



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

ZAKŁAD KOMPATYBILNOŚCI ELEKTROMAGNETYCZNEJ
CENTRALNE LABORATORIUM BADAWCZE

ul. Swojczycka 38

☎ +48 71 369 980 3

☎ +48 71 372 887 8

51-501 Wrocław

✉ sekretariat@il.wroc.pl

Metody optymalnego wykorzystania widma radiowego przez sieci naziemne radiodyfuzji cyfrowej

Sprawozdanie Z21/21300015/951/05

Wrocław, grudzień 2005 r.

Nr pracy	:	21 30 0015
Nazwa pracy	:	Metody optymalnego wykorzystania widma radiowego przez sieci naziemne radiodyfuzji cyfrowej
Zlecniodawca	:	Praca statutowa
Data rozpoczęcia	:	Styczeń 2005 r.
Data zakończenia	:	Grudzień 2005 r
Słowa kluczowe	:	Inżynieria widma, planowanie sieci radiowych, telewizja cyfrowa, kompatybilność elektromagnetyczna systemów, gospodarka widmem częstotliwości
Kierownik pracy	:	mgr inż. Dariusz P. Więcek
Wykonawcy pracy	:	doc. dr inż. Alina Karwowska-Lamparska mgr inż. Małgorzata Kondrat mgr inż. Olgierd Łotoczko dr inż. Janusz Sobolewski mgr inż. Dariusz P. Więcek mgr inż. Jacek Wroński mgr inż. Małgorzata Kondrat
Autorzy sprawozdania:		doc. dr inż. Alina Karwowska-Lamparska mgr inż. Dariusz P. Więcek

Praca wykonana w Zakładzie Kompatybilności Elektromagnetycznej Z-21 Instytutu Łączności we Wrocławiu i Centralnym Laboratorium Badawczym w Warszawie

Kierownik Zakładu Z21: dr inż. Janusz Sobolewski
Kierownik CLB: mgr inż. Adam Borowski

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

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa-Wrocław 2005

Spis treści:

1	Wstęp	4
2	Analiza zapotrzebowania na widmo sieci DVB-T	5
2.1	Odległości separacyjne	5
2.1.1	Zapotrzebowania na widmo w przypadku tworzenia planów sieci DVB-T	7
3	Wpływ technologii na efektywność wykorzystywania widma	11
3.1.	System T-DMB (Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting)	12
3.1.1	Kodowanie dźwięku w DMB	13
3.2.	Pojemność multipleksu i wymagany C/N	13
3.2.1.	Wnioski	14
3.3.	System DVB-H (Digital Video Broadcasting - Handheld)	14
3.3.1.	Kodowanie dźwięku i zapotrzebowanie na moc	17
3.4.	Parametry planistyczne DVB-H	19
3.5.	Wnioski	28
4.	Ograniczenia widmowe związane z innymi służbami	30
4.1.	Systemy ARNS w pasmach telewizyjnych	31
4.1.1.	System RSBK/PRMG (kanały 58-63)	31
4.1.2.	System IFF CHROM (RLS2 Typ 1) kanał 45	33
4.1.3.	System aktywnej odpowiedzi SOD (RLS2 Typ 2) kanały 54, 66	35
4.1.4.	System radarowy RSP (RLS1 typ 1 i 2) w kanałach 66-69	37
4.2.	Podsumowanie	38
5.	Warunki planowania sieci SFN DVB-T	39
5.1.	Analiza zakłóceń generowanych przez sieć DVB-T	39
5.2.	Zasięgi sieci SFN	46
5.2.1.	Definicja obszaru pokrycia	46
5.3.	Wpływ parametrów systemu DVB-T na zasięg sieci SFN	51
5.3.1.	Konstelacja	51
5.3.2.	Sprawność kodu	51
5.3.3.	Tryb transmisji	52
5.3.4.	Odstęp ochronny	52
5.3.5.	Zysk sieci	55
5.3.6.	Wymagania dotyczące pokrycia	61
5.3.7.	Ograniczenia osiągnięć SFN	63
6.	Przykłady analiz sieci SFN	65
6.1.	Analiza warunków pokrycia w sieci SFN	65
6.2.	Zalecenia projektowe sieci SFN DVB-T	82
6.3.	Przykłady rzeczywistych projektów sieci SFN	82
7.	Podsumowanie	85
8.	Literatura	86
	Dodatek	89

1 Wstęp

Obecnie na świecie i w Polsce trwają przygotowania do Regionalnej Konferencji Radiokomunikacyjnej ITU-R RRC'06, która odbędzie się w roku 2006. W ramach tych prac a także niezależnie od nich opracowywane są różne metody planowania sieci jednoczęstotliwościowych SFN, przygotowywane są algorytmy przydziału częstotliwości pod kątem optymalnego wykorzystania widma radiowego. Wiele ośrodków naukowych i firm komercyjnych zajmuje się przygotowaniem metod projektowania takich sieci. W Polsce pierwsze tego typu prace rozpoczęto w Ł. w latach 90. Praca niniejsza stanowi kontynuację prac statutowych prowadzonych w latach ubiegłych. Każdy kraj ma własną specyfikę wykorzystania widma radiowego i specyficzne rozłożenie nadajników radiowych i telewizyjnych, stąd też w Polsce można otrzymać niezależne od uzyskanych gdzie indziej wnioski i zalecenia projektowe realizacji sieci radiodiffuzji cyfrowej.

W Polsce w maju 2005 Rząd RP przyjął „Strategię przejścia na nadawanie cyfrowe w zakresie telewizji naziemnej” mającą na celu zastąpienie naziemnej telewizji analogowej i wyłączenie TV analogowej w 2014 roku. Jedną z kluczowych cech systemów radiodiffuzji cyfrowej, takich jak DVB-T, jest lepsze wykorzystanie widma radiowego co skłania rządy państw do wspierania rozwoju technologii w tych dziedzinach. Efektywność zapewniona jest m.in. poprzez odpowiednie metody planowania sieci, zwłaszcza sieci jednoczęstotliwościowych SFN. Sieci te pozwalają na znaczną redukcję wykorzystywanego widma oraz zapewniają doskonałe pokrycie sygnałem cyfrowym w trudnych warunkach odbioru – np. w ruchu, wewnątrz pomieszczeń, także w terenach górzystych. Metody optymalnego wykorzystania widma w sieciach SFN są niezwykle istotne dla administracji kraju, nadawców, operatorów sieci.

W klasycznym sposobie planowania sieci wykorzystuje się różne częstotliwości nadajników tzw. sieć wieloczęstotliwościową MFN. W przypadku systemów cyfrowych budowane będą głównie sieci jednoczęstotliwościowe SFN. Projektowanie tego typu sieci wymaga opracowania i zaangażowania zaawansowanych metod matematycznych. Konieczne jest również przeanalizowanie problemów kompatybilności z innymi służbami radiowymi oraz przygotowanie metod doboru częstotliwości pod kątem unikania zakłóceń interferencyjnych.

W niniejszej pracy skoncentrowano się na różnych aspektach planowania sieci jednoczęstotliwościowych SFN, wykonano przykładowe analizy oraz sformułowano zalecenia odnośnie warunków projektowania takich sieci dla naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T. Dodatkowo, ze względu na rosnące zainteresowanie standardem telewizji do odbioru w ruchu za pomocą terminali noszonych w ręku DVB-H, który został zatwierdzony przez Europejski Instytut Standardów Telekomunikacyjnych ETSI pod koniec 2004 roku zajęto się zagadnieniami związanymi z aspektami technicznymi tego standardu oraz wymaganiami planistycznymi. Ze względu na występujące w Polsce i w krajach sąsiednich problemy współużytkowania sieci DVB-T z systemami radionawigacji lotniczej podsumowano problemy kompatybilności telewizji cyfrowej z nimi.

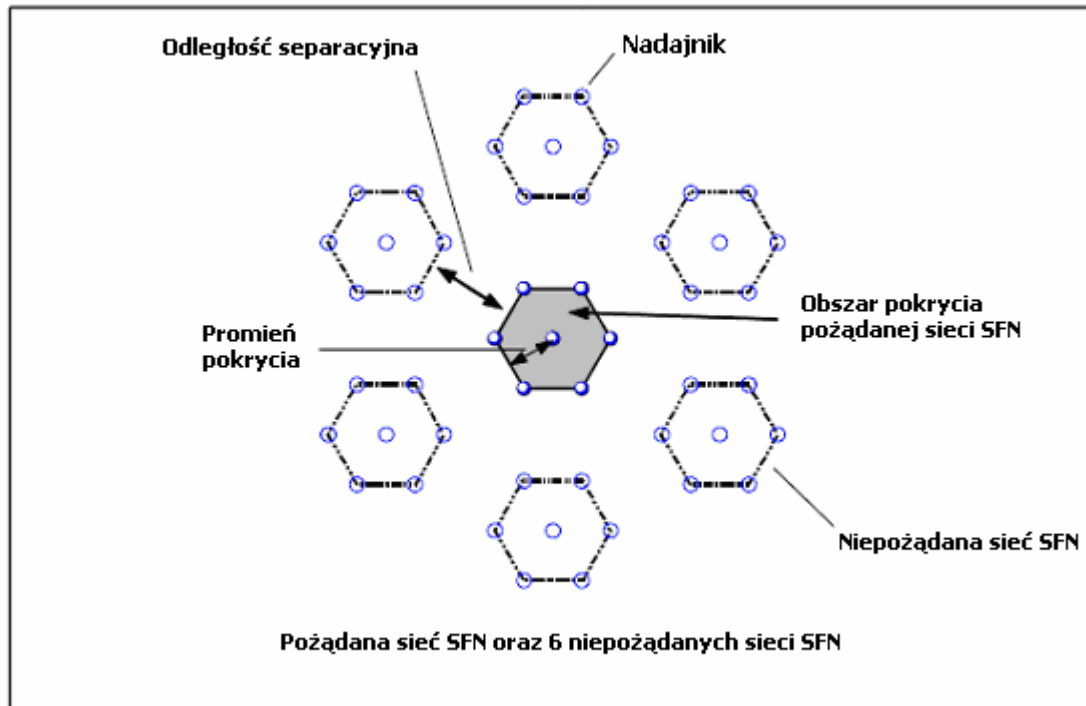
2 Analiza zapotrzebowania na widmo sieci DVB-T

Zasoby widma radiowego są dobrem rzadkim i niezwykle cennym. Występuje nieustanna presja ze strony różnorodnych technologii na uzyskanie dostępu do części widma radiowego. Dlatego efektywne gospodarowanie zasobami częstotliwości jest niezwykle istotne. Z jednej strony konieczne jest takie ulokowanie różnych systemów radiowych aby nie występowały wzajemne zakłócenia, z drugiej należy dbać o to by stosować te technologie, które zapewniają najefektywniejsze wykorzystanie danego widma. Stąd jednym z głównych celów cyfryzacji telewizji jest zastąpienie nieefektywnej, „widmożernej” telewizji analogowej przez system cyfrowy, który znacznie efektywniej wykorzystuje widmo radiowe i umożliwia wręcz uzyskanie tzw. Dywidendy cyfrowej stanowiącej zwolnioną część widma i będącą w zainteresowaniu rządów wielu krajów i Komisji Europejskiej. Szczególnie efektywne wykorzystanie widma radiowego w przypadku systemu telewizji cyfrowej występuje w przypadku zastosowania sieci jednoczęstotliwościowej SFN, która cechuje się z jednej strony mniejszymi, niż w przypadku pojedynczych nadajników dużej mocy, generowanymi zakłóceniami interferencyjnymi, z drugiej strony pozwala na wykorzystywanie rozległych obszarów za pomocą tej samej częstotliwości co objawia się znacznie mniejszym zapotrzebowaniem na widmo jak to zostanie pokazane w niniejszym rozdziale.

