

PRACE

**INSTYTUTU
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUOWA

Nr



1996

106

**PRACE
INSTYTUTU
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

NR 106

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

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

1. Zbigniew Zieliński - Wspomnienie o Profesorze Andrzeju Sowińskim	7
2. Zbigniew Rymarowicz - Metody obliczeń natężenia pola w obszarach górskich w zakresie fal metrowych i decymetrowych	13
3. Arnold Kawecki - Wieloletnie charakterystyki intensywności deszczu w Miedzeszynie na potrzeby radiokomunikacji	69
4. Tadeusz Kunert - Opracowanie koncepcji i modelu układu przetwornicy prądu przemiennego o napięciu prostokątnym, odpornej na obciążenie dynamiczne komputera	85
5. Ryszard Krajewski - Problemy projektowania linii sztucznej ..	113

KOMUNIKAT

1. Andrzej Stachnik - Synchronizacja cyfrowych central telefonicznych pracujących w krajowej sieci telekomunikacyjnej	141
---	-----

СОДЕРЖАНИЕ

1. Збигнев Зелиньски - Воспоминание о Профессоре Анджею Совиньским	7
2. Збигнев Рымарович - Методика расчета напряженности поля в горных районах в метровом и дециметровом диапазоне волн	13
3. Арнолд Кавецки - Многолетние характеристики интенсивности дождя в городе Медзешин для использования в радиокommunikации	69
4. Тадеуш Кунерт - Разработка идеи и модели преобразователя переменного тока с прямоугольной волной помехоустойчивого к изменениям динамической нагрузки компьютера	85
5. Рышард Краевски - Вопросы проектирования искусственной линии	113

СООБЩЕНИЕ

1. Анджей Стахник - Синхронизация цифровых АТС работающих в национальной сети электросвязи 141

CONTENS

1. Zbigniew Zieliński - Memories of Professor Andrzej Sowiński . 7
 2. Zbigniew Rymarowicz - Methods used to calculate radio field strengths in mountainous areas for 30 MHz ... 3 GHz frequency range 13
 3. Arnold Kawecki - Long term rain rate characteristics in Miedzeszyn for radiocommunication 69
 4. Tadeusz Kunert - Work out of the conception and model of a DC - AC inverter with rectangular output voltage resistant against computer inrush current 85
 5. Ryszard Krajewski - Problems of artificial line design 113

STATEMENT

1. Andrzej Stachnik - Synchronization of the digital telephone exchanges working in polish telecommunication network 141

SOMMAIRE

1. Zbigniew Zieliński - Commémoration sur Monsieur le Professeur Andrzej Sowiński 7
 2. Zbigniew Rymarowicz - Méthodes de calcul de l'intensité du champ électromagnétique sur les terrains de montagneux dans la bande des ondes métriques et décymétriques 13
 3. Arnold Kawecki - Les caractéristiques multiannuel de l'intensité de la pluie à Miedzeszyn pour le besoin de la radiocommunication 69
 4. Tadeusz Kunert - Elaboration de la conception et du modèle d'un dispositif de convertisseur du courant alternatif d'une tension rectangulaire; résistant à la charge dynamique de l'ordinateur 85

5. Ryszard Krajewski - Problèmes des calculs d'une ligne artificielle 113

COMMUNIQUE

1. Andrzej Stachnik - Synchronisation des téléphoniques autocommutateurs numériques exploites dans le réseau national de télécommunications 141

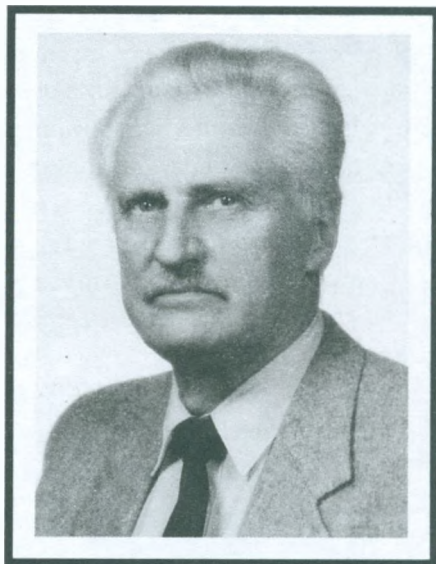
INHALTSVERZEICHNIS

1. Zbigniew Zieliński - Erinnerung an Professor Andrzej Sowiński 7
 2. Zbigniew Rymarowicz - Berechnungsverfahren der Feldstärke in bergigen Gegenden für Bereich von Meter- und Dezimeterlängewellen 13
 3. Arnold Kawecki - Vieljährige Intensität-Charakteristiken von Regen in Miedzeszyn für Funkverkehr 69
 4. Tadeusz Kunert - Die Konzeption und Modell vom gegen dynamische Belastung der Rechner unempfindlichen Wechselstromumformer mit Rechteckspannung 85
 5. Ryszard Krajewski - Probleme bei Entwicklung der künstlichen Leitung 113

MITTEILUNG

1. Andrzej Stachnik - Synchronisation von digitalen Vermittlungsstellen des nationalen Telekommunikationsnetzes 141

**WSPOMNIENIE
O PROFESORZE ANDRZEJU SOWIŃSKIM**



Dnia 14 kwietnia 1996 roku zmarł w Warszawie, w wieku 74 lat, prof. dr inż. Andrzej Sowiński, wybitny specjalista z zakresu metrologii i techniki pomiarowej. Jako jeden z Jego współpracowników, znający Profesora od 35 lat, poczuwam się do obowiązku przypomnienia Jego działalności i dorobku.

Urodził się 17 lipca 1922 roku w Warszawie, w rodzinie o tradycjach kolejarskich i PPS-owskich. Tu ukończył szkołę podstawową, a w 1939 r. średnią, uzyskując świadectwo dojrzałości. Dalsze plany pokrzyżował wybuch wojny. Młody Andrzej próbował walczyć z najeźdźcami jako ochotnik. Po przegranej kampanii powrócił do Warszawy. W 1940 r. rozpoczął działalność konspiracyjną w ZWZ AK, stając się jednym z współtwórców batalionu harcerskiego "Zośka". Podjął również naukę w Państwowej Wyższej Szkole Technicznej, działającej na terenie Politechniki Warszawskiej. Dla wykonania określonych zadań konspiracyjnych podjął równoległe pracę w zakładach "Philipsa". W 1944 r. uczestniczył w Powstaniu Warszawskim dowodząc plutonem, za co został odznaczony Krzyżem Walecznych. Był pięciokrotnie ranny i to uchroniło Go przed niewolą lub obozem. We wrześniu 1945 r. ujawnił się przed Komisją Likwidacyjną AK.

Po wojnie rozpoczął studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej oraz pracę w Biurze Odbudowy Stolicy, a następnie w Polskim Radiu. Studia ukończył w grudniu 1948 roku, uzyskując dyplom magistra inżyniera elektryka ze specjalnością radiotechnika. Pracę dyplomową wykonał pod kierunkiem profesora Janusza Groszkowskiego. W kilka dni później, 3 stycznia 1949 r. został aresztowany i osadzony w X Pawilonie MBP. Po intensywnym śledztwie, za działalność konspiracyjną w ZWZ AK skazano Go na 15 lat więzienia. Był więziony do 6 listopada 1954 roku, tzn. prawie sześć lat. W 1957 r. został całkowicie zrehabilitowany.

Po odzyskaniu wolności kontynuował pracę w starym zakładzie o nowej nazwie im. Róży Luksemburg, a następnie w Zakładzie Elektroenergetyki Politechniki Wrocławskiej z siedzibą w Warszawie. Objął tam stanowisko głównego inżyniera, a z chwilą przekształcenia w samodzielny Zakład Opracowań i Produkcji Aparatury Naukowej został jego pierwszym dyrektorem.

W 1958 r. rozstał się z ZOPAN-em i rozpoczął pracę w Instytucie Tele- i Radiotechnicznym od zorganizowania pracowni miernictwa

cyfrowego. W ITR kolejno, aż do 1971 r., pełnił funkcje kierownika zakładu, sekretarza naukowego, dyrektora naukowego i p.o. dyrektora Instytutu. Pełnienie tych obowiązków łączył z pracą nad doktoratem oraz przekazywaniem wiedzy innym.

Od 1961 r. prowadził zajęcia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej. W 1963 r. został powołany na stanowisko samodzielnego pracownika naukowo-badawczego.

Pod Jego kierunkiem w ITR wykonano modele i prototypy woltomierzy i omomierzy cyfrowych oraz przetworników analogowo-cyfrowych i komutatorów. Powstał system urządzeń automatyzujących wykonywanie pomiarów cyfrowych w wielu kanałach i rejestrację rezultatów. Powiązanie badań z przemysłem pozwoliło wykorzystać wyniki prac na potrzeby Zakładów TELPOD, a jeden z przyrządów (woltomierz cyfrowy) wdrożono do małoseryjnej produkcji w Zakładzie Doświadczalnym ITR we Wrocławiu. Wyniki prac były publikowane w fachowej prasie technicznej, krajowej i zagranicznej oraz na konferencjach naukowych.

W 1966 r. obronił na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej pracę doktorską, dotyczącą oceny przyrządu cyfrowego i całego toru pomiarowego poprzez pomiar strumienia przesyłanej przezeń informacji. W 1967 r. ukazała się w WKŁ Jego książka pt. "Cyfrowa technika pomiarowa" - pierwsza krajowa monografia na ten temat.

Jednocześnie z tymi pracami koordynował poczynania z zakresu miernictwa numerycznego, jak również angażował się we współpracę międzynarodową oraz stowarzyszeniową w SEP.

W 1971 r. został powołany na stanowisko dyrektora Przemysłowego Instytutu Elektroniki. Było to praktycznie organizowanie Instytutu od nowa w ramach Naukowo-Produkcyjnego Centrum Półprzewodników CEMI.

Kierując Instytutem nie ograniczył swoich osobistych zainteresowań, lecz nawet je rozszerzył na urządzenia testujące dla mikroelek-

troniki i komputerowe systemy pomiarowe. Ta tematyka stała się jednym z trzech kierunków działalności Instytutu, którym kierował do 1983 r. oraz Jego osobistą przystanią, gdy został kierownikiem Pionu Urządzeń Pomiarowo-Kontrolnych.

Pod Jego kierunkiem wykonano w PIE wiele urządzeń pomiarowych i technologicznych na potrzeby produkcji półprzewodnikowych podzespołów dyskretnych i układów scalonych. Były to m.in. unikalne testery tranzystorów i stabilistorów oraz układów scalonych analogowych i cyfrowych małej, średniej oraz wielkiej skali integracji. Ograniczając się tylko do tych ostatnich można tu wymienić testery do pomiarów ostrzowych i końcowych kalkulatorów, zegarków oraz pamięci i układów systemu mikroprocesorowego. Większość testerów była eksploatowana w zakładach CEMI w Warszawie i Koszalinie. Opracowania były wielokrotnie nagradzane, m.in. w konkursie "Mistrz Techniki". W czasie pracy w PIE był naczelnym redaktorem "Prac PIE" i "Elektronizacji".

Przez ponad 25 lat był silnie związany z Politechniką Warszawską, gdzie na Wydziale Elektroniki prowadził wykłady z miernictwa cyfrowego, kierował dużą liczbą prac dyplomowych inżynierskich i magisterskich oraz wypromował wielu doktorów. W 1976 r. otrzymał tytuł profesora nauk technicznych.

Poza działalnością naukowo-badawczą, Profesor Andrzej Sowiński pełnił wiele funkcji w organizacjach, komitetach i stowarzyszeniach naukowo-technicznych. Był członkiem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji oraz Komitetu Metrologii i Aparatury Naukowej Polskiej Akademii Nauk. Bardzo cenił sobie pracę w SEP. Był członkiem Prezydium Zarządu Głównego tego stowarzyszenia, wieloletnim przewodniczącym Sekcji Automatyki i Pomiarów oraz Komitetu Elektronizacji i Informatyzacji. Był delegatem Polski do Międzynarodowej Federacji Pomiarów IMEKO. Od 1972 r. był członkiem IEEE i członkiem założycielem Polskiej Sekcji IEEE. W latach 1975-1979 został jej wiceprzewodniczącym, a w okresie 1979-1983 przewodniczącym. Wkład

Profesora w rozwój Polskiej Sekcji IEEE został nagrodzony nadaniem Mu The IEEE Centennial Medal.

Tę działalność Profesor kontynuował po przejściu w 1989 r. do Instytutu Łączności na stanowisko sekretarza naukowego. Członkiem dyrekcji Instytutu pozostał do śmierci.

Profesor Andrzej Sowiński był wieloletnim współpracownikiem, a ostatnie 20 lat redaktorem naczelnym miesięcznika "Radioelektronik Audio hi-fi video", twórcą pisma w jego obecnej postaci.

Za swoje liczne zasługi w rozwój elektroniki w Polsce Profesor Andrzej Sowiński otrzymał liczne wyróżnienia i odznaczenia, a w tym Złotą Honorową Odznakę SEP (dwukrotnie), Złotą Honorową Odznakę NOT (dwukrotnie), Medal im. prof. M. Pożaryskiego, Medal im. prof. J. Groszkowskiego, Złoty Krzyż Zasługi, Krzyż Oficerski Orderu Polonia Restituta.

Spoglądając z niedalekiej jeszcze perspektywy nie można nie zauważyć, że Profesor Andrzej Sowiński odcisnął znaczący ślad na polskiej elektronice. Pozostawił trwały dorobek w postaci specjalistycznych książek z zakresu cyfrowej techniki pomiarowej i systemów testujących oraz artykułów w fachowej prasie technicznej, krajowej i zagranicznej. Pozostaje ciągle w pamięci setek współpracowników i słuchaczy Jego wykładów. Potrafił również dotrzeć do tysięcy czytelników Jego książek i artykułów oraz dziesiątków tysięcy chłonnych wiedzy czytelników redagowanych przez Niego pism.

Dla wielu pozostanie w pamięci jako wspaniały wykładowca i dyskutant, przedstawiający swoje racje celnie i przekonująco. Dla niektórych jako wymagający szef, od którego jednak emanowała zawsze wiara w partnera i niewidoczny fluid poczucia bezpieczeństwa. Wszyscy będziemy Go pamiętać jako Człowieka, który był Profesorem swjej ukochanej elektroniki, ale również stowarzyszeniowym Kolegą i Harcerzem, kiedy tylko było to możliwe. Takim pozostanie w naszej pamięci. Na zawsze.

Zbigniew Zieliński

Zbigniew Rymarowicz

538.12:519.6

METODY OBLICZEŃ NATĘŻENIA POŁA W OBSZARACH GÓRSKICH W ZAKRESIE FAL METROWYCH I DECYMETROWYCH

Omówiono metody wyznaczania dodatkowego tłumienia wnoszonego przez nierówności terenu i określania wysokości skutecznej anteny nadawczej przy obliczeniach natężenia pola w terenie pagórkowatym i górzystym. Przeprowadzono porównanie metod. Przeanalizowano wpływ wielkości przeszkód oraz odstępów między nimi na wartość tłumienia na przykładzie dwóch i trzech przeszkód klinowych, znajdujących się na trasie propagacji fal.

1. WSTĘP

Współczesny rozwój radiokomunikacji wymaga dokładnej znajomości natężenia pola elektromagnetycznego w celu określenia zasięgów stacji i ich lokalizacji. W związku z tym są niezbędne odpowiednie metody obliczeniowe, które pozwoliłyby na odpowiednie planowanie stacji wewnątrz kraju, a jednocześnie były pomocne przy uzgodnieniach i koordynacji międzynarodowej. Ma to istotne znaczenie wobec naturalnego ograniczenia widma fal radiowych i rosnącej stale liczby stacji.

Od lat są opracowywane i rozwijane metody do obliczeń natężenia pola w terenach pagórkowatych i górzystych na potrzeby radiodifuzji i radiokomunikacji ruchomej lądowej. Można je podzielić na empiryczne, półempiryczne i teoretyczne. Część z nich jest dość skomplikowana, a część ma już obecnie znaczenie historyczne. Na uwagę za-

sługują zarówno te z nich, które znalazły szerokie zastosowanie, jak i te, które znalazły odbicie w dokumentach międzynarodowych.

Podstawową metodą jest metoda CCIR^{*)} [6, 9], która jest przedstawiona w zaleceniu 370 CCIR i pomocniczych dokumentach 239, 567 i 228 CCIR. Była ona szeroko stosowana przez przeszło 30 lat i sukcesywnie modyfikowana. Z innych metod należy wymienić metody opisane w pracach [5, 7, 19÷21, 27, 33].

Metody obliczeń natężenia pola wykorzystują podstawowe krzywe propagacyjne, które podają wartość natężenia pola w funkcji odległości anteny nadawczej dla różnej jej wysokości skutecznej [6], albo dla różnej odległości horyzontowej [5]. Natomiast ukształtowanie terenu uwzględnia się przez stosowanie różnych współczynników korekcyjnych i metod określających wysokość skuteczną anteny nadawczej. Ostatnio rozważa się też możliwość wprowadzenia do podstawowych krzywych propagacyjnych trzech kategorii tras zamiast uwzględniania współczynników korekcyjnych związanych z nierównomiernością terenu. Pierwsza kategoria to trasy bez przeszkód, druga - z jedną przeszkodą i trzecia - z więcej niż jedną przeszkodą. Dotyczyłyby to na razie pasma od 1 do 3 GHz [19].

Metody obliczania natężenia pola opisane w pracach [1, 2, 4, 11÷16, 24÷26, 29÷32, 34] w różny sposób uwzględniają jedynie straty dyfrakcji, jakie występują na przeszkodach klinowych. Pomijają zaś całkowicie straty spowodowane interferencją sygnału bezpośredniego i odbitego od ziemi, ze względu na duże rozproszenie fal, jakie występuje przy odbiciu w górach na wyższych częstotliwościach.

W niniejszym artykule wskazano, że zarówno odpowiedni dobór współczynników korekcyjnych związanych z nierównomiernością terenu, jak i metody określania wysokości skutecznej anteny nadawczej mają istotny wpływ na dokładność obliczeń natężenia pola.

^{*)} CCIR - obecna nazwa ITU-R.

2. NATĘŻENIE POLA W OBECNOŚCI PRZESZKÓD NA DRODZE PROPAGACJI FALI

Aby zdać sobie sprawę z zachodzących zjawisk w terenie górzystym prześledzimy najpierw model propagacji fali nadziemnej nad terenem płaskim i idealnie gładkim. Jak wiadomo, natężenie pola w punkcie odbioru powstaje w wyniku interferencji fali bezpośredniej i odbitej od powierzchni ziemi. Jego wartość jest dana wzorem:

$$E = E_0 (1 + |R|^2 - 2 |R| \cos \varphi)^{\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

gdzie:

E_0 - natężenie pola w wolnej przestrzeni,

R - współczynnik odbicia od ziemi,

φ - kąt przesunięcia fazy między promieniem bezpośrednim i promieniem odbitym od ziemi,

przy czym:

$$\varphi = 2\pi \frac{\Delta r}{\lambda} + \Phi, \quad (2)$$

gdzie:

Δr - różnica dróg promienia bezpośredniego i odbitego,

Φ - kąt fazowy współczynnika odbicia.

W rzeczywistości teren, na który pada fala, ani nie jest idealnie płaski, ani gładki. Taki teren powoduje, że występuje częściowe odbicie lustrzane fali i częściowo jej rozproszenie. Wtedy współczynnik odbicia lustrzanego będzie określony wzorem:

$$R = \rho_0 D R_0, \quad (3)$$

gdzie:

ρ_0 - współczynnik udziału odbicia lustrzanego,

D - współczynnik rozbieżności wiązki fali wskutek krzywizny ziemi,

R_0 - współczynnik odbicia od ziemi płaskiej i gładkiej.

Współczynnik udziału odbicia lustrzanego dla Gaussowskiego modelu terenu o nierównej powierzchni wyraża się wzorem:

$$\rho_o = \exp\left(\frac{-(\Delta\varphi)^2}{2}\right), \quad (4)$$

przy czym:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi\delta_u \sin\gamma}{\lambda}, \quad (5)$$

gdzie:

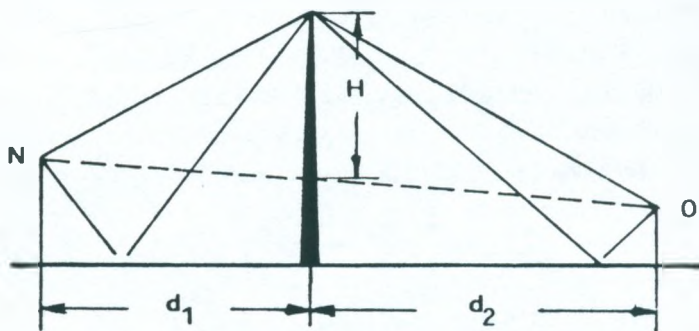
δ_u - odchylenie standardowe rozkładu normalnego wysokości n.p.m. w obrębie pierwszej strefy Fresnela,

γ - kąt nachylenia fali padającej na ziemię,

λ - długość fali.

Wartość współczynnika $|\rho_o|$ jest zawarta między zero a jeden. Można przyjąć, że dla $|\rho_o| < 0,1$ teren jest rozpraszający na tyle, iż fala odbita od ziemi nie wpływa w istotnym stopniu na natężenie pola w miejscu odbioru.

W toku dalszej analizy rozpatrzmy model, kiedy na trasie propagacji fali znajduje się przeszkoda w postaci klina, znacznie przewyższająca wysokości obu anten nadawczej i odbiorczej (rys. 1). Natężenie



Rys. 1. Dyfrakcja fali na przeszkodzie w kształcie klina przy uwzględnieniu odbicia od powierzchni ziemi

nie w miejscu odbioru uzyskuje się w wyniku dyfrakcji fali na klinie. Ponieważ występuje również dyfrakcja fal odbitych od powierzchni ziemi na odcinku od anteny nadawczej do klina i od klina do anteny odbiorczej, to w miejscu odbioru sygnału będą interferować cztery fale. Przyjmując, że w terenie rzeczywistym występuje częściowe odbicie lustrzane i częściowe rozproszenie fali oraz zakładając, że współczynniki dyfrakcji dla wszystkich występujących fal są tego samego rzędu, wartość natężenia pola dla $v > 1$ wyrazi się wzorem:

$$E = E_0 L(v) \left[\left(1 + |R_1|^2 - 2 |R_1| \cos \varphi_1 \right) \left(1 + |R_2|^2 - 2 |R_2| \cos \varphi_2 \right) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (6a)$$

dla dwóch fal przy odbiciu od powierzchni terenu przed przeszkodą

$$E = E_0 L(v) \left[1 + |R_1|^2 - 2 |R_1| \cos \varphi_1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6b)$$

lub za przeszkodą

$$E = E_0 L(v) \left[1 + |R_2|^2 - 2 |R_2| \cos \varphi_2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (6c)$$

a w przypadku całkowitego rozproszenia

$$E = E_0 L(v), \quad (6d)$$

w których oznaczono:

$$\varphi_1 = \pi \Delta v_1 (v + \Delta v_1 / 2), \quad (7a)$$

$$\varphi_2 = \pi \Delta v_2 (v + \Delta v_2 / 2), \quad (7b)$$

przy czym:

$$v = H \left(\frac{2d}{\lambda d_1 d_2} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (8)$$

$$\Delta v_1 = 2h_1 \left(\frac{2d_2}{\lambda d d_1} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (9)$$

$$\Delta v_2 = 2h_2 \left(\frac{2d_1}{\lambda d d_2} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (10)$$

gdzie:

$L(v)$ - współczynnik strat dyfrakcji,

H - wysokość przeszkody nad prostą łączącą punkt nadawczy z odbiorczym,

h_1 - wysokość anteny nadawczej,

h_2 - wysokość anteny odbiorczej,

d_1 - odległość przeszkody od anteny nadawczej.

d_2 - odległość przeszkody od anteny odbiorczej,

d - długość trasy,

λ - długość fali.

Która z podanych wartości natężenia pola wystąpi w miejscu odbioru sygnału, będzie zależęć już tylko od warunków, jakie istnieją po obu stronach przeszkody na trasie propagacji.

Zwykle anteny nadawcze mają znacznie większe wysokości niż anteny odbiorcze, a tym samym muszą mieć również znacznie większe powierzchnie jednorodne, aby mogło nastąpić od nich całkowite odbicie fali. Stąd można przypuszczać, że odbicie od ziemi w pobliżu anteny odbiorczej może mieć większy wpływ aniżeli odbicie w pobliżu anteny nadawczej. Biorąc to pod uwagę, wartość natężenia pola w miejscu odbioru sygnału będzie określona wtedy wzorem (6c) przy założeniu, że $v > \frac{\Delta v_2}{2}$, w którym

$$\varphi_2 = \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}, \quad (11)$$

gdzie:

$$h_z = H \frac{d}{d_2} \quad (12)$$

jest wysokością zastępczą anteny nadawczej.

Uogólniając wyrażenie (6c) dla większej liczby przeszkód występujących na trasie propagacji, przy uwzględnieniu odbicia od ziemi jedynie po stronie anteny odbiorczej, wartość natężenia pola wyrazi się wzorem:

$$E = E_0 L \left[1 + |R_2|^2 - 2 |R_2| \cos \left(\frac{4 \pi h_z h_2}{\lambda d} \right) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (13)$$

gdzie:

L - współczynnik strat dyfrakcji,

h_2 - wysokość anteny odbiorczej,

d - długość trasy,

oraz

$$h_z = H_n \frac{d}{d_{n+1}} \quad (14)$$

jest wysokością zastępczą anteny nadawczej. Przez H_n oznaczono wysokość ostatniej przeszkody nad prostą łączącą punkt nadawczy z odbiorczym, a przez d_{n+1} odległość ostatniej przeszkody od anteny odbiorczej.

Ze wzrostem częstotliwości wartości współczynnika udziału odbicia lustrzanego $|\rho_0|$ maleją i już w zakresie fal decymetrowych nie są duże, zwłaszcza w terenach górzystych. Należy liczyć się z tym, że fale krótsze od 1 m przy kątach wzniesienia większych od 2 do 3° będą rozpraszać się. W takich przypadkach zagadnienie znacznie się upraszcza i wtedy będziemy mieli:

$$E = E_0 L, \quad (15)$$

ponieważ wpływ strat spowodowanych interferencją sygnału na wartość natężenia pola można pominąć.

3. WYSOKOŚĆ SKUTECZNA ANTENY NADAWCZEJ

Jednym z parametrów, niezbędnym do wyznaczania natężenia pola z krzywych propagacyjnych, jest wysokość skuteczna anteny nadawczej, która odzwierciedla ukształtowanie terenu w jej otoczeniu. Istnieje kilka metod wyznaczania tej wysokości. Należy jednak stwierdzić, że obecne metody są przydatne jedynie dla terenów płaskich i lekko falistych, gdzie nachylenie jest nieznaczne i gdzie nie występują wyraźne uskoki. Mogą one okazać się więc całkowicie zawodne w terenach górzystych.

Dla terenów nizinnych i lekko pofalowanych wysokość skuteczna wzniesienia anteny nadawczej jest według zalecenia 370 CCIR [6] równoznaczna z wysokością środka elektrycznego anteny nadawczej nad średnim poziomem terenu wzdłuż trasy propagacji na odcinku od 3 do 15 km od anteny. Metoda ta, zwana potocznie metodą "3-15", daje dla tych terenów zadowalające wyniki. Była ona opracowana dla stacji telewizyjnych dużej mocy, których zasięgi są większe od 15 km. Dla tras krótszych od 15 km należy brać pod uwagę przedział odległości od 3 km do miejsca odbioru sygnału [27].

Według innej metody, zwanej berneńską, wysokość skuteczna wzniesienia anteny nadawczej jest równa wysokości zawieszenia środka elektrycznego anteny nad średnią ważoną wysokością terenu w przedziałach odległości 0 - 1, 1 - 3, 3 - 7 i 7 - 15 km od anteny nadawczej. Dla tras krótszych bierze się pod uwagę, tak jak w metodzie "3-15", tylko odległość do miejsca odbioru sygnału.

W metodzie "polskiej", zgłoszonej do CCIR [10] w 1980 r., wysokości środka elektrycznego anteny nadawczej odnosi się do średniego poziomu terenu na odcinku 15 km, ale liczonego od anteny odbiorczej w kierunku anteny nadawczej. W radiokomunikacji ruchomej

lądowej przyjęto, że długość tego odcinka wynosi 10 km zamiast 15 km.

Inną metodę przeznaczoną dla radiokomunikacji ruchomej lądowej można znaleźć w sprawozdaniu 567 CCIR. Jest to propozycja RFN [8] przydatna szczególnie dla krótszych tras rzędu kilku kilometrów i dla stacji ruchomych usytuowanych wyżej od stacji bazowej. W myśl tej propozycji wysokość skuteczna anteny stacji bazowej jest określona następującą zależnością:

$$h_{sk} = \begin{cases} h_b + h_{ob} - h_{om}; & \text{dla } h_{ob} - h_{om} \geq 0 \\ h_b & ; \text{dla } h_{ob} - h_{om} < 0 \end{cases} \quad (16)$$

gdzie:

h_{sk} - wysokość skuteczna anteny stacji bazowej,

h_b - wysokość anteny stacji bazowej nad terenem,

h_{ob} - wysokość terenu n.p.m. w miejscu lokalizacji anteny stacji bazowej,

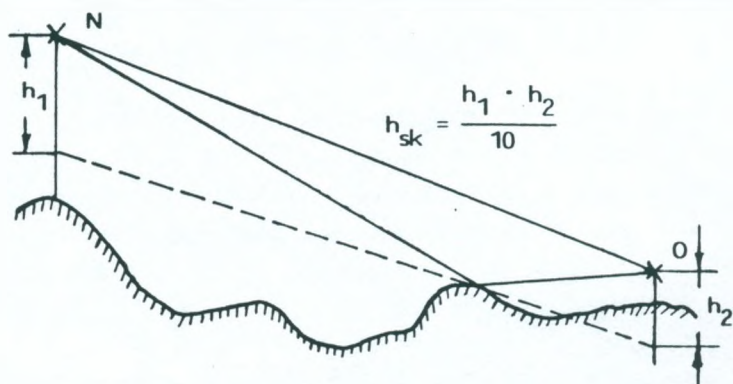
h_{om} - wysokość terenu n.p.m. w miejscu lokalizacji stacji bazowej.

W pracy [22] proponuje się modyfikację tej metody, przyjmując za wysokość skuteczną anteny nadawczej bezwzględną różnicę wysokości anteny stacji bazowej n.p.m. i wysokości terenu n.p.m. w miejscu lokalizacji stacji ruchomej. Wtedy spełniona byłaby zasada odwracalności anten.

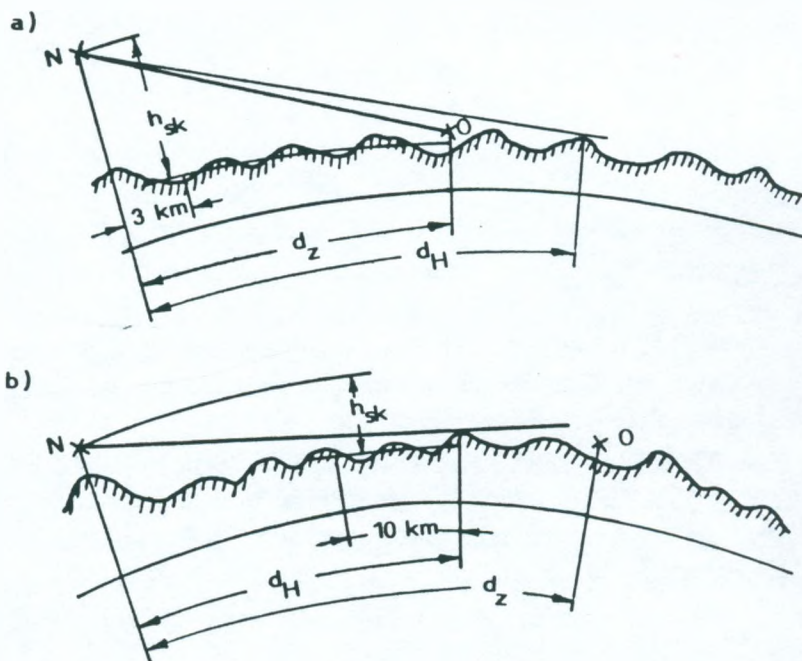
W przypadku wzajemnej widoczności anten mogą mieć zastosowanie metody oparte na teoretycznej zależności określającej natężenie pola w optycznym modelu interferencyjnym (rys. 2). Dla takich przypadków wysokość skuteczną anteny wyznacza się z zależności:

$$h_{sk} = \frac{h_1 \cdot h_2}{10}, \quad (17)$$

gdzie h_1 jest wysokością anteny nadawczej, a h_2 wysokością anteny odbiorczej.



Rys. 2. Metoda zastępczej wysokości skutecznej anteny nadawczej



Rys. 3. Metoda określania wysokości skutecznej anteny nadawczej wg [23]
a) dla trasy przedhoryzontowej; b) dla trasy pozahoryzontowej

Niekiedy mogą mieć zastosowanie metody przedstawione na rys. 3 [23]. Dla propagacji przedhoryzontowej wysokość skuteczna jest równa wysokości anteny nad średnim poziomem terenu na odległość od 3 km do krańca przewidywanego zasięgu. W przypadku propagacji pozahoryzontowej wysokość anteny odnosi się do średniego poziomu terenu na odcinku 10 km od horyzontu radiowego w kierunku anteny nadawczej.

4. WYZNACZANIE TŁUMIENIA WNOSZONEGO PRZEZ NIERÓWNOŚCI TERENU

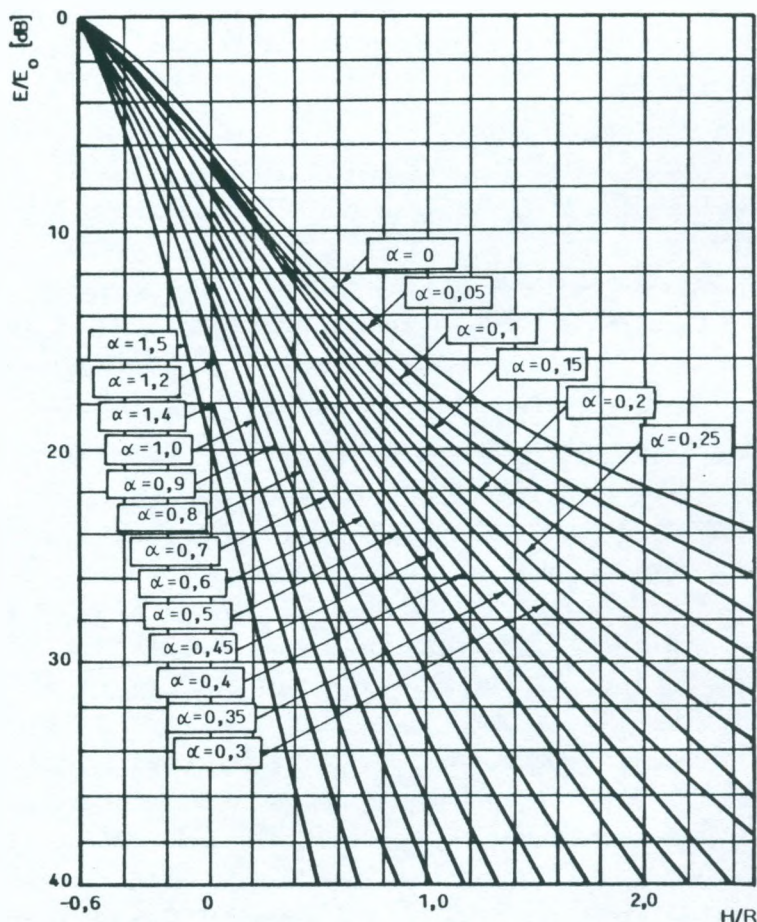
Ukształtowanie terenu odgrywa znaczną rolę w propagacji fal. Wpływ ten wyraża się dodatkowym tłumieniem natężenia pola. Trasy propagacji ze względu na ukształtowanie terenu podzielić można na:

- 1) trasy płaskie lub z dużą liczbą przeszkód,
- 2) trasy z jedną lub więcej niż jedną przeszkodami odosobnionymi.

W pierwszym przypadku wpływ ukształtowania terenu ujmuje się statystycznie. Wadą takiej oceny terenu jest to, iż zakłada się monotoniczny spadek natężenia pola wzdłuż trasy propagacji, a wpływ nierówności terenu objawia się tylko tym, że krzywa natężenia pola wyznaczona dla terenu płaskiego jest jedynie obniżona o wartość dodatkowego tłumienia. W rzeczywistości przebieg natężenia pola wzdłuż trasy propagacji daleko odbiega od rzeczywistości.

W drugim przypadku rozpatruje się albo przeszkody znajdujące się w pobliżu obu krańców trasy, stosując tzw. metody dominującej przeszkody, albo rozpatruje się szczegółowo każdą z nich, stosując metody teoretyczne, dokładne lub przybliżone. W metodach tych tłumienie pojedynczej przeszkody terenowej, jeśli jest ona wystarczająco ostra, wyznacza się metodą opartą na dyfrakcji fal na klinie. Jeśli wierzchołek przeszkody jest zaokrąglony, to stosuje się metodę opartą na dyfrakcji fali na walcu. Wymagane jest przy tym, ażeby promień krzy-

wizny wierzchołka dyfrakcyjnego był większy od połowy długości fali. Mniejsze lub większe rozmiary przeszkody w kierunku poprzecznym do propagacji fal nie mają istotnego znaczenia. Metody te dają wyniki wystarczająco dokładne.



