych do budowy układów prostownikowych.

5.1.1. Szeregowe, w stosunku do obciążenia, rezonansowe układy przetworników typu dc - dc

Układ półmostka tego rodzaju przetwornika pokazano na rys. 8. Dla układu pełnego mostka zasada działania oraz przebiegi są takie same. Transformator, jakkolwiek nie pokazany na schemacie, może być włączony w układ w celu zapewnienia odpowiedniego poziomu napięcia wyjściowego oraz galwanicznej separacji obwodów wejściowego i wyjściowego.



Rys. 8. Szeregowy układ rezonansowy z obciążeniem

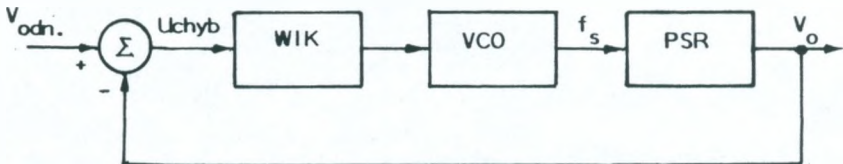
a) układ półmostka; b) układ zastępczy

Dławik L_r i kondensator C_r i tworzą szeregowy obwód rezonansowy. Prąd z tego obwodu jest prostowany dwupołkowo na wyjściu,

a prąd $|i_L|$ płynie do obciążenia. Stanowi to układ rezonansu szeregowego, gdyż obciążenie jest połączone szeregowo ze źródłem rezonansowym. Kondensator filtra C_f na wyjściu ma na tyle dużą wartość pojemności, że można przyjąć, iż napięcie na wyjściu nie zawiera składowej zmiennej (tętnień). Zakłada się również, że straty mocy na rezystancji w obwodzie rezonansowym, są pomijalne.

5.1.2. Regulacja w szeregowych układach rezonansowych

W szeregowych układach rezonansowych napięcie jest regulowane przez zmianę częstotliwości przełączania f_s . Przykładowy schemat blokowy takiego układu regulacji przedstawiono na rys. 9. Błąd uchybu między kontrolowanym napięciem wyjściowym (lub prądem) a napięciem odniesienia powoduje zmianę częstotliwości pracy oscylatora kontrolowanego napięciem VCO (*voltage controlled oscillator*), który z kolei steruje pracą łączników.



Rys. 9. Schemat blokowy układu regulacji parametrów wyjściowych w szeregowych układach rezonansowych

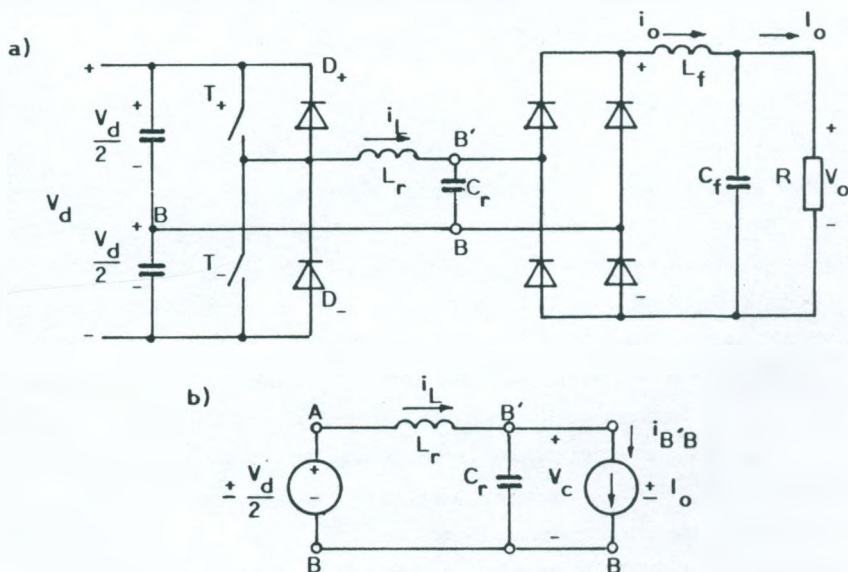
WIK - wzmacniacz i kompensator, VCO - oscylator kontrolowany napięciem, PSR - przetwornik szeregowo-rezonansowy