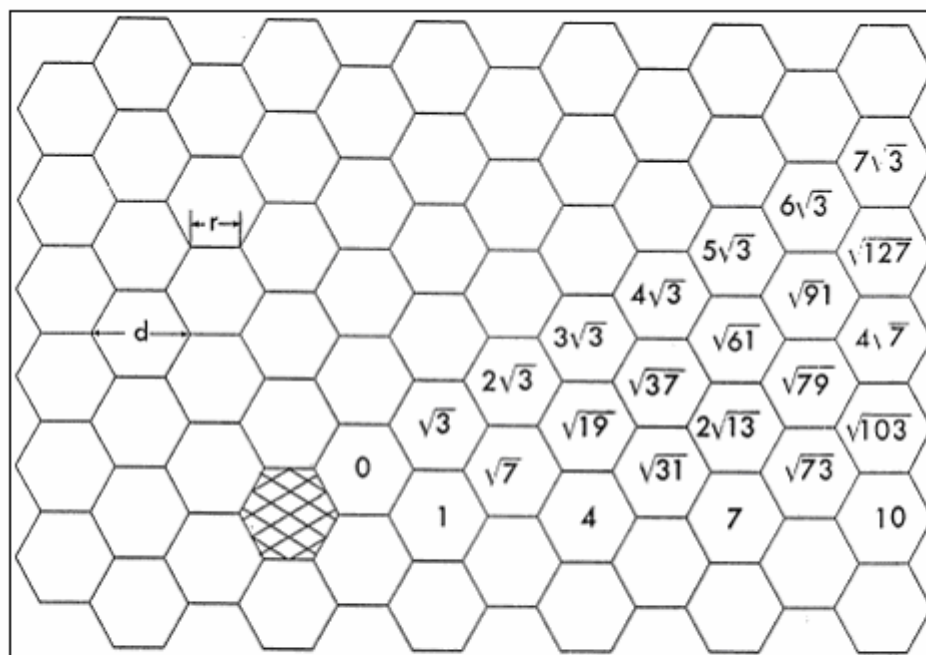
2.1 Odległości separacyjne

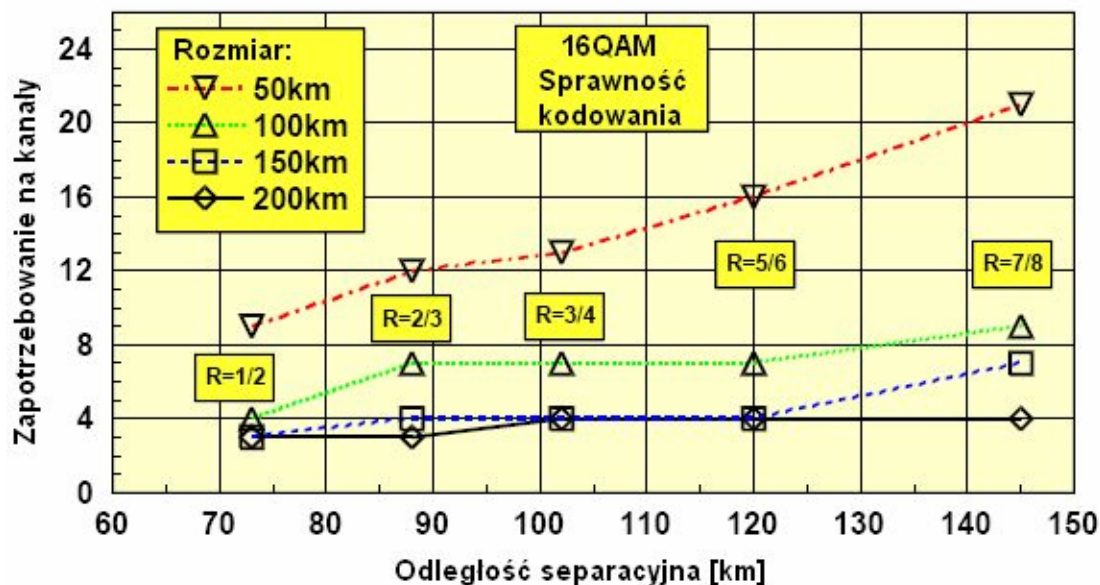
Koncepcja odległości separacyjnych, zwanych również odległościami ponownego wykorzystania, jest ważnym narzędziem w procesie planowania częstotliwościowego dla oszacowania wymagań widma poszczególnych konfiguracji planistycznych systemów. Odległość separacyjna opisuje minimalną odległość, jaka powinna być zachowana pomiędzy dwoma obszarami wspólnokanałowymi, aby wzajemne interferencje była na dopuszczalnym poziomie. Odległości separacyjne są typowymi parametrami opisującymi średnie własności rzeczywistych wdrażanych sieci.

Dla określenia odległości separacyjnych wykorzystuje się z reguły sieci o regularnej budowie. Przykład zaprezentowano na Rys.1. Pokazano na nim sieć składającą się z regularnej heksagonalnej sieci przestrzennej, jednej pożądanej oraz sześciu niepożądanych. Wszystkie sieci, zarówno pożądane jak i niepożądane, są identyczne. Posiadają takie same wysokości skuteczne, odległości pomiędzy nadajnikami są takie same oraz sieci są tego samego typu (zamknięte lub otwarte). Odległość separacyjna jest określana przez przemieszczanie sześciu interferujących sieci SFN w kierunku sieci pożądanej aż do takiego położenia, w którym prawdopodobieństwo żadanego pokrycia terenu spada poniżej akceptowalnej granicy. Określone poprzez odległość separacyjną, regularne sześciokątne struktury sieciowe, mogą być używane do ustalania wymagań widmowych. Zależność pomiędzy odległością separacyjną a rozmiarem sieci może być wykorzystana w modelu geometrycznym (np. wg Rys. 2) w celu oszacowania widmowych wymagań sieci (np. wg Rys. 3).



Rys. 1. Koncepcja odległości separacyjnej między sieciami współnokałowymi





Rys. 3. Wymagania widmowe jako funkcja odległości separacyjnej i rozmiaru sieci

2.1.1 Zapotrzebowania na widmo w przypadku tworzenia planów sieci DVB-T

W przypadku systemu DVB-T na Konferencji RRC'04 [13] zaproponowano różne warianty sieci i ich konfiguracje. Podstawowe cechy poszczególnych Konfiguracji Planistycznych, które wykorzystywane są do analiz wzajemnych zakłóceń i generowania Planu cyfrowego dla DVB-T podczas Konferencji RRC04-06 zostały przedstawione szczegółowo w Sprawozdaniu z pracy statutowej za 2004 rok [23]. Poniżej przedstawiono główne cechy sieci odniesienia przyjętej jako referencyjna w przypadku uzyskiwania dużych obszarów pokrycia.

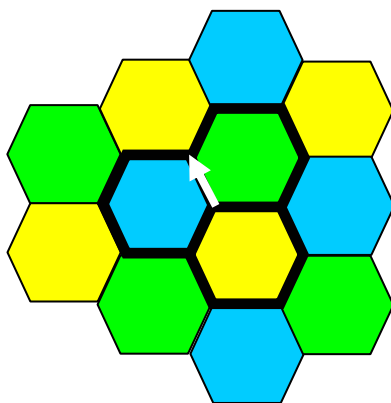
Tabela 1. Parametry sieci RN 1 (sieć SFN wielkoobszarowa)

Planistyczna konfiguracja odniesienia		RPC 1 Odbiór z anteną stacjonarną	RPC 2 Odbiór przenośny zewnętrzny, ruchomy	RPC 3 Przenośny wewnętrzny
Typ sieci		Otwarta	Otwarta	Otwarta
Geometria obsługiwanego obszaru		Hexagon	Hexagon	Hexagon
Liczba nadajników		7	7	7
Geometryczny układ nadajników		Hexagon	Hexagon	Hexagon
Odległość d pomiędzy nadajnikami [km]		70	50	40
Rozmiar D obsługiwanego obszaru [km]		161	115	92
Wysokości zawieszenia anten nadawczych [m]		150	150	150
Charakterystyki promieniowania anten nadawczych		Dookólne	Dookólne	Dookólne
ERP [dBW]	Pasmo III	$31,1 + \Delta$	$33,2 + \Delta$	$37,0 + \Delta$
	Pasmo IV/V	$39,8 + \Delta$	$46,7 + \Delta$	$49,4 + \Delta$

Margines mocy Δ wynosi 3 dB.

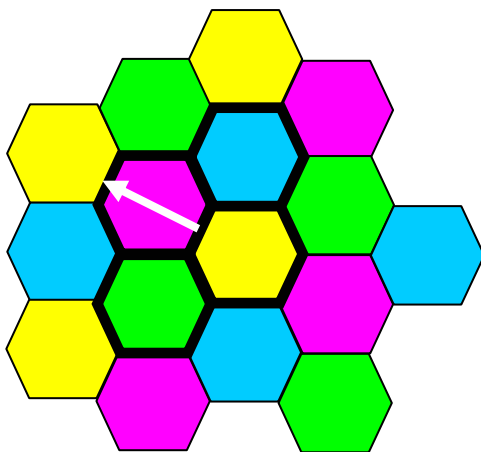
W tabeli występują wymagane odległości separacyjne na lądzie (wiersz górny) oraz na morzu (wiersz dolny).

Na podstawie metod geometrycznych można zauważyć, że w przypadku gdy wymagana odległość separacyjna jest mniejsza niż promień obsługiwanego obszaru pokrycia do uzyskania jednej warstwy pokrywającej dowolny obszar geograficzny wymagane są 3 kanały (Rysunek 5).



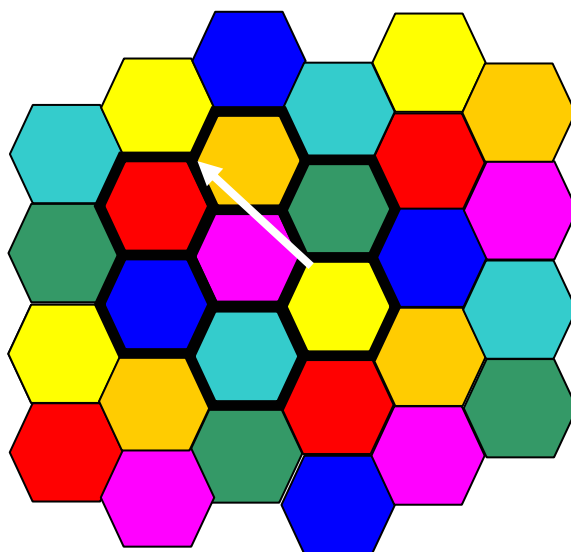
Rys. 5. Przykład planu wykorzystującego 3 kanały telewizyjne; każdy kolor odpowiada jednemu kanałowi, białą strzałką zaznaczano wymaganą odległość separacyjną.

W przypadku gdy odległość separacyjna ma być większa od średnicy komórki konieczne jest zastosowanie 4 kanałów w celu uzyskania jednego pokrycia. Ten przypadek ilustruje Rysunek 6.



Rys. 6. Przykład planu wykorzystującego 4 kanały telewizyjne; każdy kolor odpowiada jednemu kanałowi, białą strzałką zaznaczano wymaganą odległość separacyjną.