Rys. 4. Tłumienie wnoszone przez przeszkodę o wierzchołku zaokrąglonym [1]
 $\alpha = 0$ - przeszkoda klinowa

Dla zobrazowania różnic w tłumieniu między przeszkodą klinową a walcową na rys. 4 przedstawiono zależność wartości tłumienia od stosunku H/R dla różnych wartości parametru

$$\alpha = \frac{\lambda^{\frac{2}{3}} r^{\frac{1}{3}}}{R}, \quad (18)$$

gdzie:

H - wysokość przeszkody,

R - promień pierwszej strefy Fresnela,

λ - długość fali,

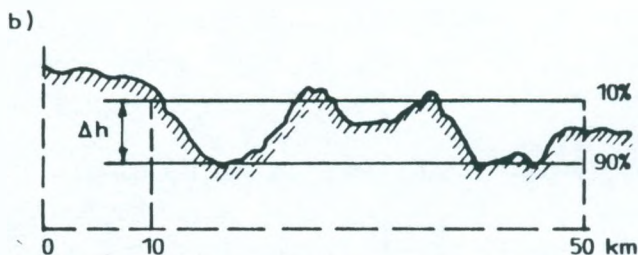
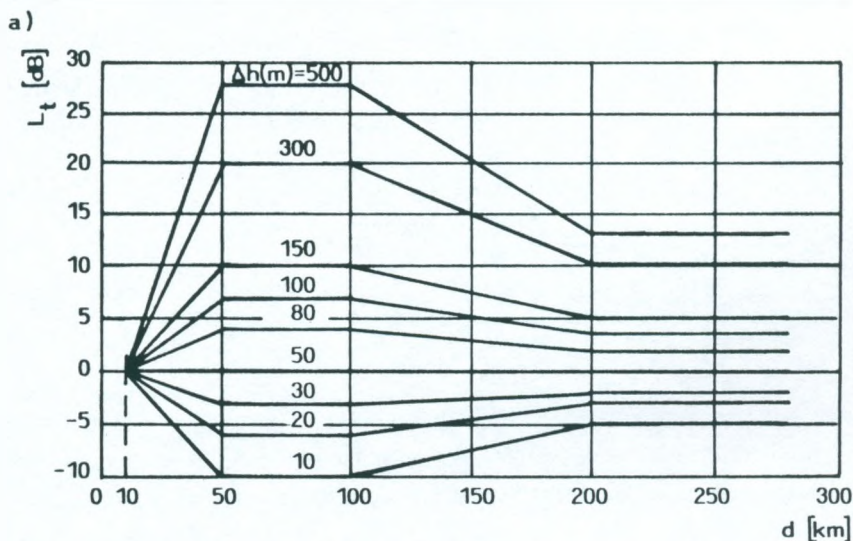
r - promień krzywizny wierzchołka [1].

Jeśli na trasie rozchodzenia się sygnału występuje więcej niż jedna przeszkoda modele teoretyczne stają się bardzo złożone. Rozwiązanie dla dwóch następujących po sobie przeszkód klinowych można znaleźć w pracach Furutsu [15] czy Millingtona [26]. Szczególne przypadki dla wielu przeszkód klinowych rozpatruje Lee [24], a pełne rozwiązanie podaje Vogler [34] oraz Whittaker [31], a dla przeszkód o skończonej krzywiznie wierzchołka dyfrakcyjnego Sharples i Mehler [16].

Trudności, jakie napotkano przy ścisłej analizie dla wielu przeszkód, spowodowały, że opracowano wiele metod przybliżonych, opartych na intuicyjnym obrazie zjawiska. Przyjęto przy tym, że przeszkody mogą mieć postać klina [2÷4, 11÷14, 16, 25, 32] lub walca [1].

4.1. Metody statystyczne

Metoda zalecana przez CCIR [6] polega na określaniu parametru nierówności terenu Δh i znalezieniu następnie z krzywych wartości tłumienia zależnego od Δh oraz odległości od anteny nadawczej (rys. 5a). Przy trasach mniejszych od 50 km parametr Δh definiuje się, jako różnicę poziomów przekraczanych w 10% i 90% długości trasy propagacji na odcinku od 10 do 50 km od stacji na-



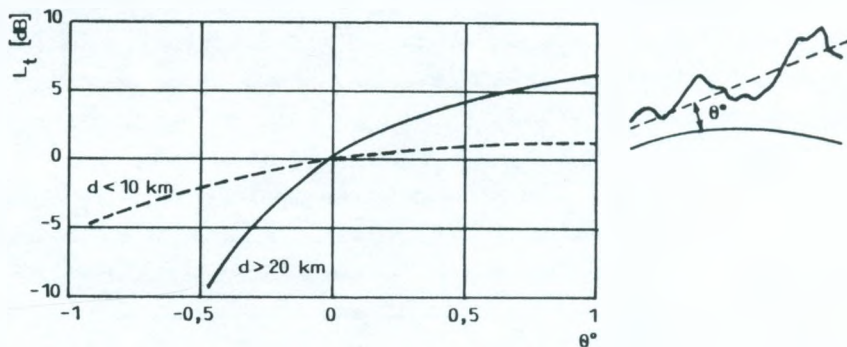
Rys. 5. Metoda statystyczna

a) tłumienie orograficzne $L_t = f(\Delta h, d)$; b) określenie parametru nierówności terenu Δh

dawczej (rys. 5b). Wychodząc z zalecenia CCIR, dla tras dłuższych od 50 km parametr Δh należy określać dla odcinka trasy propagacji o długości 40 km od punktu odbiorczego w kierunku stacji nadawczej. Dla służb ruchomych lądowych bardziej jest przydatna definicja Okumury [27], według której parametr Δh jest wyznaczany jak

w metodzie CCIR, ale na odcinku 10 km od punktu odbiorczego w kierunku stacji nadawczej. W przypadku tras krótszych od 10 km bierze się pod uwagę całą trasę.

Wartość natężenia pola można dodatkowo skorygować, jeżeli w rejonie odbioru występuje nachylenie w stosunku do poziomu morza na odcinku trasy propagacji o długości co najmniej 10 km [21]. Na rys. 6 przedstawiono zależność współczynnika korekcji od kąta nachylenia terenu θ . Zakłada się przy tym, że kąt θ jest dodatni, jeżeli wysokość terenu wzrasta ze zwiększeniem się wysokości od strony stacji nadawczej. W tym przypadku współczynnik korekcji ma również wartość dodatnią. Przy odwrotnym nachyleniu terenu natężenie pola odpowiednio maleje. Metoda ta została opracowana dla zakresu fal decymetrowych.



Rys. 6. Tłumienie w funkcji kąta nachylenia terenu dla zakresu IV i V [21]

Natężenie pola, jakie podają krzywe podstawowe CCIR [6], dotyczą 50% miejsc odbioru w terenie umiarkowanie pofalowanym. Dla innego procentu miejsc należy uwzględnić poprawkę, która jest zależna od stopnia nierówności terenu Δh i długości fali λ . Odchylenie standardowe rozrzutu przestrzennego natężenia pola σ_L jest okre-

ślone wzorem empirycznym uzyskany na podstawie masowych badań przeprowadzonych w USA [7]. Dla $\frac{\Delta h}{\lambda} < 3000$

$$\sigma_L = 6 + 0,69 \left(\frac{\Delta h}{\lambda} \right)^{\frac{1}{2}} - 0,0063 \left(\frac{\Delta h}{\lambda} \right) \quad [\text{dB}], \quad (19)$$

a dla $\frac{\Delta h}{\lambda} \geq 3000$ mamy:

$$\sigma_L = 25 \text{ dB}.$$

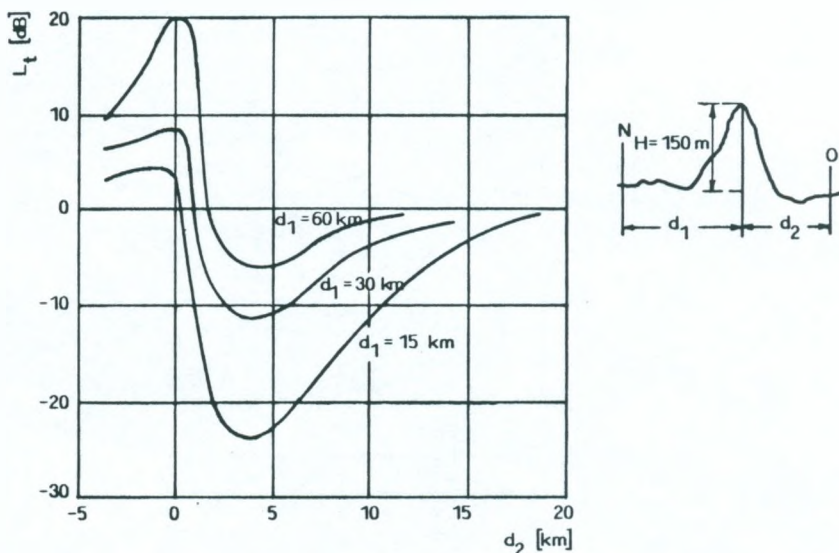
4.2. Metody dominującej przeszkody

Jeżeli na trasie propagacji występuje pojedyncza przeszkoda wznosząca się ponad łagodnie pofalowanym terenem, to tłumienie wnoszone przez tę przeszkodę można określić z wykresu podanego na rys. 7. Krzywe przedstawione na tym rysunku odnoszą się do przeszkody o wysokości 150 m [21, 33]. Przy innych wysokościach przeszkody wartości wyznaczone z wykresu należy pomnożyć przez $0,08 H^{1/2}$, gdzie H jest wysokością przeszkody wyrażoną w metrach i odniesioną do średniego poziomu terenu na odcinku 15 km po obu stronach przeszkody. Wartości tłumienia z wykresu odnoszą się do IV/V zakresu częstotliwości. Dla zakresu III wartości te należy pomnożyć przez $3/4$.

W metodzie [7] bierze się pod uwagę kąt, pod jakim widać główną przeszkodę na odcinku 15 km, ale tylko od strony anteny odbiorczej. Kąt ten określa się względem stycznej w miejscu odbioru sygnału (rys. 8a,b). Wartości tłumienia wnoszonego przez tę przeszkodę podano na rys. 8c.

Dla zwiększenia dokładności obliczeń natężenia pola, w przypadku kiedy $h_{\text{sk}} < 0$, CCIR [20] proponuje dodatkowo uwzględnić wpływ skutecznego nachylenia terenu od strony anteny nadawczej.

Kąt, pod jakim teren jest nachylony, wyznacza się z zależności $\theta = \arctg(h_{sk}/9000)$, gdzie h_{sk} jest wysokością skuteczną anteny nadawczej otrzymaną metodą "3-15" (rys. 9a). Zależność tłumienia od kąta θ zilustrowano na rys. 9b.

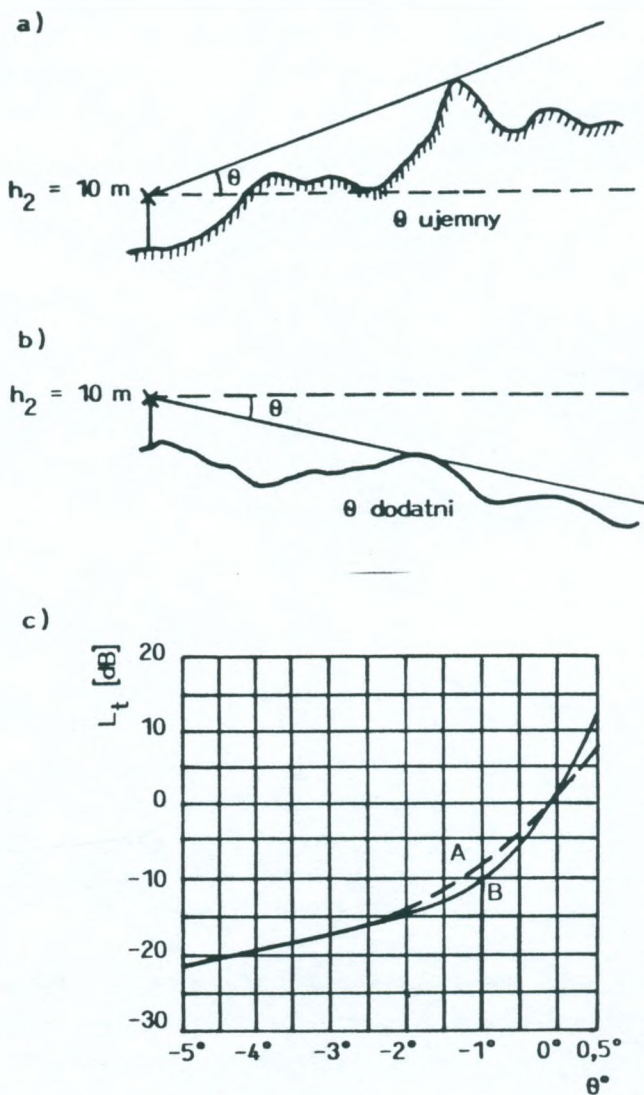


Rys. 7. Krzywa korekcyjna mediany natężenia pola przy występującej na trasie propagacji przeszkodzie o wysokości 150 m [21]

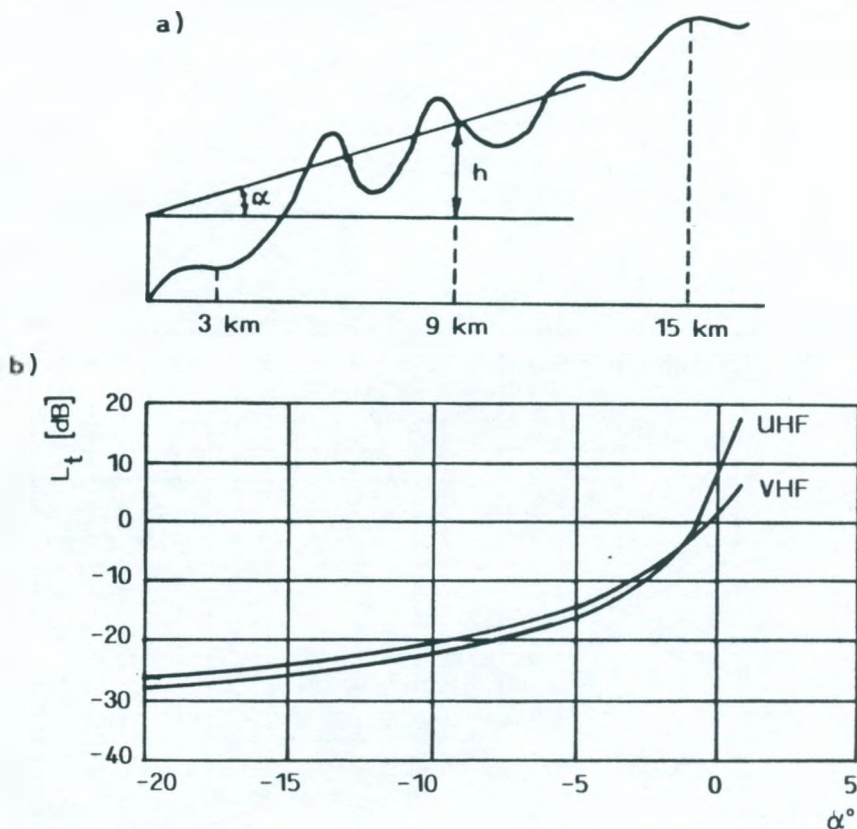
Dla $H \approx 150$ m należy pomnożyć podane wartości przez $0,08 H^{1/2}$, gdzie H jest wyrażone w metrach.

W metodzie [5] bierze się pod uwagę wpływ terenu w pobliżu obu końców trasy wyznaczając kąt, pod jakim widać najwyższą przeszkodę na odcinku 16 km, zarówno od strony nadajnika jak i odbiornika (rys. 10a).

Dla tras dłuższych od odległości horyzontowej kąty określa się względem stycznej do powierzchni ziemi w miejscu umieszczenia anten. Jeśli długość trasy jest zawarta między 32 km a odległością



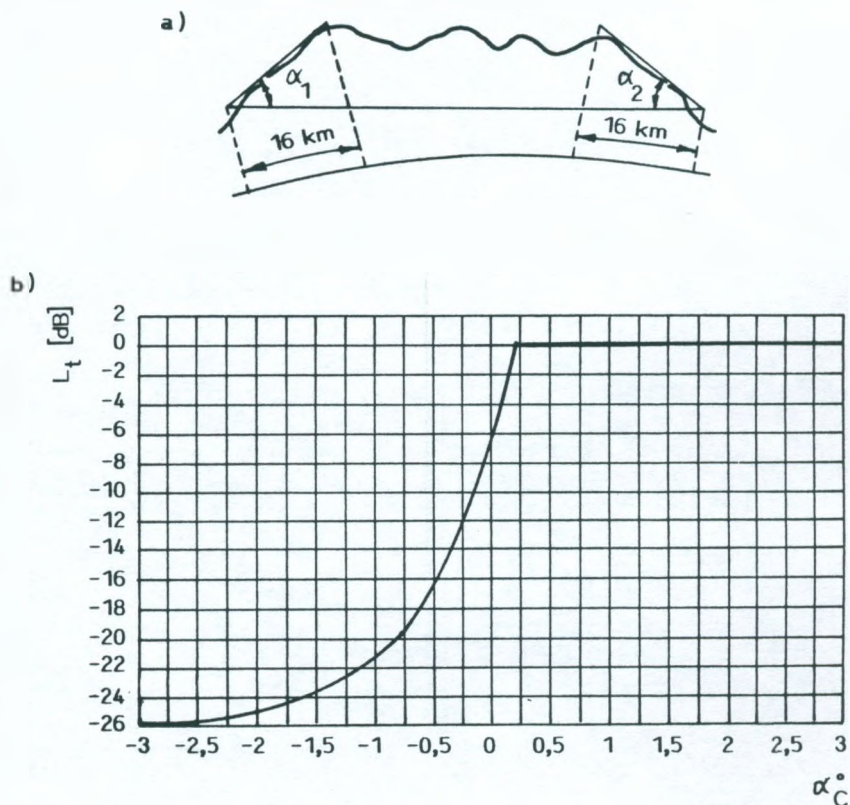
Rys. 8. Metoda kąta dominującej przeszkody od strony anteny odbiorczej
 a) kąt dodatni; b) kąt ujemny; c) tłumienie przeszkody w funkcji kąta θ
 A - VHF, B - UHF



Rys. 9. Metoda kąta nachylenia terenu

a) sposób określania kąta; b) tłumienie w funkcji kąta α

horyzontową, to kąty wyznacza się względem prostej łączącej obie anteny nadawczą i odbiorczą. W tych przypadkach współczynnik korekcji terenowej określa się z wykresu podanego na rys. 10b w zależności od kąta α_1 i α_2 dla obu końców trasy oddzielnie. Przyjmuje się przy tym, że kąty są ujemne, kiedy linia przeprowadzona od anteny do wierzchołka największej przeszkody leży powyżej linii odniesienia.



Rys. 10. Metoda kąta dominującej przeszkody od strony anteny nadawczej i odbiorczej

- a) sposób określania kąta dominującej przeszkody;
 b) tłumienie w funkcji kąta α_c

Dla tras o długości zawartej między 16 a 32 km współczynnik korekcji terenowej $L(\alpha_c)$ wyznacza się w zależności od kąta α_c zdefiniowanego w poniższy sposób:

$$\alpha_1 \geq 0,221^\circ$$

$$\alpha_2 \geq 0,221^\circ$$

bez korekcji

$$0^\circ \leq \alpha_1 < 0,221^\circ$$

$$0^\circ \leq \alpha_2 < 0,221^\circ$$

$$\alpha_c = 0^\circ$$

$\alpha_1 < 0^\circ$	$\alpha_2 \geq 0^\circ$	$\alpha_c = \alpha_1$
$\alpha_1 \geq 0^\circ$	$\alpha_2 < 0^\circ$	$\alpha_c = \alpha_2$
$\alpha_1 < 0^\circ$	$\alpha_2 < 0^\circ$	$\alpha_c = \alpha_1 + \alpha_2$

Jeśli długość trasy będzie krótsza od 16 km, to wtedy α_c w zależności od α_1 i α_2 będzie określone następująco:

$\alpha_1 > 0,221^\circ$	α_2 wartość dowolna	bez korekcji
α_1 wartość dowolna	$\alpha_2 > 0,221^\circ$	bez korekcji
$0^\circ \leq \alpha_1 \leq 0,221^\circ$	$0^\circ \leq \alpha_2 \leq 0,221^\circ$	$\alpha_c = 0^\circ$
$\alpha_1 < 0^\circ$	$0^\circ < \alpha_2 \leq 0,221^\circ$	$\alpha_c = \alpha_2$
$0^\circ < \alpha_1 \leq 0,221^\circ$	$\alpha_2 < 0^\circ$	$\alpha_c = \alpha_1$
$\alpha_1 \leq 0^\circ$	$\alpha_2 \leq 0^\circ$	$\alpha_c = \alpha_1 + \alpha_2$

4.3. Metody teoretyczne

4.3.1. Metoda Millingtona

W 1962 roku Milington opublikował pracę [26] dotyczącą dyfrakcji fali na dwóch przeszkodach w postaci klina (rys. 11). Wykorzystując podwójnie zasadę Huygensa wyznaczył straty sygnału natężenia pola w odniesieniu do propagacji w wolnej przestrzeni, jako:

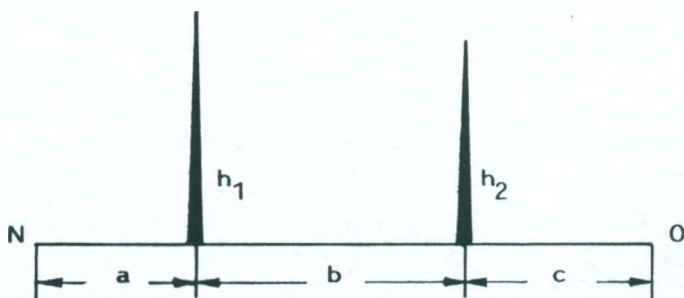
$$L_M = -\frac{j}{2} \int_q \int_{u_0}^{\bar{m} \cdot v} \exp \left[j \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right] du dv, \quad (20)$$

gdzie:

$$q = h_2 \left[\frac{2(a+b+c)}{\lambda(a+b)c} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (21)$$

$$u_0 = h_1 \left[\frac{2(a+b)}{\lambda ab} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (22)$$

$$m = \left[\frac{ac}{b(a+b+c)} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (23)$$



Rys. 11. Ilustracja do metody Millingtona

Następnie sprowadził wyrażenie (20) do postaci:

$$L_M = -\frac{j}{2} [G(\rho_o, \gamma_1) + G(\rho_o, \gamma_2)], \quad (24)$$

w której $G(\rho_o, \gamma_1)$ jest całką Fresnela po obszarze S_1 , a $G(\rho_o, \gamma_2)$ całką po obszarze S_2 (rys. 12), gdzie oznaczono:

$$\gamma_1 = \beta, \quad (25)$$

$$\gamma_2 = \pi - \alpha - \beta, \quad (26)$$

$$\rho_o = \frac{(p^2 + q^2 - 2pq \cos \alpha)^{\frac{1}{2}}}{\sin \alpha}, \quad (27)$$

przy czym:

$$\beta = \arctg \left(\frac{q \sin \alpha}{p - q \cos \alpha} \right), \quad (28)$$

$$\alpha = \text{arcctg } m, \quad (29)$$

$$p = h_1 \left(\frac{2(a+b+c)}{\lambda a(b+c)} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (30)$$

$$\cos \alpha = \left(\frac{ac}{(a+b)(b+c)} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (31)$$

Dla dostatecznie dużych wartości ρ_0

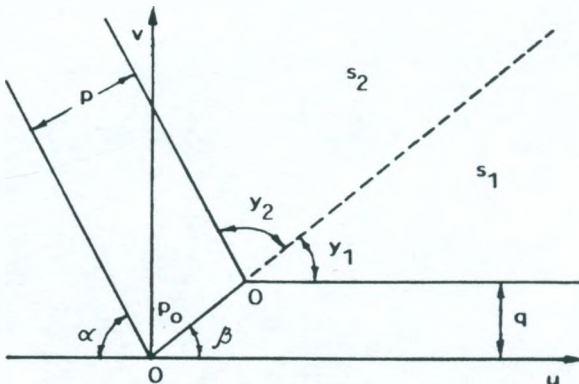
$$G(\rho, \gamma) \approx - \frac{\operatorname{tg} \gamma}{2\pi \eta} \exp(j\eta), \quad (32)$$

gdzie:

$$\eta = \frac{\pi \rho_0}{2} \quad (33)$$

pod warunkiem, że γ jest nie większe niż $\pi/4$ i $\eta > 20$. Zależność ta również jest spełniona w przedziale $\pi/4 < \gamma < \pi/2$ dla $\rho_0 \cos \alpha > 2,5$. Jeśli ρ_0 będzie równe zero, to będziemy mieli:

$$G(0, \gamma) = \frac{j\gamma}{\pi}. \quad (34)$$



Rys. 12. Obszar całkowania całki Fresnela

W przypadku kiedy wierzchołki obu przeszkód będą na linii bezpośredniej widoczności między punktem nadawczym a odbior-

czym ($h_1 = h_2 = 0$), to straty natężenia pola w odniesieniu do propagacji w wolnej przestrzeni wyniosą:

$$L_M = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right). \quad (35)$$

4.3.2. Metoda Voglera

Vogler w pracy [34] rozważa wpływ większej liczby przeszkód klinowych na propagację fal (rys. 13). Wykorzystując zasadę Huygenasa, podobnie jak Millington dla przypadku dwóch przeszkód, wyznacza straty natężenia pola spowodowane dyfrakcją w odniesieniu do propagacji w wolnej przestrzeni. Straty te są dane przez całkę:

$$L_V = \frac{1}{2^N} C_N e^{\delta_N} (2/\sqrt{\pi})^N \int_{\beta_1}^{\bar{\beta}_1} \dots \int_{\beta_N}^{\bar{\beta}_N} e^{2f} \exp[-(x_1^2 + \dots + x_N^2)] dx_1 \dots dx_N, \quad (36)$$

przy czym:

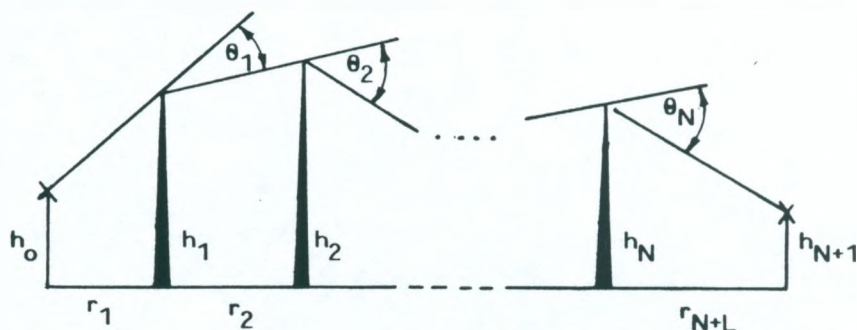
$$f = \begin{cases} 0 & ; \text{ dla } N = 1 \\ \sum_{m=1}^{N-1} \alpha_m (x_m - \beta_m)(x_{m+1} - \beta_{m+1}); & \text{ dla } N \geq 2 \end{cases} \quad (37)$$

$$\delta_N = \beta_1^2 + \dots + \beta_N^2, \quad (38)$$

gdzie oznaczono:

$$\alpha_m = \left[\frac{r_m r_{m+2}}{(r_m + r_{m+1})(r_{m+1} + r_{m+2})} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (39)$$

$$\beta_m = \theta_m \left[\frac{jk r_m r_{m+1}}{2(r_m + r_{m+1})} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (40)$$



Rys. 13. Ilustracja do metody Voglera

W wyrażeniach tych r_m jest odległością między klinami, θ kątem dyfrakcji, a $k = 2\pi/\lambda$, gdzie λ jest długością fali, natomiast C_N przyjmuje wartość:

$$C_N = \begin{cases} 1 & ; \text{dla } N = 1 \\ \left[\frac{r_2 r_3 \dots r_N r_T}{(r_1 + r_2)(r_2 + r_3) \dots (r_N + r_{N+1})} \right]^{1/2} & ; \text{dla } N \geq 2, \end{cases} \quad (41)$$

gdzie

$$r_T = r_1 + r_2 + \dots + r_{N+1}. \quad (42)$$

Wykorzystując wielokrotną całkę błędu

$$I(n, \beta) = \frac{2}{\pi^{1/2}} \int_{\beta}^{\infty} \frac{(x - \beta)^n}{n!} e^{-x^2} dx \quad (43)$$

wyrażenie (36) sprowadza do postaci nadającej się do numerycznego rozwiązania:

$$L_V = (1/2^N) C_N e^{\delta_N} \sum_{m=0}^{\infty} I_m, \quad (44)$$

gdzie:

$$I_m = 2^m m! \alpha_1^m I(m, \beta_1) I(m, \beta_2), \quad \text{dla } N = 2 \quad (45)$$

oraz

$$I_m = 2^m \sum_{m_1=0}^m \dots \sum_{m_{N-2}=0}^{m_{N-3}} \prod_{i=1}^N \left\{ \frac{(m_{i-1} - m_{i+1})!}{(m_i - m_{i+1})!} \right\} \alpha_1^{m_{i-1} - m_i} \cdot I(n_i, \beta_i), \quad \text{dla } N \leq 3, \quad (46)$$

$$n_1 = (m_0 - m_1), \quad \text{dla } i = 1$$

$$n_i = (m_{i-2} - m_i), \quad \text{dla } 2 \leq i \leq N - 1$$

$$n_i = (m_{N-2} - m_{i-1}), \quad \text{dla } i = N,$$

$$\alpha_N \equiv 1, \quad m_0 \equiv m, \quad m_k \equiv 0,$$

gdzie $k \geq N - 1$.

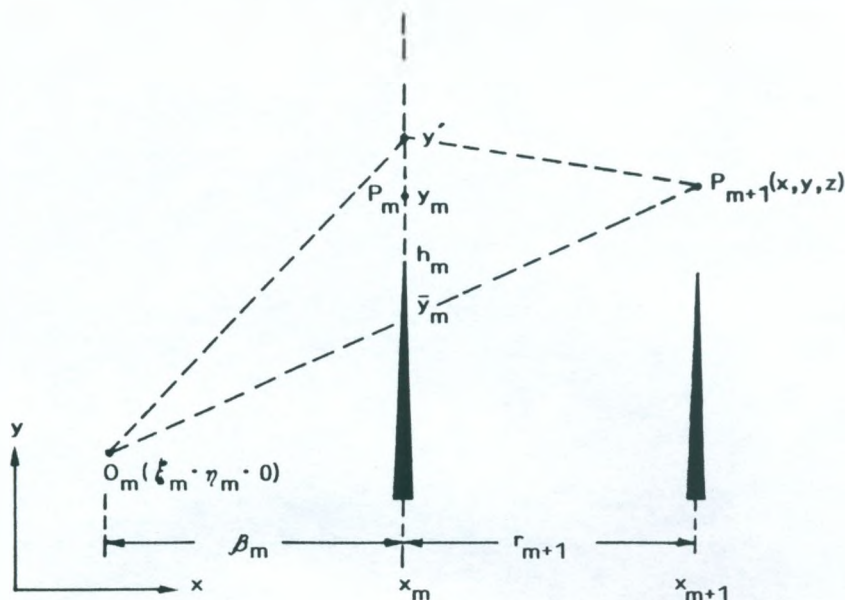
4.3.3. Metoda Whittekera

Zagadnienie dyfrakcji fal na przeszkodach w kształcie klina Whitteker [31] rozpatruje na podstawie zasad optyki geometrycznej. Stosując wzór Fresnela-Kirchoffa wyznacza wartość pola wytworzonego w punkcie $P_{m+1}(x, y, z)$ na skutek promieniowania ulegającego dyfrakcji na przeszkodzie m -tej. Źródło promieniowania znajduje się w punkcie $0_m(\xi_m, \eta_m, 0)$. Pole to dane jest wyrażeniem:

$$u_{m+1}(P) = \frac{k}{2\pi j} \int_{b_m}^{\infty} \int_{-a_m}^{\infty} \frac{e^{jks}}{s} u_m(x_m, y', z') dy' dz', \quad (47)$$

gdzie:

$$u_m(x, y, z) = \left[A_0 + B \frac{y - \eta_m}{x - \xi_m} \right] \left[\frac{x_m(x_m - \xi_m)}{x(x - \xi_m)} \right]^{\frac{1}{2}} \exp \left\{ jk \left[x + \frac{(y - \eta_m)^2}{2(x - \xi_m)} + \frac{z^2}{2x} \right] \right\} \quad (48)$$



Rys. 14. Dyfrakcja fali na m-tej przeszkodzie klinowej

jest wartością pola w punkcie $P_m(x, y, z)$, A_0 - jego amplitudą, B - wartością stałą. Przez z' , y' oznaczono zmienne całkowania, a wielkości x , y , z są zarezerwowane dla oznaczenia położenia punktu pola P . Pozostałe oznaczenia naniesiono na rys. 14. Ostatecznie po wykonaniu odpowiednich działań wartość pola w punkcie P_{m+1} jest opisana zależnością rekurencyjną:

$$u_{m+1}(x_{m+1}, y_{m+1}, 0) = u_m(x_m, y_m, 0) \left[\frac{x_m \rho_m}{x_{m+1}(\rho_m + r_{m+1})} \right]^{\frac{1}{2}} \frac{F(\tau_m)}{(j\pi)^{\frac{1}{2}}} \times$$

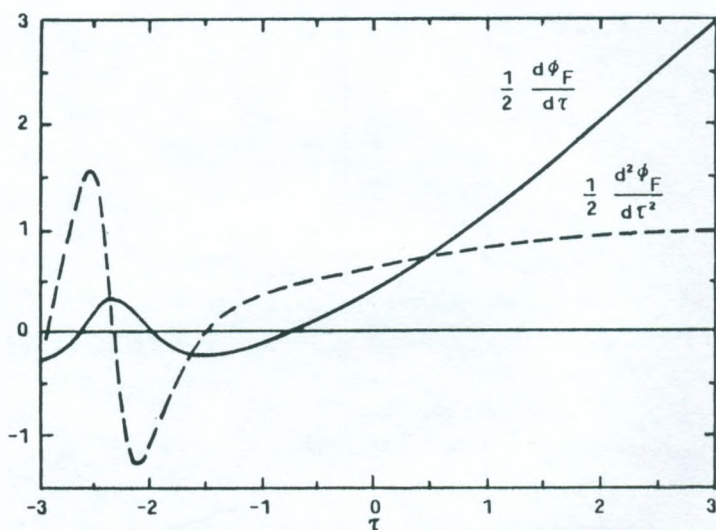
$$\times \exp \left\{ jk \left[r_{m+1} + \frac{(y_{m+1} - \eta_m)^2}{2(\rho_m + r_{m+1})} - \frac{(y_m - \eta_m)^2}{2\rho_m} \right] \right\}, \quad (49)$$

w której $F(\tau_m)$ jest całką Fresnela, gdzie:

$$\tau_m = \frac{(h_m - \bar{y}_m)}{Y_m}, \quad (50)$$

przy czym:

$$Y_m = \left(\frac{2 \rho_m r_{m+1}}{k(\rho_m + r_{m+1})} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (51)$$



Rys. 15. Funkcja $\frac{1}{2} \frac{d\phi_F}{d\tau}$ i jej pochodna [31]

W rozważaniach swoich Whittaker przyjmuje, że kierunek fali dyfrakcyjnej jest prostopadły do czoła fali w polu bliskim. To pozwala określić nachylenie normalnej α_{m+1} i promień krzywizny czoła fali ρ_{m+1} w punkcie P_{m+1} . Wartości te otrzymuje się ze wzorów:

$$\alpha_{m+1} = \frac{1}{k} \frac{\partial \phi}{\partial y} \Big|_{\substack{x=x_{m+1} \\ y=y_{m+1}}} = \frac{y_{m+1} - \eta_m}{x_{m+1} - \xi_m} - \frac{Y_m}{r_{m+1}} \left(\frac{1}{2} \frac{d\phi_F}{d\tau} \right)_{\tau=\tau_m} \quad (52)$$

i

$$\frac{1}{\rho_{m+1}} = \frac{1}{k} \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} \Big|_{\substack{x=x_{m+1} \\ y=y_{m+1}}} = \frac{1}{\rho_{m+1} + r_{m+1}} \left[1 + \frac{\rho_m}{r_{m+1}} \left(\frac{1}{2} \frac{d^2 \phi_F}{d\tau^2} \right)_{\tau=\tau_m} \right], \quad (53)$$

gdzie ϕ jest fazą fali w punkcie P_{m+1} , a ϕ_F fazą całki Fresnela oraz

$$\frac{d\phi_F}{d\tau} = \frac{\text{Im} \left(F^* \frac{dF}{d\tau} \right)}{|F|^2}, \quad (54)$$

$$\frac{d^2 \phi_F}{d\tau^2} = \frac{\text{Im} \left(F^* \frac{d^2 F}{d\tau^2} \right)}{|F|^2} - \frac{2 \text{Im} \left(F^* \frac{dF}{d\tau} \right) \text{Re} \left(F^* \frac{dF}{d\tau} \right)}{|F|^4}. \quad (55)$$

Zależności te pokazano na rys. 15.

Znając wartości α_{m+1} i ρ_{m+1} możemy określić położenie źródła pola $O(\xi_{m+1}, \eta_{m+1}, 0)$ dla $m+1$ przeszkody korzystając ze wzorów:

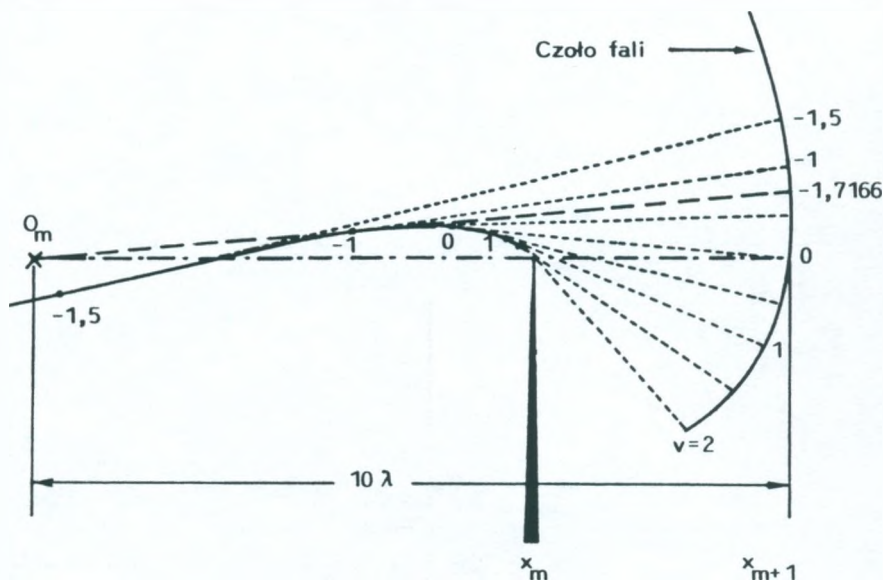
$$\xi_{m+1} = x_{m+1} - \rho_{m+1}, \quad (56a)$$

$$\eta_{m+1} = y_{m+1} - \alpha_{m+1} \rho_{m+1}. \quad (56b)$$

Zbiór tych punktów tworzy powierzchnię kaustyczną. Punkty te pokrywają się z wierzchołkami przeszkody dyfrakcyjnej tylko w przypadku, gdy rozpatrywany punkt pola znajduje się w jego głębokim cieniu (rys. 16).

