

**Zakład Kompatybilności
Elektromagnetycznej**

ul. Swojczycka 38
51-501 Wrocław
T:[+71] 36 99 803,
F:[+71] 37 28 8788
www.itl.waw.pl
sekretariat@il.wroc.pl

Zakład Systemów Radiowych

ul. Szachowa 1
04-894 Warszawa
T:[+22] 51 28 358,
F:[+22] 51 28 180
www.itl.waw.pl
z1@il.wroc.pl

Ośrodek Informatyki

ul. Szachowa 1
04-894 Warszawa
T:[+22] 51 28 108,
F:[+22] 51 28 667
www.itl.waw.pl
oi@il.wroc.pl



**National Institute
of Telecommunications**

ul. Szachowa 1
PL – 04-894 Warszawa
T: [+48 22] 512 81 00
F: [+48 22] 512 86 25
E-mail: info@itl.waw.pl
www.itl.waw.pl

**UDOSTĘPNIENIE
NARZĘDZIA INFORMATYCZNEGO
DO PROGNOZOWANIA ZASIĘGÓW
STACJI RADIOWYCH UŻYTKOWANYCH
WE WSPÓŁCZESNYCH SYSTEMACH
RADIOKOMUNIKACYJNYCH I
RADIODYFUZYJNYCH
W SIECI KORPORACYJNEJ
I W INTERNECIE**

Sprawozdanie nr Z21/21 30 0017/1106/07

WROCLAW, GRUDZIEŃ 2007

Nr pracy	21 30 0017 (Z-21) 01 30 0017 (Z-1) 07 30 0017 (OI)
Nazwa pracy	Udostępnienie narzędzia informatycznego do prognozowania zasięgów stacji radiowych użytkowanych we współczesnych systemach radiokomunikacyjnych i radiodfuzyjnych w sieci korporacyjnej i w Internecie
Zlecniodawca	Instytut Łączności – praca statutowa
Data rozpoczęcia	styczeń 2007 r.
Data zakończenia	grudzień 2007 r.
Kierownik pracy	mgr inż. Jacek W. Wroński
Wykonawcy pracy	dr inż. Janusz Sobolewski dr inż. Dariusz P. Więcek mgr inż. Jacek W. Wroński inż. Ewa Wielowieyska Piotr Jaros mgr inż. Adam Cichoń
Autorzy sprawozdania	mgr inż. Jacek W. Wroński Ewa Wielowieyska

Praca wykonana we współpracy:
Zakładu Kompatybilności Elektromagnetycznej Z-21 Instytutu Łączności we Wrocławiu,
Zakładu Systemów Radiowych Z-1 Instytutu Łączności w Warszawie,
Ośrodka Informatyki Instytutu Łączności w Warszawie.

Kierownik Zakładu Z-21: dr inż. Janusz Sobolewski
Kierownik Zakładu Z-1: mgr inż. Aleksander Orłowski
Kierownik OI: Grzegorz Wójcik

Niniejsze opracowanie może być powielane i publikowane wyłącznie w całości
Powielanie i publikowanie fragmentów wymaga uzyskaniu zgody Instytutu Łączności

SPIS TREŚCI

WSTĘP	4
1. OPRACOWANIE ZASAD DOSTĘPU DO USŁUG OFEROWANYCH PRZEZ SYSTEM W SIECI KORPORACYJNEJ ORAZ W INTERNECIE	7
METODY OBLICZENIOWE ZAIMPLEMENTOWANE W SYSTEMIE	9
METODY ANALIZ ZAIMPLEMENTOWANE W SYSTEMIE	10
STRUKTURA SYSTEMU MZ.NET	10
2. OPROGRAMOWANIE ALGORYTMÓW UMOŻLIWIAJĄCYCH PROWADZENIE KOMPLEKSOWYCH ANALIZ DLA ŁĄCZY RADIOWYCH	13
STRUKTURA MODUŁU BIBLIOTECZNEGO DANEITU.....	13
STRUKTURA MODUŁU BIBLIOTECZNEGO METODYITU.....	16
ALGORYTM WYZNACZANIA TŁUMIENIA DYFRAKCYJNEGO.....	23
<i>Tłumienie dyfrakcyjne na przeszkodzie ostrej</i>	24
<i>Tłumienie dyfrakcyjne na przeszkodzie nieostrej</i>	26
<i>Algorytm wyznaczania tłumienia dyfrakcyjnego na trasie z wieloma przeszkodami</i>	26
3. AKTUALIZACJA ALGORYTMÓW, MODYFIKACJA I OPTYMALIZACJA SERWERÓW OBLICZENIOWYCH ZGODNIE Z NOWYMI WYTYCZNYMI	30
4. UWAGI I WNIOSKI	31
LITERATURA	33
DODATKI	35
A. ROZKŁADY PRAWDOPODOBIENSTW STOSOWANE W MODELOWANIU PROPAGACJI FAL RADIOWYCH	35
ROZKŁAD GAUSSA (NORMALNY)	36
ROZKŁAD LOGARYTMICZNO-NORMALNY (LOG-NORMAL).....	38
ROZKŁAD RAYLEIGHA	39
ROZKŁAD NAKAGAMI'EGO-RICE'A	40
ROZKŁAD GAMMA.....	40
ROZKŁAD χ^2 PEARSON'A.....	41
B. PRZYKŁADY METOD NUMERYCZNYCH STOSOWANYCH W PREDYKCJI NATĘŻENIA POLA	42
WYZNACZANIE PRAWDOPODOBIENSTWA ROZKŁADU NORMALNEGO	42
WYZNACZANIE DYSTRYBUANTY ODWROTNEGO ROZKŁADU NORMALNEGO.....	44
METODY SUMOWANIA MOCY	46
<i>Metoda logarytmiczno-normalna (LNM)</i>	47
<i>Metoda logarytmiczno-normalna uproszczona</i>	49
<i>Metoda k-LNM</i>	50
<i>Metoda t-LNM v2</i>	51
<i>Aproksymacja Schwartz'a – Yeh'a</i>	54
<i>Postać analityczna</i>	55
C. TECHNOLOGIE STOSOWANE W SYSTEMIE	58
.NET REMOTING	58
SOAP.....	58
USŁUGI SIECIOWE	58
AJAX.....	58
JSON	58

Wstęp

Podstawą procesu planowania sieci czy systemów radiowych oraz określenia warunków ich wzajemnej kompatybilności są analizy propagacyjne stacji. Wymagają one znajomości rozkładu natężenia pola elektrycznego w otoczeniu poszczególnych stacji. Rozkłady takie wyznaczane są w wyniku długotrwałych analiz propagacyjnych, które z racji dużego stopnia komplikacji i czasochłonności najczęściej prowadzone są komputerowo. Szczególnie w przypadku współczesnych sieci radiokomunikacyjnych, składających się niejednokrotnie z tysięcy stacji, proces projektowania wymaga przetworzenia olbrzymiej liczby danych i nie może być prowadzony bez zastosowania specjalistycznych narzędzi informatycznych.

W latach 2003-2006, w Zakładzie Kompatybilności Elektromagnetycznej Z-21 rozpoczęto prace, mające na celu budowę kompleksowego systemu informatycznego, stosowanego do wspomagania procesu planowania sieci radiowych – zarówno radiokomunikacji ruchomej jak i radiodyfuzyjnych, analogowych i cyfrowych. Ze względu na merytoryczną złożoność zagadnienia i olbrzymi nakład pracy, związanej z realizacją przedsięwzięcia, przewidziano, że budowa systemu będzie pracą wieloletnią i wieloetapową.

W 2003 r. w ramach pracy statutowej - „Opracowanie narzędzia informatycznego do prognozowania zasięgów stacji radiowych użytkowanych we współczesnych systemach radiokomunikacji ruchomej lądowej”, stworzono podstawy systemu wspomagającego proces projektowania sieci radiokomunikacji ruchomej lądowej, oprogramując jego tzw. bazową wersję systemu. Wersja ta była dość ograniczona pod względem funkcjonalnym, niemniej jednak umożliwiała już prowadzenie obliczeń propagacyjnych (zasięgów bezinterferencyjnych) dla systemów radiokomunikacji ruchomej w oparciu o dwa ogólnie znane modele propagacyjne (metodę Haty i Zalecenie ITU-R P.1546). W procesie obliczeń wykorzystywano, zaimplementowany w IŁ, cyfrowy model terenu o dokładności wystarczającej dla potrzeb radiodyfuzji.

Prace prowadzone w 2004 r., w ramach tematu „Rozwój systemu informatycznego do prognozowania zasięgów stacji radiowych użytkowanych we współczesnych systemach radiokomunikacji ruchomej lądowej”, dotyczyły między innymi wdrożenia dodatkowych modeli propagacyjnych, stosowanych w prowadzonych przez organa administracji państwowej procesach planowania i koordynacji przygranicznej stacji nadawczych. Dodatkowo przeprowadzono pierwsze weryfikacje wydajności systemu, pod kątem zajętości zasobów danych wymaganych do przeprowadzania złożonych analiz i zastosowania efektywniejszych algorytmów obliczeniowych, rozwoju serwisów warstwy biznesowej i interfejsu użytkownika.

Prace prowadzone w 2005 r., w ramach tematu „Rozbudowa narzędzia informatycznego do prognozowania zasięgów stacji radiowych użytkowanych we współczesnych systemach radiokomunikacyjnych”, doprowadziły do rozwoju narzędzia. Oprogramowano algorytmy, umożliwiające wyznaczanie w ramach systemu zasięgów stacji ograniczonych interferencjami, oraz algorytmy pozwalające na prowadzenie kompleksowych analiz dla sieci jednoczesotliwościowych SFN, wykorzystywanych w radiodyfuzyjnych systemach cyfrowych DVB-T i T-DAB.

W ramach tematu „Rozbudowa narzędzia informatycznego do prognozowania zasięgów stacji radiowych użytkowanych we współczesnych systemach radiokomunikacyjnych i radiodyfuzyjnych”, w roku 2006 rozpoczęto integrację systemu z oprogramowaniem powstałym w Zakładzie Z-1, służącym do projektowania linii radiowych.

W wyniku czteroletnich prac powstało narzędzie, w którym oprogramowane zostały metody obliczeniowe z Zalecenia ITU-R P.370, Zalecenia ITU-R P.1546, metoda Haty, model obliczeniowy z Porozumienia Berlińskiego oraz metody z Zaleceń ITU-R (Tab. 4). Metody te są powszechnie wykorzystywane w procesie prowadzenia analiz propagacyjnych, w systemach radiokomunikacji ruchomej lądowej, radiokomunikacji morskiej, radiofonii UKF, telewizji oraz w liniach radiowych.

W roku 2004 stworzone oprogramowanie zostało po raz pierwszy wykorzystane do realizacji prac rynkowych metodą wsadową. Dokonano wówczas:

- wyznaczenia zasięgów stacji radiokomunikacji morskiej, projektowanych dla potrzeb Automatycznego Systemu Identyfikacji AIS,
- obliczeń rozkładu natężenia pola pojedynczych stacji DVB-T, pracujących w ramach sieci SFN, w oparciu o wytyczne konferencji RRC-04.

W roku 2005 oprogramowanie zostało wykorzystane do realizacji prac rynkowych, między innymi:

- Zlecenie dotyczące „Analiz warunków technicznych planowania wybranych sieci jednoczęstotliwościowych SFN naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T”,
- Zlecenie dotyczące „Analiz zasięgów stacji DVB-T”.

W roku 2006 oprogramowanie zostało wykorzystane do realizacji prac rynkowych, takich jak:

- Opracowanie metody włączania sieci nadajników naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T i wyłączania nadajników analogowych w Polsce (projekt badawczo-rozwojowy realizowany na zlecenie Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego)
- Platforma cyfryzacji radiofonii i telewizji (praca statutowa)
- Obliczenie zasięgów stacji sieci nadających program regionalny TVP3
- Analiza propagacyjno-sieciowa radiokomunikacji ruchomej lądowej administracji celnej

W planie rozwoju narzędzia informatycznego w roku 2007 przewidziano do wykonania następujące główne zadania:

- Opracowanie zasad dostępu do usług oferowanych przez system w sieci korporacyjnej oraz w Internecie. Oprogramowanie algorytmów umożliwiających prowadzenie kompleksowych analiz dla linii radiowych.
- Modyfikacja istniejących metod obliczeniowych zgodnie z nowymi wytycznymi
- Aktualizacja algorytmów, modyfikacja i optymalizacja serwerów obliczeniowych

Decyzja o oprogramowaniu w systemie MZ.NET algorytmów umożliwiających wyznaczanie w ramach systemu zasięgów stacji ograniczonych interferencjami związana była z uczestnictwem Instytutu w pracach, mających na celu wdrożenie w Polsce systemu TETRA Emergency. W ramach tych prac spodziewano się, iż w najbliższym czasie wystąpi potrzeba opracowania planu sieci łączności radiowej systemu TETRA, a co za tym idzie konieczność prowadzenia obliczeń propagacyjnych i wyznaczania zasięgów bezinterferencyjnych i

ograniczonych interferencjami dla poszczególnych stacji. Obliczenia takie mogą być prowadzone jedynie przy zastosowaniu specjalistycznych narzędzi informatycznych. Dotychczasowy stan zaawansowania systemu uniemożliwił przeprowadzenie tego typu analiz, co było spowodowane niezaimplementowaniem odpowiednich algorytmów i metod obliczeniowych.

Rozwój systemu MZ.NET, zmierzający w kierunku implementacji algorytmów umożliwiających prowadzenie kompleksowych analiz dla sieci jednoczesnościowych SFN wykorzystywanych w radiodyfuzyjnych systemach cyfrowych DVB-T i T-DAB, wiązał się bezpośrednio z uzgodnioną z Ministerstwem Infrastruktury koniecznością prowadzenia przez Instytut Łączności prac przygotowawczych przed Regionalną Konferencją Radiokomunikacyjną ITU-R RRC'06. Prace te dotyczą m.in. opracowywania różnych metod planowania sieci jednoczesnościowych SFN. W chwili obecnej Instytut jest jedyną placówką naukową w kraju zajmującą się tą tematyką. Prowadzenie tego typu prac jest niemożliwe bez wykorzystania specjalistycznego narzędzia informatycznego. Stąd też decyzja o implementacji w systemie informatycznym MZ.NET metod umożliwiających prowadzenie analiz sieciowych SFN dla naziemnych systemów radiowych i telewizyjnych, rozsiewczych (T-DAB i DVB-T) i przenośnych (T-DMB i DVB-H).

Jednocześnie, z uwagi na szybki rozwój rynku usług szerokopasmowych, ważnym elementem systemu jest możliwość wykonywania wszelkich analiz związanych z propagacją wzdłuż trasy łącza radiowego, w szerokim zakresie częstotliwości. Na tłumienie sygnału na trasie łącza radiowego, oprócz tłumienia w wolnej przestrzeni, składają się tłumienia będące efektem zjawisk propagacyjnych, takich zjawisk jak dyfrakcja, odbicie i wielodrogowość oraz wynikające z niejednorodności ośrodka, jakim jest dolna warstwa atmosfery, do których zaliczamy tłumienie w gazach atmosferycznych, kolumnach deszczowych, chmurach i w mgłę. Stąd też, druga „gałąź” systemu MZ.NET objęła to właśnie zagadnienie.

1. Opracowanie zasad dostępu do usług oferowanych przez system w sieci korporacyjnej oraz w Internecie

Do usług systemu MZ.NET istnieje dostęp zarówno poprzez sieć korporacyjną (intranet), jak i poprzez sieć globalną (Internet).

W trakcie użytkowania systemu stwierdzono, że korzystanie z systemu poprzez sieć, z wykorzystaniem przeglądarki stron WWW jest sensowne wtedy, gdy czas wykonania zadania w systemie jest stosunkowo krótki. Dla zadań o długim czasie wykonania, strona kliencka systemu pozostaje przez większość czasu bezczynna, nawet jeśli zostanie wprowadzony bezinwazyjny mechanizm „podglądu” stanu zaawansowania zadania.

Pozostawiając pierwotny mechanizm dostępu klienta do systemu (przeglądarka stron WWW), zdecydowano się na powielenie funkcjonalności systemu poprzez wprowadzenie usług sieciowych (Web Services). Innymi słowy funkcje oferowane przez system na stronach WWW są również dostępne poprzez usługi sieciowe (internetowe).