Jeśli wymagana odległość separacyjna rośnie wzrasta zapotrzebowanie na liczbę niezbędnych kanałów. Wzrost wymaganej odległości separacyjnej do 1,25 średnicy komórki (a więc o 25%) powoduje konieczność zastosowania 7 kanałów telewizyjnych (a więc zapotrzebowanie rośnie o 75%). Sytuację tę zilustrowano na Rysunku 7.



Rys. 7. Przykład planu wykorzystującego 7 kanałów telewizyjnych; każdy kolor odpowiada jednemu kanałowi, białą strzałką zaznaczano wymaganą odległość separacyjną.

Jak widać na podstawie prostej analizy powyżej efektywność wykorzystania widma radiowego w ogromny sposób zależy od stosunku rozmiaru obszaru (komórki) do wymaganej odległości separacyjnej. Ponieważ wymagana odległość separacyjna zależy od parametrów systemowych dla zadanej struktury nadajników, efektywność widmową można w znaczny sposób zwiększyć poprzez zwiększanie obszarów komórek, najlepiej do rozmiaru porównywalnego z wymaganą odległością separacyjną jeszcze większego. Na podstawie wyznaczonych odległości separacyjnych (Tabela 2) zauważyć można że przypadek 4 kanałów na jedno pokrycie odpowiadający sytuacji przedstawionej na Rys. 6 uzyskać można dopiero przy rozmiarze komórki 100km lub w wielu przypadkach nawet większej. Jeszcze lepszą efektywność charakterystyczną dla przypadku pokazanego na Rys. 5 można uzyskać stosując jeszcze szersze obszary pokrycia wykorzystujące tylko jeden kanał telewizyjny. Tak duże obszary pokrycia w jednym kanale (o rozmiarze 100km i więcej) są możliwe do realizacji wyłącznie w technice jednoczęstotliwościowej SFN stąd wszelkie prace zmierzające do zwiększania efektywności wykorzystania widma w radiodifuzji cyfrowej zmierzają do szerokiego zastosowania wielkoobszarowych sieci SFN. Teoretycznie idealnym przypadkiem byłoby wykorzystanie bardzo dużych sieci SFN pokrywających swym sygnałem terytorium całego kraju w jednym kanale telewizyjnym. Można by wówczas uzyskać 7 planowanych pokryć w telewizyjnych pasmach IV i V wykorzystując tylko 7 kanałów telewizyjnych. Niestety jest to sytuacja czysto teoretyczna, niemożliwa do realizacji w skali międzynarodowej ze względu na problemy koordynacji międzynarodowej i problemy współużytkowania widma z innymi służbami radiowymi. Jako praktyczny przykład realizacji efektywnych metod wykorzystania widma można więc wskazać przypadek w którym obszary pokrycia sygnałem w sieci SFN są możliwe największe, porównywalne z wymaganymi odległościami separacyjnymi. W takich warunkach możliwe jest uzyskanie jednej warstwy pokrycia za pomocą 4 kanałów telewizyjnych. Oznacza to minimalne zapotrzebowanie na widmo wynoszące $7 \times 4 = 28$ kanałów telewizyjnych co stanowi 66% widma przeznaczonego obecnie dla telewizji w zakresach IV i V. Osobnym efektem oczywiście jest nieporównywalnie większy wzrost liczby programów telewizyjnych – w przypadku kompresji MPEG2 możliwe jest uzyskanie

pokrycia ogólnokrajowego 28 programami w stosunku do 5-6 w technice analogowej. Szerokie stosowanie rozległych sieci SFN w znacznym stopniu przyczynia się do efektywnego wykorzystywania widma radiowego. Ograniczeniami w szerokim stosowaniu tego typu sieci są głównie względy ekonomiczne oraz uwarunkowania związane z koordynacją międzynarodową.

3 Wpływ technologii na efektywność wykorzystywania widma

Bardzo ważnym elementem wpływającym na efektywność wykorzystania widma jest wybór efektywnych technik wykorzystania widma. W przypadku telewizji cyfrowej DVB-T w jednym kanale telewizyjnym (8MHz) dzięki zastosowaniu technik cyfrowych możliwe jest umieszczenie od 4 do 8 programów telewizyjnych o jakości analogowej TV PAL, w zależności od parametrów kodowania i dostępnej przepływności multipleksu cyfrowego. Dodatkowo zasięgi pokrywające się z analogowymi uzyskuje się przy znacznie niższych mocach promieniowania stacji. Stosowanie efektywnych technik cyfrowych pozwalających na większe „upakowanie” przesyłanych programów danych cyfrowych na jednostkę widma jest głównym sposobem na uzyskanie właściwej efektywności wykorzystania widma radiowego, mierzonej w bitach na sekundę na Hertz [b/s/Hz]. Na etapie planowania sieci, tak jak to wykazano w poprzednim rozdziale, możliwości zwiększenia efektywności i optymalizacji wykorzystania widma radiowego wiążą się niemal wyłącznie z szerokim wdrażaniem technik SFN i stosowaniem wielkoobszarowych sieci jednoczęstotliwościowych i nie jest możliwe ingerowanie w parametry planistyczne i techniczne cechy związane z wykorzystaniem widma. Stąd też w momencie podejmowania decyzji odnośnie wyboru technologii powinno zwrócić się baczna uwagę na wybór takich technik, które zapewnią najefektywniejsze wykorzystanie widma radiowego, zarówno pod względem uzyskiwanych efektywności wykorzystania widma mierzonych w b/s/Hz jak również efektywnością technik kompresji i uzyskiwanej liczby programów, której miarą jest liczba programów przypadająca na jednostkę widma. Pierwszym elementem właściwego wykorzystania widma radiowego jest więc wybór technologii, które z jednej strony spełnią wszystkie stawiane im wymagania odnośnie parametrów technicznych a z drugiej zapewnią najefektywniejsze wykorzystanie widma radiowego. Analizę różnych technologii pod względem wykorzystania widma radiowego przedstawiono na przykładzie systemów, które mogą zostać wykorzystania do transmisji programów radiowych.

Jeszcze kilka lat temu jedynym systemem radiofonii cyfrowej, który miał szansę zastąpić radiofonię FM oraz zapewnić transmisję radiową wysokiej jakości (zblizonej do płyty kompaktowej CD), był system DAB Eureka 147 opisany w normie ETSI 300 401 [5]. W niektórych krajach rozpoczęto na szeroką skalę eksperymenty w tym systemie a także zdecydowano się na budowę regularnych sieci. Najbardziej pod tym względem rozwinęły się sieci T-DAB w Wielkiej Brytanii. Obecny rozwój systemu T-DAB w tym kraju dowodzi, że rezygnacja z emisji w tym standardzie byłaby tam bardzo utrudniona lub wręcz niemożliwa. Tymczasem standard T-DAB został opracowany ponad 10 lat temu i z technicznego punktu widzenia jest obecnie standardem przestarzałym, co zostanie wykazane dalej. Duże szanse na powodzenie ma np. standard DRM [6] oferujący transmisję programów radiowych o jakości FM na falach długich, średnich i krótkich. Jednakże standard ten nie zapewni transmisji programów z bardzo wysoką jakością, z którą słuchacze mają bardzo często do czynienia w domu (płyty CD, DVD itd.), o ile będzie uruchamiany na częstotliwościach poniżej 30MHz. Wynika to głównie z ograniczonej przepływności kanałów w tym zakresie częstotliwości. W różnych częściach świata proponowane są różne standardy radiofonii cyfrowej [21]. I tak w Japonii opracowano

system ISDB-TSB (ARIB STD-24), pracujący na zasadzie transmisji OFDM w grupach, emitowany w pasmach IV i V, w kanałach o szerokości 0,429MHz czy 3x0,429MHz. Pozwala on na emisję w sieciach jednoczęstotliwościowych SFN efektywnie wykorzystujących widmo radiowe. Jednakże ze względu na brak kompatybilności z systemami Europejskimi nie będzie wdrażany w Europie i stanie się systemem dedykowanym na rynek japoński. W USA po początkowym zachwycie systemami IBOC pracującymi równolegle z radiofonią FM (na tej samej lub zbliżonej częstotliwości), ze względu na słabe parametry techniczne, zaczęto prace także nad innymi standardami, bazującymi jednak, tak jak inne już istniejące standardy, na modulacji OFDM. Opracowywany jest standard FLO (Forward Link Only) (znany wcześniej jako Terrestrial Mobile Multimedia Multicast TMMM). Jest to system transmisji multimedialnych współpracujących z sieciami komórkowymi. Ma pracować w pasmach IV i V w kanałach 5,6,7,8 MHz oraz zapewniać doskonały odbiór w ruchu. System wykorzystuje zaawansowane metody kompresji i kodowania (turbo kody) oraz pozwala na budowę sieci SFN, co pozwoli na niezwykle efektywną transmisję sygnałów o bardzo dużej przepływności do odbiorców w ruchu. Podobnie jednak jak standard japoński, ze względu na niekompatybilność i istnienie europejskich standardów o zbliżonych cechach, nie będzie wdrażany w Europie i stanie się systemem dedykowanym na rynek amerykański. System ten ponadto jest dopiero w fazie testów i weryfikacji pomiarowych i trudno dokonać obecnie pełnej jego oceny. W Europie natomiast można oczekiwać rozwoju systemów bazujących na standardach Europejskich ETSI. Tego typu systemami są T-DMB – standard ETSI TS 102 428 [7], czy system DVB-H – standard EN 302 304 [8]. Pierwszy z nich został opracowany wcześniej i szeroko wdrożony w Korei Południowej. Następnie przeprowadzono próby transmisyjne także w Europie i ukończono równolegle proces jego standaryzacji w ETSI. Drugi z systemów (DVB-H) jest w fazie testów i eksperymentów, sieć pilotowa pracuje już w Finlandii. Ukazały się raporty z przeprowadzonych transmisji, znane są też dość dobrze uzyskane wyniki [9]. Systemy te dzięki charakterystykom emisyjnym kompatybilnym ze standardami T-DAB i DVB-T mogą z powodzeniem być wdrażane w Europie, zapewniając znacznie efektywniejszą transmisję programów radiofonicznych niż przestarzały już obecnie system T-DAB.

3.1. System T-DMB (Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting)

System DMB został opracowany w celu transmisji multimedialnych sygnałów video za pomocą strumienia DAB w sieci nadawczej DAB, wyposażonej dodatkowo w kodery wizji MPEG2 lub MPEG4 (AVC H.264) i/lub dźwięku MPEG2 lub MPEG4 (AAC, HEAAC, BSAC) oraz dodatkowy koder kanałowy. Może być potraktowany jako „nakładka” transmitowana za pomocą warstwy fizycznej standardu DAB EN 300 401. Ze względu na wymagane lepsze zabezpieczenie transmisji przed błędami w przypadku transmisji obrazu, zastosowano dodatkowe kodowanie Reed-Solomon (RS). Ten sposób transmisji został przekazany do standaryzacji ETSI i ITU oraz zatwierdzony w ETSI w czerwcu 2005 jako ETSI TS 102 428 [7] a w ITU jako roboczy Raport ITU-R BT 122. Został on wdrożony do naziemnych transmisji multimedialnych (obraz + dźwięk) w Korei Południowej. Podstawowe cechy transmisji T-DMB (Terrestrial DMB) to możliwość wykorzystania istniejącej czy budowanej infrastruktury T-DAB oraz pełna zgodność z charakterystykami emisyjnymi T-DAB, pozwalająca na planowanie i wykorzystanie widma bloków częstotliwości przeznaczonych dla T-DAB. System T-DMB może być wykorzystany do transmisji wyłącznie sygnałów fonicznych radiofonii cyfrowej, co oznacza znaczne zwiększenie efektywności wykorzystania widma w stosunku do T-DAB poprzez możliwość transmisji większej liczby programów radiowych w jednym bloku 1,5MHz T-DAB. System

został szeroko wdrożony w Korei Południowej a w Europie trwają jego testy w różnych krajach europejskich (np. Niemcy, Wielka Brytania). Podstawową wadą transmisji T-DMB jest na obecnym etapie stosunkowo niewielka liczba rodzajów odbiorników (głównie terminale przenośne z ekranem LCD na rynek azjatycki) oraz ich wyższa cena. Obecnie trwają prace nad produkcją masową układów scalonych pozwalających na dekodowanie w jednym chipie układzie zarówno sygnałów DAB jak i DMB, co może pozwolić w przyszłości na znaczny spadek cen odbiorników oraz na pojawienie się odbiorników wielosystemowych DAB/DMB czy DAB/DMB/DVB.