Miejsce przecięcia normalnej do czoła fali z prostą prostopadłą do kierunku rozchodzenia się fali w punkcie x_m otrzymamy ze wzoru:

$$y_m = y_{m+1} - \alpha_{m+1} r = \bar{y}_m + Y_m \left(\frac{1}{2} \frac{d\phi_F}{d\tau} \right)_{\tau=\tau_m}. \quad (57)$$



Rys. 16. Kształt czoła fali spowodowany dyfrakcją na przeszkodzie klinowej [31]

Wartości y_m , ξ_{m+1} i η_{m+1} są potrzebne do oszacowania danych odnoszących się do następnej przeszkody. Wyznaczamy je metodą iteracyjną. Po ich podstawieniu do równania (49) otrzymujemy wartości pola w punktach P_m kolejnych przeszkód klinowych. Straty łączne dla N przeszkód są określone zależnością:

$$L_w = \frac{|u_{N+1}|}{R}, \quad (58)$$

gdzie R jest odległością między nadajnikiem i odbiornikiem.

4.3.4. Metoda Sharplesa i Mehlera

Sharples i Mehler w pracy [29] rozpatrują wpływ dowolnej liczby przeszkód cylindrycznych, znajdujących się na trasie propagacji fal,

na wielkość pola przy antenie odbiorczej. Opierają się przy tym na wynikach otrzymanych przez Waita i Conda [30] dla jednej przeszkody cylindrycznej. Dla tego przypadku pole dyfrakcyjne, wytworzone przez źródło liniowe, jest opisane następującą zależnością:

$$U = U_0 \left[\frac{e^{-jkx}}{\sqrt{r}} \frac{e^{j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2}} \int_v^{\infty} e^{-j\frac{\pi}{2}t^2} dt + \frac{e^{-jks_1}}{\sqrt{s_1}} H(x) \frac{e^{-jks_2}}{\sqrt{s_2}} \right], \quad (59)$$

w której

$$v = \Theta \left(\frac{2s_1 s_2}{\lambda(s_1 + s_2)} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (60)$$

$$H(x) = - \left(\frac{ka}{2} \right)^{\frac{1}{3}} G(x) \left(\frac{\lambda}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (61)$$

gdzie:

$$x = \left(\frac{ka}{2} \right)^{\frac{1}{3}} \Theta. \quad (62)$$

W wyrażeniach tych U_0 jest stałą, Θ kątem dyfrakcji fali, a $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, gdzie λ jest długością fali. Pozostałe oznaczenia naniesiono na rys. 17.

Sharples i Mehler definiują funkcję $G(x)$ w następujący sposób:

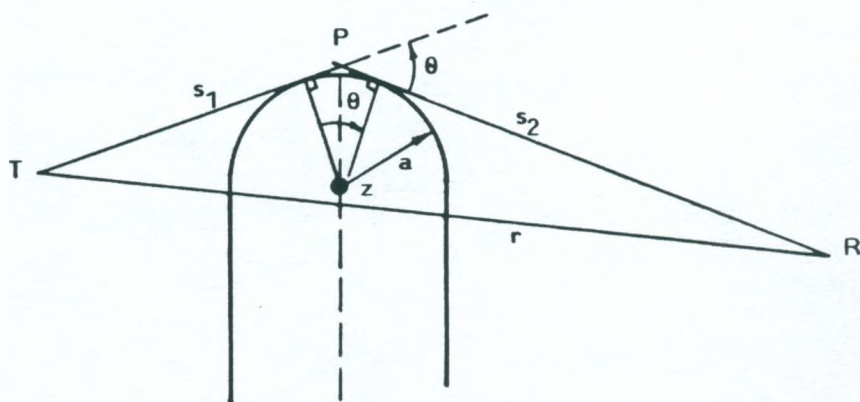
$$G(x) = \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-jxt} \frac{V'(t) - qV(t)}{W_1'(t) - qW_1(t)} dt + \\ + \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-x\frac{1}{2}(\sqrt{3}-1)t} \frac{V'(t) - qe^{-j\frac{2}{3}\pi} V(t)}{W_2'(t) - qe^{-j\frac{2}{3}\pi} W_2(t)} dt, \quad (63)$$

w której $W_1(t)$, $W_2(t)$ i $V(t)$ są funkcjami Ariego, przy czym $W_1(t) = W_2^*(t) = U(t) - jV(t)$. Przez $V'(t)$, $W_1'(t)$ i $W_2'(t)$ oznaczono pierwszą pochodną po czasie. Stała q zależy od powierzchniowej impedancji cylindra Z , jego promienia a , długości fali λ i polaryzacji. Dana jest odpowiednio dla polaryzacji pionowej i poziomej przez wyrażenia:

$$q^v = -j \left(\frac{ka}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{Z}{Z_0}, \quad (64a)$$

$$q^h = -j \left(\frac{ka}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{Z_0}{2}, \quad (64b)$$

gdzie Z_0 jest impedancją falową w wolnej przestrzeni.



Rys. 17. Dyfrakcja fali na przeszkodzie cylindrycznej

Z zależności (59) wynika, że pierwszy człon wyrażenia w nawiasie odpowiada dyfrakcji fali na klinie z wierzchołkiem w punkcie P (rys. 17), drugi człon - polu wytworzonemu przez wtórne źródło liniowe umieszczone na wierzchołku przeszkody cylindrycznej.

Dla przypadku kiedy na trasie propagacji fal znajduje się większa liczba przeszkód cylindrycznych pole dyfrakcyjne na n -tej przeszkodzie jest określone zależnością rekurencyjną:

$$U_n = \sum_{i=0}^{n-1} U_i H(x_i') V(i, n), \quad (65)$$

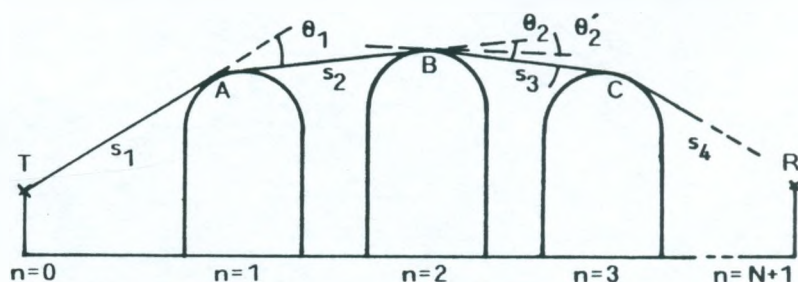
w której zdefiniowano:

$$H(x_0) = 1, \quad \theta_1' = \theta$$

i

$$V(n-1, n) = \frac{e^{-jk s_n}}{\sqrt{s_n}},$$

gdzie s_n jest odległością między wierzchołkami sąsiednich przeszkód klinowych, x_i w $H(x_i)$ zamieniono na x_i' , biorąc pod uwagę prawdziwy kąt ugięcia fali (rys. 18).



Rys. 18. Dyfrakcja fali na kaskadowo ułożonych przeszkodach cylindrycznych

We wzorze (65) $V(i,n)$ jest polem, które uległo dyfrakcji na n -i-1 przeszkodach klinowych, gdy wtórne źródło liniowe znajdowało się na i -tej przeszkodzie. Wartość ta wyraża się zależnością:

$$\begin{aligned}
 V(i, n) &= \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{n-1}{2}} C_{n-1} e^{\delta_{n-1}} e^{-jk \sum_{m=i+1}^n s_m} \times \\
 &\times \int_{\beta_{i+1}}^{\infty} \dots \int_{\beta_{n-1}}^{\infty} e^{2f} \exp\left[-(x_{i+1}^2 + x_{i+2}^2 + \dots + x_{n-1}^2)\right] dx_{i+1} dx_{i+2} \dots dx_{n-1},
 \end{aligned} \quad (66)$$

przy czym:

$$\delta_{n-1} = \beta_{i+1}^2 + \beta_{i+2}^2 + \dots + \beta_{n-1}^2 \quad (67)$$

i

$$f = \begin{cases} 0 & ; \text{ dla } n-i-1 = 1 \\ \sum_{m=i+1}^n \alpha_m (x_m - \beta_m) (x_{m+1} - \beta_{m+1}); & \text{ dla } n-i-1 \leq 2 \end{cases} \quad (68)$$

gdzie wprowadzono oznaczenia:

$$\alpha_m = \left[\frac{s_m s_{m+2}}{(s_m + s_{m+1})(s_{m+1} + s_{m+2})} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (69)$$

$$\beta_m = \Theta_m \left[\frac{jk s_m s_{m+1}}{2(s_m + s_{m+1})} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (70)$$

natomiast

$$c_{n-1} = \left[\frac{s_{i+1} s_{i+2} \dots s_n}{(s_{i+1} + s_{i+2})(s_{i+2} + s_{i+3}) \dots (s_{n-1} + s_n)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (71)$$

Rozwiązanie zależności (66) uzyskuje się, stosując metodę zaproponowaną przez Voglera [34]. Straty łączne dla N przeszkód będą:

$$L_{SM} = \frac{|U_{N+1}|}{\sqrt{R}}, \quad (72)$$

gdzie R jest odległością między nadajnikiem i odbiornikiem.

4.3.5. Metody przybliżone

W latach czterdziestych Billington [4] zaproponował zastąpienie szeregu przeszkód terenowych, na których występuje dyfrakcja fali elektromagnetycznej, jedną przeszkodą pozorną (rys. 19a). Przecięcie prostych poprowadzonych z punktu nadawczego i odbiorczego, przechodzących przez wierzchołki najwyższych przeszkód, wyznacza wierzchołek przeszkody pozornej. Wysokość tego wierzchołka nad prostą łączącą punkt nadawczy z odbiorczym jest wysokością pozorną przeszkody h' .

Straty dyfrakcji wnoszone przez tę przeszkodę będą określone wzorem:

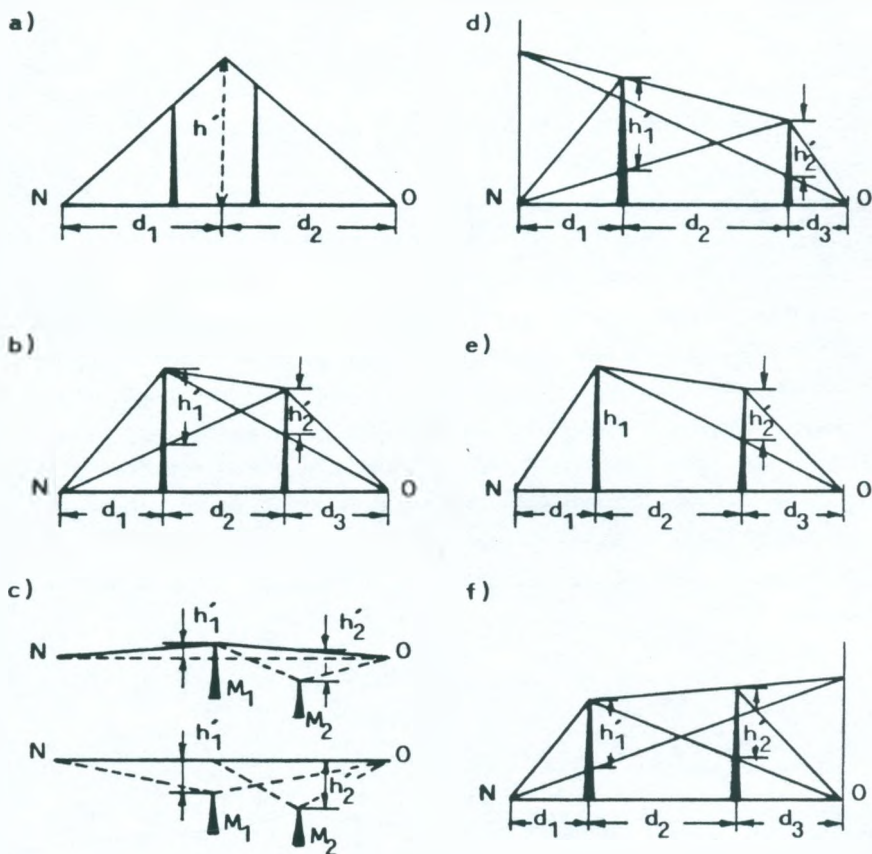
$$L_B = \frac{1+j}{2} \int_{v'}^{\infty} \exp\left(j \frac{\pi}{2} r^2\right) dt, \quad (73)$$

gdzie:

$$v' = h' \left[\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (74)$$

przy założeniu, że odległości przeszkody pozornej od punktu nadawczego d_1 i odbiorczego d_2 są znacznie większe od wysokości pozornej h' i od długości fali λ .

W 1953 r. Epstein i Peterson [14] podają ogólny zarys metody, którą można stosować dla większej liczby przeszkód znajdujących się na trasie propagacji fali. Wierzchołek każdej z tych przeszkód jest traktowany jako miejsce wtórnego źródła fali, która ulega dyfrakcji na następnej przeszkodzie i dociera do miejsca odbioru znajdującego się



Rys. 19. Metody przybliżone

- a) metoda Bullingtona; b) metoda Epsteina-Petersona; c) metoda Meeksa;
 d) metoda z atlasu japońskiego; e) metoda Deygouta; f) metoda Giovanella

na wierzchołku trzeciej przeszkody (rys. 19b). Straty wnoszone przez n przeszkód będą dane wzorem:

$$L_{EP} = \prod_{i=1}^n L(v_i'), \quad (75)$$

w którym

$$v_1' = h_1' \left[\frac{2(d_1 + d_{1,1})}{\lambda d_1 d_{1,1}} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (76)$$

gdzie h_1' jest wysokością pozorną i-tej przeszkody.

Od powyższej metody, metoda Edwardsa i Durkina [13] różni się tym, że dla liczby przeszkód terenowych większej od trzech, przeszkody znajdujące się między dwiema skrajnymi przeszkodami zastępuje się jedną przeszkodą pozorną, tak jak w metodzie Bullingtona. Tym sposobem większą liczbę przeszkód redukuje się do trzech.

Metoda opublikowana w atlasie japońskim [2] jest oparta na rozważaniach teoretycznych Furutsu [15]. Zakłada się w niej, że wtórne źródła fali leżą na prostej prostopadłej do powierzchni ziemi w punkcie nadawczym, na przecięciu z prostą przechodzącą przez wierzchołki poprzedniej przeszkody i przeszkody, na której fala ulega dyfrakcji (rys. 19d). Całkowite straty dla n przeszkód będą wynosić:

$$L_{A1} = \prod_{i=1}^n L(v_i'), \quad (77)$$

gdzie:

$$v_i' = h_1' \left[\frac{2(d_1 + d_2 + \dots + d_{i,1})}{\lambda(d_1 + \dots + d_i)d_{i,1}} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (78)$$

W metodzie Deygouta [12] zakłada się, że przeszkoda wnosząca większe straty jest przeszkodą główną, natomiast pozostałe przeszkody wnoszą już tylko dodatkowe straty (rys. 19e).

Dla dwóch przeszkód przy założeniu, że $L(v_1) > L(v_2)$ straty te wyniosą:

$$L_D = L(v_1) L(v_2'), \quad (79)$$

gdzie oznaczono:

$$v_1 = h_1 \left[\frac{2(d_1 + d_2 + d_3)}{\lambda d_1(d_2 + d_3)} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (80)$$

$$v_2 = h_2 \left[\frac{2(d_1 + d_2 + d_3)}{\lambda(d_1 + d_2)d_3} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (81)$$

$$v_2' = h_2' \left[\frac{2(d_2 + d_3)}{\lambda d_2 d_3} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (82)$$

Dla większej liczby przeszkód powyższa procedura będzie systematycznie powtarzana po obu stronach wierzchołka głównego, wyznaczając przeszkody, które wprowadzają większe straty i wyznaczając dla nich nowe wysokości.

W latach późniejszych Deygout [11] wprowadza do swego modelu poprawkę. Od wartości L_D wyrażonej w dB, opisanej równaniem (79), odejmuje wartość:

$$\Delta L = \left[12 - 20 \lg \frac{2}{1 - \frac{\alpha}{\pi}} \right] \left(\frac{v_2}{v_1} \right)^{2v_2} \quad (83)$$

przy założeniu, że $v_1 > v_2$, gdzie α jest wielkością zdefiniowaną przez Milingtona [26] (równanie 31).

Meeks [25] w 1981 r. uogólnia model Deygouta dla przypadku, kiedy obie przeszkody są poniżej prostej łączącej punkt nadawczy z odbiorczym (rys. 19c). Na rysunku tym straty główne są wnoszone przez przeszkodę M_1 o wysokości h_1' , a straty dodatkowe - przez przeszkodę M_2 o wysokości h_2' . Takie podejście zapewnia ciągłość funkcji strat przy przejściu z dodatnich wartości h_1' i h_2' do ujemnych.

Parę lat później Giovanelli [16] publikuje metodę pokazaną na rys. 19d. Metoda ta podobna jest do metody Deygouta. Różnice występują jedynie przy wyznaczaniu wysokości przeszkody głównej h_1' .

Przy jej wyznaczaniu z wierzchołka przeszkody głównej prowadzi się prostą, przechodzącą przez drugi wierzchołek. W punkcie odbiorczym na przecięciu z prostą prostopadłą do powierzchni ziemi wyznacza ona nowy punkt odbioru sygnału. Wysokość położenia wierzchołka głównego nad prostą łączącą punkt nadawczy z nowym punktem odbioru jest wysokością pozorną przeszkody głównej.

Dla większej liczby przeszkód powyższa procedura będzie systematycznie powtarzana po obu stronach wierzchołka głównego, wyznaczając przeszkody, które wprowadzają większe straty i wyznaczając dla nich nowe proste prostopadłe do powierzchni ziemi.

Kończąc omawianie metod przybliżonych dla przeszkód klinowych należy wspomnieć pracę Blomquista i Ladellego [3]. Zaproponowany przez nich model jest modelem empirycznym. Uwzględnia on oprócz strat dyfrakcji fal L_{EP} , wyznaczanych metodą Epseina i Petersona, również straty wnoszone przez sferyczną gładką ziemię L_{SZ} . Straty łączne określa wzór:

$$L_{BL} = -\left(L_{EP}^2 + L_{SZ}^2\right)^{\frac{1}{2}}, \quad (84)$$

gdzie wielkości L_{BL} , L_{EP} i L_{SZ} są wyrażone w dB.

Omawiane wyżej metody były rozwijane z myślą o przeszkodach klinowych. W sytuacjach kiedy wierzchołki przeszkód nie są wystarczająco ostre, obliczenia przeprowadzone powyższymi metodami dają zaniżone wyniki. Model dla przeszkód zaokrąglonych został zaproponowany przez Assisa w pracy [1]. Oparty jest on na metodzie Deygouta. W modelu tym przyjmuje się, że straty wnoszone przez poszczególne przeszkody są funkcją H/R i α (rys. 4), a współczynnik zakrzywienia toru fali wynosi:

$$\alpha = \frac{\lambda^{\frac{2}{3}} r^{\frac{1}{3}}}{R}. \quad (85)$$

gdzie:

H - wysokość przeszkody,

R - promień pierwszej strefy Fresnela,

λ - długość fali,

r - promień krzywizny wierzchołka.

5. PORÓWNANIE METOD

W tabelicy 1 zestawiono uśrednione wartości odchyłeń standardowych σ i średnich różnic między wynikami pomiarów i obliczeń $\overline{\Delta E}$, na podstawie danych zaczerpniętych z prac [17, 18, 22, 28], grupując je według zakresu fal i kategorii metod. Wynika z niej, że w zakresie fal metrowych najlepsze rezultaty otrzymuje się stosując metodę kąta dominującej przeszkody od strony anteny odbiorczej. Natomiast w zakresie fal decymetrowych najmniejszą wartość odchyłeń standardowych σ otrzymuje się dla metod opartych na dyfrakcji fal na wieloklinie. Jednak metody te dają bardzo zaniżone wyniki w porównaniu z metodą Blomquista i Ladellego przy porównywalnych wartościach odchyłeń standardowych σ .

Tablica 1

Porównanie metod wyznaczania tłumienia dyfrakcyjnego

Lp.	Metoda	Fale metrowe		Fale decymetrowe	
		$\overline{\Delta E}$ [dB]	σ [dB]	$\overline{\Delta E}$ [dB]	σ [dB]
1.	Statystyczna	-3,1	10,1	-2,0	13,7
2.	Dyfrakcyjna przybliżona	-11,2	9,4	-11,8	8,0
3.	Kąta dominującej przeszkody od strony anteny odbiorczej	-3,3	6,8	2,4	12,3
4.	Blomquista i Ladellego	-2,6	7,7	-6,5	8,9

Analizując wpływ metod określania wysokości skutecznej anteny na dokładność obliczeń posłużono się danymi zaczerpniętymi z pracy [22]. W artykule tym porównywano wyniki pomiaru z wynikami obliczeń, uzyskanymi dla różnych metod określania wysokości skutecznej anteny nadawczej i różnych metod określania wpływu nieregularności terenu, w zakresie fal decymetrowych. W tablicy 2 przedstawiono uśrednione wartości odchyłeń standardowych σ oraz średnich różnic między wynikami pomiarów i obliczeń, grupując je według metod określania wysokości skutecznej anteny nadawczej. Według tych danych, wydaje się, że najlepszą metodą jest metoda niemiecka, lecz występujące różnice między metodami są mało znaczące.

Tablica 2

Porównanie metod wyznaczania wysokości skutecznej anteny nadawczej

Lp.	Metoda	$\overline{\Delta E}$ [dB]	σ [dB]
1.	"3 - 15"	1,4	17,2
2.	Bemeńska	0,2	17,9
3.	Niemiecka	0,9	16,6
4.	Niemiecka zmodyfikowana	2,7	15,4
5.	Polska	1,5	18,4

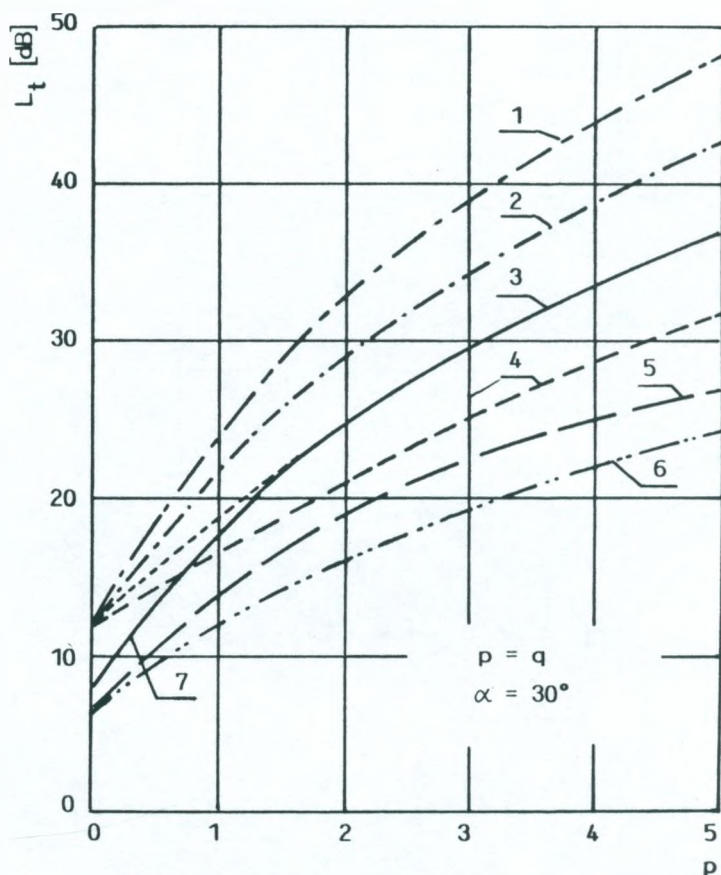
Porównanie metod opisanych w pkt. 4.2 i 4.3, przeprowadzono na wyidealizowanych przykładach dwóch i trzech przeszkód klinowych, znajdujących się na trasie propagacji fal. Ograniczono się jedynie do metod dyfrakcyjnych. Przy tym uznano, że metody Millingtona i Voglera, oparte na ścisłej teorii, mogą stanowić pewien wzorzec w stosunku do którego będą porównywane metody przybliżone.

Wartości współczynnika korekcyjnego ΔL dla rozpatrywanych metod podano w tablicy 3, przy założeniu, że ρ_0 jest dostatecznie duże oraz $v_1 \geq 1$ i $v_2 \geq 1$.

Tablica 3

Porównanie metod

Metoda	v_1'	v_2'	ΔL
Bullingtona	$(pq/\cos \alpha)^{1/2}$		$\frac{(pq)^{1/2} \sin^3 \alpha}{\sqrt{2\pi} (\cos \alpha)^{1/2} (p - q \cos \alpha) (q - p \cos \alpha)}$
Epsteina-Petersona	$\frac{p - q \cos \alpha}{\sin \alpha}$	$\frac{q - p \cos \alpha}{\sin \alpha}$	$\sin \alpha$
Z atlasu japońskiego	$\frac{p - q \cos \alpha}{\sin \alpha}$	$\frac{q - p \cos \alpha}{\sin^2 \alpha}$	1
Deygouta dla $p > q$	p	$\frac{q - p \cos \alpha}{\sin \alpha}$	$\frac{\sin^2 \alpha}{1 - (q/p) \cos \alpha}$
Giovanellogo dla $p > q$	$\frac{p - q \cos \alpha}{\sin^2 \alpha}$	$\frac{q - p \cos \alpha}{\sin \alpha}$	1
Metoda dominującej przeszkody od strony anteny nadawczej i odbiorczej	$\frac{p}{(1 + \cos \alpha)^{1/2}}$	$\frac{q}{(1 + \cos \alpha)^{1/2}}$	$\frac{(pq) \sin^3 \alpha}{(1 + \cos \alpha) (p - q \cos \alpha) (q - p \cos \alpha)}$
Metoda dominującej przeszkody od strony anteny odbiorczej		$\frac{q}{(1 + \cos \alpha)^{1/2}}$	$\frac{q \sin^3 \alpha}{\sqrt{2\pi} (1 + \cos \alpha)^{1/2} (p - q \cos \alpha) (q - p \cos \alpha)}$

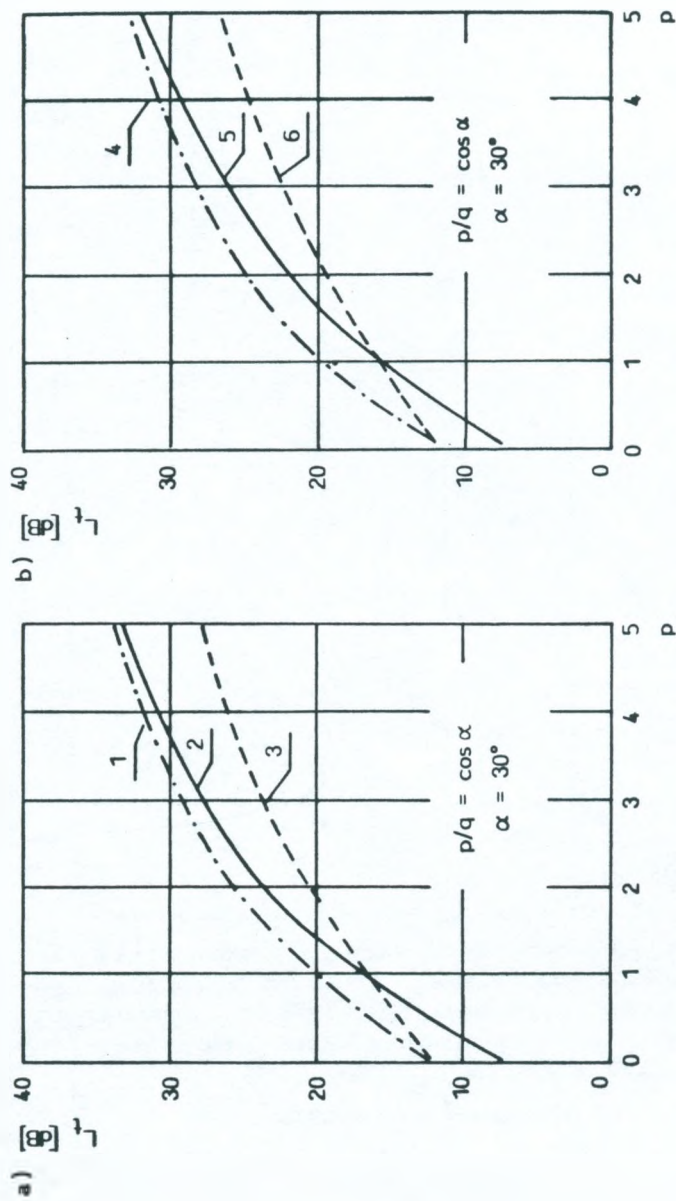


Rys. 20. Tłumienie w funkcji p dla dwóch przeszkód klinowych

1 - metoda dominującej przeszkody od strony anteny nadawczej i odbiorczej, 2 - metoda Deygouta, 3 - metoda Giovanelliego i z atlasu japońskiego, 4 - metoda Epsteina-Petersona, 5 - metoda Bullingtona, 6 - metoda dominującej przeszkody od strony anteny odbiorczej, 7 - metoda Millingtona

Współczynnik ten zdefiniowano następująco:

$$\Delta L = \frac{L_M}{L}, \quad (86)$$



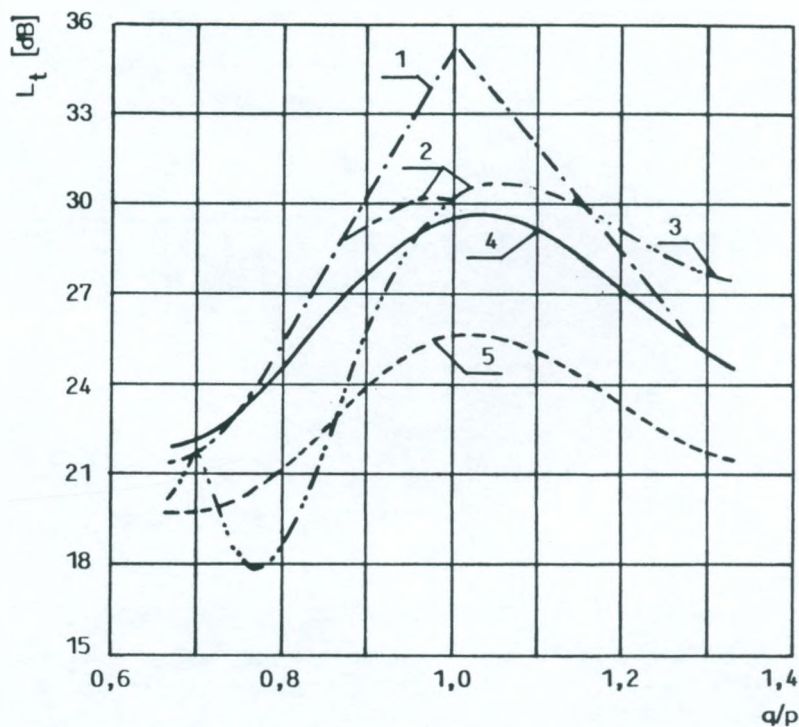
Rys. 21. Tłumienie w funkcji p dla dwóch przeszkód klinowych

a) pierwszy przykład; b) drugi przykład

1 - metoda Deygouta, Giovanelliego i z atlasu japońskiego, 2 - metoda Millingtona, 3 - metoda Epsteina-Petersona,
4 - metoda Deygouta i Giovanelliego, 5 - metoda Millingtona, 6 - metoda Epsteina-Petersona i z atlasu japońskiego

gdzie L_M jest wartością otrzymaną metodą Millingtona, a L - wartością otrzymaną metodą przybliżoną. Przy jego wyznaczaniu posłużono się oznaczeniami wprowadzonymi przez Millingtona.

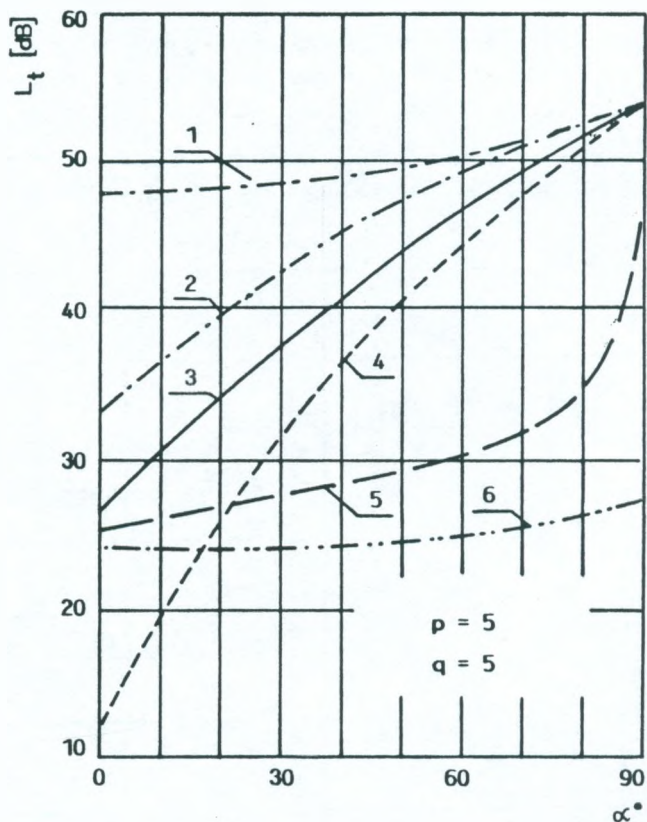
Z danych zawartych w tabl. 3 wynika, że jedynie dwie metody dają ten sam wynik co metoda Millingtona ($\Delta L = 1$), a mianowicie metody Giovanelliego i z tzw. atlasu japońskiego. Różnice między tymi metodami pojawiają się dopiero dla wartości p i q mniejszych od ok. 1,5 (rys. 20) oraz ze zmianą stosunku q/p . Na rys. 21 i 22



Rys. 22. Tłumienie w funkcji q/p dla dwóch przeszkód klinowych, gdzie $p = 3$, $\alpha = 30^\circ$

1 - metoda Deygouta, 2 - metoda Giovanelliego, 3 - metoda z atlasu japońskiego, 4 - metoda Millingtona, 5 - metoda Epsteina-Petersona

pokazano zależność wartości strat dyfrakcji od zmiany wysokości jednej z dwóch przeszkód dla $p = 3$ i $\alpha = 30^\circ$.

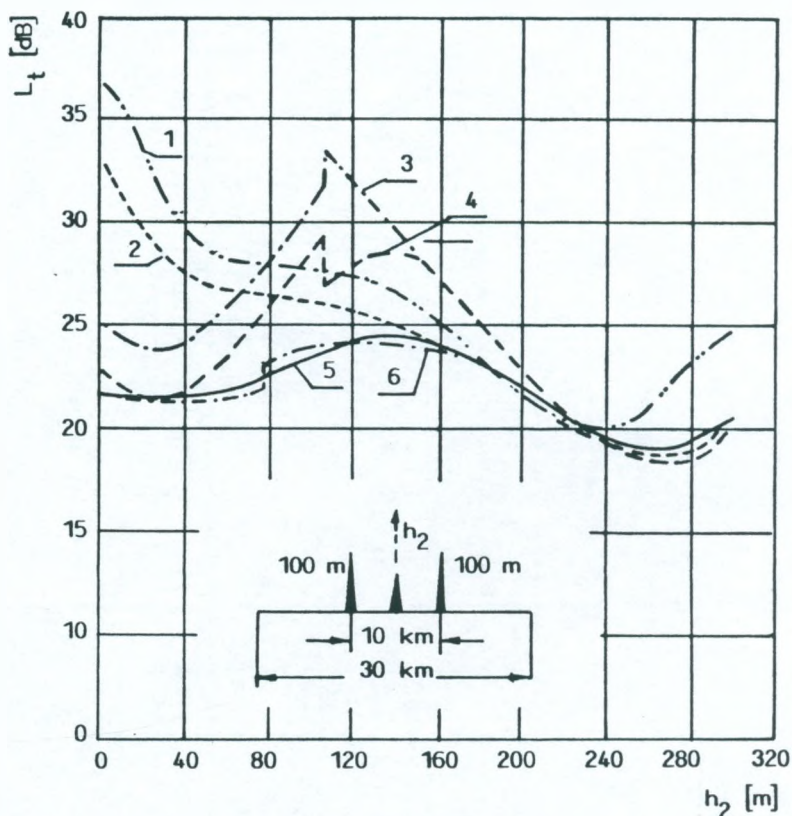


Rys. 23. Tłumienie w funkcji α dla dwóch przeszkód klinowych

1 - metoda dominującej przeszkody od strony anteny nadawczej i odbiorczej, 2 - metoda Deygouta, 3 - metoda Millingtona, Giovanelliego i z atlasu japońskiego, 4 - metoda Epsteina-Petersona, 5 - metoda Bullingtona, 6 - metoda dominującej przeszkody od strony anteny odbiorczej

Biorąc pod uwagę metody Epsteina-Petersona, z atlasu japońskiego, Deygouta i Giovanelliego, rozbieżność między nimi maleje ze

wzrostem kąta α , to znaczy ze wzrostem odległości między przeszkodami (rys. 23) i ze zmniejszaniem się wartości parametru p (rys. 20).