Żaden system oferujący pewien zestaw usług nie jest atrakcyjny dla klienta, jeżeli nie ma w nim możliwości składowania danych, zarówno danych wejściowych jak i wyników. W systemie MZ.NET dane przechowywane są w podsystemie bazodanowym opartym na silniku Microsoft SQL Server 2000 (MSDE - Microsoft Data Engine). Relacyjne bazy danych wiążą dane wejściowe z wynikami obliczeń oraz z danym klientem.

W przypadku obliczeń propagacyjnych problem z bazami danych polega na tym, że w zależności od rodzaju usługi dla której chcemy przeprowadzić obliczenia, wymagane są różne dane wejściowe. Przykładowo, dane wymagane do obliczeń zasięgu bezinterferencyjnego radiowej stacji rozsiewczej zakresu UKF są inne niż dla takich samych obliczeń dla stacji telewizyjnej analogowej, pomimo faktu, że w obliczeniach wykorzystywane są takie same parametry wejściowe (częstotliwość, moc promieniowana, polaryzacja i charakterystyka promieniowania anteny nadawczej) oraz pośrednie (współczynniki ochronne, minimalna wartość sygnału użytecznego).

Metodyka wyznaczania parametrów pośrednich, zależna od rodzaju usługi, powoduje, że dla każdego rodzaju usługi dostępnej w systemie, istnieją różne bazy danych.

System może więc oferować metody obliczeniowe oraz bazy do przechowywania danych dla skończonej grupy usług radiowych (dla tych, które zostały zaimplementowane w systemie).

Każdorazowe pojawienie się nowej usługi wymaga, oprócz znajomości metodyki obliczeń, bardzo dobrej znajomości usługi, tak aby nowo projektowane bazy danych zapewniały kompletność usługi w systemie. Przy opracowywaniu systemu MZ.NET przeprowadzono próby zautomatyzowanej rozbudowy baz danych, w oparciu o samodefiniujące się struktury danych.

Innym problemem który napotkano w czasie praktycznej implementacji systemu, jest to, że klient korzystający z usług systemu nie zawsze musi być osobą posiadającą odpowiedni poziom wiedzy o danej usłudze radiowej. Przykładowo klienta interesuje aby na danym obszarze, lub wzdłuż trasy łącza radiowego, usługa dostępna była w stopniu dobrym. Przełożenie definicji „stopienia dostępności usługi”, z języka jakim posługuje się

człowiek, na język zrozumiały przez algorytm numeryczny, wymaga zastosowania logiki rozmytej po stronie baz danych. Przykładowo wyniki obliczeń procentowego pokrycia danego obszaru daną usługą należy przedstawić w kategoriach „ludzkich”, na podstawie odpowiedniego algorytmu logiki rozmytej.

Usługi systemu MZ.NET udostępniane są zarejestrowanym użytkownikom. Każdy uprawniony użytkownik uzyskując dostęp do systemu podaje swoją nazwę użytkownika, oraz adres poczty elektronicznej, na który wysyłane są przez system różnego rodzaju wiadomości. Pierwszą wiadomością jest informacja o rozpoczęciu procesu uzyskania dostępu do systemu. Proces ten można kontynuować, wysyłając pocztę zwrotną (wybierając odpowiedni link w treści komunikatu), efektem czego jest automatyczne przesłanie pozytywnej odpowiedzi do systemu, na podstawie której system generuje dla danego użytkownika hasło i wysyła pocztą zwrotną. Jeżeli odpowiedzią na pierwszy komunikat systemu jest anulowanie procesu, to zostanie on anulowany, z zapisaniem w tabelach systemowych informacji o zdarzeniu. Po pomyślnym utworzeniu dla użytkownika konta w systemie, możliwy jest dostęp użytkownika do systemu.

Dostęp do systemu i usług wymaga procesu zalogowania się w systemie. Proces logowania w systemie przebiega z użyciem protokołu HTTPS. Zaszyfrowane dane użytkownika (nazwa użytkownika i hasło) przesyłane są do serwera, gdzie po deszyfracji następuje proces szyfrowania danych z użyciem kluczy wewnętrznych serwera i zakodowane dane porównywane są binarnie z danymi zapisanymi w bazie danych systemu. Jeżeli proces zakończy się sukcesem, użytkownik uzyskuje dostęp do systemu.

W zależności od stopnia uprawnień użytkownika w systemie oraz kontekstu dostępu następuje przełączenie na protokół HTTP lub pozostaje HTTPS. Zmiana HTTP /HTTPS odbywa się automatycznie w czasie całej sesji użytkownika w zależności od kontekstu sesji. Zarówno fakt pozytywnego jak i negatywnego logowania, oraz wylogowania zostaje zapisany w odpowiednich tabelach zdarzeń systemowych.

Proces logowania ma również miejsce w przypadku, gdy użytkownik uzyskuje dostęp do zasobów systemu poprzez usługę sieciową, z tą różnicą, że aplikacja przesyła zaszyfrowane dane użytkownika poprzez rozszerzony protokół SOAP.

Aplikacja MZ.NET jest całkowicie przezroczysta dla wszelkiego rodzaju zapór sieciowych, gdyż komunikacja klienta z systemem odbywa się na porcie 80 protokołu HTTP lub 443 protokołu HTTPS. Jest to jedyny zestaw portów potrzebny do komunikacji klienta z serwerem systemu.

Największym utrudnieniem w tworzeniu aplikacji internetowych jest interfejs użytkownika — ograniczenia techniczne uniemożliwiają tworzenie bogatych interfejsów użytkownika, które mogłyby choć w części dorównać interfejsom aplikacji klienckich działających w oparciu o dane dostępne lokalnie. Aplikacja kliencka z bogatym interfejsem graficznym, korzystająca z dostępu do danych i metod obliczeniowych w postaci usług sieciowych, jest alternatywnym rozwiązaniem.

W systemie MZ.NET korzystanie z usług sieciowych jest płatne. Każda wykonana usługa sieciowa (pobranie danych, wykonanie obliczeń) rejestrowana jest w tabelach zdarzeń systemowych wraz z danymi użytkownika i na podstawie tabeli współczynników cenowych, może być rozliczona za dany okres.

Metody obliczeniowe zaimplementowane w systemie

System MZ.NET umożliwia:

- o obliczenia natężenia pola metodą punkt-punkt oraz punkt-obszar przy zastosowaniu następujących metod:

**I ITU-R P.1546-1
ITU-R P.1546-2
ITU-R P.1546-3**

stosowana do predykcji natężenia pola systemów rozszewczonych, lądowych ruchomych, morskich ruchomych (systemy typu punkt-obszar) i usług stałych, stosujących systemy punkt-wielopunkt, pracujących z częstotliwością w zakresie od 30 MHz do 3 000 MHz, dla odległości do 1 000 km

II ITU-R P.370-7

stosowana do predykcji natężenia pola systemów rozszewczonych pracujących z częstotliwością w zakresie od 30 MHz do 1 000 MHz, dla odległości do 1 000 km

III Longley-Rice

stosowana do estymacji radiowych strat propagacji dla częstotliwości z zakresu 20 MHz do 20 GHz, będąca funkcją odległości oraz zmienności sygnału zarówno w czasie jak i przestrzeni, dla systemów typu punkt-punkt oraz punkt-obszar

IV IF-77

stosowana do wyznaczania obszaru pokrycia daną usługą radiokomunikacyjną dla częstotliwości z zakresu 10 MHz do 20 GHz, będąca funkcją odległości oraz zmienności sygnału zarówno w czasie jak i przestrzeni, dla systemów typu punkt-punkt oraz punkt-obszar

V BBC 425

stosowana do predykcji natężenia pola systemów telewizyjnych rozszewczonych dla zakresu częstotliwości z zakresu 470 MHz do 960 MHz

VI Hata-Okumura^a

stosowana do wyznaczania obszaru pokrycia dla radiokomunikacji ruchomej lądowej

VII COST 231^b

stosowana do wyznaczania obszaru pokrycia dla radiokomunikacji ruchomej lądowej

- o obliczenia tłumienia trasy dla linii radiowych, zgodnie z Zaleceniem ITU-R P.530-11, uwzględniające tłumienie wnoszone przez kolumny deszczowe oraz gazy
- o obliczenia natężenia pola dla stacji nadawczych zakresu fal długich i średnich, z uwzględnieniem fali przyziemnej oraz jonosferycznej, zgodnie z zaleceniem ITU-R. P.1147-3

^a Metoda chwilowo nie wspierana z uwagi na brak odpowiednio dokładnych warstw informacyjnych o wysokości zabudowy w terenach miejskich

^b Metoda chwilowo nie wspierana z tego samego powodu co ^a

Metody analiz zaimplementowane w systemie

System MZ.NET umożliwia prowadzenie analiz:

- wyznaczania zasięgów bezinterferencyjnych stacji radiodifuzyjnych,
- wyznaczania zasięgów interferencyjnych stacji radiodifuzyjnych przy zastosowaniu metody:
 - ▽ sygnału dominującego,
 - ▽ sumowania mocy,
 - ▽ mnożenia prawdopodobieństw,
 - ▽ logarytmiczno-normalnej,
 - ▽ logarytmiczno-normalnej uproszczonej,
 - ▽ k-LNM
 - ▽ t-LNM
 - ▽ aproksymacja Schwartz'a-Yeh'a
 - ▽ rozwinięcie w szereg
 - ▽ Monte Carlo

(szczegóły metod omówiono w Dodatku B – „Metody sumowania mocy”)

- wyznaczania zasięgów sieci jednoczęstotliwościowych naziemnej telewizji cyfrowej stałej (DVB-T) oraz przenośnej (DVB-H),
- wyznaczania zasięgów sieci jednoczęstotliwościowych naziemnego radia cyfrowego dla zakresu VHF (T-DAB) oraz przenośnej (T-DMB),
- wyznaczania zasięgów naziemnego radia cyfrowego dla zakresu AM (DRM) dla fali przyziemnej, z możliwością uwzględnienia fali jonosferycznej
- łącza radiowego wzdłuż trasy propagacji z uwzględnieniem zjawisk atmosferycznych oraz fizycznych (dyfrakcja, odbicie, refrakcja)

2. Oprogramowanie algorytmów umożliwiających prowadzenie kompleksowych analiz dla łączy radiowych

W ramach pracy zostały opracowane dwa moduły biblioteczne (DLL) do obliczeń propagacyjnych dla linii radiowych **DaneITU** i **MetodyITU**.

Zestaw tych dwóch modułów stanowi integralną część oprogramowania do prognozowania łączności radiowej w zakresie częstotliwości 1 GHz do 57 GHz z uwzględnieniem dodatkowego tłumienia spowodowanego występowaniem opadów, gazów atmosferycznych, wielodrogowości atmosferycznej oraz dyfrakcji. Moduły biblioteczne zostały utworzone w języku Visual Basic 4.0.

Moduł **DaneITU** służy do uzyskiwania parametrów klimatycznych oraz propagacyjnych zależnych od współrzędnych geograficznych lub parametrów linii radiowej.

Moduł **MetodyITU** służy do wyznaczenia tłumień dodatkowych linii radiowej zależnych od przekroju trasy oraz warunków klimatycznych z wykorzystaniem parametrów klimatycznych i propagacyjnych uzyskanych z modułu **DaneITU**.

Algorytm wyznaczania tłumienia dyfrakcyjnego

Opisany poniżej algorytm wyznaczania tłumienia dyfrakcyjnego oparty jest o Zalecenie ITU-R P.526 [6].

Modelem podstawowym wyznaczania tłumienia dyfrakcyjnego jest przeszkoda typu klin. Obliczenia strat dyfrakcyjnych na przeszkodach o innym kształcie wykorzystują obliczenia dla modelu podstawowego i uzupełniają je odpowiednimi poprawkami. Najważniejszym parametrem do obliczania strat dyfrakcyjnych jest parametr ν Fresnela-Kirchhoffa, zdefiniowany następująco:

$$\nu = \sqrt{\frac{2d}{\lambda} \cdot \alpha_1 \alpha_2} \quad (1)$$

$$\alpha_1 = \arctg\left(\frac{h}{x}\right) \quad (2)$$

$$\alpha_2 = \arctg\left(\frac{h}{d-x}\right) \quad (3)$$

gdzie:

α_1 – kąt między nadajnikiem i szczytem przeszkody

α_2 – kąt między odbiornikiem i szczytem przeszkody

h – wysokość przeszkody (jeśli przeszkoda jest poniżej linii LoS, to $h < 0$)

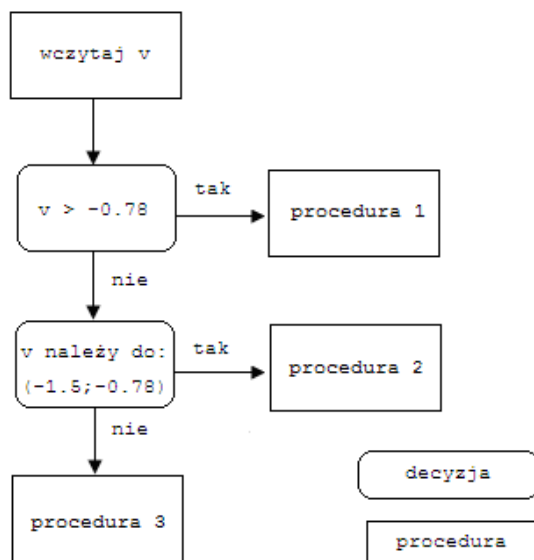
d – długość trasy [m]

λ – długość fali [m]

Znak kątów jest zgodny ze znakiem wysokości h .

Tłumienie dyfrakcyjne na przeszkodzie ostrej

Mając wartość parametru v dla danej trasy należy dokonać wyboru procedury obliczeniowej dającej najlepszą dokładność obliczenia strat dyfrakcyjnych. W tym celu postępuje się według następującego algorytmu:



Rys.1 Algorytm wyboru procedury obliczeniowej

Procedura 1 – wyrażenie aproksymujące dla wartości parametru $v > -0.78$

Jeżeli wartość parametru v jest większa niż $-0,78$ można posłużyć się wyrażeniem aproksymującym funkcję tłumienia w postaci:

$$J(v) = 6,9 + 20 \log \left(\sqrt{(v-0,1)^2 + 1} - 0,1 + v \right) \quad (4)$$

Procedura 2 – obliczanie całek Fresnela przez sumowanie szeregu potęgowego dla wartości parametru $v \in (-1.5; -0.78)$

Wykorzystując tę procedurę, straty na klinie określa się wzorem zależnym od całek Fresnela.

$$J(v) = -20 \log \left(\frac{\sqrt{[1 - C(v) - S(v)]^2 + [C(v) - S(v)]^2}}{2} \right) \quad (5)$$

Całki Fresnela dane są zależnościami:

$$C(v) = \int_0^v \cos \left(\frac{\pi s^2}{2} \right) ds \quad (6)$$

$$S(v) = \int_0^v \sin \left(\frac{\pi s^2}{2} \right) ds \quad (7)$$

Nie są one dane funkcjami elementarnymi i ich wartości można znaleźć metodami numerycznymi. Robi się to dla wartości v dodatnich.

Jeżeli $-1.5 < v < -0.78$ to całki Fresnela obliczamy rozwijając funkcję podcałkową w szereg potęgowy i całkując go wyraz po wyrazie [21].

Otrzymamy odpowiednio:

$$S(v) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \left(\frac{\pi}{2}\right)^{2n-1} \frac{v^{4n-1}}{(4n-1)(2n-1)!} \quad (8)$$

$$C(v) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{\pi}{2}\right)^{2n} \frac{v^{4n+1}}{(4n+1)(2n)!} \quad (9)$$

Obliczone wartości $C(v)$ i $S(v)$ pozwalają policzyć wartość tłumienia dyfrakcyjnego $J(v)$.