3.1.1 Kodowanie dźwięku w DMB

DMB umożliwia zastosowanie nowoczesnych technik kompresji dźwięku MPEG2 i MPEG4 (AAC, HE AAC (AACplus) czy BSAC), pozwalające na znaczne zawężenie wymaganego strumienia bitów w stosunku do systemu MPEG1 wykorzystywanego w radiofonii DAB. Radiofonia cyfrowa DAB wymaga strumienia 196kb/s (tryb joint stereo) w celu transmisji jednego programu radiowego wysokiej jakości i 224kb/s w przypadku jakości subiektywnej zbliżonej do jakości CD. Jakość na poziomie radiofonii FM wymaga w MPEG1 strumienia bitów 128kb/s, choć w przypadku tak wolnej transmisji w systemie MPEG1, w Wielkiej Brytanii słysząc narzekania o jakości nawet niższej od FM. W przypadku zastosowania kodowania BSAC (bit-sliced audio coding) lub jeszcze efektywniejszego MPEG4 HE AAC (High-Efficiency Advanced Audio Coding), wymagany strumień bitów o jakości FM wynosi 48kb/s a dla jakości bardzo dobrej 64kb/s (HE AAC); jakość zbliżoną do CD można uzyskać za pomocą systemu MPEG2 AAC o przepływności 144kb/s. Pozwala to zwiększenie pojemności strumienia DMB około 1,5-2,5 raza w stosunku do DAB (patrz Tabela 1).

3.2. Pojemność multipleksu i wymagany C/N

W przypadku DMB całkowita pojemność multipleksu jest zbliżona do DAB, jednak zmniejszona o nadmiar wynikający z dodatkowego kodowania RS (188/204). Oznacza to, że w podstawowym trybie transmisyjnym DAB (kod 1/2, pojemność DAB 1184kb/s) możliwa jest transmisja strumienia 1091kb/s. Odpowiadającą temu trybowi transmisji liczbę programów radiowych i wymagany stosunek sygnał/szum podano w Tabeli 3.

Tabela 3. Pojemność DAB i DMB w bloku 1,5MHz

	DAB	DMB
Pojemność strumienia kb/s	1184	1091
Liczba programów jakość FM	9 (MPEG1 128kb/s)	22 (MPEG4 HE AAC 48kb/s)
Liczba programów jakość bardzo dobra	6 (MPEG1 196kb/s)	17 (MPEG4 HE AAC 64kb/s)
Liczba programów jakość CD	5 (MPEG1 224kb/s)	7 (MPEG2 AAC 144kb/s)
Wymagany stosunek C/N [dB]	16	15 (dla obrazu) 12,4 (szacowany dla dźwięku)

Zastosowanie dodatkowego kodowania RS pozwoliło na zmniejszenie wymaganego stosunku C/N dla transmisji samego dźwięku o ponad 3dB. Jako kryteria planistyczne można będzie przyjąć poziomy o 3dB niższe od przyjętych dla T-DAB, co oznacza możliwość zmniejszenia mocy nadajnika w stosunku do DAB o ponad połowę bez pogorszenia uzyskiwanych zasięgów stacji. Typowe natężenie pola dla T-DAB kod 1/2 w warunkach odbioru w ruchu wynosi 60dBμV/m przy 200MHz [13], w przypadku T-DMB można więc będzie zastosować w obliczeniach planistycznych wartość 57 dBμV/m. Zastosowanie niższej mocy pozwoli na zmniejszenie generowanych przez sieć T-DMB zakłóceń.

3.2.1. Wnioski

DMB wykorzystując infrastrukturę nadawczą i urządzenia transmisyjne DAB pozwala na transmisję do 3 razy więcej programów radiowych niż w przypadku DAB przy zastosowaniu nadajników o mocach o połowę mniejszych. Dzięki wykorzystaniu techniki modulacyjnej DAB zarówno parametry emisyjne jak i odporność na zaniki sygnału, propagację wielodrogową, efekty Dopplera czy charakterystyki widmowe są identyczne jak dla DAB. Dzięki temu wszystkie prace planistyczne związane z ustaleniami i koordynacją międzynarodową bloków T-DAB mogą być wykorzystane bez żadnych zmian do implementacji systemu DMB w tych samych blokach częstotliwości. System DMB podobnie jak DAB pozwala na doskonały odbiór dźwięku wysokiej jakości czy o jakości zbliżonej do płyty CD także w czasie poruszania się z dużą prędkością (nawet 200km/h). Dzięki dodatkowemu kodowaniu RS możliwe jest obniżenie mocy nadajników o 3dB lub uzyskanie lepszej odporności na zaniki i zakłócenia przy tej samej mocy nadawczej. Obecnie system został zaimplementowany w Korei Południowej na potrzeby transmisji multimedialnych do odbiorców w ruchu, lecz trwają próby jego wykorzystywania do transmisji wyłącznie programów radiowych (sam dźwięk) oraz dodatkowych danych cyfrowych. Główną wadą tego rozwiązania jest niewielka liczba dostępnych odbiorników i ich relatywnie wysoka cena w stosunku do T-DAB oraz niższa efektywność widmowa i mocowa w stosunku do np. wariantu transmisji dźwięku w systemie DVB-H. Mimo tych wad w wielu krajach świata widać bardzo duże zainteresowanie tą techniką (np. Niemcy), uruchamiane są emisje testowe i pilotażowe.

3.3. System DVB-H (Digital Video Broadcasting - Handheld)

System DVB-H został opracowany głównie w celu transmisji multimedialnych (obrazu i dźwięku) do terminali przenośnych, noszonych w ręku. Został zstandaryzowany w ETSI jako EN 302 304 [8]. System jest kombinacją elementów warstwy fizycznej (zgodna z DVB-T - ETSI EN 300744 [10]), liniowej (MPE-FEC i TS - omówione dalej, EN 301 192 [11] oraz informacji o usługach (protokół internetowy IPDC, EN 300 468 [12]). W jego opracowanie zaangażowały się firmy produkujące telefony komórkowe, a głównym celem było zapewnienie możliwości odbioru obrazu na terminalach przenośnych w czasie ruchu, także noszonych w ręku. Z tego powodu zastosowano rozwiązania mające na celu ograniczenie poboru mocy przez odbiornik oraz pozwalające na odbiór w ruchu sygnałów emitowanych przez gęste (komórkowe) sieci jednoczęstotliwościowe SFN (Single Frequency Network). Wykorzystano w całości cechy transmisyjne systemu DVB-T, który w standardzie DVB-H został rozszerzony o dodatkowe funkcje. Sygnał DVB-T w trybie transmisji 8k ze względu na efekt Dopplera ogranicza max. prędkość odbiornika do kilkudziesięciu km/h a z kolei w przypadku transmisji w wariancie 2k sieć SFN jest niezwykle kosztowna. W związku z tym dla systemu DVB-H przyjęto dodatkowy wariant -

4k pozwalający na odbiór w ruchu nawet przy dużych prędkościach rzędu 200km/h oraz umożliwiający na relatywnie prostą implementację w sieciach SFN. Kolejną różnicą w stosunku do DVB-T było przyjęcie dodatkowego zabezpieczenia przed błędami tzw. „zamykania wieloprotokołowego FEC” MPE-FEC (Multi Protocol Encapsulation Forward Error Correction) określonego normą EN 301192 [11], poprawiające odbiór sygnału w czasie ruchu przy użyciu pojedynczej anteny i uodparniające sygnał DVB-H na impulsowe zakłócenia. Na elementarnych strumieniach zawierających sekcje MPE przeprowadza się tzw. „szatkowanie czasu” TS (Time Slicing) określone normą EN 301 192, polegające na przesyłaniu danych w krótkich czasowo grupach ze znacznie zwiększoną prędkością bitową. W grupie jest pokazany czas rozpoczęcia następnej grupy. Pozwala to na przebywanie odbiornika w stanie aktywnym jedynie w tym okresie czasu, w którym odbiera przychodzącą grupę, co z kolei oznacza znaczne zmniejszenie zużycia energii gdyż odbiornik jest w stanie aktywnym wyłącznie w okresie transmisji. Pozwoliło to na zastosowanie odbiorników przenośnych o zasilaniu bateryjnym. Pozostałe cechy transmisyjne (rodzaj modulacji podnośnych OFDM, kodowanie spłotowe itp.) są identyczne jak w przypadku DVB-T tak, że w dużej części można wykorzystywać urządzenia i infrastrukturę DVB-T do transmisji sygnału DVB-H. Urządzenie nadawcze musi być jedynie uzupełnione o mechanizmy MPE-FEC i TS. Zasadniczymi zakresami częstotliwości przeznaczonymi dla DVB-H są, podobnie jak dla DVB-T, pasma IV i V. Możliwe jest oczywiście, tak jak w przypadku DVB-T, emitowanie sygnału w paśmie III. System pozwala na nadawanie zarówno w kanale 8 jak i 7MHz, jego charakterystyki emisyjne są takie same jak DVB-T, stąd możliwe jest wykorzystanie uzgodnionych międzynarodowo kanałów i przydziałów przeznaczonych wcześniej dla DVB-T. Pierwsze testy w Europie systemu trwają w Finlandii (sieci pilotowe), Holandii, Niemczech Francji i Wielkiej Brytanii. W USA firma Crown Castle otrzymała licencję na ogólnokrajową emisję w DVB-H w paśmie L i rozpoczęła budowę regularnej sieci.

Wymagania szczegółowe, jakie spełnia system DVB-H w porównaniu z systemem – DVB-T:

- dla wydłużenia czasu pracy baterii system powinien zapewniać możliwość wielokrotnego wyłączania części łańcucha odbiorczego,
- jako system wykorzystujący sieci komórkowe, powinien zapewnić łatwy odbiór usług DVB-H przy przejściu z jednej komórki transmisyjnej do następnej,
- ze względu na różne warunki odbioru wewnątrz budynku, zewnątrz budynku, przez pieszych oraz wewnątrz poruszającego się pojazdu, powinien mieć wystarczającą elastyczność dla zapewnienia odbioru na różnych prędkościach przy optymalizacji obszaru pokrycia przez nadajnik,
- ponieważ przewiduje się że usługi będą dostarczane do miejsc, w których występują duże zakłócenia wytworzone przez człowieka, system powinien mieć środki umożliwiające złagodzenie ich wpływu na parametry odbioru,
- ponieważ sygnały DVB-H są odbierane przez odbiorniki noszone w ręku w różnych częściach świata powinien zapewnić elastyczność stosowania w różnych pasmach transmisyjnych, przy różnych szerokościach kanału.