Rys. 24. Tłumienie dla trzech przeszkód klinowych, z których środkowa ma zmienną wysokość

1 - metoda z atlasu japońskiego, 2 - metoda Epsteina-Petersona, 3 - metoda Deygouta, 4 - metoda Giovanelliego, 5 - metoda Voglera, 6 - metoda Whittekera

Porównując metody na przykładzie trzech przeszkód klinowych znajdujących się na trasie propagacji fal, posłużono się przykładem, zaczerpniętym z pracy Voglera [34], w którym środkowa przeszkoda

Tablica 4

Porównanie wyników obliczeń wartości tłumienia z wynikami pomiarów

f [MHz]	d [km]	α [°]	P	q	Tłumienie [dB]					wartość zmiierzona
					wartość obliczona				L ₀	
					L _{EP}	L _A	L _D	L _G		
160	89,0	56,7	3,89	2,84	34,5	35,7	38,0	36,2	38,5	
230	83,4	35,4	1,67	1,57	20,3	22,8	27,9	24,3	24,0	
450	100,0	56,8	5,53	3,40	35,5	36,2	37,6	37,2	38,0	
1800	58,0	47,3	2,75	4,07	28,0	30,9	31,0	30,9	30,0	
1800	41,0	39,2	1,85	2,53	22,0	26,0	25,0	25,9	27,0	
1850	44,0	35,7	2,06	1,27	19,0	16,7	20,0	23,0	19,5	
2450	64,5	41,8	14,71	19,30	48,5	49,5	50,0	48,4	53,0	
2450	22,0	40,8	21,44	25,49	56,0	62,7	64,0	62,7	63,5	
2450	85,0	19,5	31,09	29,58	44,0	53,2	56,0	53,6	54,5	
2450	40,5	32,5	28,95	27,76	60,0	67,2	72,0	67,2	67,0	

ma zmienną wysokość. Na rys. 24 wykreślono zależności wartości strat L_1 , w dB, od wysokości przeszkody h_2 . Na podstawie tego rysunku można wysunąć wniosek, że metody Epsteina i Petersona oraz z atlasu japońskiego można stosować jedynie w tych przypadkach, kiedy wysokość pozorna h_2' jest większa od zera. Metody Deygouta i Giovanellogo wykazują znaczną rozbieżność w porównaniu z metodą Voglera, kiedy wysokości pozorne h_1' i h_2' są większe od zera przy założeniu, że przeszkoda środkowa jest przeszkodą główną.

Porównanie wyników obliczeń z danymi pomiarowymi przeprowadzono na materiale zaczerpniętym z pracy Deyguota [12] i Giovanellogo [16]. Dane dotyczące badanej próbki zestawiono w tabelicy 4. Na podstawie tych danych wyznaczono wartość średnią błędu ΔL i odchylenie standardowe ρ , gdzie ΔL jest różnicą między wartością zmierzoną a obliczoną, wyrażoną w dB. Dane te zaprezentowano w tabelicy 5.

Tabela 5

Statystyczne parametry rozkładu predykcji:
błąd predykcji $\Delta L = L_m - L$

Lp.	Metoda	$\overline{\Delta L}$ [dB]	δ [dB]
1.	Epsteina-Petersona	4,71	2,95
2.	Z atlasu japońskiego	1,48	1,57
3.	Deygouta	-0,75	2,39
4.	Deygouta z poprawką	-0,13	2,08
5.	Giovanellogo	0,34	2,10

Należy nadmienić, iż autorzy metod omawianych w pkt. 4.3 sprawdzali je doświadczalnie na pojedynczych trasach uzyskując na ogół dużą zgodność z eksperymentem. Odstępstwa od wartości obliczonych nie przekraczały paru decybeli. Przy porównywaniu dużej

liczby danych z terenu o bardzo bogatej rzeźbie, odstępstwa te są znacznie większe.

6. ZAKOŃCZENIE

Obecnie nie opracowano jeszcze metody, która miałaby uniwersalne zastosowanie do wszystkich typów terenu.

Najprostsza w zastosowaniu metoda CCIR, oparta na statystycznej ocenie nierówności terenu Δh daje zadowalające wyniki dla terenu płaskiego i lekko falistego. Metody tej nie można jednak stosować tam, gdzie mamy do czynienia z pojedynczą fałdą terenową lub przeszkodą odosobnioną.

Dla terenów górzystych bardziej nadają się metody uwzględniające w obliczeniach rzeźbę terenu od strony anteny odbiorczej i nadawczej lub tylko od strony anteny odbiorczej. Dla tras z dużymi przeszkodami należy stosować metody oparte na dyfrakcji fal. Metody te wykorzystuje się zazwyczaj w wyższych zakresach częstotliwości, gdzie zakłada się, że rozproszenie terenu dla fali padającej na ziemię jest na tyle duże, iż fala odbita nie wpływa w istotny sposób na natężenie pola w miejscu odbioru.

Metody przybliżone dyfrakcyjne są znacznie prostsze w stosowaniu od metod teoretycznych, takich jak Millingtona, Vogla itp., nadają się więc do szybkich obliczeń na dużych zbiorach danych. Jeśli będą spełnione warunki, w jakich metody te mogą mieć zastosowanie, to uzyskane wyniki obliczeń nie powinny daleko odbiegać od rzeczywistości.

Na zakończenie należy jeszcze zwrócić uwagę, że traktowanie w sposób formalistyczny niektórych metod wyznaczania wysokości skutecznej anteny czy tłumienia wnoszonego przez nierówności terenu bez szczegółowej analizy trasy propagacji może prowadzić do błędnych wyników obliczeń.

WYKAZ LITERATURY

1. Assis M.S.: A simplified solution to the problem of multiple diffraction over rounded obstacles. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-19, March 1971.
2. Atlas of radio wave propagation curves for frequencies between 30-1000 MHz. The Radio Research Laboratories, Ministry of Postal Services, Tokyo, 1957.
3. Blomquist A., Ladell L.: Prediction and calculation of transmission loss in different types of terrain. NATO AGARD Conf. Pub. CP 144, 1974, Res. Inst. Nat. Defense, Dept 3, S-10450, Stockholm 80, Sweden.
4. Bullington K.: Radio propagation at frequencies above 30 Mc/s. *Proc. IRE*, Vol. 35, October 1947.
5. Causebrook J.H., Davis B., Sandel R.S.: The prediction of co-channel interference to television broadcasting services to the frequency range 470 - 960 MHz. BBC Research Department, Report No. 1969/33.
6. CCIR: Recommendation of CCIR 1990 r. Vol. V. Geneva 1990.
7. CCIR Rep. 239-7: Propagation statistics required for broadcasting services using the frequency range 30 to 1000 MHz. Reports of the CCIR, Annex to volume V, 1990.
8. CCIR Rep. 567-4: Propagation data and prediction methods for the terrestrial land mobile service the frequency range 30 MHz to 3 GHz. Reports of the CCIR, Annex to volume V, 1990.
9. CCIR: Report of CCIR 1990 r. Vol. V, Geneva 1990.
10. CCIR: VHF and UHF propagation curves in the frequency range 30 MHz to 1 GHz for broadcasting services. Doc. 5/79, 1980.
11. Deygout J.: Correction factor for multiple knife-edge attenuation coefficient. *Radio Science*, Vol. 1, No. 12, December 1966.
12. Deygout J.: Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-14, No. 4, July 1966.
13. Edwards R., Durkin J.: Computer prediction of service areas for v.h.f. mobile radio network. *Proc. IEE*, Vol. 116, No. 9, September 1969.
14. Epstein J., Peterson D.W.: An experimental study of wave propagation at 850 Mc/s. *Proc. IRE*, Vol. 41, No. 5, 1953.
15. Furutsu K.: Diffraction of radio waves by several smooth surfaces. *Electromagnetic Theory and Antennas*. Pergamon Press, 1963.

16. Giovanelli C.L.: An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction loss at microwave frequencies. IEE Proc., Vol. 136, No. 4, August 1989.
17. Grosskopf R.: Comparison of field-strength prediction methods in the UHF range. EBU Review-Technical, No. 229, June 1988.
18. Grosskopf R.: Comparison of different methods for the prediction of the fields strength in the VHF range. IEEE Trans. on antennas and propagation, Vol. AP-35, No. 7, July 1987.
19. ITU: Report on intersessional work on the development of a new VHF/UHF prediction method. ITU Doc. 5B/50-E, 5 August 1993.
20. ITU: VHF and UHF propagation curves for the Frequency range from 30 MHz to 1000 MHz. ITU Doc. 5/BL/41-E, 15 March 1994.
21. Kaltzbeitzer K.H.: Determination des emplacements d'émetteurs. Centre Technique de l'U.E.R, Bruxelles, Monographie Technique, No. 3104, 1965.
22. Kisło M.: Porównanie wyników obliczeń wartości natężenia pola z wynikami pomiarów propagacyjnych w zakresie 300 MHz. Prace IŁ, nr 95, 1987.
23. La Grone A.M.: Forecasting television service fields. PIRE, No. 6, 1960.
24. Lee S.W.: Path integrals for solving some electromagnetic edge diffraction problems. J. Math. Phys., 19(6), 1978.
25. Meeks M.L.: VHF propagation over hilly, forested terrain. IEEE Trans. Ant. Prop., Vol. AP 31, No. 3, May 1983.
26. Millington G., Hewitt R., Immirzi F.S.: Double knife-edge Diffraction in field-strength predictions. Proc. Inst. Eng. Part C, 109C (507 E), 1963.
27. Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Kukuda K.: Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio services. Review of Electrical Communication Laboratory, Vol. 16, Tokyo, September-October 1968.
28. Paunovic D.S., Stojanovic Z.D.: Choice of a suitable method for the prediction of the field strength in planning land mobile radio systems. IEEE Trans. on vehicular technology, Vol. VT-33, No. 3, August 1984.
29. Sharples P.A., Mehler M.J.: Cascaded cylinder model for predicting terrain diffraction loss at microwave frequencies. IEE Proc., Vol. 136, No. 4, August 1989.
30. Wait I.R., Conda A.M.: Diffraction of electromagnetic waves by smooth obstacles for grazing angles. J. Res. Nat. Bur. Stand. D, Vol. 63, 1959.
31. Whitteker J.H.: Near-field ray calculation for multiple knife-edge diffraction. Radio Science, Vol. 19, No. 4, July-August 1984.

32. Wilkreson R.E.: Aproximations to the double knife-edge attenuation coefficient. *Radio Science*, Vol. 1, No. 12, December 1966.
33. Wise F.M.: The influence of propagation factors on UHF television broadcasting. *The Television Society Journal*, Vol. 10, No. 11, 1964.
34. Vogler L.E.: An attenuation function for multiple knife-edge diffraction. *Radio Science*, 17(6), 1982.

Збигнев Рымарович

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ
В ГОРНЫХ РАЙОНАХ В МЕТРОВОМ И ДЕЦИМЕТРОВОМ
ДИАПАЗОНЕ ВОЛН**

Р е з ю м е

Оговаривается методика расчета дополнительного затухания вносимого неровностями трассы и определения эффективной высоты подвеса передающей антенны в холмистых и горных районах. Проводится сравнительный анализ методов расчета. Рассмотрено влияние величины преград и расстояния между ними на величину затухания на примере двух и трех клинообразных переград расположенных на трассе распространения радиоволн.

Zbigniew Rymarowicz

**METHODS USED TO CALCULATE RADIO FIELD STRENGTHS
IN MOUNTAINOUS AREAS FOR 30 MHz ... 3 GHz
FREQUENCY RANGE**

S u m m a r y

Methods used to find additional attenuation due to uneren Earth surface and effective transmitter antenna hight when calculating field strengths in

hilly and mountainous areas are described. Various methods are compared and the influence of obstruction size and spacing on attenuation of propagating radio waves are analyzed for the case of 2 or 3 wedge-shaped obstructions.

Zbigniew Rymarowicz

**METHODES DE CALCUL DE L'INTENSITE DU CHAMP
ELECTROMAGNETIQUE SUR LES TERRAINS
DE MONTAGNEUX DANS LA BANDE
DES ONDES METRIQUES ET DECYMETRIQUES**

R é s u m é

Dans cet article sont présentes les méthodes de calcul de l'atténuation supplémentaire introduite par les accidents du terrain ainsi que la détermination de l'hauteur de l'antenne d'émission faisant partie de calculs d'intensité du champ électromagnétique dans le terrain des collines et dans le terrain montagneux. Une comparaison de ces méthodes est faite. L'analyse de l'influence de grandeur des obstacles (accidents du terrain) ainsi que de la distance entre eux est fait avec un exemples concernant de deux et trois accidents du terrain type cunéiforme existants sur l'axe de propagation.

Zbigniew Rymarowicz

**BERECHNUNGSVERFAHREN DER FELDSTÄRKE
IN BERGIGEN GEGENDEN FÜR BEREICH VON METER-
UND DEZIMETERLÄNGEWELLEN**

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

Im Beitrag werden Ermittlungsmethoden der wegen Unebenheit des Geländes zusätzlich eingeführten Dämpfung und der wirksamen Länge der

Sendeantenne bei Berechnung von Feldstärke in Hügel- und Bergland. Die Methoden wurden verglichen und bewertet. Am Beispiel von zwei und drei im Wege der Wellenausbreitung untergebrachten Keilhindernissen wurde es analysiert, wie die Grösse der Hindernisse und wie auch der Abstand zwischen denen den Dämpfungswert beeinflusst.

Arnold Kawecki

621.391.812.61

WIELOLETNIE CHARAKTERYSTYKI INTENSYWNOŚCI DESZCZU W MIEDZESZYNIE NA POTRZEBY RADIOKOMUNIKACJI

Opisano charakterystyki intensywności deszczu, wykorzystywane do prognozowania tłumienia w mikrofalowych liniach ziemskich i satelitarnych. Średnia, 1-minutowa intensywność deszczu była mierzona w sposób ciągły w okresie 11 lat w Instytucie Łączności, w Miedzeszynie koło Warszawy. Przedstawiono roczne rozkłady intensywności deszczu i rozkłady dla najgorszego miesiąca każdego roku oraz obliczono współczynniki regresji do zależności, pozwalającej przekształcać rozkład roczny na rozkład dla najgorszego miesiąca. Pokazano na wykresie zmienność kwantyli 0,01% i 0,001% rozkładów rocznych oraz skumulowanych. Empiryczny, wieloletni rozkład intensywności deszczu podano w postaci logarytmiczno-normalnej do stosowania w modelach prognostycznych Misme-Fimbeła i Misme-Waldteufla.

1. WSTĘP

Omówione w niniejszym artykule statystyczne charakterystyki intensywności deszczu opierają się na wynikach pomiarów średniej, 1-minutowej intensywności deszczu, uznanej jako standard międzynarodowy. Pomiarzy były przeprowadzone w latach 1985-1995 w Instytucie Łączności w Miedzeszynie koło Warszawy i są nadal kontynuowane. Obliczenia przewidywanego tłumienia fali w liniach mikrofalowych, projektowanych w pasmach powyżej 11 GHz, opierają się na modelowych rozkładach intensywności deszczu, podanych w zaleceniu UIT-R PN 837 [6]. Przekazanie uzyskanych wyników

do odpowiedniej Grupy Studiów UIT pozwoli na ulepszenie zaleceń dla obszaru Polski.

W artykule przedstawiono roczne rozkłady intensywności deszczu, rozkłady dla najgorszego miesiąca w roku i rozkłady uśrednione w okresie 11-letnim od stycznia 1985 r. do grudnia 1995 r. Ponadto zaprezentowano zmienność w ciągu tych lat kwantyle 0,01% i 0,001% rocznych rozkładów oraz rozkładów kumulowanych z biegiem lat. Na podstawie uśrednionych rozkładów rocznych i dla najgorszego miesiąca obliczono funkcję transformacji rozkładu średniorocznego na rozkład średni dla najgorszego miesiąca, a rozkład średnioroczny porównano z matematycznym modelem tego rozkładu **typu logarytmiczno-normalnego**.

2. ROCZNE ROZKŁADY INTENSYWNOŚCI DESZCZU

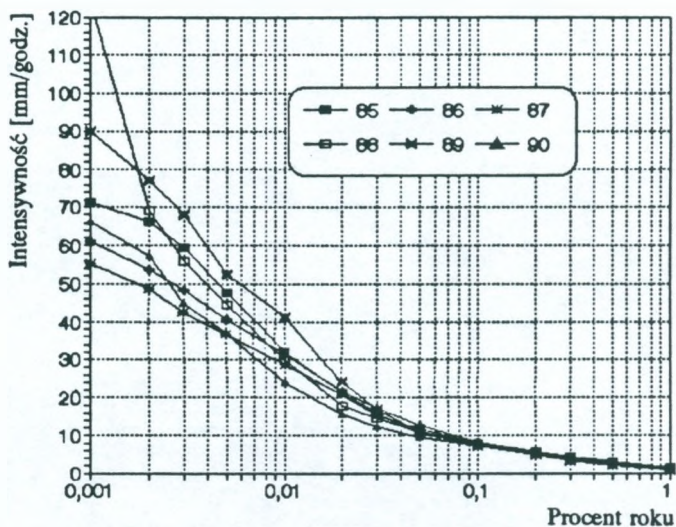
Rozkłady intensywności deszczu uzyskane w kolejnych latach od 1985 r. do 1990 r. pokazano na rys. 1, zaś w latach od 1991 r. do 1995 r. - na rys. 2. Rozkłady te, w postaci

$$P(R > R_i) \% \quad i = 1, 2, \dots, k, \quad (1)$$

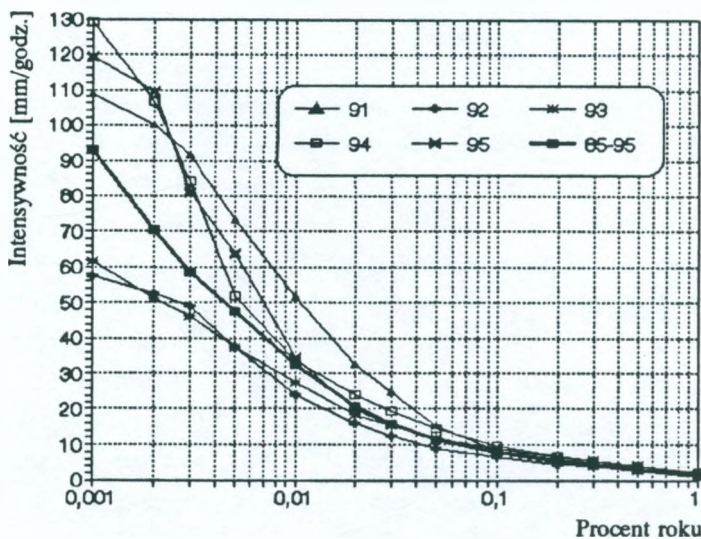
określają procent czasu p , w ciągu którego intensywność deszczu R w mm/godz. przewyższa wybrane progi intensywności R_i , gdzie k - numer progów.

Jak widać z rys. 1, w latach 1985-1987 punkt pomiarowy w Miedzyszynie nie zarejestrował intensywnych deszczów, podobnie jak w latach 1990 i 1993 (rys. 2). Natomiast wyjątkowo intensywne deszcze przeszły nad tym punktem w latach: 1988, 1991, 1994 i 1995.

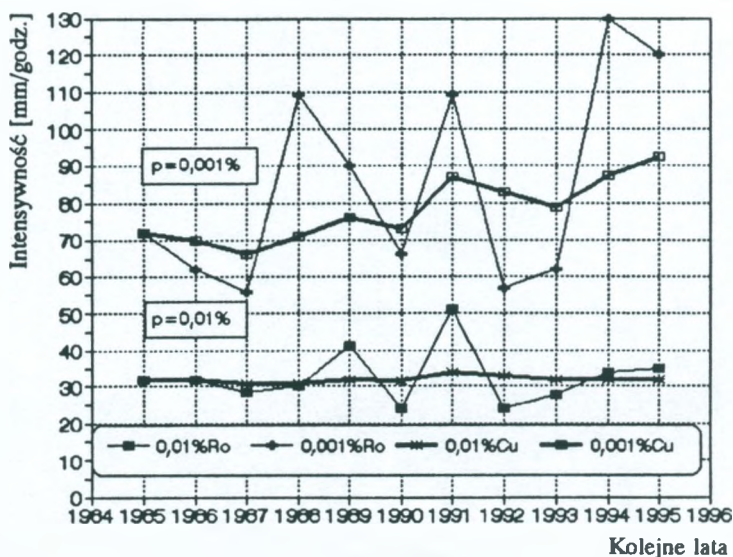
Progi intensywności opadów, przekraczane w kolejnych latach przy procentach roku $p = 0,01$ i $p = 0,001$ (kwantyle rozkładu), charakteryzują zmienność rozkładu intensywności deszczu. Przebieg kwantyle 0,01% i 0,001% rocznych rozkładów przedstawiono na rys. 3.



Rys. 1. Roczne rozkłady intensywności deszczu w latach 1985÷1990



Rys. 2. Roczne rozkłady intensywności deszczu w latach 1991÷1995 i średni rozkład za okres lat 1985÷1995



Rys. 3. Przebieg kwantyli $p = 0,01\%$ i $p = 0,001\%$ rozkładów rocznych oraz rozkładów skumulowanych od 1985 r.

Stabilizację rozkładu wieloletniego pokazuje przebieg tych kwantyli dla rozkładów kumulowanych, poczynając od rocznego 1985, następnie w okresie lat 1985÷1986, 1985÷1987 i tak dalej aż do rozkładu skumulowanego przez 11 lat, a więc w okresie lat 1985÷1995. Na rys. 3 kwantyle rocznych rozkładów mają indeks R_o , zaś rozkładów skumulowanych - indeks C_u .

Jak widać z rys. 3, procentowi czasu $p = 0,01$ odpowiada średnio, przez wszystkie lata, próg bliski intensywności $R = 32$ mm/godz. mimo silnych odchyżeń w kolejnych latach 1989, 1990, 1991 i 1992. Po jedenastu latach kwantyl $p = 0,01\%$ stabilizuje się na wartości $R = 32$ mm/godz. Jednak wiąże się to w znacznym stopniu z tym, że w ostatnich latach wartości kwantyli w rocznych rozkładach jedynie nieznacznie odbiegały od wartości $R = 32$ mm/godz. Na rys. 3 pokazano, że próg R przekraczany przy $p = 0,001\%$ nie jest ustabilizowa-

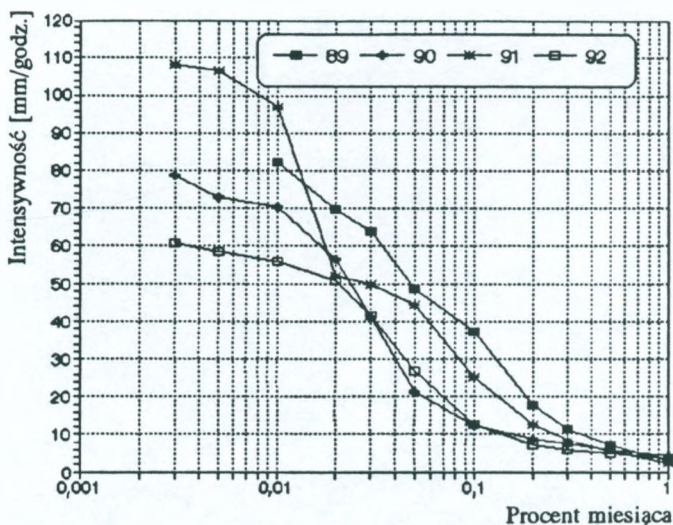
ny. Niezbędne są więc dalsze pomiary w okresie co najmniej 5 lat, a być może i 10 lat, aby ustalające się wartości kwantyli dla $p = 0,01\%$ oraz $p = 0,001\%$ były wiarygodne.

3. ROZKŁADY INTENSYWNOŚCI DESZCZU DLA NAJGORSZEGO MIESIĄCA W ROKU

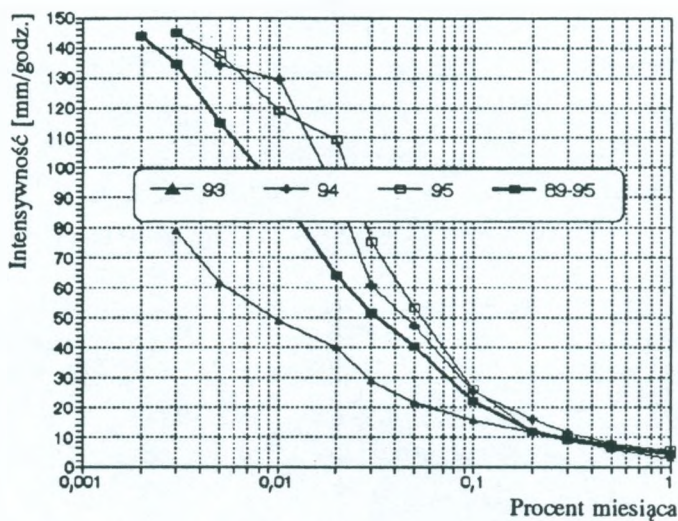
Rozkłady dla najgorszego miesiąca (rys. 4 i 5) opracowywano poczynając od 1989 roku. Rozkład dla najgorszego miesiąca jest charakterystyką syntetyczną, gdyż składa się z elementów rozkładu tych miesięcy, w których wybrany próg intensywności R_i jest przekraczany w najwyższym procencie czasu, jak wskazuje zależność:

$$\text{Max} (p_1, p_2, \dots, p_{12}), \quad (2)$$

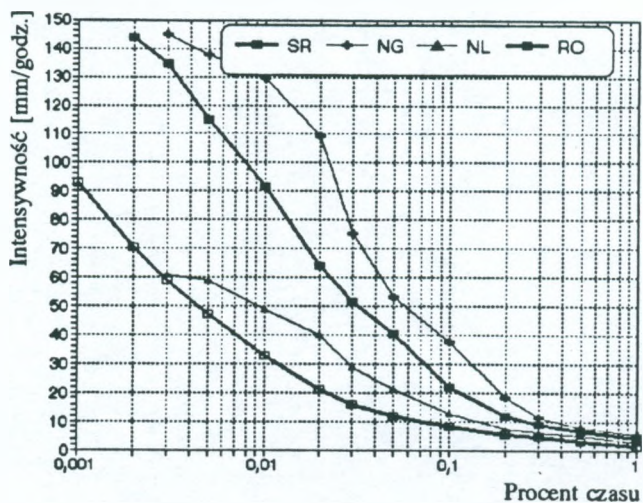
gdzie: p_1, p_2, \dots, p_{12} są to procenty czasu w kolejnych 12 miesiącach.



Rys. 4. Rozkłady intensywności deszczu dla najgorszego miesiąca w latach 1989÷1992



Rys. 5. Rozkłady intensywności deszczu w najgorszym miesiącu w latach 1993÷1995 i rozkład uśredniony za okres 1989÷1995



Rys. 6. Rozkład intensywności deszczu dla średniego, najgorszego miesiąca (SR), dla najgorszego z najgorszych (NG) i dla najlepszego (NL) oraz rozkład średnioroczny (RO)

Na rys. 5 pokazano także rozkład dla średniego najgorszego miesiąca w roku. Jest on wykorzystywany przy projektowaniu linii mikrofalowych podobnie jak i rozkład średnioroczny, zależnie od wymagań na dostępność linii. Przy projektowaniu może być też potrzebny rozkład dla najgorszego z najgorszych miesięcy. Uzyskuje się go ze wzoru (1), w którym procenty p_1, p_2, \dots, p_6 odnoszą się do lat 1989, ... 1995. Rozkład ten przedstawiono na rys. 6 (oznaczenie NG). Są na nim również uwidocznione rozkłady dla średniego najgorszego miesiąca (SR) oraz dla najlepszego miesiąca (NL) wśród najgorszych w celu podkreślenia istotnych między nimi różnic. Komplet tych rozkładów uzupełnia rozkład średnioroczny za okres lat 1989-1995 (RO).

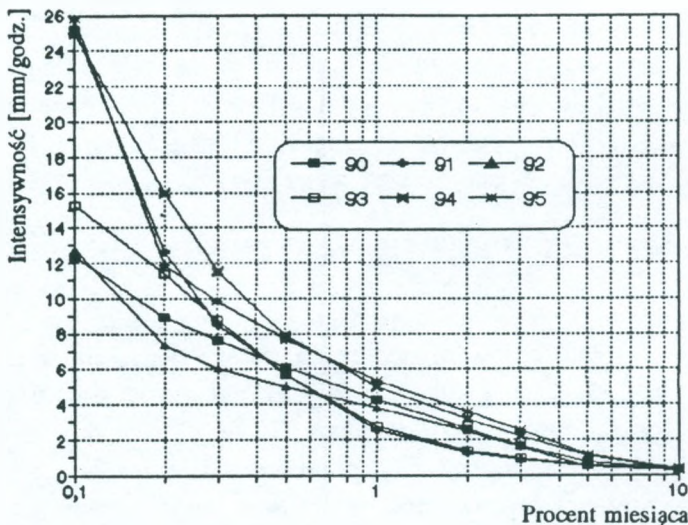
4. POMIARY MAŁYCH INTENSYWNOŚCI DESZCZU

W początkowych latach pomiarów przechyłowym czujnikiem 1-minutowej intensywności deszczu najniższą wartością w prezentowanych rozkładach była wartość $R = 2,8$ mm/godz., która odpowiadała jednemu przechyłowi czujnika na minutę [3]. Jednak czujnik taki można by także wykorzystać do pomiaru mniejszych intensywności deszczu, gdyby zapewnić możliwość obliczania liczby przechyłów czujnika w ciągu dłuższego okresu niż jedna minuta. Dlatego opracowano program, który oblicza średnią intensywność, gdy występuje jeden przechył na 2, 3, ... 10 min. Jeśli przechył nie wystąpił w okresie $T \geq 10$ min., to przyjmowano, że nastąpiła przerwa w opadzie.

Rozkład na małych intensywnościach jest potrzebny do projektowania systemów radiokomunikacyjnych z małym marginesem na tłumienia deszczowe. Zapotrzebowanie na takie systemy pojawiło się w ostatnich latach. Szczególnie dotyczy to systemów satelitarnych pracujących w pasmach 20 i 30 GHz.

Dzięki wykorzystaniu wspomnianego programu do opracowania danych pomiarowych, od 1989 r. uzyskane rozkłady obejmują war-

tości $R > 0,28$ mm/godz., które odpowiadają deszczowi zwanemu mżawką. Intensywność ta jest przekraczana na ogół w czasie około 4-5% roku, a w najgorszym miesiącu w ok. 8-14% czasu. Na rys. 7 podano przykładowo rozkłady dla najgorszego miesiąca dla procentów czasu od 10% do 0,1% roku.

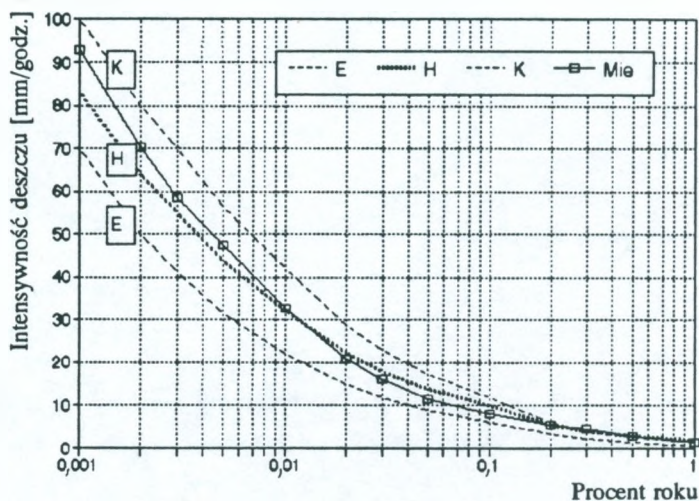


Rys. 7. Rozkłady intensywności deszczu dla najgorszego miesiąca w latach 1990÷1995, obejmujące zakres najniższych wartości

5. PORÓWNANIE ROZKŁADU ŚREDNIOROCZNEGO Z ROZKŁADAMI DLA STREF E, H i K

Uzyskany w okresie 11 lat rozkład 1-minutowej intensywności deszczu jest porównany z modelowymi rozkładami dla deszczowych stref klimatycznych E, H i K, przedstawionymi w zaleceniu UIT-R PN 837 [6]. Jak pokazano na rys. 8, rozkład dla Miedzeszyna, który można traktować jako reprezentatywny dla centrum Polski, jest w części ustabilizowanej bardzo bliski modelowi H. W jeszcze nie-

ustabilizowanym przedziale wysokich intensywności rozkład uzyskany dotychczas w Miedzeszynie przewyższa nieco wartości modelu dla strefy H.



Rys. 8. Rozkłady intensywności deszczu w strefach E, H i K oraz w Miedzeszynie (Mie)

6. KONWERSJA ROZKŁADU ROCZNEGO NA ROZKŁAD DLA NAJGORSZEGO MIESIĄCA

Określone w wyniku wieloletnich badań roczne rozkłady intensywności deszczu (rys. 1 i 2) oraz rozkłady dla najgorszych miesięcy każdego roku (rys. 4, 5 i 6) zostały wykorzystane do obliczenia rozkładu średniorocznego, a także rozkładu dla średniego najgorszego miesiąca (rys. 7), którego charakterystyki są również wykorzystywane przy projektowaniu linii radiowych.

Dysponując rozkładem intensywności deszczu dla średniego, najgorszego miesiąca i rozkładem średniorocznym, wyznaczono regresyjne współczynniki Q_1 , β konwersji rozkładu średniorocznego na

rozkład dla średniego, najgorszego miesiąca według zależności przedstawionej w zaleceniu ITU-R [7]:

$$Q(p) = \begin{cases} Q_1 p^{-\beta} & \text{dla } \left(\frac{Q_1}{12}\right)^{\frac{1}{\beta}} < p < 3\% \\ 12 & \text{dla } p < \left(\frac{Q_1}{12}\right)^{\frac{1}{\beta}} \end{cases}, \quad (3)$$

gdzie: p - procent roku, $Q(p) = p_{nm}/p$, przy czym p_{nm} - procent najgorszego miesiąca.

W celu obliczenia nieznanymi współczynników konwersji Q_1 , β zastosowano nieliniową analizę regresyjną. Dysponując wartościami $\lg(Q)$ i $\lg(p)$ wyznaczono nieznanymi współczynniki korzystając z narzędziowego programu w programie komputerowym QPRO. Rozwiązanie tego rodzaju problemu zaprezentowano w pracy [2]. Uzyskane wartości $Q_1 = 2,89$ i $\beta = 0,14$ są bardzo bliskie wartościom modelowym, wskazanym przez ITU-R, równym odpowiednio 2,85 i 0,13. Podany wynik uzyskano wykonując obliczenia w przedziale wartości od 0,1% do 0,001% roku. Natomiast w przypadku rozszerzenia tego przedziału do $p = 1\%$ uzyskuje się wartości $Q_1 = 2,79$ i $\beta = 0,147$ przy wyższym współczynniku korelacji par zmiennych: $Q(p) = (p_{nm}/p)$; p , przy czym p - zmienna niezależna.

7. MODELE MATEMATYCZNE EMPIRYCZNEGO ROZKŁADU INTENSYWNOŚCI DESZCZU

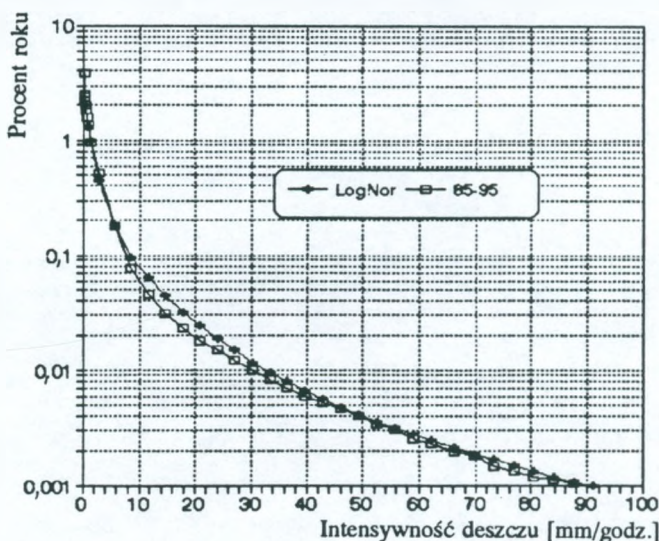
Niektóre modele prognostyczne, jak np. modele Misme-Fimbela i Misme-Waldteufla [4, 5], wymagają przedstawienia empirycznego rozkładu intensywności deszczu w postaci funkcji analitycznej. Dogodną reprezentacją takiego rozkładu jest rozkład logarytmiczno-normalny (log-nor) w postaci:

$$P(R > R_1) = P_o \frac{1}{2} \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{t_{R_1}} \exp(-u^2) du \right], \quad (4)$$

gdzie: $P_o = P(R > 0)$, a więc jest prawdopodobieństwem wystąpienia deszczu, u - standaryzowana zmienna całkowania, górna zaś granica całki

$$t_{R_1} = \frac{\ln R - \mu}{\sqrt{2} \sigma}$$

Niezbędna jest znajomość parametrów rozkładu log-nor P_o , μ i σ , przy czym: μ - wartość średnia zmiennej $\lg(R)$, σ - jej odchylenie standardowe. P_o , μ i σ są określane z rozkładu empirycznego. Wykonanie tych obliczeń ułatwia specjalny program komputerowy [1].



Rys. 9. Wieloletni rozkład intensywności deszczu w Miedzeszynie i jego model logarytmiczno-normalny

Na rys. 9 pokazano dla porównania rozkłady: empiryczny za okres lat 1985-1995 i obliczony logarytmiczno-normalny model tego

rozkładu. Jak widać z tego rysunku, zgodność matematycznej reprezentacji z rozkładem empirycznym w przypadku rozkładu dla Miedzeszyna jest zadowalająca.

W celu ułatwienia wykorzystania uzyskanego rozkładu do różnego rodzaju porównań oraz do prognoz tłumienia fali, empiryczny rozkład średnioroczny podano w postaci tabelarycznej. W tabelicy 1 przedstawiono progi intensywności R przewyższane w procentach roku p od 10 do 0,1, w tabelicy 2 zaś - w procentach od 0,1 do 0,001.

Tabela 1

Empiryczny rozkład intensywności deszczu w Miedzeszynie
w zakresie niskich intensywności

p [%]	10	5	3	2	1	0,5	0,3	0,2	0,1
R [mm/godz.]	0,20	0,26	0,30	0,53	1,44	3,02	4,45	5,58	8,00

Tabela 2

Empiryczny rozkład intensywności deszczu w Miedzeszynie
w zakresie wysokich intensywności

p [%]	0,1	0,05	0,03	0,02	0,01	0,005	0,003	0,002	0,001
R [mm/godz.]	8,00	11,57	16,15	20,93	32,62	47,41	58,48	70,42	92,85

8. PODSUMOWANIE

Ciągłe, 11-letnie pomiary intensywności deszczu w Miedzeszynie pozwoliły uzyskać ważne radioklimatyczne charakterystyki centralnej Polski o zadowalającej wiarygodności. Zarówno rozkład średnioroczny, jak i rozkład dla najgorszego miesiąca oraz współczynniki konwersji rozkładu średniorocznego na rozkład dla najgorszego miesiąca, są charakterystykami niezbędnymi przy projektowaniu linii mikrofalowych na dużym obszarze Polski środkowej. Charakterystyki te obejmują także zakres małych intensywności, mniejszych od

$R = 1$ mm/godz., które w ostatnich latach okazały się istotne dla projektów systemów transmisji o ograniczonej dostępności (pasma częstotliwości 20 i 30 GHz). W celu podwyższenia wiarygodności tych charakterystyk jest pożądana kontynuacja pomiarów intensywności deszczu w Miedzeszynie przez następne 5 - 10 lat.