Regulacja parametrów wyjściowych przez zmianę częstotliwości nie jest rozwiązaniem optymalnym. Analiza tego typu sterowania jest dość złożona i jest trudne projektowanie filtra przeciw zakłóceniom radioelektrycznym, gdyż następuje "rozmycie" poszczególnych harmonicznnych (co jest z drugiej strony niewątpliwie zaletą). Możliwe

jest zastosowanie regulacji stałoczęstotliwościowej w układach pełnego mostka, w których para łączników pracuje przez 50% cyklu pracy przy stałej, nadrezonansowej częstotliwości $\omega_s > \omega_0$, gdy jest kontrolowane przesunięcie fazowe między parametrami tych dwóch półoków układu (mostka). Jednakże tego typu sterowanie odnosi się do ograniczonego zakresu zmian obciążenia. Poza tym zakresem należy liczyć się, że właściwości przełączania w zerze nie będą zachowane. Układy te można stosować również tam, gdzie nie jest wymagane prostowanie prądu, np. przy grzaniu indukcyjnym.

5.1.3. Układy rezonansowe równoległe w stosunku do obciążenia

Tego typu przetworniki są bardzo podobne do omawianych poprzednio układów z szeregowym, w stosunku do obciążenia, obwo-



Rys. 10. Równoległy do obciążenia układ rezonansowy

a) układ półmostka; b) układ zastępczy

dem rezonansowym. Podstawową różnicę stanowi to, że obciążenie jest włączone równoległe do kondensatora obwodu rezonansowego C_r . Sytuację tę przedstawiono na rys. 10. Dla uproszczenia został pominięty transformator separujący.

Układy rezonansowe równoległe różnią się kilkoma istotnymi cechami od układów rezonansowych szeregowych:

- występują jako źródło napięciowe; dzięki temu lepiej nadają się do układów o wielu wyjściach;
- nie mają właściwości samoistnej odporności na przeciążenia i zwarcia;
- mogą być stosowane w układach zarówno podnoszących napięcie wyjściowe, jak i obniżających (niezależnie od zastosowania transformatora).

5.2. Układy z rezonansowymi obwodami komutacyjnymi

Ta grupa układów rezonansowych wywodzi się z tyrystorowych układów przełączających, w których do wyłączenia tyrystora był używany układ pomocniczy, często rezonansowy, z elementami pomocniczymi, takimi jak tyrystory i diody. Wiązało się to jednak z dużymi stratami komutacyjnymi. Obecnie tyrystory klasyczne zostały zastąpione innymi, doskonalszymi, w pełni sterowanymi elementami. Powstało wiele rodzajów zasilaczy impulsowych, jednakże z tzw. twardym przełączaniem, tzn. z komutacją przy znacznych wartościach napięcia i prądu płynącego w łącznikach w momencie komutacji. Potrzeba podniesienia częstotliwości pracy tych układów i zmniejszenia zakłóceń radioelektrycznych spowodowała wyposażenie ich w proste układy rezonansowe L-C. Dzięki temu możliwe stało się formowanie kształtu napięcia i prądu łączników w celu osiągnięcia przełączania przy zerowych parametrach napięcia i prądu. Ta klasa przetwornic została określona jako układy z rezonansowym