Warstwa fizyczna odpowiada warstwie fizycznej systemu DVB-T określonej normą PN EN 300 744, z następującymi zmianami ukierunkowanymi na zastosowanie systemu DVB-H:

- dodatkowa sygnalizacja DVB-H w bitach sygnalizacji parametrów transmisyjnych TPS w celu ulepszenia i przyspieszenia wykrycia usługi. Bity sygnalizacji parametrów transmisyjnych dają również możliwość identyfikacji komórki w celu wspomoczenia szybszego wybrania sygnału i przełączania częstotliwości na odbiornikach ruchomych. Dla systemu DVB-H sygnalizacja DVB-H jest obligatoryjna.
- tryb 4K w celu dopasowania mobilności i wymiarów komórki SFN umożliwiającego odbiór za pomocą pojedynczej anteny w ośrodku SFN na bardzo dużej prędkości zwiększając w ten sposób elastyczność przy projektowaniu sieci. W systemie DVB-H praca trybie 4K jest nieobligatoryjna.
- głębokie przeplatanie symboli w trybach 2K i 4Kw celu dalszego zwiększenia pewności ich pracy przy pracy w ruchu i warunkach występowania szumu impulsowego. W systemie DVB-H przeplatanie to nie jest obligatoryjne, jednakże jest znormalizowane.

Dodatkowy tryb transmisyjny 4K obejmuje zbiór parametrów określony dla trybów transmisyjnych 2K i 8K. Zastosowanie trybu 4K daje dodatkowe możliwości dopasowania pomiędzy wymiarami komórki w sieciach SFN i działania w warunkach odbioru ruchomego zapewniając dodatkowy stopień elastyczności przy projektowaniu sieci.

Stopień dopasowania można określić następująco:

- tryb DVB-H 8K może być stosowany zarówno w pracy pojedynczych nadajników, jak i dla małych, średnich i dużych sieci SFN. Zapewnia on tolerancje na efekt Dopplera umożliwiając odbiór z dużą prędkością.
- tryb DVB-H 4K może być stosowany zarówno w pracy pojedynczych nadajników jak i małych i średnich sieci SFN. Zapewnia on tolerancje na efekt Dopplera umożliwiając odbiór z bardzo dużą prędkością.
- tryb DVB-H 2K jest przeznaczony do pracy w pojedynczych nadajnikach i małych sieciach SFN o ograniczonych odległościach pomiędzy nadajnikami. Zapewnia on tolerancje na efekt Dopplera umożliwiając odbiór z ekstremalnie dużą prędkością.

Głębokie przeplatanie w trybach 2K i 4K zwiększa giętkość przeplatania symboli przez uniezależnienie wyboru przeplatania wewnętrznego od stosowanego trybu transmisji. Ta elastyczność polepsza zarówno wpływa na polepszenie odbioru w kanałach, w których następuje zanik sygnału jak i zapewnia dodatkowy poziom odporności na szumy impulsowe o krótkim czasie trwania, wywołane np. przez prace różnego rodzaju urządzeń elektrycznych. Zastosowanie trybu 4K i głębokiego przeplatania nie powoduje znacznego powiększenia urządzeń w porównaniu z DVB T wg. Normy EN 300 744 v 1.4,1, a emitowane widmo jest zbliżone do widma w trybach 2K i 4K.

Warstwa liniowa

Małe grupy danych są gromadzone za pomocą tzw. „zamykania wieloprotokołowego /MPE/, określonego normą EN 301 192. Na elementarnych strumieniach zawierających sekcje MPE przeprowadza się „szatkowanie czasu” określone normą EN 301 192, polegające na przesyłaniu danych w grupach ze znacznie zwiększoną prędkością bitową niż prędkość bitowa wymagana przez transmisję konwencjonalną w danym paśmie częstotliwości. W grupie jest pokazany czas rozpoczęcia następnej grupy. Pozwala to na przebywanie odbiornika w stanie aktywnym jedynie w tym okresie czasu, w którym odbiera przychodzącą grupę, zawierającą zadana usługę.

Dla wzmocnienia odbioru w przypadku dużego współczynnika utraty pakietów /LPR/ na poziomie sekcji MPE, występującego np. w kanałach ruchomych przy zbyt dużej prędkości i/lub zbyt małym współczynnikiem C/N. Jeśli MPE-FEC wynosi ok. 25% strumienia transportowego dane są umieszczane na zasadzie parzystości. MPE-FEC jest określone normą EN 301 192.

Informacja o usługach

Przesyłanie informacji o usługach powinno być zgodne normą EN 300 468 określającą deskryptory rozprawdania naziemnego zawierające specyficzne elementy systemu DVB-H. Podana w normie lista deskryptorów komórek jest kompletna, a opcjonalne „szatkowanie czasu” i MPE-FEC powinno być zaanonsowane za pomocą deskryptorów określonych w normie EN 301 192.

Dla wzmocnienia detekcji usług systemu DVB-H, w strumieniu transportowym informacja o usługach znajduje się na tablicy INT określonej w normie EN 301 192 dla aktualnego strumienia transportowego.

Dla wzmocnienia przełączania pomiędzy strumieniami transportowymi w tej samej sieci INT, w tym strumieniu transportowym powinien zaanonsować strumień IP/MAC na każdym strumieniu między sekcyjnym zawierającym usługi DVB-H, zaś w przypadku wzmocnienia przełączania strumieni w różnych sieciach każdy strumień transportowy powinien zawierać oddzielny NIT anonsujący sieć i jeden lub kilka zawierający informacje o usługach DVB-H.

Metody synchronizacji sieci SFN dla systemu DVB-H są analogiczne jak metody dla systemu DVB-T, opisane w dokumencie TS 101 191.

3.3.1. Kodowanie dźwięku i zapotrzebowanie na moc

W DVB-H, podobnie jak w T-DMB, zastosowano techniki kompresji dźwięku MPEG2 i MPEG4 (AAC, HE AAC) pozwalające na znaczne zawężenie wymaganego strumienia bitów w stosunku do systemu MPEG1 wykorzystywanego w radiofonii DAB. Wymagany strumień bitów o jakości FM wynosi 48kb/s a dla jakości bardzo dobrej 64kb/s (HE AAC), jakość zbliżoną do CD można uzyskać za pomocą systemu MPEG2 AAC o przepływności 144kb/s. Pozwala to zwiększenie pojemności strumienia DVB-H o około 2-3 razy w stosunku do T-DMB i o około 5-6 razy w stosunku do T-DAB (patrz Tabela 4).

Tabela 4. Pojemność DVB-H, DAB i DMB w bloku 7MHz

	DAB (4x1,5MHz)	DMB (4x1,5MHz)	DVB-H (16QAM 2/3, $\Delta=1,4$)
Pojemność strumienia kb/s	4x1184	4x1091	8709
Liczba programów jakość FM	36 (MPEG1 128kb/s)	88 (MPEG4 HE AAC 48kb/s)	181 (MPEG4 HE AAC 48kb/s)
Liczba programów jakość bardzo dobra	24 (MPEG1 196kb/s)	68 (MPEG4 HE AAC 64kb/s)	136 (MPEG4 HE AAC 64kb/s)
Liczba programów jakość CD	20 (MPEG1 224kb/s)	28 (MPEG2 AAC 144kb/s)	60 (MPEG2 AAC 144kb/s)

Wymagany stosunek C/N [dB]	16 (1,5MHz)	15 (dla obrazu) 12,4 (szacowany dla dźwięku) (1,5MHz)	18,1 (dla obrazu) 15,1 (szacowany dla dźwięku)
----------------------------	----------------	---	---

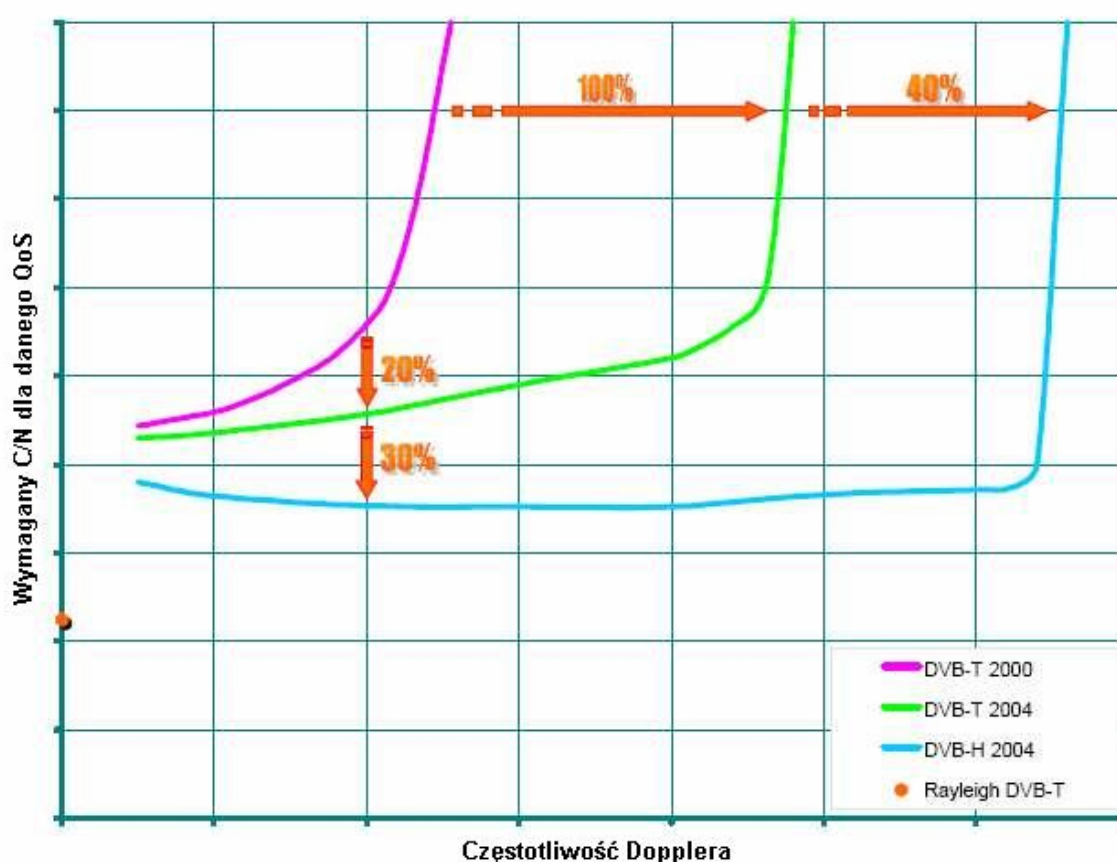
Ponieważ parametry C/N systemu DVB-H dotyczą kanału 7MHz a DAB i DMB 1,5MHz aby porównać wartości C/N należy zastosować korektę o $10\log(6,657/1,536)$ czyli o 6,4dB. W takim przypadku wymagany C/N dla całego pasma 7MHz wyniesie dla DAB 22,4dB, DMB 18,8dB a dla DVB-H 15,1dB. Oznacza to relatywnie niższe zapotrzebowanie na wymaganą moc nadajników DVB-H o 3,7dB w stosunku do DMB i o 7,3dB w stosunku do DAB. Pozwala to dla DVB-H na oszczędności wymaganej mocy nadajników ponad 2x w stosunku do DMB i ponad 5x w stosunku do DAB.