WYKAZ LITERATURY

1. Fišer O.: *Algoritmus k vypoctu rozdeleni utlumu destem pozemneho mikrovlnneho spoju*. Slaboproudy Obzor, Vol. 45, No. 2, 1984.
2. Kawecki A.: *Derivation of conversion factors from 1-minute rain rate distribution transformation into 5-, 10-, and 20-minutes rain rate distributions*. Prace IŁ, nr 104, 1995.
3. Kawecki A., Svjatogor V.: *Rain rate characteristics in Warsaw and Dubna*. Ann. Telecomm., Vol. 48, No. 5-6, 1993, pp. 283-288.
4. Misme P., Fimbel J.: *Determination theoretique et experimentale del'affaiblissement par la pluie sur un trajet radioelectrique*. Ann. Telecomm., Vol. 30, No. 5-6, 1975.
5. Misme P., Waldteufel P.: *Affaiblissements calcules pour liaisons Terresatellite en France*. Ann. Telecomm., Vol. 37, No. 7-8, 1982.
6. UIT-R Rec. PN 837: *Characteristics of precipitation for propagation modelling*. Geneva, 1994.
7. UIT-R Rec. PN 841: *Conversion of annual statistics to worst - month statistics*. Geneva, 1994.

Арнолд Кавецки

МНОГОЛЕТНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНТЕНСИВНОСТИ ДОЖДЯ В ГОРОДЕ МЕДЗЕШИН ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В РАДИОКОММУНИКАЦИИ

Резюме

В статье представлены многолетние характеристики интенсивности дождя используемые для прогнозирования зату-

хания волн в приземных и спутниковых радиоперелиниях микро-волнового диапазона частот. Средня 1-минутная интенсивность дожда измерялась непрерывно на протяжении 11 лет в Институте Связи в городе Медзешин около Варшавы. Представляются годовые распределения интенсивности дожда и распределения для наихудшего месяца каждого года. Получена регрессионная зависимость для преобразования среднегодового распределения на распределение для среднегодового, наихудшего месяца. На рисунке указана изменчивость квантилей годовых и куммулированных распределений для процентов года 0,01 и 0,001. Полученное эмпирическое, среднегодовое распределения интенсивности дожда сравнивается с логарифмическо-нормальным представлением этой характеристики. Этот вид распределения используются в моделях Мисм-Фимбеля и Мисм-Вальдтойфля для прогноза ослабления волн вызванного дождем.

Arnold Kawecki

LONG TERM RAIN RATE CHARACTERISTICS IN MIEDZESZYN FOR RADIOCOMMUNICATION

S u m m a r y

Long-term rain-rate characteristics, applied for wave attenuation prediction in design of terrestrial and Earth-space microwave links, are presented in the paper. One-minute average rain rate was measured continuously in 11 years period in the Institute of Telecommunications in Miedzeszyn, near Warsaw. Annual and worst-month distributions are presented. Moreover the regression coefficients are given for conversion of annual distribution into worst-month distribution. The variability of annual and cumulated distributions quantiles 0,01% and 0,001% is shown graphically. Empirical, long-term rain-rate distribution is presented in log-normal form for application in prediction models of Misme-Fimbel and Misme-Waldteufel.

Arnold Kawecki

LES CARACTERISTIQUES MULTIANNUEL DE L'INTENSITE DE LA PLUIE A MIEDZESZYN POUR LE BESOIN DE LA RADIOCOMMUNICATION

R é s u m é

Les caractéristiques de l'intensité de la pluie utilisées pour les prédictions de l'affaiblissement dans lignes micro-ondes terrestres et de satellite sont présentées. L'intensité moyenne d'une minute était mesurée de façon continue dans la période de 11 années, à l'Institut de Télécommunications, à Miedzeszyn près de Varsovie. On a démontré les distributions annuelles de la pluie et celles pour le mois le pire de chaque année à Miedzeszyn près de Varsovie ainsi que le calcul des coefficients de la régression nécessaire pour la fonction qui permet de transformer la distribution annuelle en celle du mois le pire. On a démontré sur le diagramme la variabilité des quantiles de 0,01% et 0,001% de la distribution annuelle ainsi que celle cumulée. La distribution empirique multiannuelle de la pluie est démontrée en forme logarithmique-normale prête à utiliser pour les modèles pronostiques Misme-Fimbel et Misme-Waldeufel.

Arnold Kawecki

VIELJÄHRIGE INTENSITÄT-CHARAKTERISTIKEN VON REGEN IN MIEDZESZYN FÜR FUNKVERKEHR

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

Die für Voraussagen von Dämpfung in terrestrischen und Satelliten-Mikrowellenverbindungen angewandte Regenintensität-Charakteristiken dargestellt. Die gemittelte 1-Min-Regenintensität wurde in Miedzeszyn, Vorstadt von Warschau kontinuierlich über 11 Jahre erfaßt. Jährliche und für den schlechtesten Monat jedes Jahres erfaßte Regenintensität-Verteilungen werden auch dargestellt. Regressionskoeffizienten für Konversion von Jahresverteilung in

diese für den schlechtesten Monat werden gezeigt. Variabilität der 0,01% und 0,001%-Quantilen von der jährlichen und kumulierten Verteilung wird graphisch geschildert. Empirische, langjährige Regenintensität-Verteilung wird in logarithmisch-normaler Form gegeben, für Anwendung in Voraussagen-Modellen von Misme-Fimbel und Misme-Waldteufel.

Tadeusz Kunert

621.314:621.382.3

OPRACOWANIE KONCEPCJI I MODELU UKŁADU PRZETWORNICY PRĄDU PRZEMIENNEGO O NAPIĘCIU PROSTOKĄTNYM, ODPORNEJ NA OBCIĄŻENIE DYNAMICZNE KOMPUTERA

Zaprezentowano koncepcję układu przetwornicy prądu przemiennego o napięciu 220 V i częstotliwości 50 Hz, przystosowanej do zasilania jednego zestawu komputerowego klasy IBM PC. Przetwornica, bez udziału sieci elektroenergetycznej, umożliwia włączenie do pracy całego zestawu (komputer i monitor), jak również wyłączenie i włączenie monitora w dowolnej chwili, bez zakłócenia pracy komputera. Opisano badania modelu przetwornicy i przedstawiono jego dane techniczne.

1. WSTĘP

Od kilku lat w telekomunikacji coraz częściej stosuje się nie tylko komputery specjalistyczne, ale również popularne komputery klasy IBM PC. Są one instalowane przy centralach telefonicznych, zachodzi zatem potrzeba zagwarantowania im ciągłości zasilania. Do tego celu stosuje się zasilacze zwane UPS-ami (*Uninterruptible Power Supply*). Można je podzielić na dwie grupy: UPS-y, zawierające przetwornicę wytwarzającą napięcie sinusoidalne oraz UPS-y, zawierające przetwornicę wytwarzającą napięcie przemiennie prostokątne.

Urządzenia pierwszej grupy są bardzo kosztowne, gdyż przeznacza się je do wielu zastosowań profesjonalnych; mają znaczną moc i są

przystosowane do pracy równoległej. Dzięki temu mogą zasilać całe sieci komputerowe. Ich współpraca z siecią elektroenergetyczną jest tak rozwiązana, że w każdych warunkach zapewniają one bezprzerwowe zasilanie. W zasilaczach tych są rozbudowane nie tylko obwody generujące i regulujące, ale również układy kontroli oraz nadzoru ich pracy.

Drugą grupę stanowią urządzenia przeznaczone głównie do zasilania pojedynczych komputerów osobistych. Ich podstawową cechą jest występowanie krótkiej przerwy na wyjściu w stanach zaniku lub powrotu napięcia sieci elektroenergetycznej. Przerwa ta jest jednak dopuszczalna dla komputerów PC. Wadą tych przetwornic jest to, że wykorzystują one własną baterię akumulatorów i w związku z tym, po zaniku napięcia sieci elektroenergetycznej czas pracy przetwornicy jest krótki - od kilku do kilkudziesięciu minut. Poza tym nie są one zdolne do wytworzenia bardzo dużego prądu pobieranego podczas włączania komputera, a w szczególności monitora. Wady te ujawniają się zwłaszcza w telekomunikacji, gdzie dopuszcza się nawet kilkugodzinne przerwy w zasilaniu podstawowym. W tym czasie, gdy wszystkie urządzenia są zasilane z podstawowej baterii akumulatorów 48 V lub w starych obiektach - z baterii 60 V, zachodzi również potrzeba wyłączenia i włączenia monitora lub komputera.

W Instytucie Łączności opracowano zasilacz gwarantowanego prądu przemiennego typu GPP-48/60/220-250, przystosowany do baterii centralowej 48 V lub 60 V. Wymaga on jednak współpracy z siecią elektroenergetyczną, gdyż jego przetwornica, generująca stabilizowane prostokątne napięcie przemiennie 220 V, o częstotliwości 50 Hz, może jedynie przejąć zasilanie uruchomionego już komputera. Dlatego po zaniku napięcia sieci nie można wyłączyć komputera lub monitora, gdyż ponowne ich włączenie byłoby możliwe dopiero po powrocie tego napięcia.

Wadą dotychczasowego rozwiązania jest również to, że amplituda napięcia wyjściowego przetwornicy jest dobierana odczepami na transformatorze. Wskutek tego są produkowane dwa typy przetwornic odpowiednio na napięcie 48 V i 60 V.

2. OPIS KONCEPCJI UKŁADU

Doświadczenia zebrane przy projektowaniu, produkcji i eksploatacji zasilacza GPP-48/60/220-250 wskazywały, że przetwornica powinna mieć regulator prądu, który zapewniłby dużą, chwilową jej wydajność prądową, nawet podczas zwarcia na wyjściu. Aby to uzyskać, napięcie wyjściowe powinno mieć kształt sinusoidy. Zastosowanie jednak napięcia sinusoidalnego bardzo rozbudowałoby układ i wpłynęło znacznie na koszty.

Po przeanalizowaniu różnych układów i sposobów regulacji napięcia, przyjęto następujące założenia.

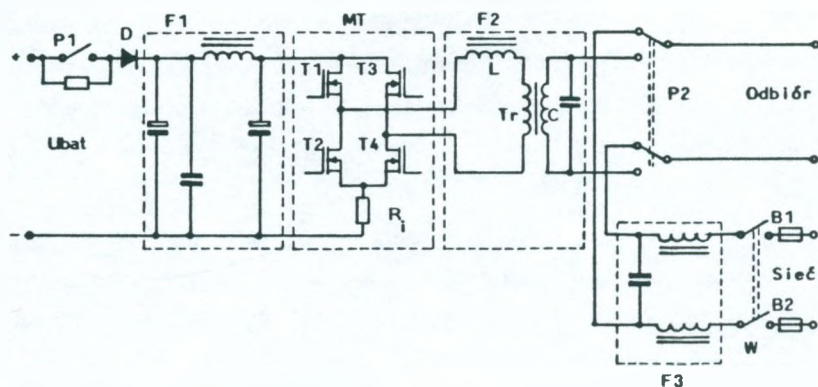
- Napięcie wyjściowe będzie mieć kształt trapezu. Trapez ten będzie przybliżoną aproksymacją sinusoidy. Dzięki temu uniknie się komplikacji układowej.
- Napięcie wyjściowe będzie stabilizowane, zarówno jego wartość skuteczna jak i jego amplituda. Umożliwi to w przyszłości produkcję przetwornicy odpornej na zmiany napięcia wejściowego w granicach od 40 V do 80 V.
- Przetwornica będzie pracowała stale (system on-line), a sieć elektroenergetyczna będzie stanowiła rezerwę w przypadku uszkodzenia się przetwornicy. Zapewni to całkowite odseparowanie zasilanych komputerów od zakłóceń impulsowych występujących w sieci.
- Przetwornica będzie zasilac jeden zestaw komputera typu IBM PC. Będzie istnieć możliwość włączania i wyłączania całego zestawu

komputerowego, ale również włączania oraz wyłączania samego monitora, bez występowania zakłóceń w pracy komputera.

2.1. Układ mocy

Układ mocy przetwornicy, przedstawiony na rys. 1, jest złożony z następujących podstawowych bloków:

- filtru wejściowego F1,
- pełnego mostka kluczy tranzystorowych MT,
- filtru wyjściowego F2 i transformatora głównego Tr,
- przekaźnika P2 przełączającego odbiór z przetwornicy na sieć,
- filtru sieciowego F3.



Rys. 1. Układ mocy

Pomocniczymi elementami układu mocy są przekaźnik P1, rezystor oraz dioda mocy D. Filtr wejściowy F1 ogranicza zakłócenia psfometryczne i impulsowe wnoszone do baterii centralowej do dopuszczalnej wartości.

Pełny mostek kluczy tranzystorowych MT jest złożony z czterech tranzystorów MOSFET oraz rezystora prądowego R_p . Pierwotnie w modelu zainstalowano tranzystory typu IRFP150FI, lecz podczas badań modelowych okazało się, że impulsowy prąd pobierany przez przetwornicę w stanach dynamicznych, tzn. podczas włączania monitora, jest znacznie wyższy od prądu dopuszczalnego dla tego tranzystora. Dlatego wymieniono istniejące tranzystory na typ TSD4M150V. Rezystor prądowy służy do określenia prądu płynącego przez tranzystory mocy. Powstające na nim napięcie jest podawane na wejście układu regulatora prądu. Tranzystory mocy są sterowane impulsami prostokątnymi o częstotliwości 25,6 kHz i regulowanym wypełnieniu od 0 do 100%. Na wyjściu mostka uzyskuje się napięcie przemienne, zawierające impulsy prostokątne o częstotliwości 25,6 kHz i zmieniającym się wypełnieniu oraz amplitudzie równej praktycznie napięciu baterii zasilającej. W przetwornicy zastosowano system modulacji jednobiegunowej. Oznacza to, że przez 10 ms impulsy te mają polaryzację dodatnią, a przez następne 10 ms - polaryzację ujemną. Okres modulacji jednobiegunowej wynosi 20 ms. Przez odpowiednią zmianę wypełnienia impulsów, napięcie to jest modulowane falą trapezoidalną o częstotliwości 50 Hz i okresie 20 ms. W wyniku tej modulacji na wyjściu mostka tranzystorowego uzyskuje się podstawowy przebieg trapezoidalny o częstotliwości 50 Hz oraz bardzo wysokie harmoniczne o częstotliwości $\geq 25,6$ kHz.

Filtr wyjściowy F2 i transformator główny Tr stanowią jeden blok. Dławik filtru znajduje się po stronie pierwotnej transformatora, a kondensator filtru jest umieszczony po stronie wtórnej transformatora, tzn. na wyjściu przetwornicy. Filtr jest typu dolnoprzepustowego. Zadaniem filtru jest tłumienie wysokich harmoniczných, poczynając od 25,6 kHz. Dla fali trapezoidalnej filtr nie stanowi praktycznie żadnej tłumienności. Filtr wyjściowy jest małych rozmiarów, gdyż częstotliwość nośna napięcia przemiennego jest wysoka (25,6 kHz). Transformator główny Tr dopasowuje napięcie baterii akumulatorów

do wymaganego napięcia wyjściowego przetwornicy. Na wyjściu przetwornicy uzyskuje się napięcie przemiennie o częstotliwości 50 Hz, amplitudzie ok. 300 V i wartości skutecznej równej 220 V. Kształt tego napięcia nie jest sinusoidalny, lecz trapezoidalny. Każda połowa okresu tego napięcia przypomina symetryczny trapez, którego podstawa równa się 8 ms. Górny bok, równoległy do podstawy, wynosi 4 ms, a wysokość 300 V. Między trapezami obu połówek okresu napięcia wyjściowego występują przerwy równe 2 ms. Jest to przybliżona aproksymacja fali sinusoidalnej.

Przełącznik P2 jest sterowany przez układ kontroli napięcia wyjściowego przetwornicy i przełącza odbiór z przetwornicy na sieć elektroenergetyczną, jeśli napięcie przetwornicy obniży się poniżej dopuszczalnej wartości.

Filtr sieciowy F3 ogranicza zakłócenia impulsowe występujące w sieci elektroenergetycznej.

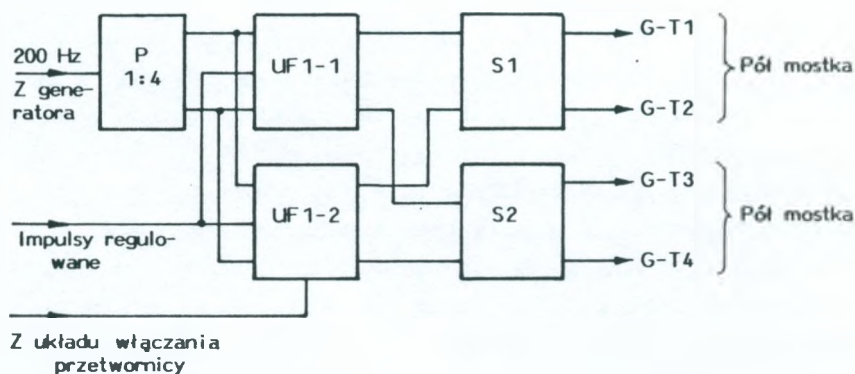
Przełącznik P1 umożliwia "miękkie" ładowanie kondensatorów elektrolitycznych filtra wejściowego F1 z chwilą dołączenia przetwornicy do baterii centralowej. W pierwszej chwili przełącznik jest w stanie biernym i kondensatory ładują się przez rezystor pomocniczy, dołączony do rozwartych styków przełącznika. Gdy kondensatory osiągną wystarczające napięcie, wówczas przełącznik przechodzi w stan czynny, jego styk zamyka się i rezystor pomocniczy zostaje zwarty.

Dioda mocy znajdująca się w obwodzie wejściowym przetwornicy, zabezpiecza ją i baterię centralową przed skutkami zamiany biegunowości przewodów zasilających.

2.2. Układ sterowania tranzystorami mocy (MOSFET)

Układ sterowania tranzystorami mocy (MOSFET) pokazano na rys. 2. Zawiera on: dwa sterowniki scalone S1 i S2, dwa układy formowania impulsów UFI-1 i UFI-2 oraz dzielnik częstotliwości P. Na

rysunku nie przedstawiono generatora kwarcowego o częstotliwości 3,2768 MHz, zrealizowanego z wykorzystaniem scalonego oscylatora i dzielnika częstotliwości MCY74060. Generator ten wytwarza symetryczne impulsy prostokątne o częstotliwości 25,6 kHz, 200 Hz i 100 Hz.



Rys. 2. Układ sterowania tranzystorami mocy MOSFET

Praca układu wynika z przyjętej koncepcji sterowania mostkiem tranzystorowym przetwornicy. Aby uzyskać prawidłowy kształt napięcia wyjściowego, niezależnie od charakteru obciążenia (rezystancyjne, pojemnościowe, indukcyjne), postanowiono tranzystory dolne mostka sterować impulsami wytwarzanymi przez regulatory napięcia i prądu, natomiast tranzystory górne sterować zanegowanymi odpowiednio impulsami sterującymi tranzystory dolne. Przy tym sposobie sterowania, jeśli tranzystory dolne wyłączają się, to tranzystory górne wchodzą w stan przewodzenia. Dzięki temu, jeśli energia zgromadzona na wyjściu przetwornicy próbuje podwyższyć napięcie ponad zadaną wartość, to natychmiast jest tłumiona w obwodzie: uzwojenie pierwotne transformatora głównego Tr - dławik filtra wyjściowego $F2$ - dioda wsteczna jednego tranzystora górnego - drugi tranzystor górny.

Układy formowania impulsów UFI wprowadzają odpowiednie opóźnienia między impulsami sterującymi tranzystory górne i dolne, uwzględniając parametry czasowe tranzystorów mocy.

Sterowniki S1 i S2, będące specjalnymi układami scalonymi, umożliwiają sterowanie dwoma tranzystorami mocy typu MOSFET, tworzącymi pół gałęzi mostka tranzystorowego.

Dzielnik częstotliwości P dzieli częstotliwość impulsów 200 Hz, przychodzących z generatora, przez cztery. Wytwarza na swym wyjściu dwa przebiegi prostokątne 50 Hz, będące względem siebie w przeciwnej fazie.

Układ sterowania tranzystorami mocy jest wyzwalany symetrycznymi impulsami prostokątnymi o częstotliwości 200 Hz z generatora kwarcowego, impulsami prostokątnymi o regulowanej szerokości i częstotliwości 25,6 kHz z regulatorów napięcia i prądu oraz sygnałem z układu włączania przetwornicy.

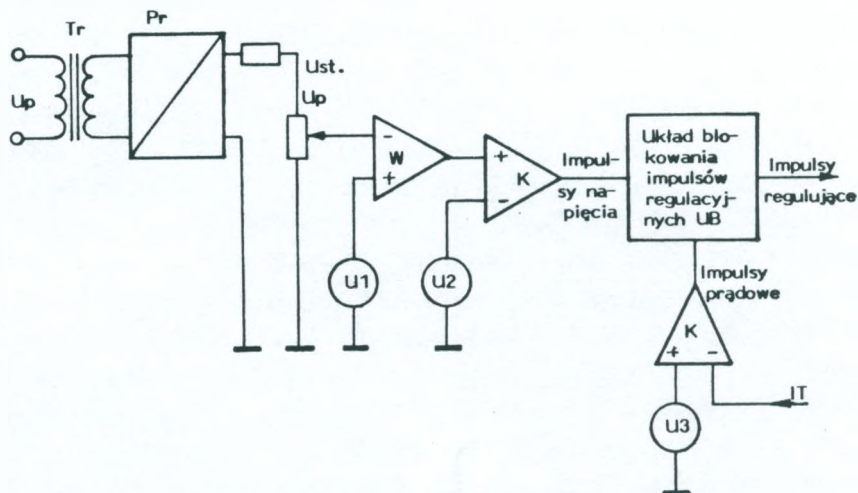
2.3. Układ regulacji napięcia i prądu

Układ regulacji napięcia i prądu zaprezentowano na rys. 3. Zawiera on: obwód pomiarowy napięcia wyjściowego przetwornicy, wzmacniacz błędu, komparator napięciowy, komparator prądowy i układ blokowania impulsów regulacyjnych.

Obwód pomiarowy napięcia zawiera transformator pomiarowy Tr zasilany z napięcia wyjściowego przetwornicy, prostownik dwupółkowy Pr i dzielnik rezystorowy, służący do ustawiania wymaganej wartości napięcia wyjściowego.

Napięcie pomiarowe jest podawane na wejście odwracające wzmacniacza błędu W. Porównywane jest ono z napięciem odniesienia U1. Napięcie U1 ma kształt symetrycznych impulsów trapezowych o częstotliwości powtarzania 100 Hz, amplitudzie 8 V, czasie trwania amplitudy 4 ms i czasie trwania całego impulsu 8 ms. Odstęp między kolejnymi impulsami wynosi 2 ms. Napięcie U1 jest wytwarzane

przez specjalny generator sterowany impulsami prostokątnymi 100 Hz z generatora kwarcowego.



Rys. 3. Układ regulacji napięcia i prądu

Sygnal wyjściowy wzmacniacza błędów, będący wynikiem koincydencji sygnałów wejściowych, jest podawany na wejście nieodwracające komparatora napięcia K. Porównywany jest on z napięciem odniesienia U_2 . Napięcie U_2 ma kształt symetrycznych impulsów trójkątnych o częstotliwości 25,6 kHz. Napięcie to jest wytwarzane przez specjalny generator sterowany impulsami prostokątnymi 25,6 kHz z generatora kwarcowego. Na wyjściu komparatora, w wyniku koincydencji sygnałów wejściowych, powstają impulsy prostokątne, o częstotliwości 25,6 kHz. Szerokość tych impulsów zależy głównie od wartości chwilowej napięcia wyjściowego przetwornicy. Amplitudzie tego napięcia (300 V) i minimalnej wartości napięcia baterii odpowiadają maksymalne szerokości impulsów, ok. 90% okresu drgań generatora U_2 (39 μ s). Wraz z maleniem wartości chwilowej napięcia wyjściowego aż do wartości zerowej szerokość impulsów

także maleje płynnie do wartości zerowej. Impulsy te są podawane do układu blokowania UB.

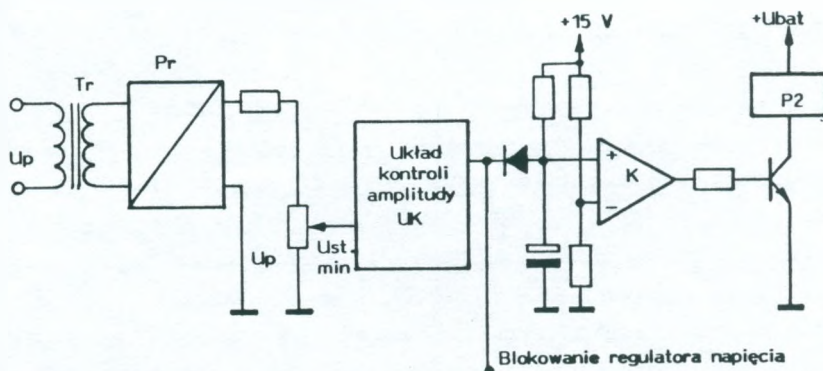
Do układu UB są również podawane impulsy napięciowe z komparatora prądowego K. Do wejścia nieodwracającego tego komparatora jest dołączone napięcie odniesienia U_3 , mające wartość stałą, ustawianą potencjometrem. Umożliwia ono ustawienie maksymalnego prądu płynącego przez tranzystory mocy, w chwilach przeciążeń i zwarć na wyjściu. Na wejście odwracające jest podawane napięcie z rezystora prądowego znajdującego się w mostku tranzystorowym. Dopóki prąd tranzystorów mocy jest mniejszy od wartości dopuszczalnej, dopóty na wyjściu komparatora prądowego K nie występują impulsy napięciowe. Układ blokowania jest wtedy otwarty i przepuszcza na wyjście impulsy regulacyjne z komparatora napięciowego K. Jeśli prąd tranzystorów przekroczy dopuszczalną wartość chwilową, wówczas na wyjściu komparatora prądowego K powstanie impuls napięciowy, który wymusi w układzie blokowania wygaszenie impulsu regulacyjnego. Ten stan będzie trwał do końca jednego okresu wytwarzanego przez generator 25,6 kHz. Gdy wystąpi kolejny impuls z tego generatora, wówczas układ blokowania zostanie ponownie otwarty. Działanie obwodu ograniczania prądowego jest bardzo szybkie ($2 \mu\text{s}$) i skutecznie chroni tranzystory przed uszkodzeniem.

2.4. Układ kontroli napięcia przetwornicy

Układ kontroli napięcia przetwornicy przedstawiono na rys. 4. Składa się on z układu cyfrowej kontroli napięcia przemiennego, obwodu czasowego i obwodu przekaźnika wykonawczego.

Układ cyfrowej kontroli napięcia przemiennego zawiera: transformator pomiarowy T_r , prostownik dwupołkowy P_r , dzielnik rezystorowy z potencjometrem oraz cyfrowy układ kontroli amplitudy UK. Układ cyfrowej kontroli amplitudy UK przekształca mierzone napięcie na impulsy prostokątne, którymi jest pobudzany generator

retrygowalny. Potencjometr służy do ustawiania minimalnej wartości progowej amplitudy napięcia wyjściowego przetwornicy. Jeśli napięcie wyjściowe (amplituda) przetwornicy jest prawidłowe, wówczas na wyjściu układu występuje sygnał ciągły.



Rys. 4. Układ kontroli napięcia przetwornicy

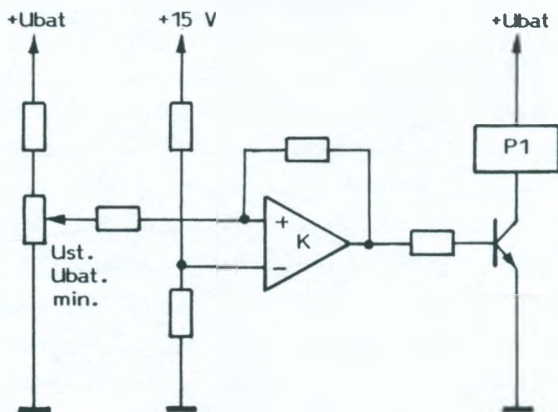
Sygnał wyjściowy układu kontroli amplitudy jest podawany na układ czasowy, złożony z kondensatora ładującego i komparatora napięcia K . Na wejście odwracające komparatora jest podawane napięcie stałe. Z chwilą pojawienia się na wyjściu przetwornicy prawidłowego napięcia, na wyjściu układu kontroli amplitudy pojawi się sygnał ciągły. Odblokuje on obwód ładowania kondensatora. Gdy napięcie kondensatora, podane na wejście nieodwracające komparatora, przewyższy napięcie stałe przekazane na jego drugie wejście, wówczas na wyjściu komparatora pojawi się sygnał. Spowoduje on włączenie tranzystora pomocniczego i przyciągnięcie przekaźnika $P2$. Przekąźnik ten swymi stykami przełączy odbiór z sieci na przetwornicę.

Obwód czasowy odczeka ok. 5 sekund aż napięcie wyjściowe przetwornicy ustali się i dopiero wówczas podaje je na odbiór. Jeśli napięcie wyjściowe przetwornicy przez czas dłuższy niż 20 ms obniży się poniżej dopuszczalnej wartości, wtedy na wyjściu układu kon-

troli amplitudy natychmiast zniknie sygnał ciągły, co spowoduje zablokowanie przetwornicy. Pomocnicza dioda obwodu czasowego, szybko rozładowując kondensator, spowoduje natychmiastowe zwolnienie przekaźnika i przełączenie odbioru na sieć.

2.5. Układ kontroli napięcia baterii

Układ kontroli napięcia baterii zamieszczono na rys. 5. Napięcie baterii, mierzone na wyjściu filtra wejściowego przetwornicy, jest podawane, przez dzielnik rezystorowy, na wejście nieodwracające komparatora napięcia K. Na drugie wejście komparatora jest podawane stałe napięcie odniesienia, uzyskiwane z dzielnika rezystorowego zasilanego napięciem stabilizowanym. Wyjście komparatora steruje tranzystorem pomocniczym, a przez niego przekaźnikiem P1. Jeśli napięcie na wyjściu filtra wejściowego jest niższe od dopuszczalnego,



Rys. 5. Układ kontroli napięcia baterii

wówczas tranzystor jest wysterowany, a przekaźnik znajduje się w stanie biernym. Wtedy kondensatory elektrolityczne filtra wejściowego przetwornicy ładują się przez rezystor pomocniczy. Gdy kon-

densatory elektrolityczne osiągną odpowiednie napięcie, na wyjściu komparatora powstaje sygnał. Powoduje on zadziałanie przekaźnika P1 i zwarcie rezystora pomocniczego. W tym stanie komparatora jest możliwe uruchomienie przetwornicy.

Minimalne napięcie baterii, przy którym wystąpi sygnał na wyjściu komparatora, ustawia się potencjometrem dzielnika bateryjnego. Napięcie to wynosi ok. 45 V. Jeśli napięcie baterii obniży się poniżej dopuszczalnej wartości (40 V), wówczas na wyjściu komparatora zanika sygnał, wyłącza się przetwornica i zwalnia przekaźnik P1.

2.6. Pozostałe układy

Omówione dotychczas układy mają podstawowe znaczenie dla poprawnej pracy przetwornicy. Istnieje jeszcze jednak kilka obwodów, o których należy wspomnieć.

Przetwornica może być zasilana z baterii akumulatorowych o dużych granicach zmian napięcia, dlatego zawiera ona pomocnicze stabilizatory napięcia. Pierwszym jest stabilizator 24 V i z niego jest zasilany wentylator oraz drugi stabilizator o napięciu 15 V, zasilający układy elektroniczne przetwornicy.

Układ kontroli temperatury tranzystorów mocy i transformatora głównego jest wykonany na dwóch komparatorach napięcia i przy użyciu termistorów. Jeśli kontrolowana temperatura przekroczy wartość 65°C, włącza się wentylator. Pracuje on do czasu, gdy temperatura obniży się poniżej 45°C.

Przetwornica ma układ włączania jej do pracy. Gdy wyłącznik przetwornicy jest ustawiony w pozycji "wyłączona", wówczas jest zablokowany układ regulatora napięcia. Zablokowane są również sterowniki tranzystorów mocy. Włączanie przetwornicy odbywa się z udziałem układu kontroli napięcia przetwornicy. Jeśli wyłącznik przetwornicy zostanie ustawiony w pozycji "włączona", wówczas na kilkadziesiąt milisekund zostanie odblokowany regulator napięcia,

a na stałe odblokowane sterowniki tranzystorów mocy. W normalnych warunkach przetwornica uruchomi się i na jej wyjściu ustali się prawidłowe napięcie. Układ kontroli napięcia przetwornicy natychmiast ten stan odczyta i podtrzyma funkcję układu włączania przetwornicy. Jeśli z jakichś powodów praca mostka tranzystorowego lub innego obwodu nie będzie prawidłowa, wówczas na wyjściu przetwornicy nie wytworzy się prawidłowe napięcie, układ kontroli nie zmieni swego stanu i przetwornica po chwili zostanie zablokowana. W celu wykonania ponownej próby włączenia przetwornicy, należy wyłącznik przetwornicy przestawić w położenie "wyłączona", a następnie w położenie "włączona". Podczas próby włączania przetwornicy regulator prądu nie jest blokowany i zabezpiecza tranzystory przed ewentualnym ich uszkodzeniem.

W przetwornicy są sygnalizowane następujące stany pracy:

- świecą się diody zielone, gdy są prawidłowe napięcia: sieci, baterii i przetwornicy;
- świecą się diody czerwone - w przeciwnych przypadkach.

Uszkodzenie się pracującej przetwornicy lub wystąpienie trwałego przeciążenia bądź zwarcia powoduje dodatkowo zadziałanie alarmu akustycznego. Alarm ten można skasować specjalnym przyciskiem. Po skasowaniu alarmu akustycznego, alarm świetlny nadal informuje obsługę o braku napięcia na wyjściu przetwornicy. Ponadto przetwornica jest wyposażona w interfejs do zdalnego przekazywania stanów awaryjnych: braku napięcia sieci i braku napięcia przetwornicy.

3. BADANIA PRZETWORNICY

3.1. Badania laboratoryjne

Badania laboratoryjne zmierzały do tego, aby sprawdzić, czy otrzymano wymagane parametry przetwornicy. Należało uzyskać wysoką dynamikę zmian napięcia wyjściowego w funkcji skokowych

zmian obciążenia tak, aby zmiany te nie wywoływały znacznych odchyień napięcia wyjściowego. Przetwornica ma założoną moc znamionową 250 VA, ale należało ją przystosować do bardzo znacznych przeciążeń krótkotrwałych. W stanach przeciążeniowych przetwornica powinna prawidłowo pracować. Należało zabezpieczyć tranzystory mocy nie tylko przed przekroczeniem dopuszczalnego dla nich prądu, ale również przed występującymi przepięciami. Przewidując potrzebę dopuszczenia współczynnika kształtu prądu wyjściowego przetwornicy o wartości 4 a nie 1,41 charakterystycznej dla prądu sinusoidalnego, zastosowano tranzystory MOSFET typu IRFP150PI.

Badania prowadzono dla obciążenia rezystancyjnego oraz dla obciążenia nieliniowego. Obciążenie nieliniowe miało symulować rzeczywiste obciążenie, jakim jest komputer i jego monitor. Zbudowano je z prostownika mostkowego, kondensatora elektrolitycznego o pojemności 470 μF i rezystancji. Badania laboratoryjne, zakończone wynikiem pozytywnym, uzupełniono badaniami z obciążeniem naturalnym. Do tego celu wykorzystano komputer IBM PC 486DX i monitor kolorowy VGA 14". Załączanie zestawu komputerowego do pracującej przetwornicy przebiegało prawidłowo, lecz narastanie jej napięcia, obniżone w pierwszej chwili do ok. 60 V, trwało około 200 ms. Podobne zjawisko występowało podczas włączania monitora do pracującego komputera. Tym razem jednak resetował się komputer, co było nie do przyjęcia. Przeprowadzono próby powiększenia dopuszczalnego współczynnika kształtu prądu powyżej wartości 4. Nie wytrzymały tego tranzystory, uszkadzając się kilkakrotnie. Bezpośrednią tego przyczyną było przeregulowanie ogranicznika prądu na większą wartość.

Postanowiono zastosować tranzystory na większy prąd. Wybrano tranzystor typu TSD4M150V. Przy tych tranzystorach uzyskano dopuszczalny współczynnik kształtu o wartości 8. Z dołączonym monitorem uzyskano wynik znacznie lepszy. Czas ustalania napięcia przetwornicy wynosił około 60 ms i nie powodował resetowania kompu-

tera. Wynik nie był jednak pozytywny, gdyż podczas wyłączenia się przetwornicy, przełączanie odbioru na sieć trwało dłużej niż 60 ms i mogłoby wpływać na poprawną pracę komputera. Przeanalizowano rozwiązania współczesnych monitorów. Okazało się, że obecnie zaczęto produkować monitory tzw. ekologiczne, które mogą być sterowane przez komputer i kilkakrotnie ograniczać swą moc w stanie biernym. Takie monitory cechują się tym, że włączają się do sieci w dwóch etapach. W pierwszym etapie pobierają niewielką moc prąd chwilowy jest duży, ale trwa tylko przez jeden okres (20 ms) i nie wywołuje znacznego obniżenia napięcia. Po około 1,5 s następuje drugi etap, w którym prąd silnie wzrasta. Trwa on około 150 ms, ale nie powoduje znacznego obniżenia napięcia przetwornicy. Taki typ monitora bardzo dobrze współpracuje z przetwornicą, a jego włączenie i wyłączenie nie wpływa na pracę komputera. Istnieje możliwość zwiększenia w przetwornicy współczynnika kształtu prądu obciążenia tak, aby z dotychczasowymi monitorami była możliwa poprawna współpraca. Powiększy to jednak znacznie koszty przetwornicy.