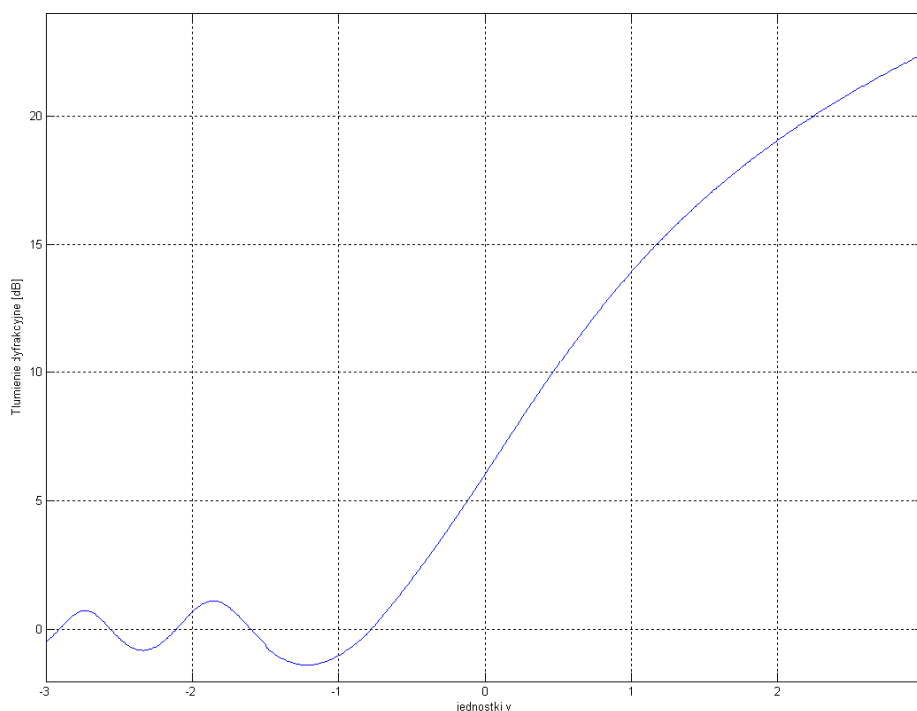
Procedura 3 – obliczanie całek Fresnela z wykorzystaniem funkcji ciągłych dla wartości parametru $v < -1.5$

Dla $v < -1.5$ tłumienie dyfrakcyjne obliczamy wykorzystując wzór (5). Wartości funkcji $C(v)$ i $S(v)$ obliczamy w sposób następujący [21]:

$$C(v) \cong \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi v} \sin\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) \quad (10)$$

$$S(v) \cong \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi v} \cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) \quad (11)$$

Ostatecznie, w wyniku zastosowania powyższych trzech procedur, przebieg tłumienia dyfrakcyjnego w zależności od wartości parametru Fresnela-Kirchhoffa v wygląda następująco:



Rys.2 Zależność tłumienia dyfrakcyjnego od wartości parametru v

Tłumienie dyfrakcyjne na przeszkodzie nieostrej

W przypadku przeszkód, których kształt odbiega od kształtu klina, traktuje się je jako przeszkody o obrysie zbliżonym do wycinka okręgu. Wówczas tłumienie dyfrakcyjne na klinie jest uzupełniane poprawką $T(n, m)$ związaną z krzywizną [6]. W takim przypadku niezbędne jest wyznaczenie promienia krzywizny. Algorytm wyznaczenia promienia wzniesienia opracowano na podstawie pracy [1].

W algorytmie przyjęto, że krzywizna zapisana w postaci dyskretnych punktów będzie reprezentowana przez wycinek paraboli. Przyjęto, że promień krzywizny wzniesienia jest równy $1,5p$, gdzie p jest parametrem paraboli i oznacza odległość ogniska od kierownicy. Wzór (12) umożliwia wyznaczenie parametru p dla skończonego zbioru dyskretnych punktów części profilu:

$$p = \frac{1}{2} \frac{\begin{vmatrix} N & \sum_{i=1}^N X_i & \sum_{i=1}^N X_i^2 \\ \sum_{i=1}^N X_i & \sum_{i=1}^N X_i^2 & \sum_{i=1}^N X_i^3 \\ \sum_{i=1}^N X_i^2 & \sum_{i=1}^N X_i^3 & \sum_{i=1}^N X_i^4 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} N & \sum_{i=1}^N X_i & \sum_{i=1}^N Y_i \\ \sum_{i=1}^N X_i & \sum_{i=1}^N X_i^2 & \sum_{i=1}^N X_i Y_i \\ \sum_{i=1}^N X_i^2 & \sum_{i=1}^N X_i^3 & \sum_{i=1}^N X_i^2 Y_i \end{vmatrix}}, \quad (12)$$

gdzie

X, Y - współrzędne układu prostokątnego z osią rzędną przechodzącą przez pierwszy punkt zbioru wyznaczającego krzywiznę przeszkody;

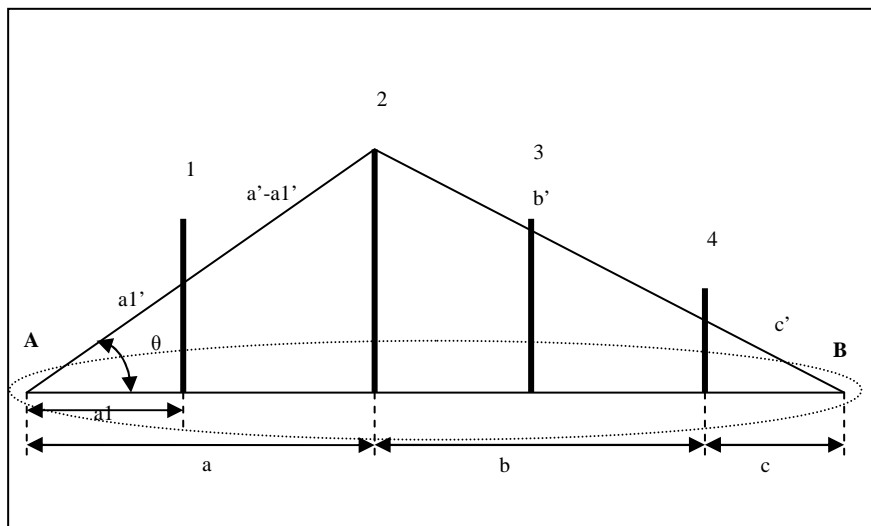
N - liczba punktów profilu wybranych do zbioru opisującego wzniesienie;

X_i - współrzędna odcięta i -tego punktu, $i= 1, 2, \dots, N$;

Y_i - współrzędna rzędna i -tego punktu, $i= 1, 2, \dots, N$.

Algorytm wyznaczania tłumienia dyfrakcyjnego na trasie z wieloma przeszkodami

Algorytm opracowano wykorzystując wskazania zalecenia ITU-R P.526 [6], oraz opracowanie IŁ [1]. Metoda obliczeń polega na wyznaczeniu maksymalnego wzniesienia $iMax$ względem linii bezpośredniej widzialności anten łączy (A, B), (Rys. 3) i podzieleniu trasy na dwie części: od nadajnika do szczytu najwyższego wzniesienia (A, 2) i od tego szczytu do odbiornika (2, B). Każda z tych części trasy jest rozpatrywana oddzielnie.



Rys.3. Schemat trasy z wieloma przeszkodami

Opis algorytmu przedstawiono w postaci blokowego schematu, Rys. 5.

Całkowite tłumienie:

$$L_c = L_{ch} + L + L_1 + L_2 - T_c \quad (13)$$

gdzie:

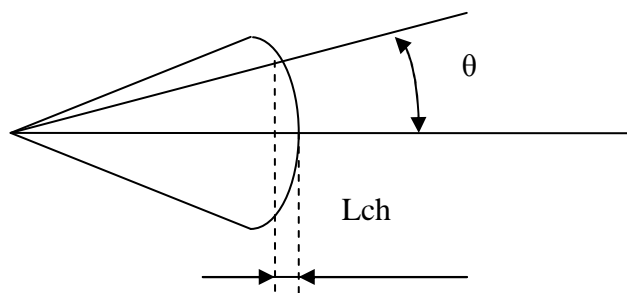
L_{ch} - dyskryminacja charakterystyki anteny w stosunku do maksimum w przedziale kątowym θ ,

L - tłumienie dyfrakcyjne na najwyższej przeszkodzie $iMax$, występującej na danej trasie,

L_1 - tłumienie dyfrakcyjne występujące na najwyższej przeszkodzie w części trasy (A, 2),

Rys.3

L_2 - tłumienie dyfrakcyjne występujące na najwyższej przeszkodzie w części trasy (2, B)



Rys.4. Charakterystyka anteny

T_c - poprawka obliczana ze wzoru:

$$T_c = \left[12 - 20 \log \left(\frac{2}{1 - \frac{\alpha}{\pi}} \right) \right] \left(\frac{q}{p} \right)^{2p} \quad (14)$$

gdzie p , q i α dane są wzorami:

$$p = \left[\frac{2(a+b+c)}{\lambda(b+c)a} \right]^{1/2} h_1 \quad q = \left[\frac{2(a+b+c)}{\lambda(a+b)c} \right]^{1/2} h_2 \quad \alpha = \arctan \left[\frac{b(a+b+c)}{ac} \right]^{1/2}, \quad (15)$$

gdzie

a, b, c – odległości między przeszkodami

Rys.3[m],

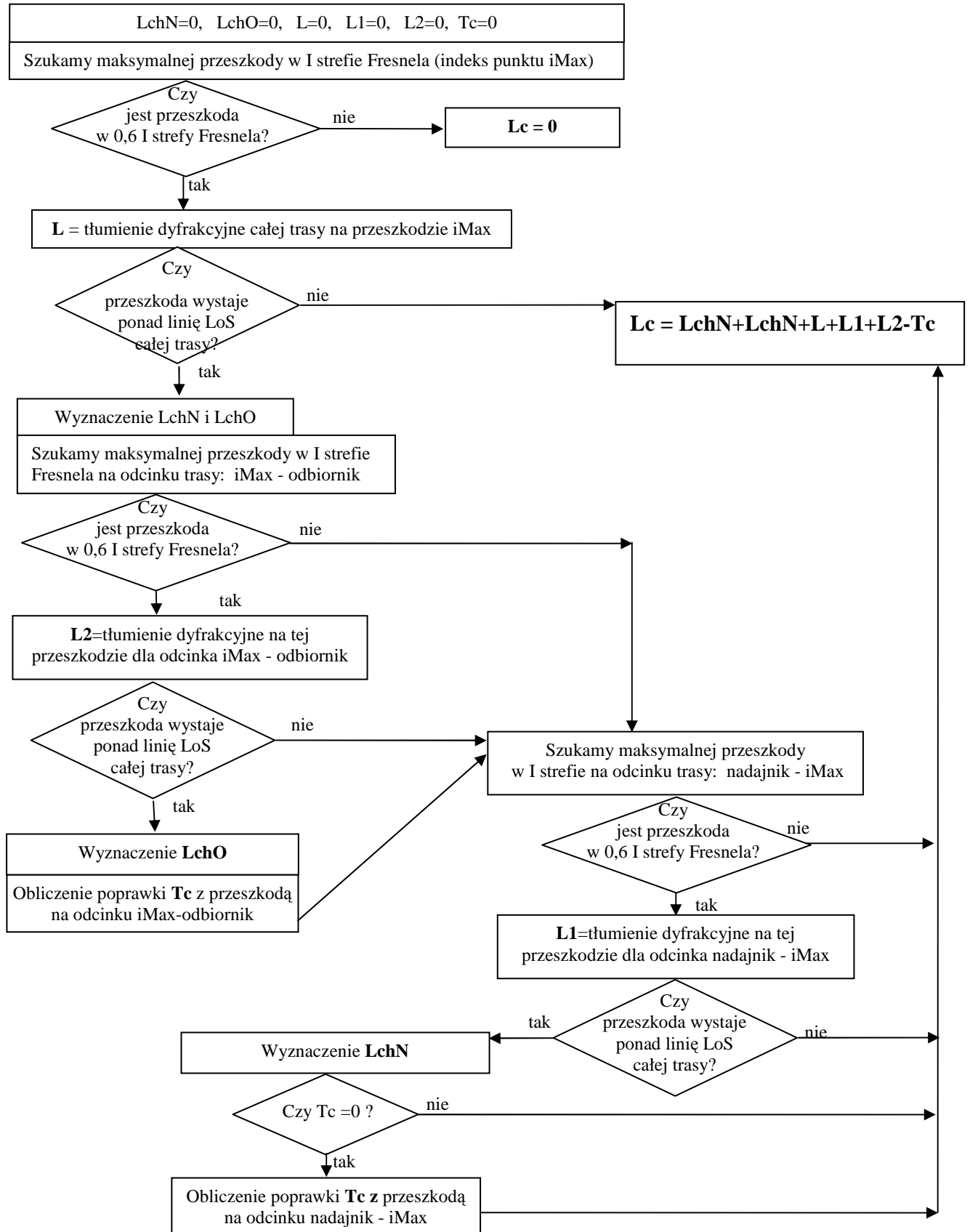
h_1, h_2 – wysokości najwyższych przeszkód występujących odpowiednio w częściach trasy (A, 2), (2, B) wyznaczone względem prostych bezpośredniej widzialności dla wymienionych części, [m],

λ – długość fali, [m].

LoS – linia bezpośredniej widzialności (line-of-sight)

LchN – dyskryminacja anteny nadawczej na kierunku pierwszej przeszkody na trasie ponad linią LoS

LchO – dyskryminacja anteny odbiorczej na kierunku ostatniej przeszkody na trasie ponad linią LoS



Rys. 5 Algorytm wyznaczania tłumienia dyfrakcyjnego

3. Aktualizacja algorytmów, modyfikacja i optymalizacja serwerów obliczeniowych zgodnie z nowymi wytycznymi

W serwerach obliczeniowych, zrealizowanych w technologii .NET Remoting, w przypadku wykonywania obliczeń na obszarze, w miejsce wcześniej wprowadzonej poprawki, polegającej na zastąpieniu pobierania profilu trasy punkt nadawczy – punkt odbiorczy z serwera danych topograficznych przez lokalny grid danych, z którego pobierany jest profil, wprowadzono modyfikację polegającą na wcześniejszym wyznaczeniu parametrów nadajnika wymaganych do obliczeń (wysokość efektywna anteny nadawczej, nieregularność terenu, ...), a następnie na wyznaczaniu natężenia pola w oparciu o powyższe parametry i parametry trasy wyznaczone na bieżąco (np. długości odcinka trasy przebiegającej na lądzie).

Same obliczenia prowadzone są dla wartości znormalizowanych efektywnej mocy promieniowanej, odpowiedniej dla danej metody, dla anten nadawczych dookólnych. Korekcja natężenia pola z uwagi na rzeczywistą moc promieniowaną, oraz zastosowanie kierunkowej anteny nadawczej, dokonywana jest po stronie systemu. Pozwala to na szybkie porównanie zasięgu użytecznego nadajnika, poprzez zmianę zarówno wartości mocy promieniowanej jak i charakterystyki promieniowania anteny nadawczej bez konieczności powtórnego wykonywania obliczeń.

Obsługa stron HTML została w pełni oparta o technologię AJAX, co przyczyniło się do zwiększenia wydajności systemu, z punktu widzenia serwera WWW. Dodatkowym aspektem tych zmian jest brak efektu migotania strony, co jest zjawiskiem normalnym w przypadku, gdy kolejne zmiany dokonane przez użytkownika przesyłane są do serwera, gdzie następuje zmiana wizualizacji strony i przesłanie całej strony z powrotem do klienta. Zastosowanie technologii AJAX, pozwala na przesłanie żądania reakcji serwera na konkretne zdarzenie i zwracana odpowiedź, obsługiwana po stronie klienta, dzięki zastosowaniu dynamicznego HTML, modyfikuje wygląd strony.

Usługi sieciowe (Web Services) oparto o model asynchroniczny, zarówno przy obsłudze zdarzeń przychodzących do serwera WWW, jak i usług zleczanych przez ten serwer, do serwerów „wewnętrznych” (np. serwer danych topograficznych).

4. Uwagi i wnioski

Istniejąca wersja systemu umożliwia wykonywanie obliczeń oraz analiz dla względnie szerokiego zakresu częstotliwości. System poddawany jest weryfikacji pod kątem wydajności oraz wymagań użytkowników sieci wewnętrznej, co do formatu stron WWW oraz ich zawartości. Tworzone są dedykowane aplikacje, implementujące konkretne metody analiz, które korzystają z serwerów obliczeniowych i bazodanowych systemu MZ.NET.

Opracowano aplikacje dedykowane, wykonujące określone, wybrane zagadnienia z dziedziny propagacji (np. analiza profilu trasy, wyznaczanie obszaru pokrycia dla sieci jednoczęstotliwościowych cyfrowego radia i telewizji), które wykorzystują serwisy sieciowe oferowane przez system.

Opracowano i zaimplementowano bazy danych do przechowywania danych nadajników oraz parametrów pośrednich, wykorzystywanych w procesie predykcji natężenia pola, oraz wyników obliczeń.