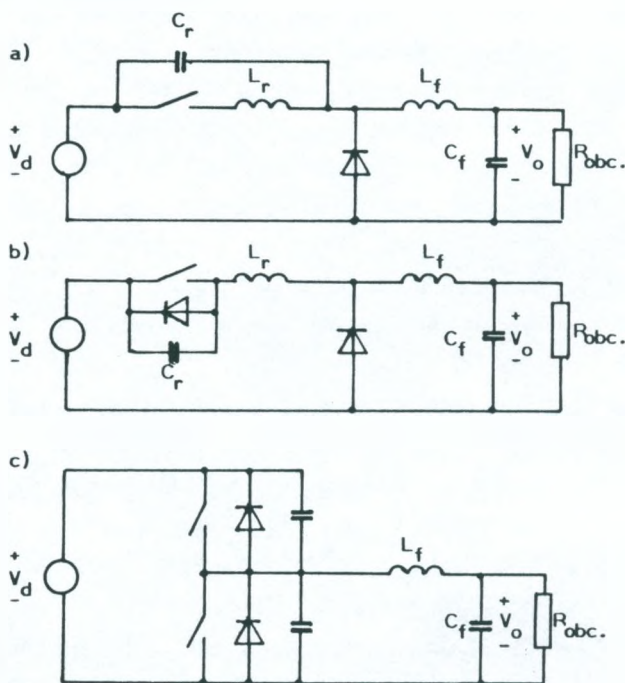
obwodem komutacyjnym. Pewne elementy układu pierwotnego oraz ich zastosowanie nie uległy zmianie. Indukcyjności i pojemności obwodu, takie jak indukcyjność rozproszenia transformatora czy pojemności wewnętrzne złączy łączników półprzewodnikowych, zostały tu wprzęgnięte w układ rezonansowy i nie odgrywają niepożądaną rolę elementów pasożytniczych.

Parametry wyjściowe niektórych z tych układów są regulowane przez zmianę częstotliwości pracy układu. Można stosować również regulację PWM (szerokości impulsu) ze stałą częstotliwością, przy zapewnieniu pewnych, dodatkowych warunków, umożliwiających przełączanie w zerze napięcia lub prądu.

Większość z tych układów przetwornic można podzielić na trzy niżej podane kategorie.

1. **Układy przełączania w zerze prądu (ZCS).** Elementem włączającym i wyłączającym jest łącznik półprzewodnikowy, przełączający w zerze prądu, przez który płynie szczytowy prąd rezonansowy. Napięcie szczytowe jest takie samo, jak w układach z twardym przełączaniem. Układ ten przedstawiono na rys. 11a w zastosowaniu obniżającym napięcie.
2. **Układy przełączania w zerze napięcia (ZVS).** Elementem włączającym i wyłączającym jest łącznik, przełączający przy zerowej wartości napięcia, na którym pojawia się szczytowe napięcie rezonansowe. Prąd szczytowy jest taki sam, jak w układach z twardym przełączaniem. Układ ten pokazano na rys. 11b w zastosowaniu obniżającym napięcie.
3. **Układy przełączania w zerze napięcia, z ograniczeniem napięcia w obwodzie rezonansowym do poziomu napięcia wejściowego.** Układy te są zwane również quasi-rezonansowymi. Mają one dodatkowy, sterowalny, element czynny, służący do wytłumienia impulsu napięcia wejściowego. Napięcie szczytowe, pojawiające się na łączniku, jest takie samo jak w układach z twardym

przełączaniem, natomiast prąd szczytowy łącznika jest na ogół większy. Układ ten zaprezentowano na rys. 11c w zastosowaniu obniżającym napięcie.



Rys. 11. Układy rezonansowo-przełączające

- a) z przełączaniem w zerze prądu; b) z przełączaniem w zerze napięcia;
 c) z dodatkowym łącznikiem półprzewodnikowym

6. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono w zarysie podstawowe topologie układów rezonansowych. Układy te mają wiele zalet, ale też liczne wady. Niewątpliwymi zaletami są:

- praktycznie sinusoidalne napięcie lub prąd w obwodzie przełączającym, dzięki czemu zakłócenia radioelektryczne są bardzo małe;
- małe straty przy przełączaniu; mogą one pracować przy znacznie wyższej częstotliwości, co w efekcie daje możliwość oszczędnego zaprojektowania elementów układu, głównie magnetycznych i pojemności filtrujących; wiąże się to ze zmniejszeniem rozmiarów i masy urządzenia;
- w pewnych topologiach, w których następuje naturalne przejście przez zero prądu, jest możliwe zastosowanie łączników o gorszych parametrach wyłączalnych, np. tyrystorów z izolowaną bramką typu MCT.