Porównując system DVB-H do systemu DVB-T (Tabela 5) widać, że ze względu na powszechnie przyjęty standard kompresji dźwięku w DVB-T (MPEG2) pojemność multipleksu DVB-H dla programów radiofonicznych jest niemal dwukrotnie większa. W systemie DVB-H można użyć dodatkowego kodowania MPE-FEC lub też go nie używać, co skutkuje w przypadku jego zastosowania z jednej strony zmniejszeniem przepływności a z drugiej poprawą zasięgu lub umożliwieniem emisji z mniejszą mocą promieniowaną ze względu na niższy stosunek C/N. Zaprezentowano to w Tabeli 3. Ponadto, ze względu na zastosowanie trybu 4k system DVB-H umożliwia budowę sieci SFN o stosunkowo niewysokich kosztach (wymagane odległości separacyjne nadajników rzędu 30km), podczas gdy w systemie DVB-T 2k, który jako jedyny wariant DVB-T zapewnia poprawny odbiór w ruchu [29] odległości te są znacznie mniejsze (poniżej 15km). Sieci SFN pozwalają nie tylko na uzyskanie lepszego odbioru w ruchu wewnątrz obsługiwanego obszaru, ale także mniejsze problemy koordynacji międzynarodowej w przypadku uruchamiania nadajników [16]. Wykorzystanie wariantu 8k DVB-T do transmisji programów radiowych mija się z celem ze względu na ograniczone możliwości odbioru w ruchu (max. prędkość poprawnego odbioru to 50-70km/h w paśmie IV i V) [13].

Tabela 5. Pojemność DVB-T i DVB-H w kanale 7MHz

	DVB-T (16QAM 2/3, $\Delta=1,4$)	DVB-H bez MPE-FEC (16QAM 2/3, $\Delta=1,4$)	DVB-H z MPE-FEC (16QAM 2/3, $\Delta=1,4$)
Pojemność strumienia kb/s	11610	11610	8709
Liczba programów jakości FM	90 (MPEG1 128kb/s)	241 (MPEG4 HE AAC 48kb/s)	181 (MPEG4 HE AAC 48kb/s)
Liczba programów jakości bardzo dobra	59 (MPEG1 196kb/s)	181 (MPEG4 HE AAC 64kb/s)	136 (MPEG4 HE AAC 64kb/s)
Liczba programów jakości CD	51 (MPEG1 224kb/s)	80 (MPEG2 AAC 144kb/s)	60 (MPEG2 AAC 144kb/s)
Wymagany stosunek C/N [dB]	21,5 (dla obrazu) 18 (szacowany dla dźwięku)	20,5 (dla obrazu) 17,5 (szacowany dla dźwięku)	18,1 (dla obrazu) 15,1 (szacowany dla dźwięku)

Na rysunku 8 [28] pokazano orientacyjny wpływ cech systemów DVB-T i DVB-H na warunki odbioru w ruchu. Jak widać, mimo postępu w technikach demodulacji w systemie DVB-T w warunkach odbioru w ruchu, system DVB-H uzyskuje dużo lepsze osiągi: lepszą tolerancję efektu Dopplera (związanego z dużą prędkością poruszania się pojazdu) jak i lepszy (niższy) w tych warunkach wymagany stosunek C/N. Mimo możliwości odbioru w ruchu sygnałów DVB-T, budowanie regularnych sieci DVB-T dla tego typu odbioru mija się z celem ze względu na istniejący, lepszy w takich warunkach, system DVB-H. Budowa sieci SFN DVB-T zapewniającej odbiór w ruchu z dużą prędkością nie miałaby technicznego i ekonomicznego uzasadnienia. Możliwe jest oczywiście wykorzystanie systemu DVB-T do transmisji dodatkowych programów radiowych do odbiorców stacjonarnych (taka opcja realizowana jest np. w Niemczech), zakładając jednak zmniejszenie dostępnej przepustowości dla programów telewizyjnych i mając świadomość, że odbiór w ruchu będzie bardzo trudny lub wręcz niemożliwy.



Rys. 8. Porównanie osiągnięć systemów DVB-T i DVB-H w warunkach odbioru w ruchu

3.4. Parametry planistyczne DVB-H

Analogicznie jak w przypadku telewizji DVB-T [4,13] można określić kryteria planistyczne dla DVB-H [28]. Ze względu na specyfikę systemu wartości wyznaczono dla specyficznych dla tego systemu warunków odbioru: odbiór w ruchu - zewnętrzny i wewnętrzny oraz odbiór przenośny (terminal noszony w ręku) także zewnętrzny i wewnętrzny. Poniżej przedstawiono zestawienie parametrów planistycznych dla poszczególnych warunków w paśmie IV i V.

Obliczenia wykonane zostały przy użyciu następujących parametrów [28]:

Dla odbioru w ruchu:

Zmienność przestrzenną dotyczącą odbioru w ruchu dla odbioru na zewnątrz:

Założone pokrycie	Zmienność przestrzenna
> 99 %	13 dB
> 90 %	7 dB

Zysk energetyczny anten stosowanych w odbiorze ruchomym:

Zakres	Zysk [dBd]
IV	-2
V	-1

Dla odbioru przenośnego:

Zysk energetyczny anten stosowanych w odbiorze przenośnym dla celów planowania:

Zakres	Zysk [dBd]
IV	-12
V	-7

Zmienność przestrzenną dotyczącą odbioru przenośnego zewnętrznego:

Założone pokrycie	Zmienność przestrzenna
> 95 %	9 dB
> 70 %	3 dB

Zmienność przestrzenną dotyczącą odbioru przenośnego wewnętrznego:

Założone pokrycie	Zmienność przestrzenna
> 95 %	14 dB
> 70 %	4 dB

Straty związane z wysokością anteny odbiorczej dla różnych środowisk:

Częstotliwość	Tereny wiejskie	Tereny podmiejskie	Tereny miast
500 MHz	11 dB	16 dB	22 dB
800 MHz	13 dB	18 dB	24 dB

Straty związane z zabudową (tłumienie budynków):

Wartość średnia	Odchylenie standardowe
11 dB	6 dB

Tab.6. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie IV oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 70 % i 95 %

Warunki odbioru: Przenośny zewnętrzny (klasa A), środowisko miejskie, zakres IV, terminal kategorii 3

Częstotliwość	f [MHz]	500				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s\ min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s\ min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-12				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-25,3				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	ϕ_{min} [dBW/m ²]	-101,9	-95,9	-89,9	-83,9	-77,9
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	44	50	56	62	68
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	22				

Prawdopodobieństwo miejsc: 70 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	3				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-76,9	-70,9	-64,9	-58,9	-52,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	69	75	81	87	93

Prawdopodobieństwo miejsc: 95 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	9				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-70,9	-64,9	-58,9	-52,9	-46,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	75	81	87	93	99

Tab. 7. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie V oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 70 % i 95 %

Warunki odbioru: Przenośny zewnętrzny (klasa A), środowisko miejskie, zakres V, terminal kategorii 3

Częstotliwość	f [MHz]	800				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s\ min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s\ min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-7				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-24,4				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	Φ_{min} [dBW/m ²]	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8	-78,8
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	43	49	55	61	67
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	24				

Prawdopodobieństwo miejsc: 70 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	3				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-75,8	-69,8	-63,8	-57,8	-51,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	70	76	82	88	94

Prawdopodobieństwo miejsc: 95 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	9				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-69,8	-63,8	-57,8	-51,8	-45,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	76	82	88	94	100

Tab.8. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie IV oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 70 % i 95 %

Warunki odbioru: Przenośny wewnętrzny (klasa B), środowisko miejskie, zakres IV, terminal kategorii 3

Częstotliwość	f [MHz]	500				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s\ min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s\ min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-12				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-25,3				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	ϕ_{min} [dBW/m ²]	-101,9	-95,9	-89,9	-83,9	-77,9
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	44	50	56	62	68
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	22				
Tłumienie budynku	L_b [dB]	11				

Prawdopodobieństwo miejsc: 70 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	4				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-64,9	-58,9	-52,9	-46,9	-40,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	81	87	93	99	105

Prawdopodobieństwo miejsc: 95 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	14				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-54,9	-48,9	-42,9	-36,9	-30,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	91	97	103	109	115

Tab. 9. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie V oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 70 % i 95 %

Warunki odbioru: Przenośny wewnętrzny (klasa B), środowisko miejskie, zakres V, terminal kategorii 3

Częstotliwość	f [MHz]	800				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s\ min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s\ min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-7				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-24,4				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	Φ_{min} [dBW/m ²]	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8	-78,8
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	43	49	55	61	67
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	24				
Tłumienie budynku	L_b [dB]	11				

Prawdopodobieństwo miejsc: 70 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	4				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-63,8	-57,8	-51,8	-45,8	-39,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	82	88	94	100	106

Prawdopodobieństwo miejsc: 95 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	14				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-53,8	-47,8	-41,8	-35,8	-29,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	92	98	104	110	116

Tab. 10. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie IV oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 90 % i 99 %

Warunki odbioru: Ruchomy zewnętrzny (klasa C), środowisko podmiejskie, zakres IV, terminal kategorii 1

Częstotliwość	f [MHz]	500				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s,min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s,min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-2				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-15,3				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	ϕ_{min} [dBW/m ²]	-111,9	-105,9	-99,9	-93,9	-87,9
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	34	40	46	52	58
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	11				

Prawdopodobieństwo miejsc: 90 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	7				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-93,9	-87,9	-81,9	-75,9	-69,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	52	58	64	70	76

Prawdopodobieństwo miejsc: 99 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	13				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-87,9	-81,9	-75,9	-69,9	-63,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	58	64	70	76	82

Tab. 11. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie V oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 90 % i 99 %

Warunki odbioru: Ruchomy zewnętrzny (klasa C), środowisko podmiejskie, zakres V, terminal kategorii 1

Częstotliwość	f [MHz]	800				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s\ min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s\ min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-1				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-18,4				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	Φ_{min} [dBW/m ²]	-108,8	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	37	43	49	55	61
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	13				

Prawdopodobieństwo miejsc: 90 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	7				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-88,8	-82,8	-76,8	-70,8	-64,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	57	63	69	75	81

Prawdopodobieństwo miejsc: 95 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	13				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-82,8	-76,8	-70,8	-64,8	-58,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	63	69	75	81	87

Tab. 12. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie IV oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 90 % i 99 %

Warunki odbioru: Ruchomy wewnętrzny (inside) (klasa D), środowisko podmiejskie, zakres IV, terminal kategorii 3

Częstotliwość	f [MHz]	500				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s\ min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s\ min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-12				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-25,3				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	ϕ_{min} [dBW/m ²]	-101,9	-95,9	-89,9	-83,9	-77,9
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	44	50	56	62	68
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	11				
Straty związane z przemieszczaniem się	L_v [dB]	7				

Prawdopodobieństwo miejsc: 90 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	7				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-76,9	-70,9	-64,9	-58,9	-52,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	69	75	81	87	93

Prawdopodobieństwo miejsc: 99 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	14				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	ϕ_{med} [dBW/m ²]	-70,9	-64,9	-58,9	-52,9	-46,9
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	75	81	87	93	99

Tab. 13. Minimalna wartość gęstości strumienia mocy i równoważna minimalna mediana natężenia pola w zakresie V oraz dla prawdopodobieństwa miejsc wynoszącego 90 % i 99 %