Opracowano i zaimplementowano bazy danych do przechowywania ustawień klienta (przykładowo: ostatnio używana paleta kolorów dla mapy topograficznej, z odpowiadającymi jej wartościami wysokości, lista najczęściej używanych nadajników do obliczeń)

Opracowano i zaimplementowano bazę danych do przechowywania informacji o stanie systemu, stanie zadań zleczanych przez klienta, stanie usług sieciowych.

Zmodyfikowano algorytmy obliczeniowe dla metody z Zalecenia ITU P.1546 [16], uzyskując ponad 40-krotne przyspieszenie obliczeń, co pozwala na bardzo szybkie, szacunkowe obliczenia, dla różnych kombinacji parametrów nadajników.

Opracowano moduły pozwalające na prognozowanie łączności radiowej w zakresie częstotliwości od 1 GHz do 57 GHz z uwzględnieniem tłumienia spowodowanego występowaniem opadów atmosferycznych, chmur, mgieł, gazów atmosferycznych, wielodrogowości i dyfrakcji.

Oprogramowanie w roku bieżącym wykorzystane zostało przy realizacji prac rynkowych. Poniżej wyszczególniono kilka z nich:

- Analiza profili terenu przęseł linii radiowych,
- „*Optymalizacja wykorzystania widma częstotliwości na potrzeby emisji DVB-H*”,
- Zlecenie dotyczące „*Analizy sieci jednoczęstotliwościowej SFN DVB-T Piła/Rusinowo-Gniezno/Brdowo*”,
- „*Analiza możliwości budowy sieci T-DMB*”,
- „*Analiza możliwości uruchomienia emisji analogowej*”,
- „*Analiza wpływu zakłóceń stacji DVB-T na sieć CDMA2000*”

Generalnym wnioskiem wynikającym z powyższej pracy jest jej kontynuacja w 2008 roku. Niezbędne jest pełne oprogramowanie analiz zasięgów interferencyjnych dla systemów analogowych i cyfrowych, wraz z implementacją baz danych, służących do przechowywania wyników takich analiz i ich archiwizowania.

Należy również przeprowadzić konwersję i weryfikację baz danych nadajników z innych systemów. System powinien również posiadać mechanizm taryfikacji usług.

Od strony aplikacji WWW, dla potencjalnych klientów rynkowych, przydatne byłoby dodanie do systemu nowego interfejsu graficznego prezentacji map, opartego na ogólnie znanym serwisie sieciowym, jakim jest Google Maps. Posłuży to do lokalizacji obiektów nadawczych i odbiorczych na mapie, a dzięki Google API[°], które może być używane bez opłat zarówno w celach domowych, jak i zastosowaniach komercyjnych, możliwe jest zintegrowanie ze stroną internetową w pełni funkcjonalnej mapy, z własnymi danymi i funkcjami do obsługi zdarzeń. Dostęp do API odbywa się z poziomu języka JavaScript. Serwis Google Maps oparty na technologii AJAX.

Kolejnym istotnym elementem podnoszącym jakość oferowanych usług jest wprowadzenie technologii Microsoft Silverlight. Silverlight to kolejny etap ewolucji prowadzący do umożliwienia projektantom i programistom aplikacji udostępniania swoim klientom bogatych interfejsów użytkownika. Projektant może po prostu zaprojektować interfejs i zapisać pracę w formacie umożliwiającym bezpośrednie wykorzystanie interfejsu w Internecie. Do tej pory projektant tworzył witrynę internetową i interfejs użytkownika z wykorzystaniem narzędzi umożliwiających budowanie rozbudowanych projektów, ale programista musiał dopasować projekt do możliwości zapewnianych przez przeglądarkę internetową. W przypadku Silverlight projektanci mogą zbudować interfejs użytkownika i zapisać go w postaci XAML. Programista może następnie z wykorzystaniem biblioteki uruchomieniowej Silverlight osadzić kod XAML bezpośrednio w stronie internetowej. Projektanci i programiści mogą teraz jeszcze ściślej współpracować w zakresie tworzenia zaawansowanych interfejsów użytkownika. Podstawą Silverlight jest język XAML (eXtensible Application Markup Language), oparty na XML, i będąc formatem tekstowym, stanowi łatwą do sprawdzenia przez zaporę internetową definicję rozbudowanego interfejsu użytkownika. Chociaż istnieją inne technologie, które można wykorzystać do budowy interfejsów użytkownika bogatszych niż te tworzone wyłącznie za pomocą DHTML, CSS i JavaScript — na przykład aplety Java, kontrolki ActiveX czy pliki Flash — wszystkie są oparte na binarnych formatach danych. Sprawdzenie bezpieczeństwa plików binarnych jest trudne. Trudne jest też aktualizowanie aplikacji — wprowadzenie jakichkolwiek zmian wymaga przeinstalowania całej aplikacji, nie jest procesem przyjaznym dla użytkownika i może prowadzić do zastoju w aktualizowaniu stron. W przypadku wykorzystania technologii Silverlight, wprowadzenie zmiany w interfejsie użytkownika sprowadza się do zapisania nowego pliku XAML na serwerze. Gdy użytkownik po raz kolejny otworzy stronę, interfejs użytkownika zostanie zaktualizowany bez żadnej reinstalacji.

Sercem technologii Silverlight jest moduł rozszerzający funkcjonalność przeglądarki o możliwość renderowania kodu XAML i wyświetlania wyników w oknie przeglądarki. Moduł ten jest niewielki (wielkość pliku do pobrania to około 2 MB) i może zostać zainstalowany gdy użytkownik otworzy witrynę zawierającą treść opartą na Silverlight. Struktura strony XAML jest dostępna z zewnątrz modułu z poziomu kodu JavaScript, możliwa jest więc interakcja z treścią strony, w której osadzono moduł. Programiści mogą wykorzystać JavaScript do tworzenia procedur obsługi zdarzeń lub modyfikowania zawartości strony XAML.

[°] Pierwsze wersje API nie oferowały zaawansowanych funkcji, dostępnych w witrynie Google Maps. Najnowsza wersja 2.8 udostępnia niemal całą funkcjonalność oryginalnego serwisu, wliczając w to możliwość geokodowania adresów, rysowanie linii łamanych, obszarów, ...

Literatura

- [1] A. DUSIŃSKI, „Założenia do programu klasyfikacji ukształtowania terenu na trasie fali radiowej”, Instytut Łączności, 1979.
- [2] A. DUSIŃSKI, J. BOGUCKI, E. WIELOWIEYSKA, “Opracowanie oprogramowania dla potrzeb projektowania horyzontowych linii radiowych pracujących na częstotliwościach zakresu fal milimetrowych Etap 2: Problemy propagacyjne w środkach przekazu radiowego.”, Instytut Łączności, Sprawozdanie 01 30 0024, Etap 2, 2004
- [3] ITU-R, Recommendation P.310-9, “Definitions of terms relating to propagation in non-ionized media”, 1994
- [4] ITU-R, Recommendation P.453-9, “The radio refractive index: its formula and refractivity data”, 2003
- [5] ITU-R, Recommendation P.525-2, “Calculation of free-space attenuation“, 1994
- [6] ITU-R, Recommendation P.526-9, “Propagation by diffraction”, 2005
- [7] ITU-R, Recommendation P.530-11, “Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems”, 2005
- [8] ITU-R, Recommendation P.676-6, “Attenuation by atmospheric gases”, 2005
- [9] ITU-R, Recommendation P.835-3, “Reference standard atmospheres”, 1999
- [10] ITU-R, Recommendation P.836-3, “Water vapour: surface density and total columnar content”, 2001
- [11] ITU-R, Recommendation P.837-3, “Characteristics of precipitation for propagation modeling“, 2001
- [12] ITU-R, Recommendation P.838-3, “Specific attenuation model for rain for use in prediction methods”, 2005
- [13] ITU-R, Recommendation P.839-3, “Rain height model for prediction methods“, 2001
- [14] ITU-R, Recommendation P.841-4, “Conversion of annual statistics to worst-month statistics“, 2005
- [15] ITU-R, Recommendation P.1510, “Annual mean surface temperature”, 2001
- [16] ITU-R, Recommendation P.1546-3, “Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz”, 2007
- [17] Final Document of Regional Radiocommunication Conference (RRC-06), Geneva, 15 May – 16 June, 2006.
- [18] EBU, “Guide on SFN Frequency Planning and Network Implementation with regard to T-DAB and DVB-T”, EBU BPN 066, Issue 1.0, July 2005.
- [19] C. HASTINGS, “Approximations for digital computers”, 1955, s. 113, 191, 192
- [20] R. ODEH, J. EVANS, “The percentage points of the normal distribution, Algorithm 70, Applied Statistics”, 1974, s. 96-97
- [21] W. H. PRESS, S. A. TEUKOLSY, „Numerical Recipes in C – the art of scientific computing, 2nd Edition”, Cambridge University Press, 2002
- [22] M. ABRAMOWITZ, I. A. STEGUN, „Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graph, and Mathematical Tables”, Dover Publications, 9th Edition, 1970

- [23] N. A. MARLOW, „*Normal Limit Theorem for Power Sums of Independent Random Variables*”, Bell System Technical Journal, tom 46, nr 9, listopad 1967, strony 2081-2089
- [24] S. C. SCHWARTZ, Y. S. YEH, „*On the Distribution Function and Moments of Power Sums with Log-Normal Components*”, Bell System Technical Journal, tom 61, nr 7, wrzesień 1982, strony 1441-1462
- [25] A. SAFAK, „*Statistical Analysis of the Power Sum of Multiple Correlated Log-Normal Components*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, tom 42, nr 1, luty 1993, strony 58-61
- [26] ITU Reports, Report 495-2, “*Methods for assessment of multiple interference*”, 1990
- [27] FENTON L. F., “*The Sum of Log-Normal Probability Distributions in Scatter Transmission Systems*”, IRE Transactions on Communications Systems, March 1960

DODATKI

A. Rozkłady prawdopodobieństw stosowane w modelowaniu propagacji fal radiowych

Doświadczenie pokazuje, że informacja o wartościach średnich odbieranych sygnałów nie jest wystarczająca do scharakteryzowania wydajności systemów radiokomunikacyjnych.

Dynamiczne zachowanie sygnałów użytecznych oraz zakłócających odgrywa decydującą rolę w analizach niezawodności systemów oraz przy wyborze parametrów systemu. Aby poprawnie móc zdefiniować parametry systemu, takie jak rodzaj modulacji, wielkość mocy promieniowanej, wartość współczynnika ochronnego zapobiegającego wpływom zakłóceń na jakość odbioru, czy metoda kodowania, niezbędna jest znajomość stopnia i szybkości fluktuacji sygnału.

Bardzo często, do poprawnego opisu charakterystyki systemu komunikacyjnego, wystarczająca jest znajomość fluktuacji sygnału w funkcji czasu, które można opisać jako proces stochastyczny. Modelowanie fluktuacji sygnału w celu predykcji wydajności systemu radiowego wymaga dodatkowo wiedzy o mechanizmach oddziaływania fal radiowych z atmosferą. Skład i stan fizyczny atmosfery jest wysoce zmienny w przestrzeni i w czasie. Modelowanie rozkładu fal radiowych i ich oddziaływania z atmosferą wymaga intensywnego stosowania metod statystycznych do scharakteryzowania parametrów fizycznych opisujących atmosferę, oraz parametrów elektrycznych definiujących zachowanie sygnału, poprzez które procesy oddziaływania są powiązane.

Procesy stochastyczne opisywane są zamiennie przez funkcję gęstości prawdopodobieństwa lub skumulowaną funkcję rozkładu.

Funkcja gęstości prawdopodobieństwa, oznaczana tu przez $p(x)$ dla zmiennej x , jest taką funkcją, że prawdopodobieństwo osiągnięcia wartości x w nieskończenie małym przedziale, mieszczącym się w zakresie od x do $x + dx$, równe jest $p(x)dx$. Skumulowana funkcja rozkładu, oznaczana tu przez $F(x)$, określa prawdopodobieństwo, że zmienna przyjmuje wartość mniejszą niż x . Funkcje te opisane są wzorami:

$$p(x) = \frac{d}{dx}[F(x)]$$

oraz

$$F(x) = \int_c^x p(t)dt$$

gdzie c jest najmniejszą wartością, którą może przyjąć zmienna t .

Rozkład Gaussa (normalny)

Rozkład ten stosowany jest dla ciągłych zmiennych z całego przedziału liczb rzeczywistych. Gęstość rozkładu jest typu

$$p(x) = e^{-T(x)}$$

gdzie $T(x)$ jest nieujemnym wielomianem drugiego stopnia.

Jeżeli zastosujemy jako parametry wartość średnią m , oraz odchylenie standardowe σ , to funkcja gęstości rozkładu $p(x)$ wyraża się wzorem:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right]$$

Skumulowana funkcja rozkładu $F(x)$ dana jest wzorem

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t-m}{\sigma}\right)^2\right] dt = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{x-m}{\sigma\sqrt{2}}\right) \right]$$

gdzie

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$$

jest funkcją błędu.

Skumulowana funkcja rozkładu normalnego $F(x)$ podawana jest w formie stabelaryzowanej dla unormowanych wartości parametrów m i σ , tzn. dla wartości średniej (parametr m) równej zero i dla odchylenia standardowego (parametr σ) równego jedności.

Poniżej zamieszczono tabele wartości prawdopodobieństwa oraz wartości skumulowanej funkcji znormalizowanego rozkładu normalnego.

X	$p(x)$	x	$p(x)$	x	$p(x)$	x	$p(x)$
0.00							
0.01	-2.326347	0.26	-0.643345	0.51	0.025069	0.76	0.706302
0.02	-2.053748	0.27	-0.612813	0.52	0.050153	0.77	0.738847
0.03	-1.880793	0.28	-0.582841	0.53	0.075270	0.78	0.772193
0.04	-1.750686	0.29	-0.553385	0.54	0.100434	0.79	0.806421
0.05	-1.644853	0.30	-0.524400	0.55	0.125661	0.80	0.841621
0.06	-1.554774	0.31	-0.495850	0.56	0.150969	0.81	0.877896
0.07	-1.475791	0.32	-0.467699	0.57	0.176374	0.82	0.915365
0.08	-1.405072	0.33	-0.439913	0.58	0.201894	0.83	0.954165
0.09	-1.340755	0.34	-0.412463	0.59	0.227545	0.84	0.994458
0.10	-1.281552	0.35	-0.385321	0.60	0.253347	0.85	1.036433
0.11	-1.226528	0.36	-0.358459	0.61	0.279319	0.86	1.080319
0.12	-1.174987	0.37	-0.331854	0.62	0.305481	0.87	1.126391

X	$p(x)$	x	$p(x)$	x	$p(x)$	x	$p(x)$
0.13	-1.126391	0.38	-0.305481	0.63	0.331854	0.88	1.174987
0.14	-1.080319	0.39	-0.279319	0.64	0.358459	0.89	1.226528
0.15	-1.036433	0.40	-0.253347	0.65	0.385321	0.90	1.281552
0.16	-0.994458	0.41	-0.227545	0.66	0.412463	0.91	1.340755
0.17	-0.954165	0.42	-0.201894	0.67	0.439913	0.92	1.405072
0.18	-0.915365	0.43	-0.176374	0.68	0.467699	0.93	1.475791
0.19	-0.877896	0.44	-0.150969	0.69	0.495850	0.94	1.554774
0.20	-0.841621	0.45	-0.125661	0.70	0.524400	0.95	1.644853
0.21	-0.806421	0.46	-0.100434	0.71	0.553385	0.96	1.750686
0.22	-0.772193	0.47	-0.075270	0.72	0.582841	0.97	1.880793
0.23	-0.738847	0.48	-0.050153	0.73	0.612813	0.98	2.053748
0.24	-0.706302	0.49	-0.025069	0.74	0.643345	0.99	2.326347
0.25	-0.674490	0.50	0.000000	0.75	0.674490	1.00	

x	$F(x)$	$I-F(x)$
0.0	0.5	0.5
0.1	0.5398279	0.4601721
0.2	0.5792597	0.4207403
0.3	0.6179114	0.3820886
0.4	0.6554217	0.3445783
0.5	0.6914625	0.3085375
1.0	0.8413447	0.1586553
2.0	0.9772499	0.0227501
3.0	0.9986500	0.0013500
4.0	0.9999683	0.0000317
5.0	0.9999997	0.0000003