Jednakże ze stosowaniem tych układów wiążą się pewne problemy, które nie zostały jeszcze w pełni rozwiązane. Są to:

- regulacja parametrów wyjściowych na ogół przez zmianę częstotliwości pracy;
- silnie nieliniowa charakterystyka sterowania;
- ograniczenie możliwości regulacji do określonego zakresu zmian obciążenia (brak regulacji napięcia wyjściowego poniżej pewnego minimalnego obciążenia);
- trudności w odpowiednim zaprojektowaniu układu spowodowane silnie nieliniową charakterystyką sterowania;
- trudności ze sterowaniem gwarantującym przełączanie łączników przy zerowej wartości napięcia lub prądu (zapewniające minimalizację strat na przełączanie).

Podsumowując opis różnych topologii układów rezonansowych i porównując je z układami konwencjonalnymi można powiedzieć, że układy rezonansowe obwodu obciążenia, zarówno mostkowe jak i półmostkowe, swą topologią są zbliżone do układów mostkowych

"twardo przełączających". Układy rezonansowo-przełączające są natomiast zbliżone do klasycznych układów przełączających z jednym łącznikiem półprzewodnikowym - typu *forward* lub *flyback* (układ z przepływem energii i układ z magazynowaniem energii). Odpowiednie zastosowanie obwodu rezonansowego i odpowiednie sterowanie mają zapewnić minimalizację strat na przełączanie oraz, co jest nie mniej ważne, zmniejszyć zakłócenia radioelektryczne przez nadanie przebiegom kształtu sinusoidalnego. Dzięki zmniejszeniu strat na przełączanie można osiągnąć wysoką częstotliwość przełączania, sięgającą nawet megaherców. Jednakże ze względu na straty w materiałach magnetycznych, praktycznie realizuje się układy pracujące z częstotliwością do 100 kHz. Oczywiście zależy to również od typu i rodzaju zastosowanych przełączających elementów półprzewodnikowych. Aby osiągnąć zadowalające wyniki przy pracy z wysokimi częstotliwościami, należy stosować małosratne materiały magnetyczne.

Wiele ciekawych rozwiązań jest prezentowanych w publikacjach Międzynarodowej Telekomunikacyjnej Konferencji Energetycznej INTELEC. Autorzy przedstawiają najczęściej rozwiązania mieszczące się w klasie opisanych w tym artykule, jednakże różniące się pewnymi szczegółami pracy samego, prezentowanego układu. Różnice te zmierzają do wyeliminowania niekorzystnych właściwości danej topologii układu.

Pracownicy Instytutu Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej w swoich publikacjach [1 ÷ 5], proponują istotne udoskonalenia układów z rezonansem szeregowym. Wprowadzają tzw. sterowanie dynamiczne, zapewniające taki sposób sterowania, aby nie dopuścić do przekroczenia parametrów krytycznych danego układu (za mały prąd obciążenia lub czas na rozładowanie się kondensatora odciążającego). Drugim proponowanym, bardzo ciekawym rozwiązaniem, jest zastosowanie tzw.

obciążenia dynamicznego, oddającego energię na wejście układu (do źródła). To aktywne obciążenie dynamiczne dotyczy układów rezonansowych obwodu obciążenia z rezonansem szeregowym. Obciążenie dynamiczne jest włączane w zakresie małego prądu wyjściowego w celu umożliwienia regulacji parametrów wyjściowych przetwornicy [4].