Warunki odbioru: Ruchomy wewnętrzny (inside) (klasa D), środowisko podmiejskie, zakres V, terminal kategorii 3

Częstotliwość	f [MHz]	800				
Minimalny C/N wymagany przez system	[dB]	2	8	14	20	26
Minimalna moc na wejściu odbiornika	$P_{s\ min}$ [dBW]	-127,2	-121,2	-115,2	-109,2	-103,2
Min. równoważne napięcie wejściowe odbiornika, 75 Ω	$U_{s\ min}$ [dB μ V]	12	18	24	30	36
Zysk anteny odniesiony do dipola półfalowego	G_D [dB]	-7				
Powierzchnia skuteczna anteny	A_a [dBm ²]	-24,4				
Minimalna gęstość strumienia mocy w miejscu odbioru	Φ_{min} [dBW/m ²]	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8	-78,8
Minimalne równoważne natężenie pola w miejscu odbioru	E_{min} [dB μ V/m]	43	49	55	61	67
Margines na zakłócenia przemysłowe	P_{mmn} [dB]	0				
Straty związane z wysokością	L_h [dB]	13				
Straty związane z przemieszczaniem się	L_v [dB]	7				

Prawdopodobieństwo miejsc: 90 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	7				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-75,8	-69,8	-63,8	-57,8	-51,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	70	76	82	88	94

Prawdopodobieństwo miejsc: 95 %

Współczynnik korekcji miejsc	C_i [dB]	13				
Minimalna gęstość strumienia mocy na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	Φ_{med} [dBW/m ²]	-69,8	-63,8	-57,8	-51,8	-45,8
Minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola na wysokości 10 m nad poziomem terenu dla 50% czasu i 50% miejsc	E_{med} [dB μ V/m]	76	82	88	94	100

Podobnie jak w przypadku systemu DVB-T, aby określić wymagane minimalne natężenie pola elektrycznego należy na podstawie parametrów systemowych określić wymagany stosunek C/N dla danego wariantu systemu a następnie ustalić na tej podstawie wymagane natężenie pola w wybranych warunkach odbioru.

3.5. Wnioski

DVB-H pozwala na niezwykle efektywne transmitowanie programów radiowych także do odbiorców w ruchu i zapewnia transmisję 2-3 razy więcej programów radiowych na 1MHz widma niż w przypadku DMB i 3-6 razy więcej niż w przypadku DAB. Jednocześnie pozwala na zastosowanie nadajników o sumarycznej mocy niższej o 2x od DMB i o ok. 5x od DAB. Ze względu na liczbę programów radiowych i wymagane moce nadajników, koszty związane z emisją programu radiowego w tym standardzie przypadające na jednego nadawcę mogą stanowić zaledwie 1/20 część kosztów, jakie należałoby ponieść w przypadku emisji w T-DAB. Ze standardów europejskich pozwalających na emisję programów radiowych wysokiej jakości (zblizonej do CD) jest to więc obecnie

najefektywniejszy standard emisji tego typu programów, pozwalający także na ich odbiór z dużą prędkością (200km/h) i przy użyciu odbiorników o małej konsumpcji mocy. Z technicznego punktu widzenia stanowi on najlepsze rozwiązanie, które obecnie można zastosować do emisji programów radiofonicznych wysokiej jakości. Dzięki wykorzystaniu warstwy fizycznej w postaci standardu DVB-T zarówno parametry emisyjne jak i odporność na zaniki sygnału, propagację wielodrogową, efekty Dopplera czy charakterystyki widmowe są przynajmniej takie jak dla DVB-T, dodatkowo poprawione technikami kodowania uodparniającymi na szybkie zaniki w ruchu (MPE-FEC). Dzięki możliwości wykorzystania bloków planistycznych DVB-T wszystkie prace planistyczne związane z ustaleniami i koordynacją międzynarodową bloków DVB-T mogą być wykorzystane bez żadnych zmian do implementacji systemu DVB-H w tych samych zakresach częstotliwości. Główną wadą systemu DVB-H jest obecnie niewielka liczba dostępnych odbiorników i ich relatywnie wysoka cena w stosunku do odbiorników T-DAB. Z chwilą pojawienia się masowych, niedrogich odbiorników DVB-H uruchamianie w tym systemie sieci radiofonicznych w wielu krajach będzie tylko kwestią krótkiego czasu. W stosunku do wariantu emisji programów radiowych w systemie DVB-T, system DVB-H odznacza się znacznie większą efektywnością (2-3 razy więcej programów) oraz bezproblemowym odbiorem w ruchu, nawet z dużymi prędkościami oraz niższym kosztem budowy sieci SFN dla odbiorców będących w ruchu. Stąd nie dziwi ogromne zainteresowanie systemem DVB-H w różnych krajach, które prawdopodobnie będą zainteresowane jego szerokim wdrożeniem.

W chwili obecnej nie można jednoznacznie stwierdzić, który z systemów naziemnej transmisji cyfrowej wykorzystywany do celów radiofonii cyfrowej stanie się dominujący lub też, który zostanie zmarginalizowany. Na podstawie obserwacji sytuacji w innych krajach europejskich można stwierdzić, że część z nich, która zainwestowała duże pieniądze w sieci T-DAB (np. UK) nie wycofa się z tego systemu w najbliższym czasie, mimo tego, że system jest już przestarzały i nieefektywny (i pojawiły się dużo lepsze technologicznie rozwiązania), być może takie kraje dokonają migracji sieci T-DAB do T-DMB lub też będą podtrzymywać rynek T-DAB. W krajach o słabym zaangażowaniu w rozwój sieci T-DAB (jak Polska) możliwe będą różne scenariusze uruchamiania sieci w różnych systemach (choć w Polsce wyłącznie na bazie Standardów Europejskich), w dużej części ich sukces będzie zależał od dostępności niedrogich odbiorników. Do czasu ich pojawienia się nie powinno uruchamiać się sieci na dużą skalę, bo przykład UK dowodzi [20], że nawet osiągnięcie pokrycia ponad 50% powierzchni kraju sygnałem cyfrowym może nie skutkować pojawieniem się tanich odbiorników, które w UK zaczęły wchodzić szeroko na rynek dopiero po zaangażowaniu kapitałowym nadawcy-koncesjonera T-DAB (DigitalOne) w fabryki produkujące układy scalone i odbiorniki (Frontier Silicon i in.). Stąd rozwój sieci radia cyfrowego w oparciu o najlepsze i najefektywniejsze techniki cyfrowe (np. DVB-H, T-DMB) zależny będzie w głównej mierze od światowego rynku odbiorników w tych systemach.

Na podstawie analizy cechy różnych systemów [21], można stwierdzić, że z TECHNICZNEGO punktu widzenia najkorzystniejsze uruchamianie naziemnej radiofonii cyfrowej wysokiej jakości (jakość zbliżona do CD) w pasmach III, IV lub V (powyżej 30MHz) jest następujące (hierarchia uporządkowana od najkorzystniejszego technicznie rozwiązania, w nawiasie decydujące cechy):

1. DVB-H (najwięcej programów radiowych na MHz, wykorzystane kanały i infrastruktura DVB-T)
2. T-DMB (więcej programów od T-DAB, mniej od DVB-H, wykorzystana infrastruktura i kanały T-DAB)
3. T-DAB (mało programów, stare techniki kodowania, dostępne odbiorniki)

4. DVB-T (problemy z uzyskaniem pokrycia i odbioru w ruchu, brak samodzielnych przenośnych odbiorników)

Oczywiście poza względami technicznymi istotne są także inne cechy, takie jak dostępność odbiorników, rozwój w innych krajach czy względy biznesowe. Niemniej ze względów planistycznych i gospodarki widmem częstotliwości radiowych sytuacja jest stosunkowo prosta – uzgadnianie i planowane bloki częstotliwościowe 1,5MHz, 7MHz i 8MHz pozwolą na uruchomienie dowolnych emisji – zarówno DVB-H, T-DMB, T-DAB, DVB-T. Z punktu widzenia planowania widma wybór standardu może być więc dokonany w późniejszym okresie, dopiero po dokonaniu oceny rozwoju wszystkich systemów. Należy jednak zauważyć, że możliwe jest zamienienie bloku częstotliwościowego o szerokości pasma 7MHz na 4 bloki o szerokości 1,5MHz. Nie jest możliwa natomiast zamiana odwrotna, stąd rezygnacja z emisji T-DAB czy T-DMB w blokach 1,5MHz oznaczałaby prawdopodobnie bezpowrotną utratę uzgodnionych kanałów o szerokości 1,5MHz.

Na podstawie przedstawionych informacji w przypadku realizacji transmisji programów radiowych wysokiej jakości widać jak ogromną rolę w optymalizacji i efektywności wykorzystania widma radiowego jest początkowy wybór odpowiedniej technologii zapewniającej maksymalizację efektywności wykorzystania tak cennego i rzadkiego dobra, jakim jest widmo częstotliwości radiowych. Wybór efektywniejszych technologii skutkować może nawet możliwością zwolnienia części widma dla innych służb radiowych (tzw. dywidenda cyfrowa) lub też uruchomieniem innych usług cyfrowych w ramach wybranej platformy technologicznej.

4. Ograniczenia widmowe związane z innymi służbami

Zgodnie z Regulaminem Radiokomunikacyjnym ITU-R [24] w zakresie częstotliwości przeznaczonym dla radiodifuzji (pasma IV i V telewizji) w niektórych krajach mogą pracować w zakresie częstotliwości 645-862 MHz systemy i urządzenia radionawigacji lotniczej ARNS na podstawie przypisu 5.312 do RR. Przypis ten wymienia następujące kraje, w których mogą być stosowane systemy ARNS: Armenia, Azerbejdżan, Białoruś, Bułgaria, Gruzja, Węgry, Kazachstan, Łotwa, Mołdawia, Mongolia, Uzbekistan, **Polska**, Kirgistan, Słowacja, Czechy, Rumunia, Rosja, Tadżykistan, Turkmenistan, Ukraina. Jak widać większość sąsiadujących z Polską krajów ma możliwość wykorzystywania systemów ARNS na zasadzie pierwszej ważności. Ze względu na konieczność zapewnienia ochrony tych systemów w krajach, w których są one stosowane, zrezygnowano w nich z emisji telewizji analogowej dużej mocy na częstotliwościach wykorzystywanych przez systemy ARNS. Także w koordynacji międzynarodowej kanałów telewizyjnych kolizyjnych z częstotliwościami ARNS występowały znaczne ograniczenia. W Polsce problem ten dotyczył kanałów telewizyjnych 44-45, 54-55, 61-63, 66, 68-69. Ze względu na trwające prace międzynarodowe mające na celu opracowanie i przyjęcie planu cyfrowego na Regionalnej Konferencji Radiokomunikacyjnej (RRC) ITU-R, której pierwsza część odbyła się w 2004 roku [13] a druga planowana jest na rok 2006, konieczne stało się ustalenie międzynarodowych wymagań ochronnych dla wszystkich systemów pierwszej ważności pracujących w pasmach telewizyjnych, w tym także dla systemów ARNS. Prace te zostały wcześniej zapoczątkowane przez niektóre kraje (Polska, Niemcy, Węgry) w ramach zespołu projektowego CEPT PT SE27 zajmującego się kryteriami kompatybilności DVB-T z innymi systemami radiowymi w połowie lat 90 w celu