Dla dowolnego rozkładu normalnego o parametrach m i σ , różnych od wartości unormowanych, transformacja do postaci unormowanej dana jest wzorami:

$$p(x)_{m,\sigma} = p\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)_{0,1}$$

$$F(x)_{m,\sigma} = F\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)_{0,1}$$

Większość wielkości fizycznych związanych z zagadnieniami propagacyjnymi (moc, napięcie, natężenie pola elektrycznego, czas zaniku sygnału) są wielkościami dodatnimi i nie mogą być reprezentowane bezpośrednio przez rozkład normalny. Z drugiej strony rozkład normalny stosowany jest w dwóch istotnych przypadkach:

- do reprezentacji fluktuacji danej wielkości wokół jej wartości średniej (scyntyłacje),
- do reprezentacji logarytmu danej wielkości

Rozkład logarytmiczno-normalny (log-normal)

Rozkład logarytmiczno-normalny to rozkład dodatniej zmiennej, której logarytm posiada rozkład normalny Gaussa. Funkcja gęstości rozkładu logarytmiczno-normalnego $p(x)$ wyraża się wzorem:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x - m}{\sigma}\right)^2\right]$$

natomiast skumulowana funkcja rozkładu $F(x)$:

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^x \frac{1}{t} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln t - m}{\sigma}\right)^2\right] dt = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{\ln x - m}{\sigma\sqrt{2}}\right) \right]$$

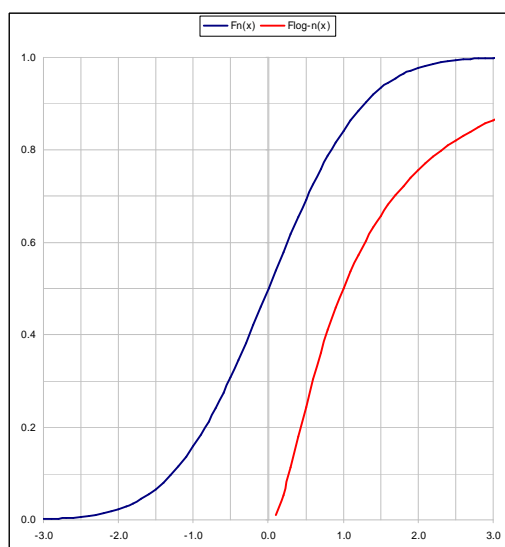
gdzie

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$$

Wartości średniej m oraz odchylenia standardowego σ nie są funkcjami zmiennej x , ale logarytmu tej zmiennej. W przeciwieństwie do rozkładu normalnego Gaussa, rozkład logarytmiczno-normalny jest asymetryczny.

Rozkład logarytmiczno-normalny spotykany jest bardzo często w zagadnieniach propagacji, głównie z takimi wielkościami jak poziom mocy, natężenia pola lub czas. Jeżeli zmienną losową jest poziom mocy lub natężenie pola, które zazwyczaj wyrażane są w decybelach, to można dla powyższych zmiennych losowych zastosować rozkład normalny.

W przypadku, gdy zmienną losową jest czas, rozkład logarytmiczno-normalny stosowany jest bezpośrednio, gdyż zmienna losowa (czas) wyrażona jest w sekundach lub minutach, a nie w mierze logarytmicznej.



Rys. Porównanie skumulowanych funkcji rozkładu normalnego $F_n(x)$ i logarytmiczno-normalnego $F_{l-n}(x)$.

Rozkład Rayleigha

Rozkład Rayleigha odnosi się do dodatnich zmiennych losowych x ($0 \leq x < \infty$). Powiązany jest bezpośrednio z rozkładem Gaussa następująco: jeśli dwie zmienne y oraz z są wzajemnie niezależne i każda z nich podlega rozkładowi normalnemu o jednakowych wariancjach σ , wtedy zmienna, zmienna losowa x wyrażająca się wzorem

$$x = \sqrt{y^2 + z^2}$$

posiada rozkład Rayleigha^f, a najbardziej prawdopodobną wartością zmiennej losowej x jest σ . Gęstość prawdopodobieństwa oraz skumulowana funkcja rozkładu dane są wzorami

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

$$F(x) = 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

w których:

- σ jest parametrem skali ($\sigma > 0$),
- e jest podstawą logarytmu naturalnego (stała Eulera)

Rozkład Rayleigha stosowany jest często dla małych wartości x (bliskich zeru). W takich przypadkach skumulowana funkcja rozkładu może być wyznaczana z wzoru przybliżonego

$$F(x) \approx \frac{x^2}{2\sigma^2}$$

i posiada następującą interpretację: prawdopodobieństwo, że zmienna losowa X przyjmie wartość mniejszą niż x , jest proporcjonalna do kwadratu tej wartości. Jeżeli zmienną losową jest napięcie, to kwadrat tej zmiennej reprezentuje moc sygnału. Inaczej rzecz ujmując: na decybelowej skali moc zmniejsza się o 10 dB na każdą dekadę prawdopodobieństwa. Ta właściwość rozkładu stosowana jest często do sprawdzenia, czy poziom sygnału w miejscu odbioru ma, co najmniej asymptotyczny, rozkład Rayleigha.

Rozkład Rayleigha ma szczególne zastosowanie przy obliczeniach związanych ze zjawiskiem rozproszenia fal radiowych.

W niektórych przypadkach rozkład zmiennej losowej można rozpatrywać jako złożenie dwóch rozkładów: rozkładu logarytmiczno-normalnego dla zmian długoterminowych, oraz rozkładu Rayleigha dla krótkoterminowych. Przykładem jest rozpraszanie fal radiowych w troposferze, gdzie mamy do czynienia z propagacją w ośrodku niejednorodnym, gdzie chwilowa wartość natężenia pola zależna jest od pory dnia (zmiennosc krótkookresowa) oraz od aktywności Słońca (zmiennosc długoterminowa). Rozkład wartości chwilowych zmiennej otrzymuje się poprzez rozpatrywanie tej zmiennej o rozkładzie Rayleigha, której wartość średnia jest zmienną losową o rozkładzie logarytmiczno-normalnym. Jeśli przez m i σ oznaczymy wartość średnią oraz odchylenie standardowe rozkładu normalnego, powiązanego z rozkładem logarytmiczno-normalnym to skumulowana funkcja rozkładu będącego połączeniem rozkładów Rayleigha i logarytmiczno-normalnego wyraża się wzorem:

$$1 - F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-x^2 e^{-2\sigma u} - \frac{u^2}{2}} du$$

^f Przykładem takiej zmiennej jest odległość strzałki od celu w przypadku rzutów do tarczy, gdzie błędy (odległości od środka tarczy) w dwóch wymiarach płaszczyzny na której narysowana jest tarcza, są od siebie niezależne i podlegają rozkładowi normalnemu.

W powyższym wzorze odchylenie standardowe σ wyrażone jest w neperach. Jeżeli wartość odchylenia standardowego dana jest w decybelach to do przeliczenia stosujemy poniższy wzór:

$$\sigma_{[Neper]} = 0.115\sigma_{[dB]}$$

Rozkład Nakagami'ego-Rice'a

Rozkład Nakagami'ego-Rice'a również wywodzi się z rozkładu Gaussa (normalnego) i jest generalizacją rozkładu Rayleigha. O ile rozkład Rayleigha można interpretować jako rozkład długości wektora, będącego sumą większej liczby wektorów o małej amplitudzie, których faza ma rozkład jednorodny, to rozkład Nakagami'ego-Rice'a jest rozkładem długości wektora, będącego sumą wektora stałego oraz wektora, którego długość ma rozkład Rayleigha. Jeżeli przez a oznaczymy długość wektora stałego a przez σ najbardziej prawdopodobną długość wektora Rayleigha, to gęstość prawdopodobieństwa dana jest wzorem:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+a^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{ax}{\sigma^2}\right)$$

gdzie I_0 jest zmodyfikowaną funkcją Bessela pierwszego rodzaju i zerowego rzędu.

Rozkład zależy od dwóch parametrów, ale dla zagadnień propagacyjnych należy znaleźć relację pomiędzy amplitudą a wektora stałego, oraz pierwiastkiem kwadratowym średniej amplitudy wektora zmiennego ($\sigma\sqrt{2}$).

Rozkład Nakagami'ego-Rice'a stosowany jest przy wyznaczaniu wpływu fali odbitej od nierównomiernej powierzchni (wektor zmienny) na wartość całkowitą mocy docierającej do odbiornika w warunkach bezpośredniej widoczności (fala bezpośrednia, czyli wektor stały), rozpatrywaniu zjawisk wielodrogowości w atmosferze.

Rozkład gamma

Rozkład gamma stanowi generalizację rozkładu wykładniczego. Gęstość prawdopodobieństwa tego rozkładu dana jest wzorem:

$$p(x) = \frac{\alpha^\nu}{\Gamma(\nu)} x^{\nu-1} e^{-\alpha x}$$

gdzie Γ jest funkcją Eulera drugiego rzędu. Skumulowana funkcja rozkładu nie daje się przedstawić w zamkniętej postaci całkowitej, z uwagi na całkową wartość parametru ν . Można stosować, w zależności od wartości x następujące wzory przybliżone:

dla $x \ll 1$

$$F(x) = \frac{1}{\Gamma(\nu+1)} e^{-\alpha x} (\alpha x)^\nu \left[1 + \frac{\alpha x}{\nu+1} + \frac{(\alpha x)^2}{(\nu+1)(\nu+2)} + \dots \right]$$

dla $x \gg 1$

$$1 - F(x) = \frac{1}{\Gamma(\nu)} e^{-\alpha x} (\alpha x)^{\nu-1} \left[1 + \frac{\nu-1}{\alpha x} + \frac{(\nu-1)(\nu-2)}{(\alpha x)^2} + \dots \right]$$

Dla wartości parametru ν równej jedności mamy do czynienia z rozkładem wykładniczym.

W propagacji spotykane wartości parametru ν są bardzo małe, rzędu $10^{-2} \dots 10^{-4}$. Dla wartości ν w okolicy zera zachodzi przybliżona równość

$$\frac{1}{\Gamma(\nu)} \approx \frac{\nu}{\Gamma(\nu+1)} \approx \nu$$

zatem dla małych wartości ν i nie za małych wartości αx zastosować wzór przybliżony na skumulowaną funkcję prawdopodobieństwa

$$1 - F(x) \approx \nu \int_{\alpha x}^{\infty} \frac{e^{-t}}{t} dt$$

W praktycznych zastosowaniach, dla wartości $\nu < 0.1$ i $\alpha x > 0.03$, stosowany jest poniższy wzór aproksymacyjny

$$1 - F(x) \approx \nu \frac{e^{-\alpha x}}{0.68 + \alpha x + 0.28 \log \alpha x}$$

Rozkład gamma stosowany jest to opisu wskaźników opadów deszczu (kolumn deszczowych), przy uwzględnianiu tłumienia wnoszonego przez kolumny deszczowe, gdzie całkowity czas opadów deszczu jest rzędu od 2 do 10%.

Rozkład χ^2 Pearson'a

Rozkład χ^2 Pearson'a zbliżony jest do rozkładu gamma. Charakterystyczną cechą tego rozkładu jest fakt, że jeżeli n zmiennych x_i ma rozkłady normalne o wartościach średnich m_i oraz wariancjach σ_i , to zmienna

$$\sum_{i=1}^n \left(\frac{x_i - m_i}{\sigma_i} \right)^2$$

ma rozkład χ^2 .

Rozkład χ^2 stosowany jest w testach statystycznych do określenia czy zbiór eksperymentalnych wartości danej wielkości (np. współczynnik opadów deszczu, tłumienie) może być modelowany przy zastosowaniu wybranego rozkładu statystycznego.

B. Przykłady metod numerycznych stosowanych w predykcji natężenia pola

Wyznaczanie prawdopodobieństwa rozkładu normalnego

W obliczeniach numerycznych skumulowaną funkcję unormowanego rozkładu normalnego aproksymuje się wielomianami. Jedną z najbardziej znaną grupą aproksymacji są aproksymacje Hastingsa [19]. Poniżej podano jedną z aproksymacji Hastingsa, według której funkcja $F(x)$ wyraża się wzorem

dla $x \geq 0$

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} H(y)$$

dla $x < 0$

$$F(x) = 1 - F(-x)$$

Wielomian aproksymacyjny $H(y)$ wyraża się wzorem

$$H(y) = y * \left(C_1 + y * \left(C_2 + y * \left(C_3 + y * \left(C_4 + y * C_5 \right) \right) \right) \right)$$

w którym argument y

$$y = \frac{1}{1 + 0,2316419|x|}$$

a współczynniki $C_1 \dots C_5$ wynoszą odpowiednio

$$C_1 = 1,330274429$$

$$C_2 = -1,821255978$$

$$C_3 = 1,781477937$$

$$C_4 = -0,35656372$$

$$C_5 = 0,319381530$$

Błąd wynikający z zastosowania tej aproksymacji jest mniejszy niż 10^{-7} .

Inną powszechnie stosowaną aproksymacją jest aproksymacja odwrotnej skumulowanej funkcji gęstości prawdopodobieństwa [20], w której wielomian aproksymacyjny $Q_i(x)$ ma postać:

dla wartości $0.01 \leq x \leq 0.5$

$$Q_i(x) = \zeta(x)$$

dla wartości $x > 0.5$

$$\zeta(x) = T(x) - \xi(x)$$

gdzie

$$T(x) = \sqrt{[-2\ln(x)]}$$

$$\xi(x) = \frac{C_0 + (T(x) * (C_1 + T(x) * C_2))}{1 + T(x) * (D_1 + T(x) * (D_2 + T(x) * D_3))}$$

a współczynniki wynoszą odpowiednio

$$C_0 = 2.515517$$

$$C_1 = 0.802853$$

$$C_2 = 0.010328$$

$$D_1 = 1.432788$$

$$D_2 = 0.189269$$

$$D_3 = 0.001308$$

Poniżej przedstawiono tabelę wartości dla funkcji $Q_i(x)$

q%	$Q_i(q/100)$	q%	$Q_i(q/100)$	q%	$Q_i(q/100)$	q%	$Q_i(q/100)$
1	2.327	26	0.643	51	-0.025	76	-0.706
2	2.054	27	0.612	52	-0.050	77	-0.739
3	1.881	28	0.582	53	-0.075	78	-0.772
4	1.751	29	0.553	54	-0.100	79	-0.806
5	1.645	30	0.524	55	-0.125	80	-0.841
6	1.555	31	0.495	56	-0.151	81	-0.878
7	1.476	32	0.467	57	-0.176	82	-0.915
8	1.405	33	0.439	58	-0.202	83	-0.954
9	1.341	34	0.412	59	-0.227	84	-0.994
10	1.282	35	0.385	60	-0.253	85	-1.036
11	1.227	36	0.358	61	-0.279	86	-1.080
12	1.175	37	0.331	62	-0.305	87	-1.126
13	1.126	38	0.305	63	-0.331	88	-1.175
14	1.080	39	0.279	64	-0.358	89	-1.227
15	1.036	40	0.253	65	-0.385	90	-1.282
16	0.994	41	0.227	66	-0.412	91	-1.341
17	0.954	42	0.202	67	-0.439	92	-1.405
18	0.915	43	0.176	68	-0.467	93	-1.476
19	0.878	44	0.151	69	-0.495	94	-1.555
20	0.841	45	0.125	70	-0.524	95	-1.645
21	0.806	46	0.100	71	-0.553	96	-1.751
22	0.772	47	0.075	72	-0.582	97	-1.881
23	0.739	48	0.050	73	-0.612	98	-2.054
24	0.706	49	0.025	74	-0.643	99	-2.327
25	0.674	50	0.000	75	-0.674		

Wyznaczanie dystrybuanty odwrotnego rozkładu normalnego

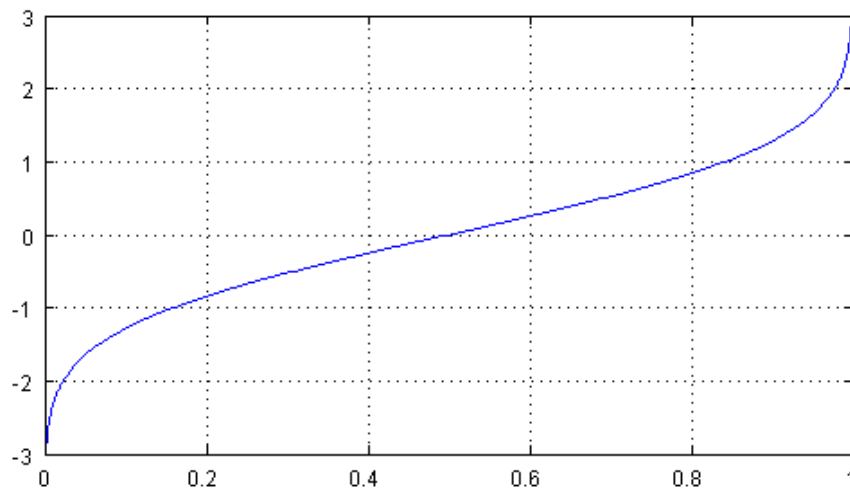
Dystrybuanta odwrotnego rozkładu normalnego dana jest wzorem:

$$I(x) = 0,5 \left\{ 1 + \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{\lambda}{2x}} \left(\frac{x}{\mu} - 1 \right) \right] \right\} + 0,5 \cdot e^{\frac{2\lambda}{\mu}} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{\lambda}{2x}} \left(\frac{x}{\mu} + 1 \right) \right] \right\}$$

gdzie:

- μ wartość średnia rozkładu
- λ parametr skalujący
- $\operatorname{erf}(z)$ funkcja błędów dana zależnością:

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$$



Dystrybuanta odwrotnego rozkładu normalnego

W praktyce wartość funkcji $I(x)$ oblicza się numerycznie. W zależności od wartości argumentu x oddzielnie wyznacza się wartość $I(x)$ dla odcinka quasi-liniowego i oddzielnie dla brzegów.