3.2. Pomiary końcowe

Pomiary końcowe modelu przetwornicy przeprowadzono w dwóch etapach. W pierwszym etapie wykonano pomiary z obciążeniem rezystancyjnym, nieliniowym i jak poprzednio - naturalnym. W drugim etapie, po wymianie tranzystorów i ustawieniu ogranicznika prądu na dwa razy większą wartość, przeprowadzono pomiary z obciążeniem naturalnym (ten sam komputer i ekologiczny monitor kolorowy 14" typu EVGA). Pomiary wykonano przy odłączonym od przetwornicy napięciu sieci elektroenergetycznej.

Podczas badań obciążano rezystancyjnie przetwornicę prądem w granicach od zera do 1,14 A (prąd znamionowy), przy zmianach napięcia zasilającego w granicach od 40 V do 60 V. Dodatkowo obciążano przetwornicę prądem 1,3 A, o 15% większym od znamio-

nowego. Z pomiarów wynika, że w normalnych warunkach model przetwornicy stabilizuje napięcie wyjściowe z dokładnością $+2,89\%$, $-8,59\%$, a uśredniając wynik, stabilizuje napięcie $220\text{ V} \pm 5,9\%$. Z analizy pomiarów wynika, że przetwornica stabilizuje znacznie gorzej przy napięciu zasilającym poniżej 48 V . Wskazuje to, że w modelu zastosowano zbyt małą przekładnię transformatora głównego. Po uwzględnieniu przekładni transformatora i czasów martwych, występujących w tranzystorach mocy, jest możliwe uzyskanie stabilizacji w granicach $\pm 3\%$. W całym zakresie pracy model przetwornicy pracował poprawnie, również podczas przeciążenia. Przy większym obciążeniu pracował cyklicznie wentylator. Przebieg napięcia wyjściowego miał kształt trapezowy i nie ulegał większym zmianom w całym zakresie pracy. Sprawność modelu przetwornicy była równa lub większa od 80% , dla całego zakresu napięcia zasilającego i obciążenia zmieniającego się w przedziale od 25% do 100% prądu znamionowego.

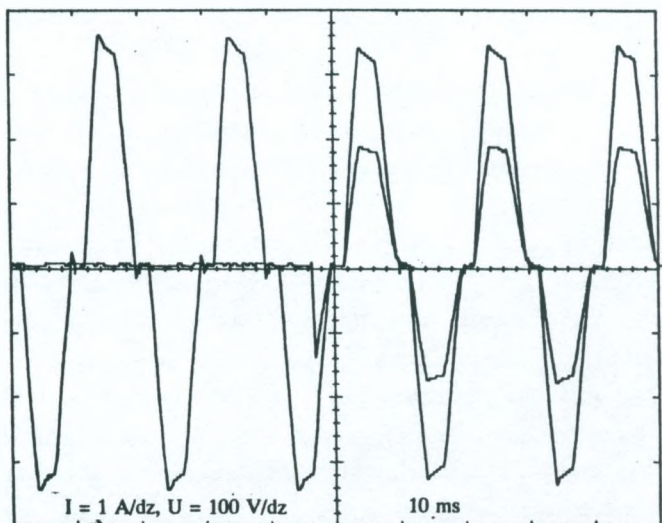
Obciążenie nieliniowe składało się z mostka prostowniczego, kondensatora elektrolitycznego o wartości $470\ \mu\text{F}$ i rezystancji, dołączonej równolegle do tej pojemności. Obciążano model prądem od zera do $1,3\text{ A}$, zmieniając napięcie zasilające w przedziale od 40 V do 60 V . Prąd obciążenia regulowano przez zmianę rezystancji. Z analizy pomiarów wynika, że w normalnych warunkach model przetwornicy stabilizuje napięcie wyjściowe z dokładnością $+2,83\%$, $-9,03\%$, a uśredniając wynik, stabilizuje napięcie wyjściowe $220\text{ V} \pm 6\%$. Ponadto stwierdzono, że przetwornica stabilizuje znacznie gorzej przy napięciu zasilającym poniżej 48 V . Wnioski są analogiczne do uzyskanych przy analizowaniu wyników pomiarów z obciążeniem rezystancyjnym. Sprawność modelu przetwornicy była równa lub większa od 77% , dla całego zakresu napięcia zasilającego i obciążenia zmieniającego się w przedziale od 25% do 100% prądu znamionowego. Na niższą sprawność przetwornicy miał wpływ charakter obciążenia. Przetwornica "widziała" obciążenie o współczynniku mocy zmieniają-

cym się w granicach $0,66 \div 0,82$, w zależności od wartości rezystancji obciążenia oraz napięcia zasilającego.

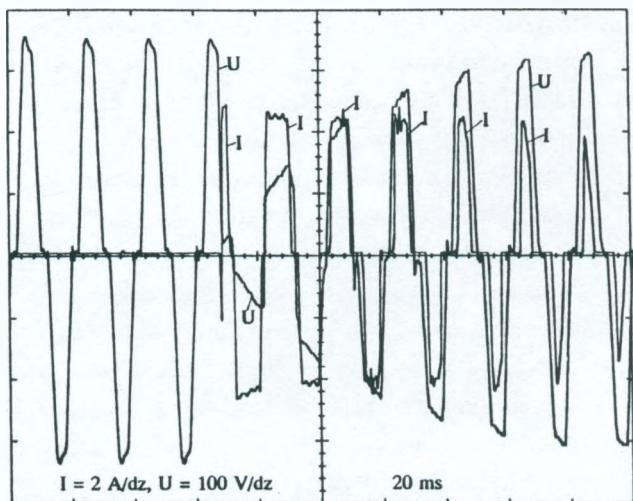
Pomiary oscylograficzne przetwornicy wykonano podczas stanów dynamicznych na jej wyjściu. Badania przeprowadzono dla napięcia zasilającego równego 50 V. Na rys. 6 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas skokowego obciążenia przetwornicy znamionową mocą czynną. Na oscylogramie widać, że napięcie wyjściowe nie oscyluje i nie zmienia swej wartości chwilowej więcej niż wynika to z normalnych zmian statycznych. Regulacja napięcia całkowicie nadąża za szybkimi zmianami prądu wyjściowego. Podobnie zachowuje się przetwornica podczas odłączania obciążenia.

Na rys. 7 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas skokowego obciążenia przetwornicy znamionową mocą nieliniową. Włączanie obciążenia nieliniowego odbywało się przy całkowitym rozładowaniu jego kondensatora $470 \mu\text{F}$. Powodowało to przez cztery okresy (80 ms) działanie ogranicznika prądu przetwornicy i ograniczanie napięcia wyjściowego. Wartość szczytowa napięcia wyjściowego zmniejszyła się z 350 V do 80 V w pierwszym półokresie, a następnie prawie liniowo narastała do wartości ustalonej 320 V w czasie 80 ms. Wartość szczytowa prądu wzrosła do 4,5 A i stopniowo zmalała do wartości ustalonej 3 A. Wyłączenie obciążenia nieliniowego nie wywoływało widocznych zmian dynamicznych. Wartość szczytowa wzrosła z 320 V do 350 V. Tu należy zwrócić uwagę, że o ile przy obciążeniu czynnym współczynnik kształtu prądu wyjściowego wynosił ok. 1,5, to przy obciążeniu nieliniowym wartość jego wynosiła 2,6, a podczas włączania obciążenia jego wartość wzrastała do ok. 4.

Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego przetwornicy podczas włączania komputera 486DX, bez monitora, są przedstawione na rys. 8. Wartość skuteczna prądu ustalonego, pobieranego z przetwornicy przez komputer wynosiła 0,17 A. W momencie włączenia komputera



Rys. 6. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas skokowego obciążenia przetwornicy znamionową mocą czynną



Rys. 7. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas skokowego obciążenia przetwornicy znamionową mocą nieliniową

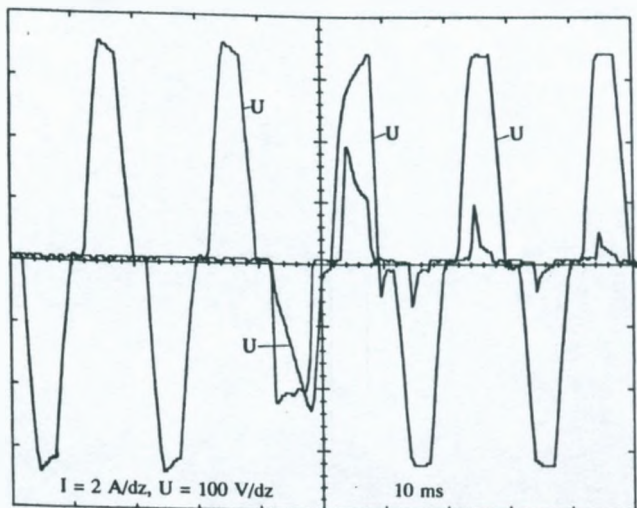
wartość szczytowa osiągnęła 4,5 A. Napięcie wyjściowe obniżyło się (do 230 V) tylko w pierwszym półokresie.

Próba równoległego włączenia monitora do pracującego komputera była negatywna. Podczas startu monitora napięcie przetwornicy, przez około 200 ms, zmniejszało się do 60 V. Było to przyczyną resetowania się komputera.

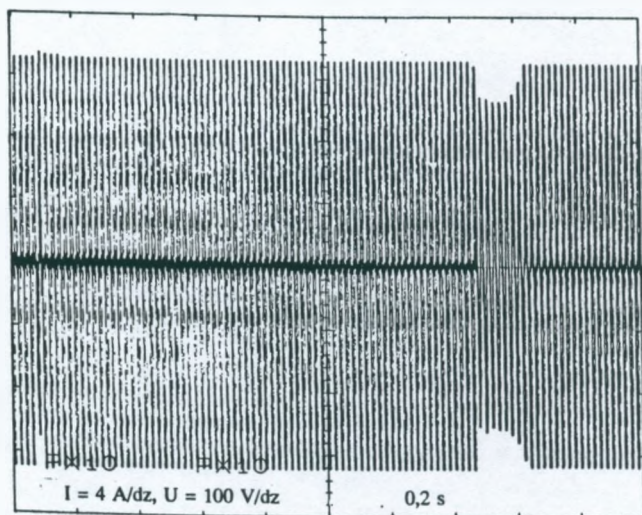
Na tym etapie badania przerwano, aby zamienić tranzystory mocy typu IRFP150PI na typ TSD4M150V. Następnie zwiększono dwukrotnie prąd ograniczania. Po wymianie tranzystorów nie powtarzano pomiarów statycznych i dynamicznych, gdyż są one wystarczająco dobre, a po wymianie tranzystorów mogą być tylko lepsze. Przeprowadzono pomiary z obciążeniem naturalnym, tzn. zestawem komputerowym. Badania z dotychczasowym monitorem wykazały, że radykalnie skrócił się czas silnego obniżenia napięcia, ale nadal czas rozruchu był zbyt długi, by zapewnić poprawną pracę komputera. W tej sytuacji przeprowadzono badania z monitorem nowej generacji, a mianowicie ekologicznym monitorem kolorowym 14" typu EVGA. Monitor ten charakteryzuje się dość miękkim startem.

Na rys. 9 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu przetwornicy podczas włączania monitora ekologicznego przy pracującym komputerze. Z oscylogramu wynika, że rozruch monitora odbywa się w dwóch etapach. W pierwszej chwili monitor pobiera prąd tylko przez jeden okres i powoduje obniżenie amplitudy napięcia do 270 V w jednym półokresie. Po ok. 1,4 s następuje gwałtowny wzrost prądu do wartości około 10 A, który powoduje obniżenie napięcia szczytowego do wartości około 270 V. Obniżone napięcie trwa około 100 ms. Nie wywołuje to wadliwej pracy komputera. Ponieważ na oscylogramie tym trudno odczytać przebiegi, na rys. 10 i 11 przedstawiono rozciągnięte w czasie przebiegi napięcia i prądu przetwornicy podczas pierwszego oraz drugiego etapu włączenia monitora.

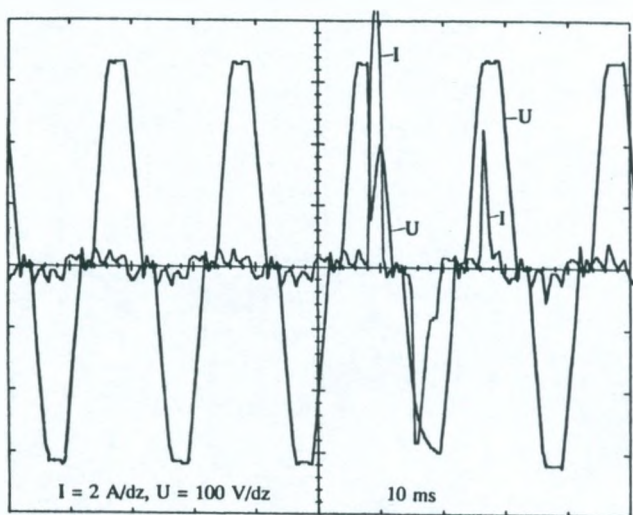
Na podstawie powyższych badań można stwierdzić, że przetwornica może zasilać komputer typu IBM PC wraz z monitorem ekolo-



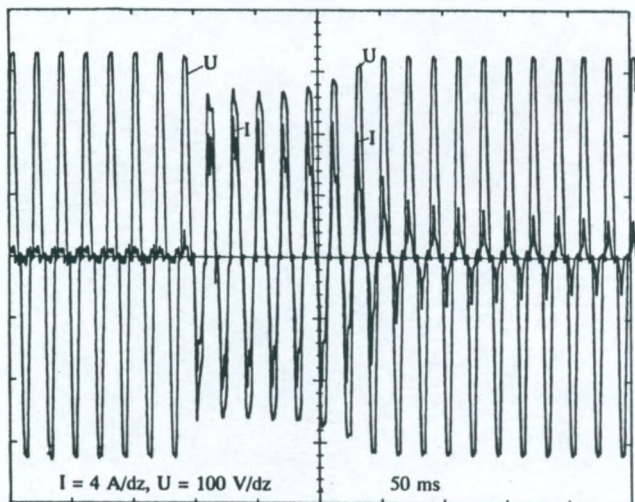
Rys. 8. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego przetwornicy podczas włączania komputera (bez monitora)



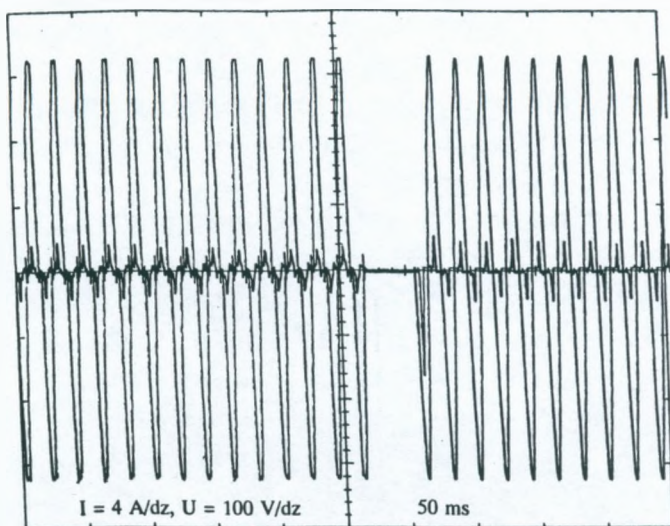
Rys. 9. Orientacyjne przebiegi podczas włączania monitora ekologicznego przy pracującym komputerze



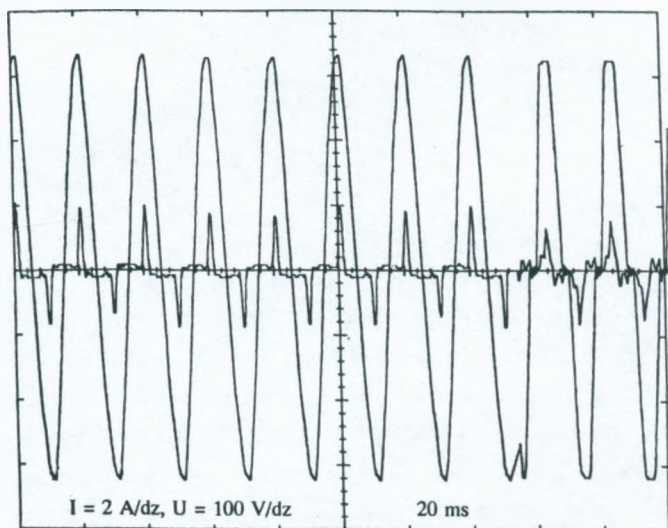
Rys. 10. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas pierwszego etapu włączania monitora



Rys. 11. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas drugiego etapu włączania monitora



Rys. 12. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas wyłączenia przetwornicy



Rys. 13. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego podczas przełączania zasilania komputera z sieci na przetwornicę

gicznym. Oba urządzenia mogą być uruchamiane z przetwornicy. Włączanie lub wyłączanie monitora nie zakłóca pracy komputera. Wykorzystując obecne rozwiązanie jest możliwe zwiększenie prądu maksymalnego przetwornicy na tyle, aby można było włączać również zwykły monitor.

Następnie pozorowano uszkodzenie przetwornicy, przy doprowadzonym do przetwornicy napięciu sieci elektroenergetycznej oraz włączanie przetwornicy podczas zasilania komputera z tej sieci. Na rys. 12 przedstawiono przebiegi prądu i napięcia na odbiorze w czasie wyłączania przetwornicy, a na rys. 13 - podczas przełączania zasilania komputera z sieci na przetwornicę. W pierwszym przypadku występuje przerwa w zasilaniu komputera trwająca 40 ms. W drugim przypadku nie ma przerwy w zasilaniu i nie występuje obniżenie się napięcia. W obu przypadkach komputer pracował prawidłowo. Przerwa 40 ms jest spowodowana opóźnieniem działania układu kontroli napięcia przetwornicy. Opóźnienie to było dobrane dla mniejszego prądu ograniczania przetwornicy. W obecnym wykonaniu czas ten można zredukować do 20 ms.

4. PRZEZNACZENIE PRZETWORNICY

Przetwornica jest przeznaczona przede wszystkim do gwarantowanego zasilania komputerów osobistych typu IBM PC wyposażonych w monitory ekologiczne, instalowanych przy centralach telefonicznych. Jedna przetwornica może zasilać jeden zestaw komputerowy. Przyjęty jest system zasilania "on-line", tzn. komputer jest zasilany z przetwornicy, a jedynie w razie jej uszkodzenia - z sieci elektroenergetycznej. Przetwornica dopuszcza włączanie i wyłączanie monitora podczas pracy komputera. Umożliwia również włączenie do pracy jednocześnie całego zestawu komputerowego, bez udziału sieci.

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Opracowany model jest tak wykonany konstrukcyjnie, że może być poddany próbnym badaniom eksploatacyjnym. Nie zawiera jednak wszystkich układów niezbędnych do prawidłowej pracy podczas normalnej eksploatacji. Brak jest ogranicznika mocy maksymalnej, w przypadku gdyby głębokie przeciążenie lub zwarcie trwało dłużej niż kilka czy kilkanaście sekund. Nie ma układu kontroli napięcia sieci. Nie ma również układu kontroli temperatury elementów półprzewodnikowych, który by wyłączał przetwornicę w razie przekroczenia wartości dopuszczalnej.

W tablicy 1 przedstawiono dane techniczne modelu.

Tablica 1

Dane techniczne modelu

Parametry	Wartości
Zakres napięcia zasilającego stałego (baterii akumulatorów)	40 V ÷ 60 V
Maksymalny prąd pobierany z baterii przy obciążeniu znamionowym	8 A
Wyjściowe napięcie znamionowe	220 V
Tolerancja napięcia wyjściowego	±6%
Moc wyjściowa znamionowa	250 VA
Dopuszczalne przeciążenie ciągle	280 VA
Prąd wyjściowy znamionowy	1,14 A
Prąd wyjściowy maksymalny (wartość szczytowa)	10 A
Maksymalny współczynnik kształtu prądu wyjściowego	5
Kształt napięcia wyjściowego	trapez o niepełnym wypełnieniu
Zakres zmian napięcia sieci elektroenergetycznej	200 V ÷ 242 V
Czas przełączania odbioru z przetwornicy na sieć i odwrotnie	20 ms

Model ten może być podstawą do opracowania warunków technicznych i modelu użytkowego. Opracowując WT należy rozpatrzyć celowość zastosowania dwóch trybów pracy: on-line i off-line. Zdecydować należy także, do jakich monitorów powinna być przystosowana przetwornica: czy do wszystkich 14-calowych, czy tylko do ekologicznych.

Тадеуш Кунерт

**РАЗРАБОТКА ИДЕИ И МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ВОЛНОЙ
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО К ИЗМЕНЕНИЯМ
ДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ КОМПЬЮТЕРА**

Р е з ю м е

Приводится идея схемы преобразователя переменного тока с напряжением 220 В и частотой 50 Гц, предназначенного для электропитания одного компьютера класса IBM PC. Преобразователь обеспечивает электропитание комплекта (компьютер и монитор) или включение/выключение монитора в любом моменте времени без создания помех работающего компьютера. Приводятся результаты испытаний модели преобразователя и его технические характеристики.

Tadeusz Kunert

**WORK OUT OF THE CONCEPTION AND MODEL OF A DC - AC
INVERTER WITH RECTANGULAR OUTPUT VOLTAGE
RESISTANT AGAINST COMPUTER INRUSH CURRENT**

S u m m a r y

The conception of a DC - AC inverter with the output voltage of 220 V and frequency 50 Hz especially adapted for supplying one set of a PC com-

puter were presented. This inverter allows to switch on the whole set of a PC computer (including monitor) as well as a monitor switch off and on again at any time without disturbing computer normal operation in no mains supply condition. The inverter model tests were described and technical data were presented.

Tadeusz Kunert

**ELABORATION DE LA CONCEPTION ET DU MODELE D'UN
DISPOSITIF DE CONVERTISSEUR DU COURANT ALTERNATIF
D'UNE TENSION RECTANGULAIRE; RESISTANT
A LA CHARGE DYNAMIQUE DE L'ORDINATEUR**

R é s u m é

Une conception d'un dispositif de convertisseur du courant alternatif de la tension de 220 V et de la fréquence de 50 Hz adapté à l'alimentation d'un ensemble de l'ordinateur de type IBM PC est présentée. Ce convertisseur déconnecté du réseau électrique donne la possibilité d'alimenter tout l'ensemble (ordinateur plus moniteur) ainsi que de déconnecter et connecter le moniteur à chaque instant sans perturber le travail de l'ordinateur. Les essais du modèle de convertisseur sont décrits et leurs données techniques sont spécifiés.

Tadeusz Kunert

**DIE KONZEPTION UND MODELL VOM GEGEN DYNAMISCHE
BELASTUNG DER RECHNER UNEMPFINDLICHEN
WECHSELSTROMUMFORMER MIT RECHTECKSPANNUNG**

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

Der der Versorgung eines IBM PC Computers angepasste Wechselstromumformer wurde entwickelt. Der Wechselstromumformer ermöglicht es,

ohne Netzwerkbeteiligung den kompletten Computer-Bildschirmgerät-Satz einzuschalten, wie auch Bildschirmgerät in beliebigem Zeitpunkt - ein- und auszuschalten, ohne Rechnerbetrieb zu stören. Es werden Prüfungen des Umformersmodells beschrieben und dessen technische Daten angegeben.

Ryszard Krajewski

621.396.932:621.396.63

656.61

PROBLEMY PROJEKTOWANIA LINII SZTUCZNEJ

Przedstawiono metodę projektowania linii sztucznych symulujących kablowe tory miedziane wykorzystywane w sieciach miejscowych w pasmie nadrozmównym. Podano kryteria wyboru optymalnej długości symulowanego odcinka toru. Obliczenia potwierdzono na zrealizowanym i zmierzonym modelu linii sztucznej.

1. WSTĘP

Od 1992 roku obserwuje się w Polsce szybki postęp w zakresie rozwoju nowoczesnej sieci cyfrowej międzynarodowej i międzymiastowej. Towarzyszy temu coraz bogatsza oferta związana z instalacją i eksploatacją urządzeń końcowych stosowanych na potrzeby telekomunikacji. Najszybszy rozwój występuje w dziedzinie usług telekopiiowych i teleinformatycznych. Powstaje wiele rozwiązań, zarówno zagranicznych jak i krajowych, które są związane z lepszym wykorzystaniem sieci dostępowych. Właśnie sieci dostęgowe, które rozwijają się najwolniej, a wymagają dużych nakładów inwestycyjnych, stanowią niejednokrotnie barierę w wprowadzaniu nowych i rozwijaniu tradycyjnych usług telekomunikacyjnych.

Zgodnie z obowiązującymi w Polsce przepisami, aby wprowadzić do sieci publicznej nowe systemy i urządzenia telekomunikacyjne trzeba uzyskać zezwolenie Ministerstwa Łączności, tj. mieć świadectwo homologacyjne.

Konstruktorzy opracowując nowe urządzenia, a także personel zajmujący się prowadzeniem badań homologacyjnych, coraz częściej stosują metody symulacyjne oraz wykorzystują do badań linie sztuczne. Mają one maksymalnie skrócić ewentualne badania eksploatacyjne, które są bardzo kosztowne.

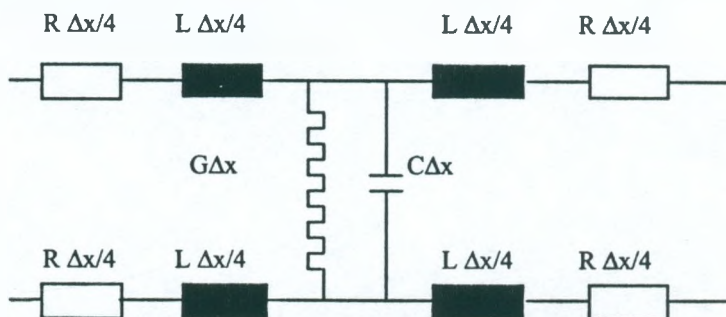
Niniejszy artykuł powinien być pomocny przy projektowaniu i realizacji linii sztucznych do symulacji kablowych linii miedzianych w zakresie częstotliwości przewyższających 3,4 kHz oraz przy dostosowywaniu norm ETSI do warunków krajowych. W kraju są oferowane systemy PCM 2, PCM 4 i PCM 10, pracujące w systemie jednotorowym, które pozwalają lepiej wykorzystywać tory kablowe. Jako przykłady rozwiązań układowych, służących do wykorzystania pasma nadrozmównego, mogą posłużyć m.in.: modem nadrozmówny MT 8840 (układ scalony produkcji firmy MITEL) o częstotliwości nośnej 32 kHz, przewidziany do transmisji sygnałów danych o szybkości do 2 kbit/s oraz system nadrozmówny dla transmisji danych, typu TAD XD, produkcji firmy Datentechnik (stosowany w sieci POLPAK). Również Instytut Łączności Oddział w Gdańsku oferuje urządzenie telegrafii nadrozmównej (telemetrii), wykorzystujące pasmo częstotliwości $13 \div 21$ kHz lub $25 \div 28$ kHz. Dostępne są także układy scalone służące do realizacji kanałów ISDN z wykorzystaniem różnych kodów liniowych (2B1Q, 4B3T, bifazowy), którym odpowiada zróżnicowane widmo.

Dlatego przy opracowywaniu linii sztucznych dla zakresu częstotliwości znacznie wykraczających poza pasmo rozmówne, jest konieczne stosowanie, oprócz elementów R,C, również indukcyjności. W tym przypadku zagadnienie ustalenia maksymalnej długości odcinka linii rzeczywistej, który można zastąpić linią sztuczną, zbudowaną z elementów R, L i C, nabiera ważnego znaczenia ze względu na zminimalizowanie liczby cewek.

Do sprawdzenia poprawności rozważań teoretycznych wykonano pomiary modelu ogniwa linii sztucznej, a uzyskane wyniki porównano z parametrami linii długiej.

2. OBLICZENIA OPTYMALNEJ DŁUGOŚCI SYMULOWANEGO ODCINKA TORU

Na rys. 1 przedstawiono schemat odcinka linii długiej długości Δx [km], który może stanowić zarazem ogniwo podstawowe linii sztucznej. W tym celu należy jednak określić warunki, a w szczególności długość Δx symulowanego odcinka linii długiej, aby z wystarczającą do celów praktycznych dokładnością można było ją odwzorować w zadanym pasmie częstotliwości.



Rys. 1. Schemat odcinka linii długiej długości Δx [km]

Na rys. 1 wielkości R , L , G i C są pierwotnymi parametrami jednostkowymi linii długiej (odniesionymi do długości 1 km), będącymi odpowiednio: rezystancją, indukcyjnością, upływnością i pojemnością.

Aby obliczyć parametry falowe czwórnik z rys. 1, należy obliczyć impedancje wejściowe w stanie zwarcia i rozwarcia.

W stanie zwarcia można otrzymać:

$$Z_0 = \frac{\Delta x}{2} (R + j\omega L) + \frac{1}{(G + j\omega C)\Delta x + \frac{1}{\frac{\Delta x}{2} (R + j\omega L)}}. \quad (1)$$

Podobnie impedancja w stanie rozwarcia będzie równa:

$$Z_\infty = \frac{\Delta x}{2} (R + j\omega L) + \frac{1}{(G + j\omega C)\Delta x}. \quad (2)$$

Na podstawie zależności (1) i (2), można obliczyć impedancję falową Z_T i tamowność falową Γ :

$$Z_T = \sqrt{Z_0 Z_\infty} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \left[1 + \left(\frac{\Delta x}{2} \right)^2 (R + j\omega L)(G + j\omega C) \right]}. \quad (3)$$

Po podstawieniu

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (4)$$

oraz

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \quad (5)$$

które są odpowiednio impedancją falową i jednostkową tamownością falową linii długiej, wyrażenie (3) przyjmie postać:

$$Z_T = Z_c \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta x}{2} \right)^2 \gamma^2}. \quad (6)$$

Natomiast tamowność falowa będzie równa:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \operatorname{arth} \left(\sqrt{\frac{Z_0}{Z_{-}}} \right) = \operatorname{arth} \left(\frac{Z_T}{Z_{-}} \right) = \operatorname{arth} \left[\gamma \Delta x \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{4}(\gamma \Delta x)^2}{1 + \frac{1}{2}(\gamma \Delta x)^2}} \right] = \\ &= \operatorname{arsh} \left[\gamma \Delta x \sqrt{1 + \frac{1}{4}(\gamma \Delta x)^2} \right] = \\ &= \ln \left[1 + \frac{1}{2}(\gamma \Delta x)^2 + \gamma \Delta x \sqrt{1 + \left(\frac{\gamma \Delta x}{2} \right)^2} \right] = \mathbf{A} + \mathbf{jB} . \end{aligned} \quad (7)$$

Tamowność falowa toru długości Δx wyraża się wzorem:

$$\gamma \Delta x = (\alpha + \mathbf{j}\beta) \Delta x = \alpha \Delta x + \mathbf{j}\beta \Delta x \quad (8)$$

gdzie: $\alpha \Delta x$ - tłumienność falowa odcinka toru długości Δx [km]
 (α - tłumienność jednostkowa),
 $\beta \Delta x$ - przesuwność falowa odcinka toru długości Δx [km]
 (β - przesuwność jednostkowa).

Ten odcinek toru ma być odwzorowany linią sztuczną o tamowności określonej w wyrażeniu (7).

Na podstawie zależności (7) można wyznaczyć tłumienność falową A (część rzeczywista Γ) oraz przesuwność falową B (część urojona Γ).

Wprowadzono oznaczenia:

$$1 + \left(\frac{\gamma \Delta x}{2} \right)^2 = \delta e^{j\psi} , \quad (9)$$

gdzie:

$$\delta = \sqrt{\left[1 + \frac{1}{4}(\alpha^2 - \beta^2)(\Delta x)^2\right]^2 + \frac{1}{4}\alpha^2\beta^2(\Delta x)^4}, \quad (10)$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{2\alpha\beta(\Delta x)^2}{4 + (\alpha^2 - \beta^2)(\Delta x)^2} + k\pi \quad (k = 0 \text{ lub } 1). \quad (11)$$

Współczynnik k przyjmuje wartość 1, jeżeli zachodzi:

$$4 + (\alpha^2 - \beta^2)(\Delta x)^2 < 0.$$

Przy tych oznaczeniach wyrażenie (7) przyjmie postać:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \ln \left[2\delta e^{j\Psi} - 1 + (\alpha\Delta x + j\beta\Delta x)\sqrt{\delta} e^{j\frac{\Psi}{2}} \right] = \\ &= \ln \left\{ 2\delta \cos \Psi - 1 + \Delta x \sqrt{\delta} \left(\alpha \cos \frac{\Psi}{2} - \beta \sin \frac{\Psi}{2} \right) + \right. \\ &\quad \left. + j \left[2\delta \sin \Psi + \Delta x \sqrt{\delta} \left(\alpha \sin \frac{\Psi}{2} + \beta \cos \frac{\Psi}{2} \right) \right] \right\} = \\ &= \ln(c + jd) = \frac{1}{2} \ln(c^2 + d^2) + j \operatorname{arctg} \frac{d}{c} + m\pi \\ &\quad (m = 0, 1, 2, \dots), \end{aligned} \quad (12)$$

gdzie:

$$c = 2\delta \cos \Psi - 1 + \Delta x \sqrt{\delta} \left(\alpha \cos \frac{\Psi}{2} - \beta \sin \frac{\Psi}{2} \right), \quad (13a)$$

$$d = 2\delta \sin \Psi + \Delta x \sqrt{\delta} \left(\alpha \sin \frac{\Psi}{2} + \beta \cos \frac{\Psi}{2} \right). \quad (13b)$$

Na podstawie zależności (12) można wyznaczyć tłumienność falową A i przesuwność falową B linii sztucznej odpowiadającej linii rzeczywistej długości Δx [km].

$$A = 0,5 \ln(c^2 + d^2) \quad [\text{Np}] \quad (14)$$

$$B = \arctg \frac{d}{c} + m \pi \quad [\text{rad}] \quad (15)$$

$$(m = 0, 1, 2, \dots) .$$

Przy wyborze współczynnika m należy brać pod uwagę następujące uwarunkowania:

$$B > 0$$

B musi być rosnącą funkcją częstotliwości.

Jeżeli długość odcinka linii długiej Δx zostanie tak wybrana, że można go zastąpić czwórnikiem elementarnym z rys. 1, dającym się zrealizować za pomocą elementów o stałych skupionych, wtedy wykonanie linii sztucznej sprowadzi się do łańcuchowego łączenia odpowiedniej liczby czwórników elementarnych. Po połączeniu n identycznych czwórników tamowność $\Gamma_c = n \Gamma$, a impedancja falowa nie ulegnie zmianie.

O niedokładności odwzorowania linii rzeczywistej za pomocą linii sztucznej, w przypadku impedancji falowej można wnioskować bezpośrednio z zależności (6), natomiast wpływ długości modelowanego odcinka Δx linii długiej na tamowność falową nie jest tak oczywisty. Jak wiadomo [3], dla nieskończonego krótkiego odcinka linii długiej tamowność $\Gamma = \gamma \Delta x$. Należy zatem ustalić, z jaką dokładnością i przy jakich założeniach można dany odcinek toru zastąpić linią sztuczną, nie popełniając przy tym błędu dopuszczalnego w warunkach praktycznych.

Biorąc pod uwagę, że wyrażenie $\sqrt{1+x}$ można przedstawić szeregiem:

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1 \cdot 1}{2 \cdot 4}x^2 + \frac{1 \cdot 1 \cdot 3}{2 \cdot 4 \cdot 6}x^3 - \frac{1 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 8}x^4 + \dots \quad (16)$$

i wykorzystując następnie rozwinięcie w szereg Maclaurina (16) w zależności (7), można otrzymać:

$$\begin{aligned} e^{\Gamma} &= 1 + \frac{1}{2}(\gamma \Delta x)^2 + \\ &+ \gamma \Delta x \left[1 + \frac{1}{2} \frac{(\gamma \Delta x)^2}{2^2} - \frac{1}{2^3} \frac{(\gamma \Delta x)^4}{2^4} + \frac{1}{2^4} \frac{(\gamma \Delta x)^6}{2^6} - \dots \right] = \quad (17) \\ &= 1 + \gamma \Delta x + \frac{1}{2}(\gamma \Delta x)^2 + \frac{1}{2^3}(\gamma \Delta x)^3 - \frac{1}{2^7}(\gamma \Delta x)^5 + \frac{1}{2^{10}}(\gamma \Delta x)^7 - \dots \end{aligned}$$

Z drugiej strony funkcję wykładniczą $e^{\gamma \Delta x}$ można przedstawić następującym szeregiem Maclaurina:

$$e^{\gamma \Delta x} = 1 + \gamma \Delta x + (\gamma \Delta x)^2/2! + (\gamma \Delta x)^3/3! + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} (\gamma \Delta x)^n/n! \quad (18)$$

Z porównania wyrażeń (17) i (18) widać, że trzy pierwsze składniki są identyczne, a więc różnica pomiędzy tymi wyrażeniami nie powinna być znaczna. Ograniczając się do piątego rzędu włącznie można obliczyć różnicę Δ występującą między tymi zależnościami. Na jej podstawie zostaną oszacowane błędy związane z odwzorowaniem toru długości Δx [km] za pomocą linii sztucznej.

Różnica wyrażeń (18) i (17) wyniesie:

$$\Delta = e^{\gamma \Delta x} - e^{\Gamma} = \frac{1}{24}(\gamma \Delta x)^3 \left[1 + \gamma \Delta x + \frac{31}{80}(\gamma \Delta x)^2 \right]. \quad (19)$$

Na podstawie wyrażenia (19) można napisać:

$$|e^{\gamma \Delta x} - e^{\Gamma}| < \frac{1}{24} |\gamma \Delta x|^3 \left[1 + |\gamma \Delta x| + \frac{31}{80} |\gamma \Delta x|^2 \right]. \quad (20)$$

Po uwzględnieniu oznaczeń (7) i (8) w zależności (20) można otrzymać:

$$\begin{aligned} & \sqrt{(e^{\alpha \Delta x} - e^{\Lambda})^2 + 4e^{\alpha \Delta x + \Lambda} \sin^2 \frac{\beta \Delta x - B}{2}} < \\ & < \frac{1}{24} |\gamma \Delta x|^3 \left[1 + |\gamma \Delta x| + \frac{31}{80} |\gamma \Delta x|^2 \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

Wprowadzając oznaczenie

$$\eta = \frac{1}{24} |\gamma \Delta x|^3 \left[1 + |\gamma \Delta x| + \frac{31}{80} |\gamma \Delta x|^2 \right] \quad (22)$$

wtedy na podstawie wyrażenia (21) można napisać:

$$(e^{\alpha \Delta x} - e^{\Lambda})^2 < \eta^2 \quad (23)$$

oraz

$$4e^{\alpha \Delta x + \Lambda} \sin^2 \frac{\beta \Delta x - B}{2} < \eta^2. \quad (24)$$

Na podstawie nierówności (23) i (24) można oszacować błąd, jaki zostanie popełniony przy odwzorowaniu za pomocą linii sztucznej, tłumienności falowej oraz przesuwności falowej linii długiej długości Δx [km].