WYKAZ LITERATURY

1. Dmowski A., Bugyi R., Szewczyk P.: Analysis of conditions for safe operating of semiconductor devices in resonant DC/DC and AC/DC converters. Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej, Warszawa.
2. Dmowski A., Bugyi R., Szewczyk P.: Design of a buck converter with zero-current turn-off MCT. Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej, Warszawa.
3. Dmowski A., Bugyi R., Szewczyk P.: High efficiency resonant converter based on IGBTs with 100 kHz operation frequency. Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej, Warszawa.
4. Dmowski A., Bugyi R., Szewczyk P.: Przetwornica DC/DC z szeregowym obwodem rezonansowym z pełną regulacją napięcia wyjściowego przy biegu jałowym. Wykorzystanie symulacji komputerowej przy projektowaniu przetwornicy. Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej, Warszawa.
5. Dmowski A., Bugyi R., Szewczyk P.: Wysokosprawna przetwornica rezonansowa zbudowana z wykorzystaniem łączników MCT. Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej, Warszawa.
6. Gales A.: Variable frequency converters using zero current switching topology. *Electronic Engineering*, February 1994.
7. Mohan N., Undeland Tore M., Robbins William P.: *Power electronics - converters, applications and design*. John Wiley & Sons, 1995.
8. Van Valkenburg M. E.: *Analiza układów elektrycznych*. PWN, Warszawa 1961.

Dodatek A

ROZWIĄZANIE PODSTAWOWYCH ZALEŻNOŚCI W OBWODACH REZONANSOWYCH ZA POMOCĄ RÓWNAŃ OPERATOROWYCH

Zostaną tu wyprowadzone zależności określone wzorami (3) i (4) dla szeregowego obwodu rezonansowego, w którym kondensator jest włączony w szereg z obciążeniem (rys. 3a), oraz wzorami (12) i (13) dla obwodu, gdzie kondensator jest włączony równolegle w stosunku do obciążenia (rys. 4a), określające przebieg prądu płynącego przez indukcyjność i napięcie na kondensatorze tego układu rezonansowego w funkcji jego parametrów charakterystycznych. Do rozwiązania równań obwodu posłużono się rachunkiem operatorowym. Są to równania reprezentatywne dla tego typu obwodów, a podane rozwiązania można zastosować dla dowolnego obwodu.

Podstawowe równania obwodu z rys. 3a mają postać:

$$L_r \left(\frac{di_L}{dt} \right) + v_c = V_d, \quad (1A)$$

$$C_r \left(\frac{dv_c}{dt} \right) = i_L, \quad (2A)$$

gdzie:

v_c - napięcie na kondensatorze,

i_L - prąd płynący przez indukcyjność.

Stosując przekształcenie Laplace'a i przyjmując warunki początkowe określone dla chwili $t = t_0$ jako: V_d - napięcie wejściowe, I_{L0} - początkowy prąd płynący przez indukcyjność, V_{c0} - początkowe napięcie na kondensatorze, można otrzymać zależności:

$$L_r s i_L(s) - L_r I_{L0} + v_c(s) = \frac{V_d}{s}, \quad (3A)$$

$$C_r s v_c(s) - C_r V_{c0} = i_L(s), \quad (4A)$$

z ostatniego wynika:

$$v_c(s) = \frac{i_L(s) + C_r V_{c0}}{C_r s}. \quad (5A)$$

Podstawiając wzór (5A) do wzoru (3A) można uzyskać:

$$L_r s i_L(s) - L_r I_{L0} + \frac{i_L(s) + C_r V_{c0}}{C_r s} = \frac{V_d}{s}. \quad (6A)$$

Rozwiązując względem $i_L(s)$, można otrzymać:

$$L_r C_r s^2 i_L(s) - L_r C_r I_{L0} s + i_L(s) + C_r V_{c0} = C_r V_d, \quad (7A)$$

$$i_L(s) = -C_r V_{c0} \frac{1}{L_r C_r s^2 + 1} + \\ + L_r C_r I_{L0} \frac{s}{L_r C_r s^2 + 1} + C_r V_d \frac{1}{L_r C_r s^2 + 1}. \quad (8A)$$

Dzieląc licznik i mianownik przez $L_r C_r$, można uzyskać:

$$i_L(s) = (V_d - V_{c0}) \frac{C_r}{L_r C_r} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} + I_{L0} \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}}. \quad (9A)$$

Przywołując zależności na parametry charakterystyczne obwodu (równania (5) na ω_0 i (6) na Z_0) i upraszczając, można otrzymać:

$$i_L(s) = (V_d - V_{c0}) \frac{1}{L_r} \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} + I_{L0} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (10A)$$