Granice odcinka quasi-liniowego wynoszą:

$$\begin{aligned} p_{low} &= 0.02425 \\ p_{high} &= 1 - p_{low} \end{aligned}$$

Dla odcinka quasi-liniowego ($p_{low} \leq x \leq p_{high}$) mamy:

$$q = p - 0.5$$

$$r = q * q$$

$$I(x) = \frac{((((a(1) * r + a(2)) * r + a(3)) * r + a(4)) * r + a(5)) * r + a(6)) * q}{((((b(1) * r + b(2)) * r + b(3)) * r + b(4)) * r + b(5)) * r + 1}$$

Dla odcinka górnego ($p_{high} < x < 1$) mamy:

$$q = \sqrt{-2 * \log(1 - p)}$$

$$I(x) = - \frac{((((c(1) * q + c(2)) * q + c(3)) * q + c(4)) * q + c(5)) * q + c(6))}{(((d(1) * q + d(2)) * q + d(3)) * q + d(4)) * q + 1)}$$

Dla odcinka dolnego ($0 < x < p_{low}$) mamy:

$$q = \sqrt{-2 * \log(p)}$$

$$I(x) = \frac{((((c(1) * q + c(2)) * q + c(3)) * q + c(4)) * q + c(5)) * q + c(6))}{(((d(1) * q + d(2)) * q + d(3)) * q + d(4)) * q + 1)}$$

gdzie:

$$\begin{aligned} a(1) &= -3.969683028665376e+01 \\ a(2) &= 2.209460984245205e+02 \\ a(3) &= -2.759285104469687e+02 \\ a(4) &= 1.383577518672690e+02 \\ a(5) &= -3.066479806614716e+01 \\ a(6) &= 2.506628277459239e+00 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b(1) &= -5.447609879822406e+01 \\ b(2) &= 1.615858368580409e+02 \\ b(3) &= -1.556989798598866e+02 \\ b(4) &= 6.680131188771972e+01 \\ b(5) &= -1.328068155288572e+01 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} c(1) &= -7.784894002430293e-03 \\ c(2) &= -3.223964580411365e-01 \\ c(3) &= -2.400758277161838e+00 \\ c(4) &= -2.549732539343734e+00 \\ c(5) &= 4.374664141464968e+00 \\ c(6) &= 2.938163982698783e+00 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d(1) &= 7.784695709041462e-03 \\ d(2) &= 3.224671290700398e-01 \\ d(3) &= 2.445134137142996e+00 \\ d(4) &= 3.754408661907416e+00 \end{aligned}$$

Metody sumowania mocy

Jednym z ciekawszych, od strony numerycznej, zagadnień w procesie predykcji natężenia pola jest sumowanie mocy sygnałów, które posiadają naturę statystyczną, tzn. mogą być opisane za pomocą rozkładu statystycznego. Moc sygnału posiada rozkład logarytmiczno-normalny, a do zapisu wartości stosuje się skalę logarytmiczną (decybelową).

Ogólny wzór na sumę mocy sygnałów można zapisać wzorem

$$P_z = 10 \log_{10} \sum_{i=1}^n 10^{P_i/10}$$

O ile skala dziesiętna logarytmiczna znajduje praktyczne zastosowanie, to do obliczeń statystycznych praktyczniejsza jest skala logarytmiczna normalna. Zapiszmy powyższe równanie w innej postaci

$$P_z = e^Z = \sum_{i=1}^n e^{Y_i} = 10 \log_{10} \sum_{i=1}^n 10^{P_i/10}$$

Z powyższego wzoru wynika, że zależność pomiędzy sygnałem w skali decybelowej i logarytmicznej wyraża się wzorem:

$$e^Y = 10 \log_{10} X$$

$$Y = \lambda X$$

$$\lambda = \frac{1}{10} \log_e 10 \approx 0.23026$$

W przypadku sygnałów o rozkładzie logarytmiczno-normalnym znane jest wartość medianowa (wartość średnia) sygnału m oraz odchylenie standardowe σ . Marlow [23] w swojej pracy wykazał, że skończona suma niezależnych rozkładów logarytmiczno-normalnych ma również rozkład logarytmiczno-normalny. Dla sygnałów cyfrowych, gdzie kryterium jakości odbioru na danym obszarze wyrażane jest poprzez prawdopodobieństwo i sygnały, zarówno użyteczne jak i zakłócające, określane są poprzez wartości medianowe oraz odchylenia standardowe, interesuje nas wartość średnia oraz odchylenie standardowe sumy sygnałów.

Metoda logarytmiczno-normalna (LNM)

Metoda logarytmiczno-normalna, lub w skrócie LNM, jest metodą aproksymacyjną stosowaną do obliczenia statystycznej sumy kilku sygnałów o rozkładzie logarytmiczno-normalnym. Bazuje ona na założeniu, że wynikowa suma natężenia pola sygnału pożądanego i sygnałów zakłócających ma także rozkład logarytmiczno-normalny.

Metoda ta bazuje na następujących założeniach [26]:

- brak jest korelacji między wartościami natężeń pól,
- zmienność miejsc dla rozkładu natężenia pola sygnału pożądanego i wszystkich sygnałów pochodzących od nadajników zakłócających jest identyczna,
- wpływ pewnych pól zakłócających, z których każde podlega prawom rozkładu logarytmiczno-normalnego, zamieniony jest w punkcie odbioru przez wpływ pojedynczego wynikowego pola zakłócającego, również podlegającemu prawom rozkładu logarytmiczno-normalnego o następujących parametrach:

$$E_r = 0,1152\delta^2 + 10\log\left(\sum_i M_{si}\right) - 5\log U$$

$$\delta_r = 6,58\sqrt{\log U}$$

$$U = \frac{(k-1)\sum_i M_{si}^2}{\left(\sum_i M_{si}\right)^2} + 1$$

$$k = e^{\frac{\delta}{4,34}}$$

$$M_{si} = 10^{\frac{E_{si}}{10}},$$

gdzie:

- E_r – średnia wartość wynikowych pól, wyrażona w dB,
- E_{si} – wartość natężenia pola sygnału, pochodzącego od i-tego nadajnika,
- δ, δ_r – odchylenie standardowe wartości medianowych, wyrażone w dB.

Wartość natężenia pola określona jest dla L% miejsc, w których zachodzą jednocześnie następujące warunki:

- a) sygnał przekracza poziom szumów o wymagana wartość,
- b) wymagany współczynnik ochrony:
 - $E_u \geq E_{\min}$ (50% miejsc i 50 % czasu)
 - $E_u \geq E_{si}$ (50% miejsc i T % czasu)

Warunek b spełniony jest, gdy wartość natężenia pola sygnału E_{ul} odpowiada E_r . Prawdopodobieństwo spełnienia obu tych warunków jest równe iloczynowi ich prawdopodobieństw:

$$p_c = p_1 \cdot p_2 = L\left(\frac{E_{ul} - E_r}{\sqrt{\delta^2 + \delta_r^2}}\right) \cdot L\left(\frac{E_{ul} - E_{\min}}{\delta}\right),$$

gdzie:

- p_1, p_2 – odpowiednio prawdopodobieństwo spełnienia warunku a i b, wartości określone są przez znormalizowaną krzywą dla rozkładu normalnego,
- $L(x)$ – całka prawdopodobieństwa.

Jeśli wyznaczona wartość p_c spełnia predefiniowaną wartość prawdopodobieństwa pokrycia p_{cp} , wtedy $E_u = E_{u1}$ i obliczenia są ukończone. Gdy p_c jest różne od p_{cp} , prowadzone są dalsze iteracyjne obliczenia wartości natężenia pola, z zastosowaniem następującego równania:

$$E_u = E_{u1} + \frac{0,5 - p_c}{0,05}$$

Metoda logarytmiczno-normalna uproszczona

Jeśli uznać, że efekt zakłóceń przemysłowych i innych szumów można uwzględnić w postaci minimalnej wartości natężenia pola użytecznego, stanowiącego dodatkowe źródło zakłóceń, a fluktuacje rozkładu natężenia pola podlegają prawom rozkładu logarytmiczno-normalnego, metoda logarytmiczno-normalna może być uproszczona i pozwalać na nieiteracyjne wyznaczanie wartości natężenia pola użytecznego dla 50% miejsc. Opierając się na tych założeniach, do równania umożliwiającego określenie wypadkowego natężenia pola, wyprowadzona może być wartość E_{\min} , stanowiąca wspomniane dodatkowe źródło zakłóceń [26]:

$$E_r = 0,1152\delta^2 + 10\log\left(\sum_i M_i + M_{\min}\right) - 5\log U_s$$
$$U_s = \frac{(k-1)\left(\sum_i M_i^2 + M_{\min}^2\right)}{\left(\sum_i M_i + M_{\min}\right)^2} + 1$$

gdzie:

- M_{\min} – średnia minimalna wartość natężenia pola użytecznego, wyrażona w odniesieniu do jednostki mocy.

Wartość E_{rs} odpowiada średniej wartości natężenia pola użytecznego (dla 50% miejsc). Wartość natężenia pola użytecznego dla innych procentów miejsc może być wyznaczona przy zastosowaniu tej samej procedury iteracyjnej, jaką stosuje się w standardowej metodzie log-normal:

$$P_{cp} = L\left(\frac{E_u - E_{rs}}{\sqrt{\delta^2 + \delta_{rs}^2}}\right),$$

gdzie:

- p_{cp} – predefiniowana wartość prawdopodobieństwa pokrycia,
- δ_{rs} – odchylenie standardowe sumy sygnałów.

Ponieważ uproszczona metoda LMN może być stosowana dla 50% miejsc, nie jest ona odpowiednia w przypadku systemów cyfrowych, gdzie wymagany jest wyższy procent miejsc.

Metoda k-LNM

Aby poprawić dokładność metody LNM dla procent lokalizacji większych niż 50%, wprowadzono dodatkowy współczynnik korekcyjny k . Nowo powstała wersja metody LNM nazwana została mianem k-LNM i zapisywana jest jako kLNM-x (gdzie $x = 7$, dla współczynnika korekcyjnego $k = 0.7$, $x = 8$, dla $k = 0.8$, ...) [18].

Wartość współczynnika k zmienia się w zależności od liczby, średniej mocy i dewiacji standardowej pól zakłócających oraz od procenta miejsc, dla których prowadzone są obliczenia. W praktyce przyjmowana jest średnia wartość współczynnika k , co ułatwia obliczenia. Algorytm sumowania jest następujący:

Założmy, że mamy danych n pól F_i o rozkładzie normalnym, z parametrami F_i, σ_i w mierze logarytmicznej (odpowiadające moce mają rozkład logarytmiczno-normalny). Należy określić aproksymujący rozkład logarytmiczno-normalny sumy mocy, bądź znaleźć takie parametry rozkładu Gaussa, aby odpowiadały sumie pól logarytmicznych:

Krok 1: przekształcenie $\bar{F}_i, \sigma_i, i=1...n$, ze skali decybelowej do skali wyrażonej w Neperach:

$$X_{Neper} = \frac{1}{10 \log_{10}(e)} \cdot X_{dB}$$

Krok 2: Obliczenie wartości średniej M_i , oraz wariancji S_i^2 poszczególnych składowych n :

$$M_i = e^{\bar{F}_i + \frac{\sigma_i^2}{2}}, \quad S_i^2 = e^{2\bar{F}_i + \sigma_i^2} \cdot (e^{\sigma_i^2} - 1), \quad i = 1...n \quad (\text{Neper})$$

Krok 3: Obliczenie wartości średniej M oraz wariancji S^2 , rozkładu sumy mocy:

$$M = \sum_{i=1}^n M_i, \quad S^2 = \sum_{i=1}^n S_i^2 \quad (\text{Neper})$$

Krok 4: Określenie parametrów rozkładu \bar{F}_Σ oraz σ_Σ aproksymującego rozkładu logarytmiczno-normalnego sumy:

$$\sigma_\Sigma^2 = \log_e \left(k \frac{S^2}{M^2} + 1 \right), \quad \bar{F}_\Sigma = \log_e(M) - \frac{\sigma_\Sigma^2}{2} \quad (\text{Neper})$$

Krok 5: Przeliczenie \bar{F}_Σ oraz σ_Σ z jednostek wyrażonych w Neperach do skali dB:

$$X_{dB} = 10 \log_{10}(e) \cdot X_{Neper}$$

\bar{F}_Σ oraz σ_Σ są odpowiednio wartością średnią oraz odchyleniem standardowym aproksymującego rozkładu logarytmiczno-normalnego sumy pól.

W przypadku sumowania natężeń pól z odchyleniem standardowym z zakresu wartości od 6 do 10 dB, przyjmuje się, że wartość współczynnika k wynosi 0,5.

Dla mniejszych wartości dewiacji, powinno się stosować większe wartości współczynnika k , np. 0,7 (oznaczana jako kLNM-7). Dla wartości współczynnika $k = 1$, metoda k-LNM jest identyczna ze standardową metodą LNM.

Metoda t-LNM v2

Metoda t-LNM [18] jest metodą przybliżoną dla obliczeń statystycznych sumy rozkładu kilku zmiennych o rozkładzie log-normalnym. Ma strukturę podobną do LNM i opiera się na tej samej zasadzie działania (suma dwóch zmiennych o rozkładzie log-normalnym także ma rozkład log-normalny). Jednakże parametry rozkładu sumy obliczane są w inny sposób i w konsekwencji różnią się od parametrów wyliczonych LNM.

Podejście to prowadzi do uzyskania wyższej dokładności w rejonach o dużym pokryciu w porównaniu do metody standardowej i k-LNM. Wymaga to jednak zastosowania obliczeń o większej złożoności matematycznej. Metoda ta pozwala na obliczenie różnych odchyłeń standardowych dla jednego pola z pewnymi restrykcjami. W szczególnym przypadku, szum może być rozpatrywany jako sygnał zakłócający ze standardowym odchyleniem równym 0 dB.

Niech F_1 oraz F_2 będą nieskorelowanymi oraz posiadającymi rozkład normalny poziomami intensywności dwóch pól, stanowiących składowe. Odpowiadające pole wynikowe dane jest zależnością:

$$F = \log_e (e^{F_1} + e^{F_2}), \quad (1)$$

która może być zastąpiona wzorem:

$$F = \frac{1}{2}(F_1 + F_2) + \log_e (e^{x/2} + e^{-x/2}), \quad (2)$$

gdzie:

$$x = F_1 - F_2 \quad (3)$$

Z zależności (2) wynika, że wartość średnia $\langle F \rangle$ odpowiadająca sumie pól wynosi:

$$\langle F \rangle = \frac{1}{2}(\langle F_1 \rangle + \langle F_2 \rangle) + U(\bar{x}, \sigma_x) \quad (4)$$

gdzie $\langle F_1 \rangle$ oraz $\langle F_2 \rangle$ są wartościami średnimi odpowiednio F_1 oraz F_2 , oraz

$$U(\bar{x}, \sigma_x) := \langle \ln(e^{x/2} + e^{-x/2}) \rangle. \quad (5)$$

W miejsce symbolu dla wartości średniej zmiennej losowej F , w kilku kolejnych równaniach, w miejsce $\langle F \rangle$ będzie użyte m_F .