Jeśli przyjąć, że $\Lambda = \alpha \Delta x + \rho$, w którym ρ oznacza niedokładność odwzorowania tłumienności falowej, wtedy, na podstawie nierówności (23), można otrzymać:

$$e^{\alpha \Delta x} |1 - e^{\rho}| < \eta.$$

Biorąc pod uwagę, że dla małych wartości ρ (a z takimi wartościami mamy w tym przypadku do czynienia) można przyjąć: $e^\rho \approx 1 + \rho$, więc powyższa nierówność przyjmie postać:

$$|\rho| < \eta e^{-\alpha \Delta x}.$$

Natomiast wartość względna, związana z niedokładnością odwzorowania tłumienności falowej odcinka linii rzeczywistej długości Δx za pomocą linii sztucznej, spełnia warunek:

$$\frac{|\rho|}{\alpha \Delta x} < \frac{\eta}{\alpha \Delta x} e^{-\alpha \Delta x}. \quad (25a)$$

Zatem błąd symulacji tłumienności falowej za pomocą linii sztucznej nie powinien przekroczyć

$$\Delta_A = 100 \frac{\eta}{\alpha \Delta x} e^{-\alpha \Delta x} \quad [\%]. \quad (25b)$$

O niedokładności odwzorowania przesuwności falowej można wnioskować na podstawie zależności (24), skąd można otrzymać:

$$\left| \sin \frac{\beta \Delta x - B}{2} \right| < \frac{\eta}{2} e^{-0,5(\alpha \Delta x + A)}, \quad (26)$$

a po uwzględnieniu $A \approx \alpha \Delta x$, warunek (26) przyjmie postać:

$$\left| \sin \frac{\beta \Delta x - B}{2} \right| < \frac{\eta}{2} e^{-\alpha \Delta x}. \quad (27)$$

Dla małych wartości argumentu $\frac{\beta \Delta x - B}{2}$ można przyjąć, że $\sin \frac{\beta \Delta x - B}{2} \approx \frac{\beta \Delta x - B}{2}$ i wtedy z nierówności (27) otrzymamy:

$$|\beta \Delta x - B| < \eta e^{-\alpha \Delta x},$$

a błąd względny wyniesie:

$$\frac{|\beta \Delta x - B|}{\beta \Delta x} < \frac{\eta e^{-\alpha \Delta x}}{\beta \Delta x} . \quad (28a)$$

Błąd związany z symulacją przesuwności falowej toru nie powinien więc przekroczyć wartości

$$\Delta_B = 100 \frac{\eta e^{-\alpha \Delta x}}{\beta \Delta x} [\%] . \quad (28b)$$

Przykład. Jako przykład oszacowania błędu, związanego z ustaleniem maksymalnej długości odcinka linii długiej, jaką można odwzorować za pomocą linii sztucznej (realizowanej wg schematu z rys. 1) z błędem nie przekraczającym 5%, niech posłuży tor, którego dane są zawarte w tabelicy 1b dla żył miedzianych średnicy 0,5 mm, dla częstotliwości 20 kHz. W pierwszym przybliżeniu można przyjąć, że $\Delta x = 1$ km, wtedy na podstawie tabl. 1b można otrzymać: $|\gamma \Delta x| = 1,038844$, a po uwzględnieniu tej wartości w wyrażeniu (22), parametr η będzie równy:

$$\eta = 0,114776 .$$

Na podstawie zależności (25) i tabl. 1, można obliczyć błąd względny:

$$\Delta_A = 12,58\% .$$

Jest to wartość zbyt duża i metodą kolejnych przybliżeń dochodzimy do wartości $\Delta x = 0,66$ km, dla której błąd wynosi 5%. Dla tej samej wartości Δx z zależności (28) można obliczyć błąd dotyczący przesuwności falowej, który wynosi 3%.

W rzeczywistości błędy powinny być mniejsze od wartości obliczonych na podstawie zależności (25) i (28) z następujących względów:

- z powodu zaostżenia warunku (20) na podstawie wyrażenia (19);
- z ograniczeń (23) i (24), które w zależności (21) występują łącznie.

Tablica 1a

Parametry falowe toru kablowego XTKMX
o średnicy żył miedzianych $\phi = 0,4$ mm

f [kHz]	Z_c [Ω]	φ [$^\circ$]	$\text{Re}Z_c$ [Ω]	α [Np/km]	α [dB/km]	β [rad/km]
0,3	1720,188	-44,858	1219,363	0,11592	1,0068	0,11659
0,8	1052,613	-44,577	749,785	0,18839	1,6364	0,19100
1,0	941,653	-44,476	671,907	0,21021	1,8256	0,21395
2,0	666,097	-43,959	479,479	0,29462	2,5591	0,30528
2,4	608,274	-43,744	439,441	0,32176	2,7947	0,33569
3,0	544,158	-43,438	395,122	0,35787	3,1084	0,37728
3,4	510,366	-43,212	371,969	0,37872	3,2895	0,40237
5,0	422,089	-42,323	312,075	0,45425	3,9456	0,49556
7,0	357,137	-41,352	268,092	0,52758	4,5825	0,59630
10,0	300,309	-39,773	230,814	0,61636	5,3537	0,73218
20,0	217,424	-34,944	178,226	0,80595	7,0004	1,13042
50,0	152,493	-22,866	140,510	1,02899	8,9377	2,57239
70,0	138,753	-20,515	133,424	1,10420	9,5910	3,24700

Tablica 1b

Parametry falowe toru kablowego XTKMX
o średnicy żył miedzianych $\phi = 0,5$ mm

f [kHz]	Z_c [Ω]	φ [$^\circ$]	$\text{Re}Z_c$ [Ω]	α [Np/km]	α [dB/km]	β [rad/km]
0,3	1358,001	-44,748	964,464	0,08352	0,7255	0,08420
0,8	832,129	-44,342	595,120	0,13544	1,1764	0,13845
1,0	744,345	-44,183	533,779	0,15102	1,3117	0,15524
2,0	526,762	-43,378	382,871	0,21063	1,8295	0,22265
2,4	481,123	-43,062	351,515	0,22947	1,9932	0,24532
3,0	430,742	-42,596	317,091	0,25444	2,2100	0,27659
3,4	402,632	-42,239	298,088	0,26790	2,3270	0,29472
5,0	333,228	-40,996	251,504	0,31829	2,7647	0,36552
7,0	283,263	-39,437	218,772	0,36690	3,1868	0,44513
10,0	239,698	-37,230	190,850	0,42250	3,6698	0,55440
20,0	178,468	-30,829	153,251	0,53455	4,6430	0,89076
50,0	139,135	-19,934	130,799	0,70100	6,0888	1,91004
70,0	129,468	-15,747	124,609	0,76768	6,6680	2,63739

Tablica 1c

Parametry falowe toru kablowego XTKMX
o średnicy żył miedzianych $\phi = 0,6$ mm

f [kHz]	Z_c [Ω]	φ [$^\circ$]	Re Z_c [Ω]	α [Np/km]	α [dB/km]	β [rad/km]
0,3	1112,358	-44,661	791,202	0,06843	0,5944	0,06923
0,8	680,888	-44,099	488,969	0,11078	0,9622	0,11419
1,0	609,383	-43,881	439,231	0,12339	1,0717	0,12823
2,0	431,656	-42,770	316,872	0,17126	1,4875	0,18493
2,4	394,422	-42,334	291,571	0,18620	1,6173	0,20420
3,0	353,372	-41,692	263,875	0,20600	1,7893	0,23096
3,4	332,302	-41,246	249,855	0,21770	1,8909	0,24785
5,0	275,700	-39,573	212,514	0,25669	2,2296	0,30988
7,0	235,358	-37,539	186,625	0,29355	2,5497	0,38095
10,0	200,001	-34,657	164,516	0,33291	2,8916	0,47967
20,0	153,713	-26,994	136,966	0,41002	3,5614	0,79937
50,0	126,783	-16,402	121,624	0,53588	4,6546	1,78763
70,0	120,323	-13,235	117,128	0,59778	5,1922	2,48116

Tablica 1d

Parametry falowe toru kablowego XTKMX
o średnicy żył miedzianych $\phi = 0,8$ mm

f [kHz]	Z_c [Ω]	φ [$^\circ$]	Re Z_c [Ω]	α [Np/km]	α [dB/km]	β [rad/km]
0,3	865,989	-44,404	618,688	0,05220	0,4534	0,05327
0,8	530,868	-43,422	385,574	0,08379	0,7278	0,08848
1,0	475,207	-43,036	347,341	0,09310	0,8087	0,09966
2,0	337,467	-41,087	254,354	0,12738	1,1064	0,14586
2,4	308,693	-40,343	235,281	0,13769	1,1959	0,16194
3,0	277,312	-39,194	214,920	0,15091	1,3108	0,18491
3,4	260,830	-38,447	204,278	0,15831	1,3750	0,19921
5,0	218,722	-35,632	177,773	0,18291	1,5887	0,25494
7,0	189,884	-32,404	160,318	0,20451	1,7763	0,32184
10,0	166,041	-28,378	146,087	0,22810	1,9813	0,42149
20,0	138,737	-20,032	130,344	0,27411	2,3809	0,74921
50,0	122,578	-11,822	119,978	0,36687	3,1866	1,72707
70,0	113,628	-9,087	112,202	0,40337	3,5036	2,45604

Zgodność wyników, dotyczących modułów impedancji falowych i tłumienności oraz przesuwności falowych toru rzeczywistego i linii sztucznej, jest dobra. Wyjątek stanowi argument impedancji falowej toru, gdzie rozbieżność między wartościami dla toru i linii sztucznej najbardziej wpływa na ograniczenie długości Δx symulowanego odcinka toru. Można w tym przypadku dopuścić większą tolerancję, ponieważ na współczynnik odbicia (tłumienność niedopasowania) większy wpływ ma moduł impedancji falowej, jeśli impedancja jest odniesiona do rezystancji. Wynika to z niżej podanych rozważań:

Tłumienność niedopasowania impedancji $Z_c = R_c + jX_c$ względem rezystancji R , jest równa:

$$\begin{aligned} A_{nd} &= 20 \lg \left| \frac{Z_c + R}{Z_c - R} \right| = 20 \lg \left| \frac{R_c + jX_c + R}{R_c + jX_c - R} \right| = \\ &= 10 \lg \frac{(R_c + R)^2 + X_c^2}{(R_c - R)^2 + X_c^2}. \end{aligned} \quad (29)$$

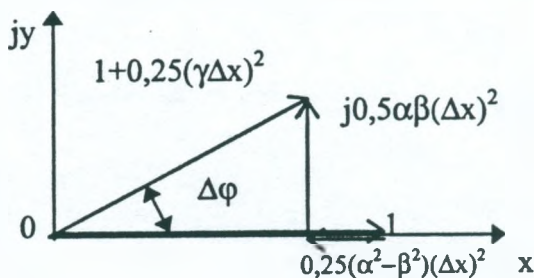
Dla ustalonych wartości R_c i X_c , można dobrać taką wartość rezystancji R , dla której wyrażenie (29) osiąga maksimum.

W tym celu można obliczyć pochodną wyrażenia (13) względem R , która jest równa:

$$\frac{d(A_{nd})}{dR} = 17,372 \frac{R_c(R_c^2 + X_c^2 - R^2)}{[(R_c - R)^2 + X_c^2][(R_c + R)^2 + X_c^2]}. \quad (30)$$

Z zależności (30) widać, że pochodna ta jest równa 0 dla $R = |Z_c|$ i odpowiada to wartości maksymalnej tłumienności niedopasowania, danej wyrażeniem (29). Z powyższego wynika, że z punktu widzenia dopasowania, korzystniej jest zamykać linię długą na rezystancję równą modułowi jej impedancji falowej, zamiast np. na składową rzeczywistą tej impedancji.

Wyjaśnienie dużej rozbieżności argumentu, przy równocześnie dobrej zgodności modułu impedancji falowej, wynika z rys. 2, na którym przedstawiono na płaszczyźnie zmiennej zespolonej wyrażenie $1 + 0,25 (\gamma \Delta x)^2$, przy czym przyjęto, że $\gamma = \alpha + j\beta$ (α - tłumienność jednostkowa, β - przesuwność jednostkowa toru).



Rys. 2. Wykres wektorowy wielkości zespolonej $1 + 0,25 (\gamma \Delta x)^2$

Z rys. 2 i wzoru (6) widać, że jeśli $\alpha < \beta$, jak to jest w przypadku torów miejscowych, których przykładowe parametry (mierzone w fabryce kabli w 1992 roku w czasie programu MOSTEK), są podane w tabl. 1, wówczas moduł wyrażenia $1 + 0,25 (\gamma \Delta x)^2$, w zakresie częstotliwości do 20 kHz i długości linii $\Delta x = 1$ km jest bliski wartości 1, natomiast zmiana argumentu impedancji falowej Z_c wyniesie $0,5\Delta\varphi$ i może być znaczna.

Z tabl. 1 wynika, że dla częstotliwości z zakresu telefonicznego pasma naturalnego tłumienność jednostkowa α (wyrażona w nepalach) niewiele różni się od β , a następnie rośnie dużo wolniej niż β . W rezultacie, jak widać z rys. 2, ze wzrostem częstotliwości szybko rośnie błąd związany z argumentem impedancji falowej.

Na podstawie zależności (6) i rys. 2 można określić błąd, jaki zostanie popełniony przy symulacji modułu impedancji falowej i jej argumentu.

Dla modułu impedancji falowej Z_c błąd Δ_z wyniesie:

$$\Delta_z = 100 \frac{|Z_c| - |Z_T|}{|Z_c|} =$$

$$= 100 \left\{ 1 - \sqrt[4]{\left[1 + \frac{1}{4}(\alpha^2 - \beta^2)(\Delta x)^2 \right]^2 + \frac{1}{4}(\alpha\beta)^2(\Delta x)^4} \right\} \quad [\%]. \quad (31)$$

Natomiast względna zmiana argumentu impedancji falowej będzie równa:

$$\Delta_\varphi = 100 \frac{0,5\Delta\varphi}{\varphi} = \frac{50}{\varphi} \operatorname{arctg} \frac{2\alpha\beta(\Delta x)^2}{4 + (\alpha^2 - \beta^2)(\Delta x)^2} \quad [\%], \quad (32)$$

gdzie: φ - argument impedancji falowej symulowanej linii długiej.

Dodatkowe błędy symulacji linii sztucznej są związane z zależnością parametrów pierwotnych linii długiej od częstotliwości (szczególnie odnosi się to do upływności).

3. OBLICZENIE I PRZYKŁAD REALIZACJI LINII SZTUCZNEJ

W tabl. 2 i 3 podano obliczone wartości parametrów pierwotnych linii długiej dla różnych średnic żył torów miedzianych i dla takiej długości Δx symulowanego odcinka linii, że moduł impedancji falowej oraz tłumienność i przesuwność falowa nie różnią się od wartości rzeczywistych o więcej niż 5%. Natomiast w przypadku argumentu impedancji falowej dopuszczono błąd dochodzący do 10%. Obliczeń dokonano dla zakresu częstotliwości od 5 kHz do 20 kHz.

Elementy linii sztucznej obliczono dla układu z rys. 1, przyjmując parametry pierwotne linii długiej dla najwyższej częstotliwości lub,

jako wartości średnie, dla najwyższych częstotliwości, mnożąc je następnie przez długość symulowanego odcinka Δx . Wybór najwyższej częstotliwości jest podyktowany tym, że jest to najgorszy przypadek z punktu widzenia dokładności odwzorowania parametrów wtórnych linii długiej, szczególnie argumentu impedancji falowej.

Jeśli byłaby wymagana lepsza dokładność odwzorowania parametrów wtórnych linii długiej, np. z dokładnością do 5%, również dla argumentu impedancji falowej, wtedy należy odpowiednio skrócić długość symulowanego odcinka linii. Dla podanych przykładowo parametrów torów kablowych w tabl. 1 długości odcinków wyniosłyby: 0,362 km; 0,469 km; 0,527 km i 0,337 km, odpowiednio dla średnic żył torów 0,4 mm; 0,5 mm; 0,6 mm i 0,8 mm.

Do sprawdzenia rozważań teoretycznych oraz proponowanej metody realizacji linii sztucznych dla częstotliwości ponadakustycznych, symulujących miejscowe tory kablowe o różnych średnicach żył miedzianych, zostało zmodelowane ogniwo linii sztucznej dla średnicy żył 0,6 mm, odpowiadające długości odcinka 0,73 km. Do realizacji linii sztucznej użyto cewek sprzężonych (do zmniejszenia liczby elementów), a zastosowane rezystory i kondensatory wybrano z szeregu 1%. Tłumienność symetrii wykonanego modelu w pasmie 5 - 20 kHz nie była gorsza od 48 dB.

W tablicy 4a i 4b podano obliczone wartości parametrów wtórnych linii sztucznej na podstawie pomiarów impedancji wejściowych w stanie zwarcia i rozwarcia oraz odpowiadające im niedokładności w odniesieniu do odpowiednich parametrów linii długiej. Obliczenia wykonano przykładowo dla symulowanego odcinka linii długiej długości $\Delta x = 0,73$ km i średnicy żył $\phi = 0,6$ mm, tj. odpowiadającym wartościom wskazanym w tablicy 3 - w zakresie parametrów wtórnych. Parametry linii sztucznej, realizowanej w układzie z rys. 1, zamieszczono w tabl. 2.

Tablica 2
Wyniki obliczeń parametrów pierwotnych linii długiej o średnicy żył miedzianych ϕ i linii sztucznej

ϕ [mm]	f [kHz]	Parametry pierwotne linii długiej (obliczone)				Długość symulowanego odcinka Δx [km]	Elementy linii sztucznej
		R [Ω /km]	L [mH/km]	G [μ S/km]	C [nF/km]		
0,4	5	282,597	0,8134	5,1871	50,6963	0,5	$R_{\Delta x} = 142,21 \Omega$
	7	282,139	0,80435	5,7969	50,6875		$L_{\Delta x} = 0,4023 \text{ mH}$
	10	282,932	0,80501	17,6974	50,7212		$G_{\Delta x} = 30,286 \mu\text{S}$
	20	284,418	0,80453	60,573	50,81		$C_{\Delta x} = 25,405 \text{ nF}$
0,5	5	159,954	0,71149	1,34336	46,298	0,65	$R_{\Delta x} = 106,2 \Omega$
	7	160,362	0,71307	2,1389	46,3015		$L_{\Delta x} = 0,4532 \text{ mH}$
	10	161,034	0,70882	4,0849	46,2821		$G_{\Delta x} = 9,1924 \mu\text{S}$
	20	163,39	0,69725	14,1422	46,3211		$C_{\Delta x} = 30,109 \text{ nF}$
0,6	5	108,977	0,6611	1,62376	46,4576	0,73	$R_{\Delta x} = 81,71 \Omega$
	7	109,413	0,65932	2,77808	46,4596		$L_{\Delta x} = 0,4698 \text{ mH}$
	10	109,323	0,65333	5,35932	46,4631		$G_{\Delta x} = 11,96 \mu\text{S}$
	20	111,931	0,64362	16,3827	46,5097		$C_{\Delta x} = 33,952 \text{ nF}$
0,8	5	65,001	0,70074	0,65184	45,6632	0,6	$R_{\Delta x} = 41,96 \Omega$
	7	65,536	0,7	1,03433	45,6587		$L_{\Delta x} = 0,4101 \text{ mH}$
	10	66,585	0,6935	2,17412	45,9377		$G_{\Delta x} = 2,5737 \mu\text{S}$
	20	71,334	0,67345	6,40496	45,7594		$C_{\Delta x} = 27,509 \text{ nF}$

Tablica 3

Wyniki obliczeń parametrów wtórnych linii długiej o średnicy żył miedzianych ϕ
i linii sztucznej dla odcinka Δx

ϕ	f	Linia długa dla Δx [km]				Δx	Linia sztuczna dla Δx [km]			
		Z_c	φ	$\alpha\Delta x$	$\beta\Delta x$		Z_c	φ	A	B
[mm]	[kHz]	[Ω]	[$^\circ$]	[Np]	[rad]	[km]	[Ω]	[$^\circ$]	[Np]	[rad]
0,4	5	422,089	-42,323	0,22713	0,24778		422,572	-40,558	0,23385	0,24369
	7	357,137	-41,352	0,26379	0,29815	0,5	357,507	-39,532	0,27112	0,29471
	10	300,309	-39,773	0,30818	0,36609		299,67	-37,773	0,31578	0,36261
	20	217,424	-34,944	0,40298	0,56521		213,857	-31,564	0,41632	0,56049
0,5	5	333,228	-40,996	0,20689	0,23759		336,095	-40,181	0,2119	0,23782
	7	283,263	-39,437	0,23849	0,28933	0,65	284,833	-38,471	0,2445	0,28913
	10	239,698	-37,23	0,27463	0,36036		239,64	-35,897	0,28212	0,35955
	20	178,468	-30,829	0,34746	0,57899		174,105	-27,795	0,36052	0,57771
0,6	5	275,7	-39,573	0,18738	0,22621		278,516	-38,931	0,19304	0,22674
	7	235,358	-37,539	0,21429	0,27809	0,73	236,736	-36,792	0,22076	0,27826
	10	200,001	-34,657	0,24302	0,35016		200,333	-33,637	0,25154	0,3507
	20	153,713	-26,994	0,29931	0,58354		149,136	-24,332	0,31133	0,58484
0,8	5	218,722	-35,632	0,10975	0,15296		223,622	-36,01	0,11523	0,15559
	7	189,884	-32,404	0,12271	0,1931	0,6	192,628	-32,802	0,12877	0,19526
	10	166,041	-28,378	0,13686	0,25289		167,008	-28,483	0,14213	0,25369
	20	138,737	-20,032	0,16447	0,44953		135,2	-18,287	0,16276	0,45321

Tablica 4a

Wyniki pomiarów parametrów wtórnych linii sztucznej dla symulowanego odcinka toru długości $\Delta x = 0,73$ km i średnicy żył miedzianych $\phi = 0,6$ mm oraz odpowiadające im błędy

f [kHz]	Impedancja falowa symulowanego toru		Błąd [%]	Argument impedancji falowej symulowanego toru		Błąd [%]
	Z_c [Ω]	Z_T [Ω]		φ [$^\circ$]	φ [$^\circ$]	
5	275,7	277,6009	-0,69	-39,573	-38,89723	1,71
7	235,358	235,8347	-0,2	-37,539	-36,78423	2,01
10	200,001	199,6187	0,19	-34,657	-33,79644	2,48
20	153,713	148,4834	3,4	-26,994	-24,22433	10,26

Tablica 4b

Wyniki pomiarów parametrów wtórnych linii sztucznej dla symulowanego odcinka toru długości $\Delta x = 0,73$ km i średnicy żył miedzianych $\phi = 0,6$ mm oraz odpowiadające im błędy

f [kHz]	Tłumienność falowa symulowanego toru		Błąd [%]	Przesuwność falowa symulowanego toru		Błąd [%]
	$\alpha \Delta x$ [Np]	A [Np]		$\alpha \Delta x$ [rad]	B [rad]	
5	0,18738	0,1929474	-2,97	0,22621	0,225783	0,19
7	0,21429	0,2204914	-2,89	0,27809	0,2769743	0,4
10	0,24302	0,2522841	-3,81	0,35016	0,3485356	0,46
20	0,29931	0,3098458	-3,52	0,58354	0,5809837	0,44

W tabl. 4 wymieniono także błędy, dla każdego z parametrów wtórnych symulowanego odcinka linii długiej, liczone z zależności:

$$\Theta = 100 \frac{W_1 - W_p}{W_1} \quad [\%],$$

gdzie: Θ - błąd,

W_1 - wartość parametru dla linii długiej,

W_p - wartość parametru dla linii sztucznej uzyskana z pomiarów.

Z tabl. 3 i 4 widać dobrą zgodność wyników pomiarów i obliczeń, również w odniesieniu do wartości parametrów symulowanego odcinka linii długiej, co potwierdza prawidłowość przeprowadzonych rozważań teoretycznych, dotyczących długości symulowanego odcinka linii, za pomocą linii sztucznej, której schemat podano na rys. 1. Parametry linii sztucznej wyznaczono na podstawie pomiarów impedancji wejściowych w stanie zwarcia i rozwarcia oraz następujących obliczeń [3]:

$$Z_C = \sqrt{Z_0 Z_{\infty}} = |Z_C| e^{j\varphi},$$

gdzie:

$$\varphi = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(Z_0 Z_{\infty})}{\operatorname{Re}(Z_0 Z_{\infty})}$$

oraz

$$\operatorname{th}\Gamma = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_{\infty}}} = \frac{Z_C}{Z_{\infty}} = |S| e^{j\varphi_s}.$$

Następnie można obliczyć tłumienność falową A i przesuwność falową B z zależności:

$$\operatorname{th}2A = \frac{2|S|}{1+|S|^2} \cos\varphi_s$$

$$B = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \left(\frac{2|S|}{1-|S|^2} \sin\varphi_s \right) + k\pi \quad (k = 0, 1, 2, \dots),$$

gdzie $\operatorname{arctg} \left(\frac{2|S|}{1-|S|^2} \sin\varphi_s \right)$, tj. wartość główna wielkości $2B$, znajduje się:

duże się:

- a) w pierwszej ćwiartce koła, jeśli $|S| < 1$ oraz $0 < \varphi_s < \pi/2$,
- b) w drugiej ćwiartce koła, jeśli $|S| > 1$ oraz $0 < \varphi_s < \pi/2$,
- c) w trzeciej ćwiartce koła, jeśli $|S| > 1$ oraz $-\pi/2 < \varphi_s < 0$,
- d) w czwartej ćwiartce koła, jeśli $|S| < 1$ oraz $-\pi/2 < \varphi_s < 0$.

4. PODSUMOWANIE

Na podstawie rozważań, popartych badaniami wykonanego modelu, wynika możliwość symulacji miejscowych torów kablowych za pomocą linii sztucznej, jak na rys. 1, przy respektowaniu warunków określonych zależnościami (25), (28), (31) i (32). Przy tym zgodność parametrów linii sztucznej i symulowanego odcinka toru długości Δx może być dobra w znacznym zakresie zmian częstotliwości oraz dla dostatecznie dużej wartości Δx . Ma to istotne znaczenie, jeżeli symulacja odbywa się w pasmie częstotliwości ponadakustycznych, gdzie nie można uniknąć stosowania elementów indukcyjnych.

W podanych przykładach liczbowych oparto się na charakterystykach torów kablowych zmierzonych w fabryce kabli w czasie programu MOSTEK, ale nic nie stoi na przeszkodzie w zastosowaniu

proponowanej metody dla innych torów. W przykładach liczbowych przyjęto założenia, że moduł impedancji falowej toru oraz jego tłumienność falowa i przesuwność falowa, będą odtworzone z dokładnością nie gorszą od 5%, natomiast argument impedancji falowej - z dokładnością 10%. Wymagania te można równie dobrze zaoszczędzić, jak i osłabić, w zależności od potrzeb, co spowoduje odpowiednio skrócenie lub wydłużenie symulowanego odcinka toru.

Proponowana metoda projektowania linii sztucznej opiera się na układzie zastępczym linii nieskończonej krótkiej, ale okazuje się, że długość symulowanego odcinka linii jest znacząca, a dokładność odwzorowania dobra. Metoda ta jest prosta w zastosowaniach inżynierskich i może z powodzeniem być stosowana w badaniach laboratoryjnych. Nie wyklucza to możliwości używania innych metod syntezy linii sztucznych w zakresach częstotliwości nadrozmównych. W przykładach liczbowych oparto się na zakresie częstotliwości od 5 kHz do 20 kHz, ale rozważania dotyczące możliwości symulacji mają charakter ogólny, a ich wynikiem są zależności (25), (28), (31) i (32). Można zatem stosować je dla innego zakresu częstotliwości, mając jednak na względzie zmiany parametrów pierwotnych linii długiej z częstotliwością.

WYKAZ LITERATURY

1. Bellert S.: *Zarys teorii syntezy liniowych układów elektrycznych*. Politechnika Warszawska, Warszawa 1964.
2. Gęborys L., Waszczyński J.: *Krajowy Plan Transmisji KPT 92*. Instytut Łączności, Warszawa 1992.
3. Nowicki W.: *Podstawy teletransmisji*. Tom 1. WKŁ, Warszawa 1971.
4. Waszczyński J.: *Komentarze do Krajowego Planu Transmisji KPT 92 - część II. Przegląd Telekomunikacyjny + Wiadomości Telekomunikacyjne*, nr 4 - 5, 1995.

Рышард Краевски

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИСКУССТВЕННОЙ ЛИНИИ

Резюме

Представлено методику проектирования искусственных линий отображающих кабельные медные линии, используемые в местных сетях в полосе сверхакустических частот. Даются критерия выбора оптимальной длины отображаемого участка кабеля. Расчеты проверено на выполненной модели искусственной линии.

Ryszard Krajewski

PROBLEMS OF ARTIFICIAL LINE DESIGN

Summary

The method of design of artificial lines which simulate cooper cable lines used in local networks in over talkative band was presented. Optimum lenght selection rules of simulated piece of cable were given. Calculations were confirmed using an artificial line model.

Ryszard Krajewski

PROBLEMES DES CALCULS D'UNE LIGNE ARTIFICIELLE

Résumé

On a présenté la méthode des calculs des lignes artificielles simulant des lignes de câbles en cuivre utilisées dans les réseaux urbains pour les fréquences supérieures de 4 kHz. On a donné des critères du choix de la lon-

gueur convenable des lignes simulées. Les calculs on a vérifié pour la ligne artificielle réalisée.

Ryszard Krajewski

PROBLEME BEI ENTWICKLUNG DER KÜNSTLICHEN LEITUNG

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

Eine neue Methode der Entwicklung der künstlichen Leitungen, die Kupferkabelleitungen simulieren und in Ortsnetzen in Übersprachband angewandt werden wird vorgestellt. Auswahlkriterien der Optimallänge der simulierten Leitungsabschnitt werden angegeben und Berechnungen am Beispiel vom angefertigten und geprüften Modell bestätigt.

KOMUNIKAT

Andrzej Stachnik

621.395.722:621.316.729

SYNCHRONIZACJA CYFROWYCH CENTRAL TELEFONICZNYCH PRACUJĄCYCH W KRAJOWEJ SIECI TELEKOMUNIKACYJNEJ

Przedstawiono sposoby dystrybucji sygnałów odniesienia wykorzystywanych do synchronizacji cyfrowych central telefonicznych pracujących w sieciach PDH oraz SDH. Omówiono również szczególne zasady synchronizacji central typu: EWSD, 1000 S12, 5ESS i E-10B.

1. WSTĘP

W krajowej sieci telekomunikacyjnej dominującą rolę odgrywają cztery typy central cyfrowych:

- EWSD firmy Siemens,
- 1000 S12 firmy ALCATEL (hiszp.),
- 5ESS firmy AT&T,
- E-10B firmy ALCATEL (franc.).

Każda z trzech pierwszych wymienionych typów central zawiera po dwa moduły zegarowe, równoważne względem siebie, z których każdy może pełnić funkcję zegara nadrzędnego (*master*) bez żadnych ograniczeń. Źródłem sygnałów taktujących są wysokostabilne generatory kwarcowe o dobowej stałości częstotliwości rzędu $1 \div 2 \cdot 10^{-10}$ Hz/Hz, objęte działaniem pętli fazowej (PLL). Nieco odmiennie rozwiązanie, zgrupowanie trzech źródeł sygnału w odrębną stację podstawy czasu i synchronizacji, zostało przyjęte w centrali typu E-10B, spotykanej w zachodnich regionach kraju.

Ogólne zasady synchronizacji wymienionych central są do siebie zbliżone, jednak w szczegółowych rozwiązaniach występują istotne różnice.

2. SYGNAŁY ODNIESIENIA WYKORZYSTYWANE DO SYNCHRONIZACJI CENTRAL

Pierwotnym źródłem sygnału synchronizacyjnego są cezowe wzorce częstotliwości umieszczone w ośrodku zegara pierwotnego (PRC). Zgodnie z zaleceniem ITU-T G.811 [2], dokładność częstotliwości zegara pierwotnego nie powinna być mniejsza niż $\pm 1 \cdot 10^{-11}$ Hz/Hz. W zależności od tego, czy sieć transmisyjna pracuje zgodnie z hierarchią plezjochroniczną (PDH), czy też synchroniczną (SDH) w odmienny sposób jest realizowane doprowadzenie sygnału synchronizacyjnego do central.

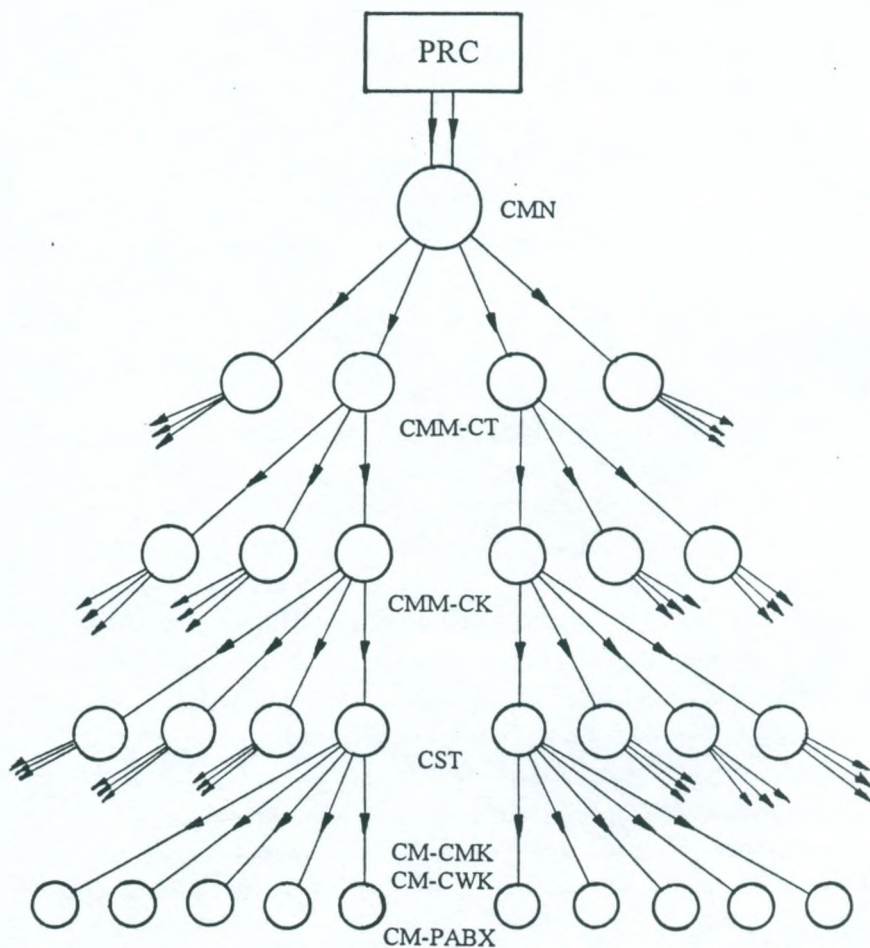
Dla central pracujących według zasad charakterystycznych dla sieci PDH najczęściej jako sygnał częstotliwości odniesienia jest wykorzystywany sygnał wydzielony ze strumienia 2048 kbit/s, przychodzącego z centrali, odgrywającej w hierarchii synchronizacyjnej rolę centrali nadrzędnej. Synchronizację tego typu realizuje się w następujący sposób. Zegary central są wyposażone w wejścia przeznaczone do wprowadzenia sygnałów synchronizacyjnych o częstotliwości 2048 kHz (dla stosowanego w Europie systemu PCM30). Parametry wprowadzanego sygnału powinny odpowiadać wymaganiom określonym w zaleceniu ITU-T G.703-10 [1]. Z kolei każdy z modułów obsługujących doprowadzone do centrali łącza cyfrowe jest wyposażony w wyjście, z którego może być pobrany sygnał taktujący 2048 kHz wydzielony z przychodzącego danym traktem sygnału PCM 2048 kbit/s (HDB3). Wybór sygnału, przychodzącego danym traktem jako sygnału odniesienia, służącego do synchronizacji centrali, a więc wybór centrali nadrzędnej w hierarchii synchronizacyjnej, jest realizowany przez połączenie kablem modułu obsługującego dane

łącze z odpowiednim wejściem modułu zegara centrali. Należy zaznaczyć, że ze względu na przyjęty w sieci transmisyjnej PDH (np. 140 Mbit/s) system dopenień, sieć ta nie wnosi zniekształceń do przenoszonych strumieni 2048 kbit/s, w znaczący sposób oddziałujących na synchronizację central podporządkowanych.

Większość central umożliwia wykorzystanie do synchronizacji sygnału sinusoidalnego, najczęściej o częstotliwości nominalnej 5 MHz, doprowadzonego bezpośrednio z ośrodka zegara pierwotnego (PRC), jednak warunki do wykorzystania tej możliwości występują bardzo rzadko i ograniczają się do niektórych central pełniących rolę central międzynarodowych.

Przykładowe rozwiązanie systemu dystrybucji sygnałów synchronizacyjnych w sieci PDH przedstawiono na rys. 1. Sygnał częstotliwości wzorcowej z ośrodka zegara pierwotnego (PRC) jest doprowadzony do centrali międzynarodowej CMN, gdzie służy do synchronizacji zegarów centrali. We współpracujących z centralą międzynarodową CMN centralach międzymiastowych tranzytowych CMM-CT jako sygnały synchronizacyjne są wykorzystywane sygnały taktujące wydzielone z przychodzących z centrali międzynarodowej strumieni 2048 kbit/s. W analogiczny sposób, niejako sztafetowo, jest przeprowadzana synchronizacja central zaliczonych do kolejnych, niższych pod względem synchronizacji warstw sieci, a więc międzymiastowych końcowych CMM-CK, strefowych CST, a wreszcie miejscowych końcowych: miejskich CM-CMK, wiejskich CM-CWK lub abonenckich CM-PABX.