Przechodząc na dziedzinę czasu, można korzystać z następujących transformat odwrotnych:

$$\begin{aligned} \frac{1}{s^2 + \omega^2} &\leftrightarrow \frac{1}{\omega} \sin \omega t; & \frac{s}{s^2 + \omega^2} &\leftrightarrow \cos \omega t; \\ \frac{\omega^2}{s(s^2 + \omega^2)} &\leftrightarrow 1 - \cos \omega t, \end{aligned} \quad (11A)$$

i otrzymać zależność czasową:

$$i_L(t) = (V_d - V_{c0}) \sqrt{\frac{L_r C_r}{L_r}} \sin \omega_0(t - t_0) + I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0), \quad (12A)$$

a po uproszczeniu:

$$i_L(t) = (V_d - V_{c0}) \frac{1}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) + I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0), \quad (13A)$$

co odpowiada równaniu (3).

Następnie można rozwiązać analogicznie w stosunku do $v_c(t)$, korzystając z tych samych równań operatorowych (3A) i (4A):

$$L_r s [C_r s v_c(s) - C_r V_{c0}] - L_r I_{L0} + v_c(s) = \frac{V_d}{s}, \quad (14A)$$

$$L_r C_r s^2 v_c(s) - L_r C_r V_{c0} s - L_r I_{L0} + v_c(s) = \frac{V_d}{s}. \quad (15A)$$

Porządkując, można otrzymać:

$$v_c(s) = V_d \frac{1}{L_r C_r} \frac{1}{s \left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right)} + V_{c0} \frac{s}{\left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right)} + \frac{I_{L0} L_r}{L_r C_r} \frac{1}{\left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right)}. \quad (16A)$$

Przywołując zależności na parametry charakterystyczne obwodu (równania (5) na ω_0 i (6) na Z_0) i upraszczając, można uzyskać:

$$v_c(s) = V_d \frac{\omega_0}{s(s^2 + \omega_0^2)} + V_{c0} \frac{s}{s(s^2 + \omega_0^2)} + \frac{I_{L0}}{C_r} \frac{1}{(s^2 + \omega_0^2)}. \quad (17A)$$

Przechodząc na dziedzinę czasu, można otrzymać następującą zależność czasową na $v_c(t)$:

$$v_c(t) = V_d [1 - \cos \omega_0(t - t_0)] + V_{c0} \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t - t_0). \quad (18A)$$

Po uporządkowaniu można uzyskać:

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t - t_0), \quad (19A)$$

co odpowiada równaniu (4).

Można wyprowadzić analogiczne równania obwodu rezonansowego z pojemnością włączoną równolegle do obciążenia. Odpowiedni obwód pokazano na rys. 4a. Równania dla tego obwodu są następujące:

$$V_d - L_r \frac{di_L}{dt} = v_c, \quad (20A)$$

$$i_L = C_r \frac{dv_c}{dt} + I_0. \quad (21A)$$

Stosując przekształcenie Laplace'a tych równań, można otrzymać:

$$\frac{V_d}{s} - L_r [s i_L(s) - I_{L0}] = v_c(s), \quad (22A)$$

$$i_L(s) = C_r [s v_c(s) - V_{c0}] + \frac{I_0}{s}. \quad (23A)$$

Podstawiając $i_L(s)$ z równania (23A) w równanie (22A), można uzyskać:

$$\frac{V_d}{s} - L_r s \left\{ C_r [s v_c(s) - V_{c0}] + \frac{I_0}{s} \right\} + L_r I_{L0} = v_c(s). \quad (24A)$$

Porządkując i przekształcając, można otrzymać:

$$\frac{V_d}{s} - L_r C_r s^2 v_c(s) + L_r C_r s V_{c0} s + L_r I_{L0} - L_r I_0 = v_c(s), \quad (25A)$$

$$v_c(s) = L_r C_r V_{c0} \frac{s}{L_r C_r s^2 + 1} + L_r (I_{L0} - I_0) \frac{1}{L_r C_r s^2 + 1} + V_d \frac{s}{L_r C_r s^2 + 1}, \quad (26A)$$

$$v_c(s) = V_{c0} \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} + \frac{I_{L0} - I_0}{C_r} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} + \frac{V_d}{L_r C_r} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} \quad (27A)$$