Funkcja $U(\bar{x}, \sigma_x)$ zależy tylko od parametrów rozkładu x ; przykładowo x może mieć rozkład normalny z wartością średnią $\bar{x} = m_{F_1} - m_{F_2}$ i wariancją $\sigma_x^2 = \sigma_1^2 - \sigma_2^2$. Wariancja zmiennej losowej F może być zapisana jako:

$$\langle F^2 \rangle - \langle F \rangle^2 = \frac{1}{4}\sigma_x^2 + V(\bar{x}, \sigma_x) - [U(\bar{x}, \sigma_x)]^2 + \tilde{W}(\bar{x}, \sigma_1, \sigma_2), \quad (6)$$

gdzie:

$$V(\bar{x}, \sigma_x) = \langle [\ln(e^{x/2} + e^{-x/2})]^2 \rangle \quad (7)$$

oraz:

$$\tilde{W}(\sigma_1, \sigma_2) = \langle (F_1 - m_{F_1} + F_2 - m_{F_2}) \times \ln(e^{x/2} + e^{-x/2}) \rangle \quad (8)$$

Wyraz $\ln(e^{x/2} + e^{-x/2})$ może być aproksymowany przez:

$$\ln(e^{x/2} + e^{-x/2}) = \frac{1}{2}|x| + Ce^{-A|x|-Bx^2} \quad (9)$$

z użyciem współczynników

$$A = 0,685437037$$

$$B = 0,081988010$$

$$C = 0,686850632$$

Błąd maksymalny w równaniu (9) jest mniejszy niż 7×10^{-3} , dla x należącego do przedziału $[-4, 4]$.

Wartość średnia może zostać, kiedy aproksymacja (9) zostanie użyta w zależnościach (5), (7) oraz (8). Okazuje się, że

$$U(\bar{x}, \sigma_x) = \bar{x} \left[\Phi\left(\frac{\bar{x}}{\sigma_x}\right) - \frac{1}{2} \right] + \frac{\sigma_x}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} + \frac{Ce^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}}}{\sqrt{1+2B\sigma_x^2}} \left[e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right], \quad (10)$$

gdzie:

$$K_{\pm} = \frac{\bar{x}/\sigma_x \pm A\sigma_x}{\sqrt{1+2B\sigma_x^2}} \quad (11)$$

i gdzie $\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-\frac{m^2}{2}} dm$ jest znormalizowaną kumulatywną dystrybuantą.

V jest dane jako:

$$V(\bar{x}, \sigma_x) = \frac{1}{4}(\bar{x}^2 + \sigma_x^2) + \frac{C\sigma_x}{1+2B\sigma_x^2} e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} \cdot \left[\sqrt{\frac{2}{\pi}} - K_+ e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + K_- e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \\ + \frac{C^2}{\sqrt{1+4B\sigma_x^2}} e^{-\frac{2B\bar{x}^2+2A^2\sigma_x^2}{1+4B\sigma_x^2}} \cdot \left[e^{\frac{2A\bar{x}}{1+4B\sigma_x^2}} \cdot \Phi\left(-\frac{\bar{x}/\sigma_x + 2A\sigma_x}{\sqrt{1+4B\sigma_x^2}}\right) + e^{\frac{-2A\bar{x}}{1+4B\sigma_x^2}} \cdot \Phi\left(\frac{\bar{x}/\sigma_x - 2A\sigma_x}{\sqrt{1+4B\sigma_x^2}}\right) \right] \quad (12)$$

Ostatecznie \tilde{W} może być zapisane jako:

$$\tilde{W} = (\sigma_1^2 - \sigma_2^2) \cdot W(\bar{x}, \sigma_x), \quad (13)$$

gdzie:

$$W(\bar{x}, \sigma_x) = \Phi\left(\frac{\bar{x}}{\sigma_x}\right) - \frac{1}{2} + Ce^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} \bullet$$

$$\left\{ \frac{1}{\sigma_x(1+2B\sigma_x^2)} \left[K_+ e^{\frac{k_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + K_- e^{\frac{k_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] - \frac{\bar{x}}{\sigma_x^2 \sqrt{1+2B\sigma_x^2}} \left[e^{\frac{k_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + e^{\frac{k_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \right\} \quad (14)$$

Z uwagi na duże podobieństwo wzorów (10), (12), (14) opisujących funkcje U, V i W, funkcje te dobrze jest stelaryzować - kombinacja dwóch pól może zostać sprowadzona do obliczenia kolejno \bar{x} oraz σ_x , następnie znalezienia odpowiadających wartości funkcji U, V oraz W z użyciem interpolacji dwuliniowej na podstawie tabel i ostatecznie obliczenie wartości średniej oraz wariancji sumy natężenia pól w postaci:

$$\langle F \rangle = \frac{1}{2} (\langle F_1 \rangle + \langle F_2 \rangle) + U(\bar{x}, \sigma_x)$$

$$\langle F^2 \rangle - \langle F \rangle^2 = \frac{1}{4} \sigma_x^2 + V(\bar{x}, \sigma_x) - [U(\bar{x}, \sigma_x)]^2 + (\sigma_1^2 - \sigma_2^2) W(\bar{x}, \sigma_x) \quad (15)$$

Błąd obliczeń uzależniony jest głównie od wielkości zawartych w tabelach funkcji U, V, W.

Aproksymacja Schwartz'a – Yeh'a

Schwarz i Yeh [24] w miejsce postaci analitycznej na wyrażenie wartości średniej oraz odchylenia standardowego sumy niezależnych sygnałów o rozkładzie logarytmiczno-normalnym, wprowadzili dla interesującego ich, z praktycznego punktu widzenia, zakresu zmian wartości średniej oraz odchylenia standardowego, aproksymację wielomianową.

Wartość średnia sumy dwóch sygnałów niezależnych o rozkładzie logarytmiczno-normalnym, oraz odchylenie standardowe sumy dane są wzorami:

$$\begin{aligned}m_z &= m_{y_1} + G_1(\sigma_w, m_w) \\ \sigma_z^2 &= \sigma_{y_1}^2 - G_1^2(\sigma_w, m_w) - 2\rho^2 G_3(\sigma_w, m_w) + G_2(\sigma_w, m_w) \\ \sigma_w^2 &= \sigma_{y_2}^2 + \sigma_{y_1}^2 \\ m_w &= m_{y_2} - m_{y_1} \\ \rho &= -\sigma_{y_1} / \sigma_w \\ \log_{10} G_i(\sigma_w, m_w) &= \sum_{j=0}^J \sum_{k=0}^K A_{jk}(i) \sigma_w^{j/2} |m_w|^{k/2}\end{aligned}$$

Kolejne wyrazy sumy dodawane są do sumy wyrazów poprzednich.

Postać analityczna

Formuły matematyczne postaci analitycznej dwóch pierwszych momentów sumy dwóch niezależnych sygnałów o rozkładzie logarytmiczno-normalnym są stosunkowo proste, lecz ich wyznaczanie na drodze numerycznej jest bardzo trudne.

Rozważmy dwa niezależne sygnały o rozkładach logarytmiczno-normalnych X_1, X_2 o wartościach średnich m_{x1}, m_{x2} i odchyleniach standardowych σ_{x1} i σ_{x2} , wyrażonych w decybelach. Suma tych sygnałów wyraża się wzorem [24],[25]

$$P = 10 \log_{10}(L_1 + L_2)$$

$$L_1 = 10^{X_1/10}$$

$$L_2 = 10^{X_2/10}$$

Zamiast miary decybelowej zastosujemy miarę logarytmiczną – otrzymujemy zatem

$$L_i = e^{Y_i}$$

$$e^{Y_i} = 10^{X_i/10}$$

$$Y_i = \lambda X_i$$

$$\lambda = \frac{1}{10} \log_e 10 \approx 0.23026$$

Pomiędzy momentami zmiennej losowej X oraz zmiennej losowej Y zachodzą poniższe związki

$$m_y = \lambda m_x$$

$$\sigma_y^2 = \lambda^2 \sigma_x^2$$

Zgodnie z twierdzeniem Marlow'a [23] suma rozkładów logarytmiczno-normalnych również jest rozkładem logarytmiczno-normalnym. Mamy zatem, przy założeniu, że zmienne losowe są niezależne

$$e^Z = e^{Y_1} + e^{Y_2}$$

$$Z = \ln(e^{Y_1} + e^{Y_2}) = \ln(e^{Y_1} * (1 + \frac{e^{Y_2}}{e^{Y_1}})) = Y_1 + \ln(1 + e^w)$$

$$w = Y_2 - Y_1$$

$$m_w = E\{w\} = E\{Y_2 - Y_1\} = E\{Y_2\} - E\{Y_1\} = m_{y_2} - m_{y_1}$$

$$\sigma_w^2 = D^2\{w\} = D^2\{Y_2 - Y_1\} = D^2\{Y_2\} + D^2\{Y_1\} = \sigma_{y_2}^2 + \sigma_{y_1}^2$$

Z powyższych wzorów wyznaczamy wartość średnią oraz wariancję rozkładu logarytmiczno-normalnego Z , będącego sumą rozkładów logarytmiczno-normalnych Y_1 i Y_2 .

$$E\{Z\} = E\{Y_1 + \ln(1 + e^w)\} = E\{Y_1\} + E\{\ln(1 + e^w)\} = m_{y_1} + E\{\ln(1 + e^w)\}$$

$$E\{\ln(1 + e^w)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} [\ln(1 + e^w)] f(w) dw = \int_{-\infty}^0 [\ln(1 + e^w)] f(w) dw + \int_0^{+\infty} [\ln(1 + e^w)] f(w) dw$$

gdzie

$$f(w) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(w-m)^2}{2\sigma^2}}$$

jest funkcją gęstości rozkładu normalnego

Rozwijając w szereg Taylora funkcję $\ln(1+e^w)$ otrzymujemy

$$\ln(1 + e^w) = \sum_{j=1}^{\infty} C_j x^j$$

$$C_j = \frac{(-1)^{j+1}}{j}$$

$$E\{\ln(1 + e^w)\} = m_w \Phi\left(\frac{m_w}{\sigma_w}\right) + \frac{\sigma_w}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{m_w^2}{2\sigma_w^2}} + \sum_{k=1}^{\infty} C_k (F(\sigma_w, m_w, k) + F(\sigma_w, -m_w, k))$$

$$F(\sigma_w, -m_w, k) = e^{-km_w + \frac{k^2\sigma_w^2}{2}} \Phi\left(\frac{m - k\sigma^2}{\sigma}\right)$$

gdzie

$\Phi(\cdot)$ jest funkcją prawdopodobieństwa rozkładu normalnego.

Ostatni z wzorów opisujących funkcję $F(\cdot)$ jest dość kłopotliwy w obliczeniach numerycznych, gdyż występuje w nim mnożenie liczb nieskończenie małych i nieskończenie dużych. Przykładowo dla wartości $m_w = 0$ i $\sigma_w = 1$, przy $k = 40$ otrzymujemy wartość równą $e^{800} * \Phi(-40)$, co z punktu widzenia współczesnych procesorów daje wyrażenie $+\infty * 0$. Wyrażenia nieoznaczone mogą być stosowane w obliczeniach bez generowania wyjątków, niemniej jednak wartości tak wyznaczone nie nadają się do analiz. Za pomocą prostych zabiegów można doprowadzić do wyznaczenia powyższej wartości – warunkiem jest dobra implementacja numeryczna funkcji rozkładu prawdopodobieństwa, szczególnie dla wartości ujemnych (w obszarze tzw. „ogona” funkcji gęstości prawdopodobieństwa). Wspomniane wcześniej aproksymacje Hastingsa są zupełnie niewystarczające (najlepsza z aproksymacji daje błąd rzędu 10^{-7} , a tym przypadku wymagany błąd jest rzędu 10^{-300}).

Ostatecznie wyrażenie na wartość średnią sumy dwóch niezależnych sygnałów o rozkładzie logarytmiczno-normalnym dane jest wzorem:

$$m_z = m_{y_1} + G_1(\sigma_w, m_w)$$

$$G_1(\sigma_w, m_w) = m_w \Phi\left(\frac{m_w}{\sigma_w}\right) + \frac{\sigma_w}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{m_w^2}{2\sigma_w^2}} + \sum_{k=1}^{\infty} C_k (F(\sigma_w, m_w, k) + F(\sigma_w, -m_w, k))$$

$$m_w = m_{y_2} - m_{y_1}$$

$$\sigma_w^2 = \sigma_{y_2}^2 + \sigma_{y_1}^2$$

$$F(\sigma_w, -m_w, k) = e^{-km_w + \frac{k^2\sigma_w^2}{2}} \Phi\left(\frac{m - k\sigma^2}{\sigma}\right)$$

Wyznaczanie odchylenia standardowego sumy jest podobne do wyznaczania wartości średniej, z wykorzystaniem rozwinięcia w szereg Taylora funkcji $\ln^2(1+e^x)$, oraz z własności całek. Z ogólnego wzoru na drugi moment rozkładu (wariancję) otrzymujemy

$$E\{Z^2\} = E\{[Y_1 + \ln(1+e^w)]^2\} = \sigma_{y_1}^2 + m_{y_1}^2 + E\{2Y_1 \ln(1+e^w)\} + E\{\ln^2(1+e^w)\}$$

Korzystając z właściwości

$$E\{\ln^2(1+e^w)\} = \int_{-\infty}^0 \ln^2(1+e^w) f(w) dw + \int_0^{+\infty} \ln^2(1+e^w) f(w) dw$$

oraz rozwinięcia funkcji $\ln^2(1+e^w)$ w szereg Taylora

$$\ln^2(1+e^w) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k x^{k+1}$$

$$B_k = \frac{2(-1)^{k+1}}{k+1} \sum_{j=1}^k \frac{1}{j}$$

oraz właściwości całek oznaczonych

$$\int_{-\infty}^0 e^{rx} f(\sigma, m, x) dx = e^{m + \frac{k^2\sigma^2}{2}} \Phi\left(\frac{-m - r\sigma^2}{\sigma}\right)$$

$$\int_0^{+\infty} e^{-rx} f(\sigma, m, x) dx = e^{-m + \frac{k^2\sigma^2}{2}} \Phi\left(\frac{m - r\sigma^2}{\sigma}\right)$$

po przekształceniach otrzymujemy

$$\sigma_z^2 = \sigma_{y_1}^2 - G_1^2(\sigma_w, m_w) - 2\rho^2 G_2(\sigma_w, m_w) + G_3(\sigma_w, m_w)$$

$$\rho = -\frac{\sigma_{y_1}}{\sigma_w}$$

$$G_2(\sigma_w, m_w) = (m_w^2 + \sigma_w^2) \Phi\left(\frac{m_w}{\sigma_w}\right) + (m_w + \ln 4) \frac{\sigma_w}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{m_w^2}{2\sigma_w^2}} +$$

$$2 \sum_{k=1}^{\infty} C_k (m - k\sigma^2) F(\sigma_w, m_w, k) +$$

$$\sum_{k=2}^{\infty} B_{k-1} [F(\sigma_w, m_w, k) + F(\sigma_w, -m_w, k)]$$

$$G_3(\sigma_w, m_w) = \sigma^2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k [F(\sigma_w, m_w, k) + F(\sigma_w, -m_w, k+1)]$$

Dla sygnałów zależnych (skorelowanych) należy uwzględnić współczynnik korelacji wzajemnej sygnałów składowych, a w przypadku sumowania większej liczby sygnałów korelację sumy sygnałów i sygnału składowego. Sumowanie sygnałów skorelowanych w przedstawiono w [25].

C. Technologie stosowane w systemie

.NET Remoting

Technologia Microsoft .NET Remoting jest, w najprostszym ujęciu, nowym sposobem komunikacji komponentów, które zlokalizowane są w różnych procesach, na różnych komputerach. .NET Remoting może być postrzegane jako zastąpienie dla DCOM, technologii umożliwiającej obiektom COM na komunikację poprzez sieć.