W sieciach SDH na skutek działania systemu przetwarzania wskaźników mogą występować znaczne fluktuacje fazy sygnałów zawartych w strumieniach 2048 kbit/s, stąd do synchronizacji central współpracujących z siecią transmisyjną SDH nie są wykorzystywane sygnały 2048 kHz wydzielone z sygnałów przychodzących w strumieniach 2048 kbit/s, lecz sygnały 2048 kHz uzyskane przez przetworzenie częstotliwości sygnałów transmisyjnych STM-N. Częstotliwość



Rys. 1. Przykładowe rozwiązanie systemu dystrybucji sygnałów synchronizacyjnych w sieci PDH (oznaczenia w tekście)

2048 kHz została tu przyjęta jako rozpowszechniona już w dziedzinie synchronizacji częstotliwość standardowa, pomimo że częstotliwość taktowania zawarta w sygnałach STM-N nie jest jej całkowitą wielo-

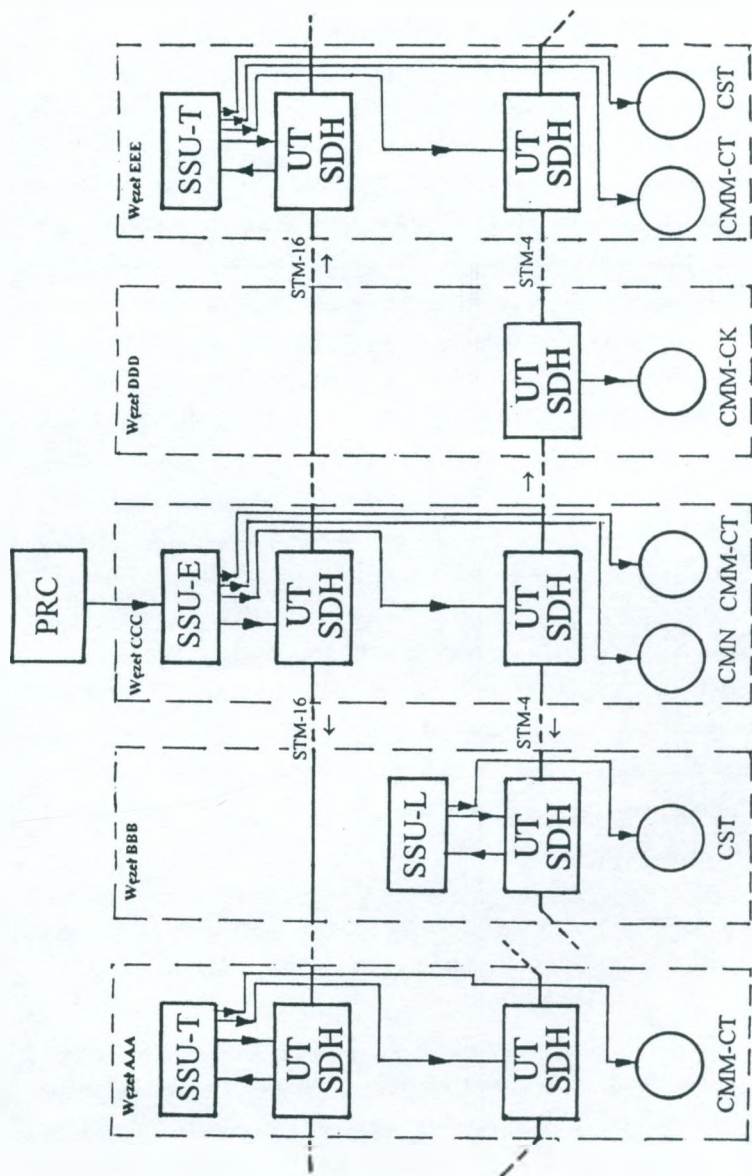
krotnością, co w pewnym stopniu wpływa na rozbudowę zastosowanych do przetworzenia układów syntezy częstotliwości.

Uzyskane w ten sposób sygnały 2048 kHz mogą być wykorzystane do synchronizacji central bezpośrednio lub pośrednio. Ponieważ parametry tego sygnału są najczęściej (dokumenty standaryzacyjne organizacji międzynarodowych noszą wciąż charakter roboczy) zgodne z zal. ITU-T G.703-10, jest możliwe bezpośrednie połączenie znajdującego się w krotnicy wyjścia sygnału 2048 kHz z wejściem sygnału odniesienia w module zegara centrali. Rozwiązanie takie ma jednak poważną wadę, wynikającą z cech stosowanego we wszystkich urządzeniach transmisyjnych SDH zegara wewnętrznego (SEC). Źródłem częstotliwości w tym zegarze jest generator kwarcowy termokompensowany o niezbyt dużej stałości częstotliwości ($4,6 \cdot 10^{-6}$ Hz/Hz), stąd zegar ten powinien pracować synchronicznie z zegarem węzła pełniącego pod względem synchronizacji rolę węzła nadrzędnego. Zadaniem zegara SEC jest filtracja fluktuacji fazy przychodzących sygnałów oraz zapewnienie ciągłości sygnału taktującego w przypadku przełączenia źródła sygnału wykorzystywanego do synchronizacji, co najczęściej występuje podczas zmiany kierunku transmisji w pętli sieci. Zakłada się, że ze względu na niedostateczną jakość, sygnał taktowania wytwarzany przez zegar SEC samoistnie nie powinien być wykorzystywany dłużej niż przez $10 \div 15$ s. Ponieważ warunek ten nie zawsze może być spełniony, stąd systemy sterujące krotnic są obecnie skonfigurowane w taki sposób, że w przypadku pracy z generatora własnego, niesynchronizowanego, wyprowadzenie sygnału 2048 kHz na gniazdo wyjściowe zostaje przerwane. Urządzenia odbierające z danego zegara SEC sygnał synchronizacyjny powinny wówczas zmienić źródło zewnętrznego sygnału odniesienia lub wykorzystać własne, wewnętrzne źródło sygnału, co jest określane jako przejście w tryb pracy z podtrzymaniem.

Dla uniknięcia zbędnych przełączeń wywołanych niejednoznacznością warunków oraz ze względu na uproszczenie systemu nadzoru i zarządzania w dużych węzłach sieci SDH będą instalowane centralne urządzenia-generatory sygnałów synchronizacyjnych (SSU), w odniesieniu do których będą synchronizowane wszystkie znajdujące się w węzle urządzenia transmisyjne i komutacyjne. Generator ten ma za zadanie: ocenę jakości wpływających do węzła sygnałów, które mogą być wykorzystane jako sygnały odniesienia do synchronizacji, wybór najlepszego z nich, filtrację zakłóceń, zmniejszenie zmian fazy sygnału wyjściowego w przypadku przełączenia źródeł, a w przypadku zaniku lub niedostatecznej jakości wszystkich dopływających sygnałów - przejście w tryb pracy z podtrzymaniem.

W przeciwieństwie do zegarów SEC generatory SSU są wyposażone w wysokiej klasy generatory kwarcowe lub nawet rubidowe, aby w przypadku braku zewnętrznych źródeł sygnałów synchronizacyjnych wytwarzany sygnał, przez okres kilku lub nawet kilkunastu godzin, nieznacznie tylko ustępował parametrom uzyskiwanym podczas synchronicznej pracy urządzenia. Wszystkie znajdujące się w węzle centrale telefoniczne, krotnice i przełącznice są synchronizowane sygnałami wychodzącymi z generatora SSU. Parametry sygnałów wyjściowych odpowiadają wymogom zał. ITU-T G.703-10, stąd mogą być wprowadzone na wejścia synchronizacyjne zegarów centrali. Synchronizacja central za pośrednictwem generatorów SSU stanowi, wspomniany już, pośredni sposób synchronizacji central współpracujących z siecią transmisyjną SDH.

Przykładowe rozwiązanie systemu dystrybucji sygnałów synchronizacyjnych w sieci SDH zaprezentowano na rys. 2. Rysunek ten służy wyłącznie do objaśnienia sposobu synchronizacji central współpracujących z siecią transmisyjną SDH, stąd nie umieszczono na nim wszystkich powiązań między urządzeniami transmisyjnymi, które są niezbędne do poprawnej pracy tej sieci. Strzałki oznaczają kierunek



Rys. 2. Przykładowe rozwiązanie systemu dystrybucji sygnałów synchronizacyjnych w sieci SDH (oznaczenia w tekście)

przesyłania sygnałów transmisyjnych STM-N, będących nośnikami sygnałów synchronizujących w obrębie sieci SDH.

Sygnał częstotliwości wzorcowej 2048 kHz z ośrodka zegara pierwotnego PRC za pośrednictwem wydzielonych do tego celu linii zostaje doprowadzony do jednego z głównych węzłów sieci (węzeł CCC), w skład którego wchodzi również centrala międzynarodowa. Sygnał ten zostaje wprowadzony na wejście generatora sygnałów synchronizacyjnych przystosowanego do obsługi węzłów o największym znaczeniu, oznaczonego symbolem SSU-E. Na ogół na pozostałe wejścia generatora SSU-E są wprowadzone sygnały pochodzące z innych wzorców atomowych (np. z urzędu miar lub z obserwatorium astronomicznego) oraz z generatora sterowanego sygnałami czasu wydzielonymi z sygnału emitowanego przez satelitarny system nawigacyjny GPS.

Sygnały 2048 kHz z wyjścia generatora są doprowadzone do wszystkich znajdujących się w węźle urządzeń transmisyjnych UT SDH (krotnic końcowych i transferowych, przełącznic) oraz central cyfrowych. Są to urządzenia transmisyjne systemu STM-16 obsługujące warstwę tranzytową sieci, urządzenia transmisyjne systemu STM-4 obsługujące warstwę regionalną sieci, wreszcie centrala międzynarodowa i międzymiastowa tranzytowa. Na ogół w tego typu węzłach znajdują się również, nie pokazane na rys. 2, urządzenia systemów STM-4 i STM-1 wchodzące w skład pętli lokalnych SDH oraz liczne centrale o znaczeniu lokalnym (międzymiastowe końcowe, strefowe, okręgowe i miejscowe). Wszystkie te urządzenia są także synchronizowane z wykorzystaniem sygnału 2048 kHz uzyskanego z generatora SSU-E.

Sygnał synchronizacyjny z węzła CCC jest przekazywany do współpracujących węzłów: AAA i CCC za pośrednictwem sygnałów transmisyjnych STM-16. Wydzielony sygnał taktowania po przekształceniu w sygnał 2048 kHz jest doprowadzony do generatora

sygnałów synchronizacyjnych, przystosowanego do obsługi węzłów tranzytowych SSU-T. Synchronizacja znajdujących się w tych węzłach urządzeń transmisyjnych i central odbywa się na tych samych zasadach, co w omówionym wcześniej węźle CCC.

Wspomniano już, że jednym z zadań stawianych generatorom SSU jest tworzenie rezerwowych dróg do synchronizacji w przypadku uszkodzenia dróg podstawowych. Możliwość taka istnieje w węźle EEE, gdzie do synchronizacji generatora SSU-T może być wykorzystany, jako rezerwowy, sygnał 2048 kHz uzyskany z krotnicy systemu STM-4.

Warto w tym miejscu zaznaczyć, że nie przewiduje się wykorzystania sygnałów STM-N lub wydzielonych z nich sygnałów taktujących, jako sygnałów wejściowych bezpośrednio wprowadzanych do urządzeń SDH w celu ich synchronizacji. Zawsze będzie odbywało się to za pośrednictwem sygnałów o częstotliwości 2048 kHz.

W węzłach BBB i DDD znajdują się co najwyżej regeneratory przechodzącej przez węzeł linii STM-16, stąd do synchronizacji urządzeń transmisyjnych i central może być wykorzystany jedynie sygnał taktujący wydzielony z sygnału STM-4, sprowadzony do częstotliwości 2048 kHz. W bardziej rozbudowanym węźle BBB synchronizacja urządzeń transmisyjnych i central jest przeprowadzona za pośrednictwem generatora sygnałów synchronizacyjnych, przystosowanego do obsługi węzłów lokalnych SSU-L. W mniej rozbudowanym węźle BBB centrala międzymiastowa końcowa jest synchronizowana z wykorzystaniem sygnału 2048 kHz wyprowadzonego bezpośrednio z krotnicy transferowej systemu STM-4.

3. ZASADY SYNCHRONIZACJI CENTRAL EWSD

Centrala EWSD jest wyposażona w dwa moduły zegarowe [3, 4]. Do każdego modułu mogą być doprowadzone dwa zewnętrzne sygnały odniesienia (referencje). Istnieją trzy podstawowe wersje modu-

łów zegarowych, oznaczone symbolami: CCG11(A), CCG22(A), CCG33(A). Krajowe centrale EWSD najczęściej są wyposażone w moduły oznaczone kodem CCG11(A). Zawarte w kodzie dwie cyfry (w tym przypadku 11) umożliwiają rozpoznanie, jakie powinny być nominalne częstotliwości dwóch doprowadzonych do modułu zegarowego sygnałów, aby sygnały te mogły być wykorzystane jako sygnały odniesienia. W typowym zastosowaniu moduły CCG11(A), jako zegary centrali podporządkowanej hierarchicznie pod względem synchronizacji (*slave*), wykorzystują dwa sygnały odniesienia o częstotliwościach 2048 kHz wydzielone z sygnałów PCM w modułach (DTU) obsługujących łącza cyfrowe. Po zmianie ustawienia przełączników, znajdujących się na głównej płycie modułu, jest możliwe również wykorzystanie do synchronizacji jednego lub dwóch sygnałów o częstotliwościach 300 kHz pobranych z analogowych systemów teletransmisyjnych.

Nieliczne centrale, które do synchronizacji wykorzystują doprowadzony bezpośrednio z ośrodka zegara pierwotnego (PRC) sygnał odniesienia o standardowych częstotliwościach 5 MHz lub 10 MHz, są wyposażone w moduły, oznaczone symbolem CCG22(A). Jako przykład można tu wymienić centralę międzymiastową CEMA w Warszawie, która oprócz modułu zegarowego o symbolu CCG11(A) jest wyposażona właśnie w moduł o symbolu CCG22(A).

W krajowej sieci nie znalazły zastosowania moduły o symbolu CCG33(A), przystosowane do synchronizacji sygnałami wydzielonymi z sygnałów PCM24 (1544 kHz) lub sygnałami o częstotliwościach 308 kHz pobranymi z analogowych systemów teletransmisyjnych.

Jak już wspomniano, w każdym module zegarowym są dwa wejścia, co umożliwia wykorzystanie do synchronizacji sygnałów, wydzielonych z dwóch traktów: podstawowego i rezerwowego. W następstwie zaniku sygnału synchronizacyjnego w trakcie podstawowym do synchronizacji będzie pobrany sygnał przychodzący z traktu rezerwowego. Jednakże odłączenie dowolnego z zewnętrznych sygnałów

odniesienia na okres krótszy niż 123 s jest traktowane jako krótkotrwała przerwa (wywołana np. przełączeniem kabli) i poza zapaleniem czerwonej diody sygnalizacyjnej nie powoduje żadnej reakcji ze strony układu sterującego pracą zegarów. Dopiero dłuższa przerwa może spowodować zmianę źródła odniesienia. Ustąpienie czynnika, który wywołał przełączenie, nie powoduje ponownego przełączenia i powrotu do stanu wyjściowego. Szybka zmiana częstotliwości, przekraczająca wartość $2 \cdot 10^{-8}$ Hz/Hz, może również wywołać zmianę źródła odniesienia lub spowodować odłączenie zewnętrznych źródeł sygnałów synchronizacyjnych i przejście do pracy w trybie plezjochronicznym (bez zewnętrznych źródeł sygnału odniesienia).

Obydwa moduły zegarowe połączono wewnętrznymi połączeniami synchronizacyjnymi, które są aktywne jedynie wówczas, gdy do danego modułu zegarowego nie są doprowadzone żadne zewnętrzne sygnały odniesienia. Zegar, od którego zewnętrzne sygnały odniesienia zostały odłączone najpóźniej, będzie stanowił źródło synchronizacji dla drugiego zegara. Oznacza to, że obydwa zegary będą wówczas pracowały synchronicznie z taktem tego z zegarów, od którego odłączono czwarty w kolejności zewnętrzny sygnał odniesienia.

System wyboru zegarów w układzie: nadrzędny-podporządkowany (*master-slave*) działa niezależnie od wyboru zewnętrznych sygnałów odniesienia. Zegary mogą być przełączone programowo z pulpitu operatorskiego przez wprowadzenie odpowiedniej instrukcji. Nieprawność jednego z zegarów, wykazana w wyniku przeprowadzenia samoczynnych testów lub kontroli niektórych parametrów elektrycznych, może również spowodować przełączenie zegarów.

4. ZASADY SYNCHRONIZACJI CENTRALI S12

Zegary w centralach S12 konstrukcyjnie stanowią rozwiązanie starszej już generacji. Każda centrala jest wyposażona w dwa moduły zegarowe [3]. Każdy z modułów zawiera dwa wysokostabilne genera-

tory kwarcowe. Pierwszy z nich pracuje w analogowej pętli fazowej (PLL), a drugi - w cyfrowej pętli częstotliwościowej (FLL). Źródłem decydującym o częstotliwości sygnału taktującego jest generator pracujący w pętli PLL. Sygnały zegarowe wydzielone z sygnałów PCM w modułach (DTM), obsługujących łącza cyfrowe, są doprowadzone odrębnymi kablami jednocześnie do obydwu modułów zegarowych. Każdy moduł zegarowy jest wyposażony w cztery symetryczne wejścia przeznaczone do doprowadzenia sygnałów 2048 kHz. Piąte wejście, niesymetryczne, umożliwia synchronizację zegara sygnałem sinusoidalnym 5 MHz. Hierarchia wejść jest określona kolejnością ich rozmieszczenia na łączówce wejściowej. Z pięciu wejść, najniższy priorytet ma wejście sygnału analogowego 5 MHz. Z chwilą zaniku sygnału synchronizacyjnego na wyjściu o wyższym priorytecie jest uaktywniane wejście o priorytecie niższym. Powtórne pojawienie się sygnału na wejściu o wyższym priorytecie powoduje ponowne wykorzystanie tego sygnału do synchronizacji centrali.

Istnieje możliwość programowego zablokowania poszczególnych wejść ze stanowiska operatora, nie są one wówczas dostrzegane przez układ sterujący przełączaniem. Jeśli są doprowadzone zewnętrzne sygnały odniesienia, wtedy wykorzystuje się je jako źródło sygnału synchronizacyjnego. Jeśli nie są doprowadzone sygnały zewnętrzne, jako źródło sygnału synchronizacyjnego wykorzystuje się drugi z generatorów kwarcowych pracujący w pętli FLL (referencja wewnętrzna). Pętla analogowa PLL stosunkowo szybko podąża za sygnałem odniesienia. Czas stabilizacji wynosi tu kilka minut. Stanowi to istotne ograniczenie filtracyjnych właściwości pętli w zakresie fluktuacji długookresowych. Czas stabilizacji pętli częstotliwościowej FLL wynosi kilkadziesiąt godzin. Podstawę do zmiany częstotliwości generatora stanowi wartość średnia odchylenia częstotliwości od częstotliwości sygnału odniesienia, obejmująca okres kilkadziesiąt godzin.

Wadą takiego rozwiązania jest konieczność natychmiastowego przełączania przez układ sterujący centrali źródła sygnału taktującego z chwilą odłączenia wszystkich zewnętrznych sygnałów odniesienia, a więc wówczas, gdy występują intensywne zakłócenia w działaniu sieci synchronizacyjnej. Ponieważ skutki działania takich zakłóceń na pracę centrali mogą być rozległe i nie ograniczać się jedynie do spraw synchronizacji, stąd rozwiązanie takie jest mniej korzystne niż rozwiązania stosowane w zegarach nowszej konstrukcji, gdzie korekcja parametrów zegara wynika z długookresowej oceny i może być dokonana po przeprowadzeniu analizy, uwzględniającej kompleksowo również inne czynniki.

5. ZASADY SYNCHRONIZACJI CENTRALI 5ESS

Zgodnie z ogólnym założeniem, w centrali 5ESS niemal wszystkie zespoły funkcjonalne o dużym znaczeniu dla pracy centrali są dublowane [3]. Dla zmniejszenia stopnia niepewności, czy element rezerwowy jest sprawny i czy nie zawiedzie podczas próby przejścia pracy, obydwie strony centrali, strona 0 i strona 1, są okresowo przełączane tak, że efektywnie pracują na przemian w zadanych przedziałach czasowych; najczęściej wybiera się tu okres jednodobowy.

Konsekwentnie, podobne rozwiązanie zostało przyjęte dla układów zegarów centrali. Zegary NCLK umieszczono w module komunikacyjnym CM, skupiającym wiele istotnych funkcji sterujących i przełączających centrali. Z modułu komunikacyjnego sygnały taktujące są rozsyłane do pozostałych modułów centrali, z wyjątkiem modułu zarządzającego AM, który pracuje w trybie asynchronicznym.

Z punktu widzenia synchronizacji centrala 5ESS może pracować w dwóch trybach, plezjochronicznym lub synchronicznym. Źródłem sygnału taktującego dla centrali jest wewnętrzny generator kwarcowy. Praca generatora jest objęta działaniem pętli fazowej PLL zrealizowanej w technice cyfrowej. Podczas pracy w trybie synchronicznym na skutek działania pętli fazowej jest zapewnione podążanie fazy sygnału

wytwarzanego przez generator kwarcowy za fazą zewnętrznego sygnału odniesienia. Podczas pracy centrali w trybie plezjochronicznym działanie pętli fazowej jest zablokowane i o dokładności oraz stałości częstotliwości sygnału taktującego decydują parametry zastosowanego generatora kwarcowego, przede wszystkim wartość dryftu częstotliwości wywołanego procesem starzenia rezonatora kwarcowego. Podobne warunki występują podczas pracy w trybie podtrzymania, a więc wówczas, gdy na skutek przerwy w dopływie zewnętrznych sygnałów synchronizacyjnych źródłem sygnału taktującego mogą być tylko własne generatory kwarcowe.

Synchronizacja z wykorzystaniem zewnętrznych sygnałów odniesienia jest realizowana podobnie jak w centralach S12 lub EWSD. W modułach obsługujących trakty cyfrowe DTLU są umieszczone układy DFI, wydzielające z przychodzącego sygnału PCM (HDB3) sygnał taktujący 2048 kHz, jednakże - w odróżnieniu od innych spotykanych w kraju central - liczba modułów DTLU wyposażonych w układy DFI jest niewielka i wynosi dla całej centrali zaledwie kilka sztuk. Sygnał 2048 kHz wydzielony przez układ DFI z sygnału 2048 kbit/s, przychodzącego z centrali hierarchicznie pod względem synchronizacji nadrzędnej, za pośrednictwem odpowiedniego kabla, jest wprowadzony na wejście synchronizacyjne zegara. Ze względu na ograniczoną, jak już wspomniano, liczbę układów DFI zmiana traktu wybranego jako źródło synchronizacji centrali wymaga zamiany miejscami modułów DTLU. Układ synchronizacyjny zegara umożliwia wprowadzenie pięciu sygnałów synchronizacyjnych 2048 kHz. Jedno z wejść jest przystosowane do odbioru sygnałów sinusoidalnych, natomiast cztery pozostałe umożliwiają wprowadzenie sygnałów cyfrowych opisanych w zał. ITU-T G.703-10. Możliwe jest zwiększenie o cztery liczby wejść, umożliwiających wprowadzenie sygnałów cyfrowych 2048 kHz. Priorytet poszczególnych wejść jest ustawiany programowo z pulpitu operatorskiego, zgodnie z przyjętą dla sieci hierarchią.

Zegar NCLK strony 0, podobnie jak i zegar strony 1 centrali jest wyposażony we własny generator kwarcowy objęty działaniem lokalnej, cyfrowej pętli fazowej PLL. Zegary są sprzężone wzajemnymi połączeniami, umożliwiającymi ograniczenie zakresu zmiany fazy występującej podczas przełączenia. Każdy z generatorów kwarcowych umożliwia zasilanie wytwarzanym sygnałem jednego lub obydwu zegarów centrali. Jest zalecane, aby w typowym trybie pracy tak skonfigurować pracę centrali, by zegary obydwu stron centrali pobierały sygnał taktujący z tego samego generatora. Możliwa jest jednak poprawna praca centrali również przy takim powiązaniu generatorów z zegarami, że każdy zegar pobiera sygnał taktujący z własnego generatora.

W trybie pracy synchronicznej przy spełnieniu wymagań dotyczących zewnętrznych sygnałów odniesienia, długoterminowa dokładność częstotliwości sygnału taktującego powinna wynosić $1 \cdot 10^{-11}$ Hz/Hz. Podczas pracy w trybie podtrzymania o dokładności częstotliwości decydują, jak już wspomniano, parametry zastosowanego generatora kwarcowego, a przede wszystkim wartość dryftu częstotliwości wywołanego procesem starzenia rezonatora kwarcowego. Ze względu na różnicę w cenie, producent - zgodnie z życzeniem użytkownika - może wyposażyć centralę SESS w jeden z dwóch rodzajów generatorów kwarcowych. Pierwszy, o stałości dobowej częstotliwości $1 \cdot 10^{-9}$ Hz/Hz i stałości dwudziestoletniej $1,6 \cdot 10^{-8}$ Hz/Hz, jest przeznaczony dla central tranzytowych, natomiast drugi, o stałości dobowej częstotliwości $1 \cdot 10^{-8}$ Hz/Hz i stałości dwudziestoletniej $4,6 \cdot 10^{-6}$ Hz/Hz, jest przewidziany dla central lokalnych.

6. ZASADY SYNCHRONIZACJI CENTRALI E-10B

Rozwiązanie zastosowane w centrali E-10B odbiega od typowych rozwiązań stosowanych w innych centralach, a widoczna tu myśl techniczna znalazła rozwinięcie w późniejszych konstrukcjach genera-

torów synchronizacyjnych SSU wykorzystywanych w systemach SDH. Być może wynika to z faktu, że prekursorka tej centrali, jedna z pierwszych produkowanych w Europie central cyfrowych, tj. centrala E-10A, była wyposażona w zegary przestrajane wyłącznie mechanicznie, co uniemożliwiało jakąkolwiek synchronizację centrali z sygnałami synchronizacyjnymi doprowadzonymi z zewnątrz. Niezbędną modyfikację urządzeń zegarowych przeprowadzono stosunkowo późno, co w tym przypadku korzystnie wpłynęło na stopień nowoczesności rozwiązania.

Sygnały wykorzystywane do taktowania centrali są wytwarzane w stacji podstawy czasu i synchronizacji STS [3]. Stacja ta składa się z dwóch modułów generatorów synchronizowanych HIS oraz układu potrójnej podstawy czasu BTT. Moduł HIS umożliwia dołączenie czterech zewnętrznych sygnałów odniesienia 2048 kHz, zgodnych z wymogami zał. ITU-T G.703-10, wydzielonych z przychodzących sygnałów PCM (HDB3) w modułach STM obsługujących trakty cyfrowe. W centrali E-10B co czwarty z modułów obsługujących trakty cyfrowe jest wyposażony w układy służące do wydzielania sygnału taktującego. Wydzielone sygnały 2048 kHz, pochodzące z centrali hierarchicznie nadrzędnej pod względem synchronizacji, za pomocą kabli są wprowadzone na odpowiednio zdefiniowane, pod względem priorytetu, wejścia synchronizacyjne zegara. Znajdujący się wewnątrz bardzo wysokiej klasy generator kwarcowy jest objęty działaniem pętli fazowej PLL, co umożliwia filtrację sygnału odniesienia, a w razie zaniku wszystkich zewnętrznych sygnałów synchronizacyjnych, wytwarza sygnał odpowiadający trybowi pracy w warunkach podtrzymania. Z uwzględnieniem oddziaływania czynników środowiskowych, trzydobowa (72 h) dokładność częstotliwości generatora pracującego bez zewnętrznych sygnałów odniesienia jest wówczas oceniana na $4 \cdot 10^{-10}$ Hz/Hz.

W module HIS jest zawarty również układ, który - przez porównanie częstotliwości trzech sygnałów doprowadzonych z układu potrój-

nej podstawy czasu BTT oraz sygnału wytwarzanego w drugim module HIS - umożliwia rozpoznanie wadliwej pracy, podlegającego ocenie, modułu HIS. Każdy z modułów HIS jest wyposażony w wejście o najwyższym priorytecie, służące do kalibracji zegara, przystosowane do odbioru sygnału 5 MHz pochodzącego z wzorca cezowego lub sygnału z odbiornika sygnału wzorcowego przesyłanego drogą radiową. To ostatnie rozwiązanie jest powszechnie stosowane we Francji, gdzie na potrzeby telekomunikacji jest stabilizowana fala nośna długofalowej stacji radiofonicznej Alloux, pracującej w kanale 162 kHz.

Układ potrojonej podstawy czasu BTT zawiera trzy wysoko-stabilne generatory kwarcowe o częstotliwości drgań 16 MHz, jednak ich stałość częstotliwości jest o dwa rzędy wielkości gorsza od stałości częstotliwości generatorów zawartych w modułach HIS. W przypadku uszkodzenia obydwu modułów HIS trzydniowa stałość częstotliwości stacji STS, pracującej w warunkach podtrzymania z wykorzystaniem wewnętrznych generatorów układu BTT, jest oceniana na $1 \cdot 10^{-6}$ Hz/Hz. System logiki umożliwia wytwarzanie, wzajemną kontrolę oraz niezawodne przesyłanie do systemu dystrybucyjnego centrali dwóch synfazowych sygnałów utworzonych z sygnałów, dla których źródłem są trzy generatory kwarcowe, wchodzące w skład układu BTT. Rozbudowany układ logiki śledzi przychodzące z zewnątrz sygnały odniesienia, a w przypadku niesprawności wewnątrz układu umożliwia wyeliminowanie z pracy - na podstawie kryteriów częstotliwościowych - jednego generatora kwarcowego, wykazującego największy poziom fluktuacji fazy. Bardzo duża stałość częstotliwości generatorów kwarcowych wchodzących w skład modułów HIS, a stanowiących w normalnych warunkach eksploatacyjnych odniesienie dla układu BTT, wpływa korzystnie na możliwość utrzymania odpowiednio małych wartości fluktuacji fazy w sygnale opuszczającym stację STS i skierowanym do sieci dystrybucyjnej centrali.

W trybie pracy synchronicznej w centrali E-10B, podobnie jak w innych centralach, przy spełnieniu wymagań dotyczących zewnętrznych sygnałów odniesienia, długoterminowa dokładność częstotliwości sygnału taktującego powinna wynosić $1 \cdot 10^{-11}$ Hz/Hz. W trybie pracy plezjochronicznej, stosowanym obecnie bardzo rzadko, lub w trybie pracy z podtrzymaniem należy liczyć się w stałych warunkach środowiskowych z powstaniem odchylenia częstotliwości sygnału taktującego centrali wywołanego procesem starzenia rezonatora kwarcowego, wynoszącego $5 \cdot 10^{-11}$ Hz/Hz po upływie doby oraz $1 \cdot 10^{-8}$ Hz/Hz po upływie roku.

*

*

*

Wejście do eksploatacji systemów transmisyjnych SDH zmienia usytuowanie central telefonicznych w sieci. Możliwość wydzielania i dopływu w węzłach sieci, w nieskomplikowany technicznie sposób, strumieni o dość małych przepływnościach, łatwość zmian w konfiguracji sieci oraz stosowanie przełącznic sprawia, że sieć transmisyjna przejmie pewne funkcje komutacyjne, które dotychczas były zarezerwowane dla central. Proces ten pogłębi się po upowszechnieniu transmisji pakietowej ATM. Centrale znajdują się wówczas na obrzeżu sieci i będą wykorzystywane do realizacji bardziej tradycyjnych usług. Wydaje się jednak, że centrale cyfrowe zainstalowane w ciągu ostatnich lat w krajowej sieci telekomunikacyjnej, przez okres co najmniej kilkunastu lat, będą odgrywały dominującą rolę w realizacji usług telekomunikacyjnych na rzecz abonentów. Z tego względu poprawność rozwiązań przyjętych w zakresie synchronizacji central oraz niezawodność ich działania będą w dużym stopniu rzutowały na jakość świadczonych usług.

WYKAZ LITERATURY

1. CCITT: Recommendations G.703. Geneva 1972.
2. CCITT: Recommendations G.811. Geneva 1988 (z uwzględnieniem późniejszych dokumentów roboczych ITU-T).
3. Dokumentacje techniczne firm: ALCATEL, Simens, AT&T.
4. Ernst W., Hartmann H.L.: New Clock Generators for EWSD. Telecom Report, Vol. 10, No.1, 1987.
5. ETSI: DE/TM 03017-5 (draft), 1995.

Анджей Стахник

**СИНХРОНИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ АТС РАБОТАЮЩИХ
В НАЦИОНАЛЬНОЙ СЕТИ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ**

Резюме

Представлено способы передачи сигналов отнесения используемых для синхронизации цифровых АТС, работающих в псевдосинхронных и синхронных хиерархических системах передачи цифровых сигналов. Подробно рассмотрено способы синхронизации цифровых АТС типа: EWSD, 1000 S12, 5ESS и 10B.

Andrzej Stachnik

SYNCHRONIZATION OF THE DIGITAL TELEPHONE EXCHANGES WORKING IN POLISH TELECOMMUNICATION NETWORK

S u m m a r y

There have been presented the methods of distribution of reference signals used for synchronization of digital exchanges working in PDH and

SDH network. The detail rules of synchronization of the exchanges: EWSD, 1000 S12, 5ESS and E-10B are discussed too.

Andrzej Stachnik

**SYNCHRONISATION DES TELEPHONIQUES
AUTOCOMMUTATEURS NUMERIQUES EXPLOITES DANS
LE RESEAU NATIONAL DE TELECOMMUNICATIONS**

R é s u m é

Les méthodes de distribution des signaux de référence utilisés pour le synchronisation des téléphoniques autocommutateurs numériques exploités dans les réseaux PDH et SDH sont présentées. Des principes détaillés de la synchronisation des différents autocommutateurs de type: EWSD, 1000 S12, 5ESS et E-10B sont présentés en détail.

Andrzej Stachnik

**SYNCHRONISATION VON DIGITALEN VERMITTLUNGSTELLEN
DES NATIONALEN TELEKOMMUNIKATIONSNETZES**

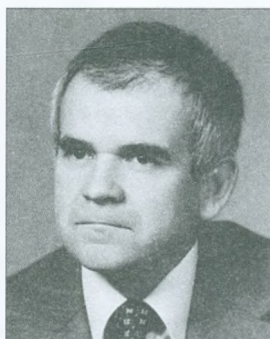
Z u s a m m e n f a s s u n g

Es werden Distributionsmethoden von Bezugssignalen dargestellt, die für Synchronisation der digitalen Vermittlungsstellen des PHD- und SHD-Netzes angewandt werden. Es ist auf Synchronisation-Regeln für folgenden. Vermittlungsstellen: EWSD, 1000 S12, 5ESS und E-10B näher eingegangen.

AUTORZY

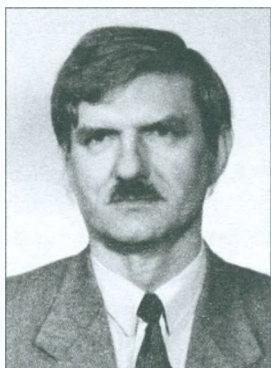


Dr inż. Ryszard Krajewski urodził się 15 lutego 1935 r. w Aleksandrowie Łódzkim. W 1959 r. ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Gdańskiej, gdzie został zatrudniony jako asystent w Katedrze Teletransmisji. Od 1965 r. do chwili obecnej pracuje w Zakładzie Telegrafii i Telematyki w Oddziale Gdańskim Instytutu Łączności, ostatnio na stanowisku kierownika Grupy Problemowej ds. Homologacji Urządzeń Telegraficznych i Telematycznych. Zajmuje się zagadnieniami transmisyjnymi w dziedzinie telegrafii, telematyki i transmisji danych. W 1973 r. obronił z wyróżnieniem pracę doktorską na Wydziale Elektroniki Politechniki Gdańskiej. Kilkakrotnie wyjeżdżał do Afryki jako ekspert Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej (UIT).



Dr inż. Zbigniew Rymarowicz urodził się 1931 r. we Lwowie. W latach 1951-1957 studiował na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach oraz na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej. Po ukończeniu studiów został zatrudniony w Przemysłowym Instytucie Elektroniki, zajmując się opracowaniem i konstrukcją lamp mikrofalowych. Od 1965 r. do chwili obecnej pracuje w Instytucie Łączności we Wrocławiu. W 1974 r. uzyskał stopień naukowy doktora nauk technicznych. Początko-

wo zajmował się problemami przemysłowych zakłóceń radioelektrycznych, a następnie zagadnieniami związanymi z gospodarką widmem elektromagnetycznym i propagacją. Jest autorem lub współautorem wielu publikacji.



Mgr inż. Andrzej Stachnik urodził się 9 maja 1944 r. w Warszawie. Jest absolwentem Wydziału Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Od 1968 r. do chwili obecnej pracuje w Zakładzie Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji Instytutu Łączności w Warszawie, ostatnio na stanowisku kierownika Pracowni Częstotliwości Wzorcowych i Układów Generacyjnych. Zajmował się zagadnieniami pomiarów częstotliwości i czasu, zwłaszcza rozbudową środków technicznych, zapewniających emisję wysokiej jakości sygnału krajowej częstotliwości wzorcowej 225 kHz, jak również projektowaniem i konstrukcją urządzeń odbiorczych: komparatorów częstotliwości dla teletransmisji, generatorów wzbudzających dla radiofonicznych stacji nadawczych oraz wtórnych wzorców częstotliwości dla ośrodków pomiarowo-kontrolnych emisji radiowych. Wraz z rozwojem cyfrowych sieci telekomunikacyjnych podjął także prace badawcze o charakterze teoretycznym i praktycznym, związane z synchronizacją tych sieci. Jest autorem kilku publikacji i współautorem kilku patentów. Pełni funkcję prezesa Koła Zakładowego Stowarzyszenia Elektryków Polskich przy Instytucie Łączności.

Doc. dr inż. Arnold Kawecki - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 102, 1994.

Mgr inż. Tadeusz Kunert - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 103, 1994.