Pamiętając, że: $\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = \omega_0$ (równanie 5), można otrzymać:

$$v_c(s) = V_{c0} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{(I_{L0} - I_0)}{C_r} \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} + V_d \frac{\omega_0^2}{s(s^2 + \omega_0^2)} \quad (28A)$$

Przywołując równanie (6) na Z_0 i stosując odwrotne przekształcenie Laplace'a, można uzyskać:

$$v_c(t) = V_{c0} \cos \omega_0(t - t_0) + (I_{L0} - I_0) Z_0 \sin \omega_0(t - t_0) + V_d [1 - \cos \omega_0(t - t_0)], \quad (29A)$$

co odpowiada równaniu (13).

Podobnie podstawiając $v_c(s)$ z równania (22A) w równanie (23A), można otrzymać:

$$i_L(s) = C_r s \left\{ \frac{V_d}{s} - L_r [s i_L(s) - I_{L0}] \right\} - C_r V_{c0} + \frac{I_0}{s} \quad (30A)$$

Po uporządkowaniu:

$$i_L(s) = C_r V_d - L_r C_r s^2 i_L(s) + L_r C_r I_{L0} s - C_r V_{c0} + \frac{I_0}{s}, \quad (31A)$$

$$i_L(s) [L_r C_r s^2 + 1] = L_r C_r I_{L0} s + C_r (V_d - V_{c0}) + \frac{I_0}{s}, \quad (32A)$$

$$i_L(s) = L_r C_r I_{L0} \frac{s}{L_r C_r s^2 + 1} + C_r (V_d - V_{c0}) \frac{1}{L_r C_r s^2 + 1} + I_0 \frac{1}{s(L_r C_r s^2 + 1)}, \quad (33A)$$

$$i_L(s) = I_{L0} \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} + \frac{1}{L_r} (V_d - V_{c0}) \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} + \frac{I_0}{L_r C_r} \frac{1}{s \left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right)}. \quad (34A)$$

Pamiętając, że: $\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = \omega_0$ (równanie 5), można uzyskać:

$$i_L(s) = I_{L0} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{1}{L_r} (V_d - V_{c0}) \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} + I_0 \frac{\omega_0}{s(s^2 + \omega_0^2)}. \quad (35A)$$

Przywołując równanie (6) na Z_0 i stosując odwrotne przekształcenie Laplace'a, można otrzymać:

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{1}{Z_0} (V_d - V_{c0}) \sin \omega_0(t - t_0) + I_0 [1 - \cos \omega_0(t - t_0)], \quad (36A)$$

$$i_L(t) = I_0 + (I_{L0} - I_0) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0), \quad (37A)$$

co odpowiada równaniu (12).

Dodatek B

WYPROWADZENIE ZALEŻNOŚCI NA IMPEDANCJĘ OBWODU REZONANSOWEGO W FUNKCJI CZĘSTOTLIWOŚCI

Wyprowadzono zależności na impedancję obwodu rezonansowego, szeregowego i równoległego, w funkcji częstotliwości, przy założeniu dobroci obwodu Q jako parametru. Zależności te, jakkolwiek wyprowadzone ze znanych równań (16 i 22), nie są przekonujące intuicyjnie.

Warto przypomnieć te zależności dla obwodu szeregowego z rys. 5a:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R}, \quad Q = \frac{1}{\omega_0 RC}. \quad (1B)$$

Stąd można otrzymać zależności na L i C :

$$L = \frac{QR}{\omega_0}, \quad C = \frac{1}{QR\omega_0}. \quad (2B)$$

Ogólny wzór na impedancję brzmi:

$$Z_s = j\omega L - j\frac{1}{\omega C} + R = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + R, \quad (3B)$$

$$Z_s = j \left(QR \frac{\omega}{\omega_0} - QR \frac{\omega_0}{\omega} \right) + R. \quad (4B)$$

Moduł impedancji ma postać:

$$|Z_s| = \sqrt{(QR)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 + R^2}. \quad (5B)$$

Z równania tego wynika wykres prezentowany na rys. 5b.