Współczesne systemy operacyjne separują aplikacje (procesy) oraz pamięć używaną przez nie, od siebie wzajemnie. Takie podejście sprawia, że błędnie napisane aplikacje nie mają na wpływu na inne aplikacje uruchomione w systemie. Separacja procesów skutkuje tym, że komunikacja między procesami możliwa jest tylko poprzez nadzorowane kanały, efektem czego jest ona bardziej złożona i wolniejsza.

.NET Remoting jest mechanizmem transportowym, poprzez który aplikacje klienckie oddziałują wzajemnie z komponentami .NET, stanowiącymi część innych aplikacji, często znajdujących się na innych komputerach. .NET Remoting stanowi w pełni rozwiniętą architekturę rozproszoną, umożliwiającą na tworzenie aplikacji wielowarstwowych, w których warstwa biznesowa (usługi) posadowiona jest na oddzielnych komputerach w sieci, poprzez którą aplikacje klienckie wykonują swoje zadania. Dana usługa umożliwia realizację zdefiniowanego zakresu zadań, do których wykonania może potrzebować dostępu do innych usług, stając się dla nich klientem.

Przykładowo klient aplikacji MZ.NET, będącej serwerem (serwisem) dla klienta, żąda wykonania obliczeń zasięgu bezinterferencyjnego. Serwer MZ.NET, będący aplikacją wielowarstwową, wywołuje odpowiedni serwis po stronie serwera warstwy biznesowej. Serwis warstwy biznesowej wykonujący obliczenia zasięgu bezinterferencyjnego wymaga danych o wysokości terenu, które udostępniane są przez inny serwer, zlokalizowany na innym komputerze i posiadający dostęp do mapy terenu. Serwis obliczeniowy wywołuje serwis dostępu do mapy, stając się dla niego klientem.

Z punktu widzenia aplikacji MZ.NET warstwa biznesowa jest serwerem. Z punktu widzenia serwera warstwy biznesowej serwer MZ.NET jest klientem. Podobnie dla serwera dostępu do mapy warstwa biznesowa jest klientem, a dla warstwy biznesowej serwis dostępu do mapy jest serwerem.

SOAP

Protokół SOAP (Simple Object Access Protocol) jest podstawą działania usług internetowych (WWW). Zapewnia on standardowy mechanizm opakowywania przesyłanych danych w wiadomości. Umożliwia pracę na zasadzie zdalnych wywołań procedur (RPC – Remote Procedure Call), podobnie jak protokoły Sun RPC, Microsoft DCE, Java RMI, CORBA czy inne. Jednak cechą, która go wyróżnia spośród wymienionych to to, że jest on powszechnie akceptowany przez najważniejsze firmy programistyczne, jak IBM, Microsoft, Sun Microsystems czyli firmy, które rzadko ze sobą współpracowały w dziedzinie tworzenia wspólnych technologii. Poza tym, SOAP wyróżnia się wieloma innymi zaletami:

- nie jest ściśle związany z żadnym językiem programowania
- nie jest ściśle związany z żadnym protokołem transportowym
- korzysta z ogólnie przyjętych i co najważniejsze już istniejących standardów przemysłowych, mianowicie korzysta z kodowania XML Schema oraz protokołów HTTP lub SMTP
- umożliwia współpracę wielu środowisk programistycznych

Usługi sieciowe

Usługi sieciowe (Web Services) umożliwiają aplikacjom wymienianie się danymi oraz – co jeszcze istotniejsze – wykorzystywanie możliwości innych aplikacji, niezależnie od tego, jak zostały zbudowane, w jakim systemie operacyjnym działają oraz za pomocą jakich urządzeń uzyskuje się do nich dostęp. Mimo że usługi Web Services działają niezależnie od siebie, mogą łączyć się w luźne konfiguracje usług, które wykonują określone zadania.

Wyobraźmy sobie, że w naszej firmie działa niezależny system inwentaryzacji. Jeżeli nie połączymy go z innymi aplikacjami, nie będzie w pełni użyteczny. Taki system może tylko śledzić na bieżąco stan zapasów. Być może konieczne jest dodatkowe wprowadzanie danych dotyczących zmian w systemie inwentaryzacji do systemu finansowo-księgowego i do systemu zarządzania relacjami z klientami (CRM). Taki system inwentaryzacji może też być niezdolny do automatycznego składania zamówień u dostawców. Korzyści wynikające z jego użytkowania są pomniejszone ze względu na wysokie koszty ogólne. Jeżeli jednak połączymy system inwentaryzacji z systemem finansowo-księgowym – za pomocą XML – uzyskamy znacznie bardziej interesujące rozwiązanie. Odtąd za każdym razem, kiedy coś kupujemy bądź sprzedajemy, możemy równocześnie śledzić wpływ tej transakcji na stan zapasów i płynność finansową firmy. Jeśli wykonamy kolejny krok i za pomocą XML połączymy systemy zarządzania magazynem, realizacji i składania zamówień oraz współpracy z firmą transportową, to nasz system inwentaryzacji stanie się niezwykle wartościowy. Będziemy mogli zarządzać procesami biznesowymi, wprowadzając każdą transakcję do systemu tylko raz, zamiast wprowadzać ją oddzielnie do każdego podsystemu, na który wywiera ona wpływ. Dzięki temu będziemy mieli znacznie mniej pracy i mniej okazji do popełniania błędów.

Przy użyciu usług Web Services można z łatwością dokonać takiej integracji. Web Services umożliwiają aplikacjom wymienianie się informacjami za pośrednictwem Internetu, niezależnie od systemu operacyjnego i oprogramowania.

AJAX

Termin AJAX jest akronimem. A pochodzi od "asynchroniczny", co oznacza, że można wysyłać zapytania HTTP do serwera i robić inne rzeczy w trakcie oczekiwania na odpowiedź. JA od "JavaScript", a X od "XML".

AJAX (ang. *Asynchronous JavaScript and XML*) jest niedawno ukutą nazwą na dwie potężne cechy przeglądarek WWW, które choć dostępne od lat, były pomijane przez wielu autorów stron, aż do niedawna, gdy na rynku ukazały się takie aplikacje, jak Gmail, Google Suggest i Google Maps. Dzięki tym cechom można:

- wysyłać zapytania do serwera bez przeładowywania strony,
- parsować i pracować z dokumentami XML.

Asynchroniczny JavaScript i XML nie jest technologią sam w sobie, lecz terminem określającym nowe podejście do wykorzystania dotychczasowych technologii razem, włączając w to (X)HTML, kaskadowe arkusze stylów (CSS – *Cascade Style Sheet*), język skryptów JavaScript, Obiektowy Model Dokumentu (DOM – *Document Object Model*), XML (*Extensible Markup Language*), XSLT () oraz instancji obiektu umożliwiającego komunikację dwustronną z serwerem HTTP.

Klasa takiego obiektu po raz pierwszy została wprowadzona w Internet Explorer jako obiekt ActiveX o nazwie XMLHttpRequest, jako część usługi OWA (Outlook Web Access) 2000. Jest dostępna w Internet Explorerze poczynając od wersji 5.0, poprzez JScript, VBScript i inne języki skryptowe obsługiwane przez IE.

Pierwsza natywna implementacja XMLHttpRequest została włączona przez Mozillę do Mozilla Application Suite 1.0 w 2002 roku. Ta implementacja była potem obsługiwana przez Apple w Safari 1.2, Konqueror, Opera Software od Opery 8.0 i iCab od wersji 3.0b352.

Konsorcjum World Wide Web opublikowała szkic (Working Draft) specyfikacji obiektu XMLHttpRequest 5 kwietnia 2006 roku. Prace nad nią ciągle trwają, jej celem jest udokumentowanie minimalnego zestawu wspólnych cech istniejących implementacji, co ułatwi tworzenie kodu bez oddzielnych bloków tekstu dla różnych platform. Szkieletowa specyfikacja bazuje na implementacjach popularnych przeglądarek, dla zapewnienia przenośności kodu.

Kiedy te technologie zostaną wykorzystane razem w ramach modelu AJAX, aplikacje sieciowe są w stanie dokonywać szybkich, przyrostowych aktualizacji w interfejsie użytkownika, bez potrzeby przeładowywania całej strony. To sprawia, że aplikacja jest szybsza i lepiej reaguje na akcje użytkownika.

W celu stworzenia zapytania HTTP przy użyciu JavaScript, potrzebujemy instancji klasy, która posiada żadaną funkcjonalność. Poniższy fragment kodu jest uproszczoną wersją kodu używanego do stworzenia instancji obiektu XMLHttpRequest:

```
if (window.XMLHttpRequest) { // Mozilla, Safari, Opera ...
    http_request = new XMLHttpRequest();
} else if (window.ActiveXObject) { // IE
    http_request = new ActiveXObject("Microsoft.XMLHTTP");
}
```

Niektóre wersje przeglądarek opartych na technologii Mozilli nie zadziałają poprawnie, jeżeli odpowiedź z serwera nie będzie opisana XML-owym nagłówkiem `mime-type`. Aby rozwiązać ten problem, można użyć dodatkowej metody do nadpisania nagłówka wysyłanego przez serwer, jeśli nie jest to `text/xml`.

```
var http_request = new XMLHttpRequest();
http_request.overrideMimeType('text/xml');
```

Następnie należy zdecydować, co po otrzymaniu od serwera odpowiedzi na zapytanie. Na tym etapie wystarczy powiedzieć obiektowi zapytania HTTP, która funkcja JavaScript będzie opracowywała wynik. Można to uzyskać poprzez ustawienie właściwości `onreadystatechange` obiektu na adres funkcji JavaScript, która będzie używana.

```
http_request.onreadystatechange = nazwaFunkcji;
```

Za nazwą funkcji nie ma żadnych nawiasów i nie są przekazywane żadne parametry, ponieważ przypisywana jest referencja do funkcji, a nie jej wywołanie. Można także, zamiast podawać nazwę funkcji, użyć techniki JavaScript do definiowania funkcji w locie (zwanej "funkcją anonimową") i określić akcje, które przetworzą wynik natychmiast, jak na przykład:

```
http_request.onreadystatechange = function(){
    // instrukcje
};
```

Następnie, kiedy już zadeklarowane zostało, co będzie się działo po odebraniu odpowiedzi, należy wykonać zapytanie. W tym celu należy wywołać metody `open()` i `send()` klasy zapytania HTTP, tak jak na poniższym przykładzie:

```
http_request.open('GET', 'http://www.example.org/some.file', true);
http_request.send(null);
```

- Pierwszy parametr metody `open()` określa metodę zapytania HTTP - GET, POST, HEAD lub dowolną inną metodę, której chcemy użyć i którą obsługuje serwer. Dla zachowania zgodności ze standardem nazwę metody wpisujemy dużymi literami. W przeciwnym razie niektóre przeglądarki (np. Firefox) mogą nie przetworzyć zapytania[§].
- Drugi parametr określa URL strony, która ma zostać odpytana. W celu zwiększenia bezpieczeństwa, nie jest możliwe odpytywanie stron znajdujących się w domenach zewnętrznych (tzw. 3rd-party domains). Należy upewnić się, że wpisywana jest dokładna nazwa domeny, w przeciwnym razie po wywołaniu metody `open()`

[§] Aby dowiedzieć się więcej na temat możliwych metod zapytań HTTP, należy zajrzeć do [dokumentacji W3C](#)

dostaniemy odpowiedź z błędem "brak dostępu" (ang. *permission denied*). Często błąd jest otwieranie strony jako domena.tld, ale wywoływanie stron z www.domena.tld.

- Trzeci parametr decyduje, czy zapytanie ma być asynchroniczne. Jeżeli ma on wartość `true`, to wykonywanie funkcji JavaScript będzie kontynuowane podczas oczekiwania na odpowiedź z serwera. I to jest właśnie **A** w nazwie AJAX.

Parametr metody `send()` może być dowolną daną, którą chcemy wysłać do serwera w przypadku użycia metody POST. Dane powinny być umieszczone w formie używanej przez ciągi zapytań, czyli:

```
name=value&anothername=othervalue&so=on
```

Należy pamiętać o zakodowaniu każdej wysyłanej wartości funkcją `encodeURIComponent`. W przeciwnym wypadku, jeśli w środku jakiegoś przesyłanego łańcucha znajdzie się znak `&` to wyrażenie łańcuchowe zostanie „obcięte”.

Jeśli chcemy wysłać dane metodą POST, musimy zmienić typ MIME zapytania, używając składni^h:

```
http_request.setRequestHeader( 'Content-Type',  
                               'application/x-www-form-urlencoded' );
```

W trakcie wysyłania zapytania została podana nazwa funkcji JavaScript, która została przygotowana do obsługi odpowiedzi

```
http_request.onreadystatechange = nazwaFunkcji;
```

Zobaczmy, co ta funkcja powinna zrobić. Najpierw musi ona sprawdzić stan zapytania. Jeżeli status ma wartość 4, oznacza to, że udało się pobrać pełną odpowiedź z serwera i można kontynuować jej przetwarzanie.

```
if (http_request.readyState == 4) {  
    // wszystko jest OK, odpowiedź została odebrana  
} else {  
    // ciągle nie gotowe  
}
```

Możliwe są następujące wartości `readyState`:

- 0 (niezainicjowane)
- 1 (w trakcie pobierania)
- 2 (pobrano)
- 3 (interaktywne)
- 4 (gotowe)

^h W przeciwnym wypadku, serwer odrzuci dane wysłane metodą POST.

Następnie należy sprawdzić kod odpowiedzi serwera HTTP. Wszystkie możliwe kody są opisane na stronie W3C. W tym przypadku interesuje nas tylko odpowiedź 200 OK.

```
if (http_request.status == 200) {  
    // świetnie!!  
} else {  
    // wystąpił jakiś problem z zapytaniem,  
    // na przykład odpowiedzią mogło być 404 (Nie odnaleziono)  
    // lub 500 (Wewnętrzny błąd serwera)  
}
```

Kiedy został już sprawdzony stan zapytania i kod statusu odpowiedzi, można wykorzystać dane otrzymane z serwera. Mamy dwie możliwości dostępu do danych:

- `http_request.responseText` – zwraca odpowiedź serwera jako ciąg znakowy,
- `http_request.responseXML` – zwraca odpowiedź jako obiekt `XMLDocument`, z którym można pracować przy użyciu funkcji DOM JavaScriptu.

JSON

JSON (wymawiane jak imię Jason), to skrót od "JavaScript Object Notation". JSON to lekki (tekstowym) format wymiany danych komputerowych, będący podzbiorem języka JavaScript.

Pomimo nazwy JSON jest formatem niezależnym od konkretnego języka. Wiele języków programowania wspiera ten format danych poprzez dodatkowe pakiety bądź biblioteki. Wśród tych języków programowania są ActionScript, C, C#, ColdFusion, E, Java, JavaScript, ML, Objective CAML, Perl, PHP, Python, REBOL oraz Ruby.

Poniżej przedstawiono przykładowe dane w formacie JSON.

```
{ "menu": {  
  "id": "file",  
  "value": "File",  
  "popup": {  
    "menuitem": [  
      { "value": "New", "onclick": "CreateNewDoc()" },  
      { "value": "Open", "onclick": "OpenDoc()" },  
      { "value": "Close", "onclick": "CloseDoc()" }  
    ]  
  }  
}
```

Powyższe dane zapisane w XML-u:

```
<menu id="file" value="File">  
  <popup>  
    <menuitem value="New" onclick="CreateNewDoc()" />  
    <menuitem value="Open" onclick="OpenDoc()" />  
    <menuitem value="Close" onclick="CloseDoc()" />  
  </popup>  
</menu>
```

Dostęp do danych w formacie JSON jest łatwiejszy i szybszy z poziomu języka JavaScript niż dostęp do tych samych danych w formacie XML. Również analiza składniowa takich danych jest prostsza.

Niektórzy programiści obeznani z językami programowania z rodziny języka C uważają, że JSON jest bardziej naturalny niż XML, natomiast inni uważają, że jego skąpa notacja jest myląca.

XML jest szerzej wspierany przez przemysł informatyczny przez co istnieje więcej narzędzi programistycznych do wykorzystania po stronie serwera. Ilość analizatorów formatu JSON nie jest na razie imponująca i wynosi średnio jeden do dwóch w danym środowisku. Z drugiej strony, analizowanie danych po stronie klienta jest wspierane bezpośrednio przez funkcję `eval()` języka JavaScript.

Żaden z tych formatów (XML, JSON) nie udostępnia bogatego mechanizmu reprezentacji dużych ilości danych w postaci binarnej.