Podobne zależności można wyprowadzić dla obwodu równoległego z rys. 7a. Podstawowe zależności parametrów obwodu od Q są następujące:

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L}, \quad Q = \omega_0 RC. \quad (6B)$$

Stąd można otrzymać zależności na L i C:

$$L = \frac{R}{Q\omega_0}, \quad C = \frac{Q}{R\omega_0}. \quad (7B)$$

Ogólny wzór na admitancję brzmi:

$$Y_r = j\omega C - j\frac{1}{\omega L} + \frac{1}{R} = j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) + \frac{1}{R}, \quad (8B)$$

$$Y_r = j\left(\frac{Q}{R} \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{Q}{R} \frac{\omega_0}{\omega}\right) + \frac{1}{R}. \quad (9B)$$

Moduł admitancji ma postać:

$$|Y_r| = \sqrt{\left(\frac{Q}{R}\right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 + \frac{1}{R^2}}, \quad (10B)$$

$$|Z_r| = \frac{1}{|Y_r|} . \quad (11B)$$

Z równania tego wyniku wykres prezentowany na rys. 7b.

Францишек Котз

**РЕЗОНАНСНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ
И ПЕРЕМЕННОГО В ПОСТОЯННЫЙ -
- АНАЛИЗ И ОПИСАНИЕ СВОЙСТВ**

Р е з ю м е

Проводится рассмотрение топологий резонансных преобразователей. Показываются преимущества и недостатки их применения. Приведен теоретический анализ работы этих схем, выведено основные формулы. Рассмотрено работу избранных выходных параметров. В заключении изложено вопросы касающиеся применения резонансных преобразователей.

Franciszek Kotz

**RESONANT CIRCUITS OF A DC/DC AND AC/DC
CONVERTERS-OVERVIEW AND THEIR PROPERTIES**

S u m m a r y

In the paper the review of various topologies of resonant circuits is done. Advantages and disadvantages of the application are presented. The basic functions of the circuits are analyzed and the fundamental relationships are derived. Chosen typical circuits functions are discussed and their features are

given. The method of regulation problem of the output parameters is discussed. In the conclusion problems connected with putting resonant circuits into practice is described.

Franciszek Kotz

LES CIRCUIT DE RESONANCE DES CONVERTISSEURS DC/DC ET AC/DC - UN REVUE ET DESCRIPTION DES PROPRIETES

R é s u m é

La revision de la topologie des circuits de résonance est faite. On a démontré les qualités et les défauts de leur application. L'analyse théorique des principes de fonctionnement de ces circuits est donnée ainsi que les formules de base. Le fonctionnement des choisis circuits typiques et leur propriété. Le problème de moyens de réglage des paramètres initiaux. Comme une récapitulation les problèmes d'utilisation des circuits de résonance sont présentés.

Franciszek Kotz

SCHWINGKREISE VON DC/DC- UND AC/DC-UMFORMER - - ÜBERBLICK UND MERKMALE

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

In Beitrag wird Überblick über Topologie von Schwingkreisen gegeben. Vorteile und Nachteile deren Anwendung werden diskutiert. Es werden theoretische Wirkungsprinzipien analysiert, Grundbeziehungen abgeleitet. Besprochen wird Wirkungsweise von ausgewählten, typischen Schaltungen, wie auch deren Leistungsmerkmale werden aufgeführt. Methode von Ausgabedaten-Einstellung wird erläutert. Anschließend wird auf Probleme der Anwendung von Schwingkreisen eingegangen.

AUTORZY

Mgr inż. Marek Jaworski - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 103, 1994.

Doc. dr inż. Arnold Kawecki - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 102, 1994.

Mgr inż. Franciszek Kotz - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 102, 1994.

Dr inż. Julian Kowar - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 103, 1994.

Dr inż. Ryszard Krajewski - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 106, 1996.

Dr inż. Zbigniew Rymarowicz - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 106, 1996.