przygotowania wymagań technicznych do koordynacji międzynarodowej systemów ARNS z DVB-T przyjętych na Konferencji Chester'97 [4]. Na wstępie prowadzono prace teoretyczne, które przyczyniły się do przyjęcia na konferencji Chester'97 kryteriów ochronnych dla jednego z systemów ARNS, pracującego w kanałach 60-64 (w Polsce 61-63), a mianowicie dla systemu RSBN [15]. Kryteria ochronne dla RSBN bazowały na analizach teoretycznych, a następnie wskutek prezentacji wyników pomiarów przeprowadzonych w Polsce przez IŁ [27], a także prowadzonych przez Węgrów, ustalono w ramach Zespołu SE27 wspólne kryteria kompatybilności oparte na wynikach badań eksperymentalnych, które zostały zatwierdzone przez CEPT i grupy studiów ITU a następnie zamieszczone w materiałach Konferencji RRC [13]. Kryteria ochronne dla pozostałych systemów ARNS nie zostały ustalone mimo prezentacji pomiarów, głównie ze względu na znaczne rozbieżności wyników pomiarów i braku wspólnych wytycznych odnośnie przyjętych kryteriów ochrony systemów ARNS. W ostatnich latach, ze względu na liczne prace przygotowawcze do Konferencji RRC04-06 nastąpiło zintensyfikowanie działań niektórych Administracji w celu przyjęcia wspólnych kryteriów ochronnych do stosowania podczas i po Konferencji. Szczególnie zainteresowane tym są kraje, które wstępnie deklarowały chęć ochrony istniejących służb ARNS w fazie planowania – a więc na etapie generowania planu (Rosja, Białoruś). Zaowocowało to dokumentami zgłaszanymi głównie przez Administrację Rosji na zespoły CEPT PT SE 27, a także na grupy studiów ITU odpowiedzialne za ustalenie kryteriów kompatybilności DVB-T ze służbami ARNS (WP8B, WP6E). Ze względu na stosowanie w Polsce [22] nieco innych kryteriów niż proponowane przez Rosjan konieczne stało się przygotowanie dokumentu prezentującego stosowane w Polsce kryteria kompatybilności i przedstawienie go na forum międzynarodowym. Przygotowano i zaprezentowano taki dokument na forum grupy WP8B. Wskutek tego w trakcie obrad grupy nawiązano dyskusję z innymi Administracjami w celu wypracowania wspólnego stanowiska, które zostało przyjęte i opublikowano jako wynik prac grupy WP8B [1]. Prace w zakresie kryteriów kompatybilności ARNS były kontynuowane przez Rosjan za pomocą dalszych analiz teoretycznych, co spowodowało zgłoszeniem przez Administrację Rosji dokumentu na kolejne zebranie WP8B w sierpniu 2005 [3], który po analizie stał się roboczym dokumentem grupy studiów, na bazie którego stworzone zostaną zapewne wspólne kryteria kompatybilności na Konferencję RRC'06.

4.1. Systemy ARNS w pasmach telewizyjnych

W paśmie 645-862 MHz występują różnego rodzaju systemy radionawigacji lotniczej.

- System identyfikacji „przyjaciół-wróg” IFF (identification friend-foe) w kanale 45
- System aktywnej odpowiedzi SOD w kanałach 54, 66
- System radionawigacji lotniczej RSBN w kanałach 58-63
- System radarów radionawigacyjnych RSP w kanałach 66-69

4.1.1. System RSBN/PRMG (kanały 58-63)

System RSBN/PRMG jest złożonym systemem radionawigacyjnym. W pasmach telewizyjnych występuje jedynie część transmisji systemu RSBN/PRMG wykorzystująca nadawanie z samolotu do ziemi. Moc nadajnika na samolocie to 27dBW a czułości minimalne odbiorników naziemnych osiągają wartość -121dBW.

Ponieważ system RSBN/PRMG pracuje równocześnie w kilku pasmach częstotliwości, w niniejszej pracy ograniczono się jedynie do zakresów

współużytkowanych z telewizją. Systemy te pracują w Polsce w zakresie 792-808 MHz, a więc w telewizyjnych kanałach 61, 62 i 63. W innych krajach wykorzystywane są też kanały 58-60. W tym zakresie częstotliwości występuje transmisja od samolotu do odbiornika naziemnego RSBN/PRMG umieszczonego przeważnie w okolicy lotniska. Wysyłane zostaje zapytanie przez samolot o konieczne parametry nawigacyjne, które mają służyć głównie jako informacje pomocne przy lądowaniu. Odpowiedź naziemnego urządzenia RSBN następuje w innym paśmie częstotliwości. Ze względu na konieczność zapewnienia bezpiecznej pracy urządzeń, a tym samym bezpieczeństwa pilotów, konieczne było ustalenie kryteriów kompatybilności, które będą precyzyjne (oraz bezpieczne z punktu widzenia systemów wojskowych) i nie pogorszą bezpieczeństwa wynikającego z funkcjonowania wojskowych systemów nawigacyjnych.

Występują następujące scenariusze zakłócania systemu RSBN/PRMG (Tabela 14)

TABELA 14 Scenariusze zakłóceń RSBN/PRMG

RODZAJ PRACY	KANAŁ FUNKCJONALNY	RELACJA	ZAKŁÓCAJĄCY SYSTEM	ZAKŁÓCANY ELEMENT SYSTEMU
			DVB-T	
NAWIGACJA	ZAPYTANIE O ODLEGŁOŚĆ	SAMOLOT - ZIEMIA	+	RSBN NAZIEMNY
ŁĄDOWANIE	ZAPYTANIE O ODLEGŁOŚĆ	SAMOLOT - ZIEMIA	+	PRMG NAZIEMNY

Wstępne kryteria ochrony RSBN bazujące na analizach teoretycznych przyjęto na Konferencji Chester 97. Następnie przeprowadzono badania kompatybilności w Polsce i na Węgrzech a w ramach prac zespołu SE27 przyjęto wspólne kryteria ochrony. W wyniku badań ustalono [27], że krytycznym elementem systemu jest odbiornik RSBN, dla którego to ustalano kryteria ochronne. Ich spełnienie zapewnia ochronę także odbiornika PRMG. Przyjęte podczas specjalnych zebrań SE27 kryteria zostały następnie wpisane do Raportu Konferencji RRC'04 [13] i można je uznać za ustalone i obowiązujące. Od czasu RRC'04 nie są one przedmiotem dyskusji czy sporu. Wartości te przedstawiono w tabeli 15.

TABELA 15.

Kryteria ochrony naziemnego odbiornika RSBN

Sygnał zakłócający	DVB-T/8 MHz													
Kod służby	AA8													
Chronione natężenie pola, dB(μV/m)	42													
Procent czasu, %	10													
Współczynnik ochronny PR w zależności od offsetu Δf	Δf ¹ (MHz)	-12.0	-10.0	-8.0	-6.0	-4.0	-2.0	-0.0	+2.0	+4.0	+6.0	+8.0	+10.0	+12.0
	PR (dB)	-65.0	-50.0	-27.0	-16.0	-5.0	0.0	0.0	0.0	-5.0	-16.0	-40.0	-52.0	-65.0

¹ Δf – offset częstotliwości w odniesieniu do nośnej ARNS.

Kryteria ochrony RSNB oznaczają pewne trudności koordynacyjne w obszarach przygranicznych (odległość separacyjna ok. 80km dla ERP 50kW, 150m heff). Dotyczą one jednak konkretnych lokalizacji odbiorników RSNB i właściwa alokacja polskich zapotrzebowań na Konferencję powinna zapobiec większym trudnościom koordynacyjnym w tym zakresie częstotliwości. Osobną sprawą jest konieczność ochrony polskich stacji RSNB, których ochrona wymusi ograniczenia na emisję DVB-T w kanałach 61-63.

4.1.2. System IFF CHROM (RLS2 Typ 1) kanał 45

System IFF CHROM działa na zasadzie wysyłania sygnału pytającego przez stację naziemną do samolotu, a samolot automatycznie wysyła odpowiedź do stacji naziemnej w tym samym zakresie częstotliwości. System pracuje w kanałach 45-46 telewizji (częstotliwość 668MHz, pasmo 4MHz). Moc nadajnika naziemnego wynosi 36dBW natomiast moc nadajnika na samolocie 33dBW. Czułość odbiornika naziemnego wynosi: -105dBW a odbiornika na samolocie -100dBW. W obecnej nomenklaturze przedstawiany jest on jako RLS2 typ 1. Jako częstotliwość nośna systemu stosowana jest częstotliwość 668MHz z szerokością pasma 4MHz. Transmisja przebiega w obie strony – zarówno do samolotu jak i do nadajnika naziemnego tak więc ochronie podlegają zarówno odbiorniki naziemne jak i na pokładzie samolotu. Jako wartość chronioną w Polsce przyjęto 33 dB(μ V/m) na ziemi i 59 dB(μ V/m) na samolocie [22]. Ponieważ system pracuje przy wykorzystaniu liniowej polaryzacji pionowej możliwe jest zastosowanie wyższych o 16dB poziomów w przypadku polaryzacji ortogonalnej emisji DVB-T (polaryzacja H). W Polsce przyjęto ochronę w 99% czasu a na samolocie w warunkach propagacji w wolnej przestrzeni. W trakcie prac grupy 8B [1] zgodzono się na złagodzenie wymagań na procent chronionego czasu do 90% przy jednoczesnym zmniejszeniu chronionej wartości natężenia pola do 29 dB(μ V/m) podczas odbioru na ziemi. W wyniku dalszych prac prowadzonych w Rosji i zaproponowania przez ten kraj maski widma odbiornika ARNS zaproponowano kolejne zmiany wprowadzając stabelaryzowane wartości współczynnika ochronnego rozciągając ochronę także na kanały sąsiednie. W efekcie tego powstał roboczy dokument, prezentujący wymagania ochronne dla systemu RLS2 Typ1.

TABELA 16
Ochrona RLS2 Typ1 na samolocie (kanał 45)

Sygnał zakłócający	DVB-T(8 MHz)
Kod służby	BD
Chronione natężenie pola, dB(μ V/m)	52 – pojedyncze zakłócenie /59 – skumulowane zakłócenie
Procent czasu, %	Wolna przestrzeń (0 %)
Współczynnik ochronny PR w zależności od offsetu Δf	Tabela 17
Szerokość pasma, MHz	4

TABELA 17
Współczynniki ochronne RLS2 Typ 1 na samolocie, maska dla przypadków wrażliwych

Δf	-16	-15	-6.5	-6	-5.5	-5	-4	-2.5	0	2.5	4	5	5.5	6	6.5	15	16
PR [dB]	-90.9	-66.5	-44.9	-39	-12	-9	-6	-3.5	-2.8	-3.5	-6	-9	-12	-39	-44.9	-66.5	-90.9

Na podstawie analizy powyższych tabel zauważyć można, że wspólnokanałowa (kanał 45) wartość chroniona RLS2 typ 1 na samolocie wynosi (w obecnej wersji roboczego dokumentu WP8B) po uwzględnieniu współczynnika ochronnego 54,8 dB(μ V/m) co jest ochroną o ok. 4dB niższą od wartości 59 dB(μ V/m) przyjętej w Polsce. Oznacza to bardziej rygorystyczną ochronę RLS2 Typ1 na samolocie w koordynacji międzynarodowej, a więc większe trudności koordynacyjne. Należy przy tym zauważyć, że zgodnie z przyjętymi propozycjami uwzględnia się w koordynacji pojedyncze zakłócenie analizowane oddzielnie dla każdego przypadku. Poziom chroniony 59 dB(μ V/m) odpowiada wymaganej odległości separacyjnej dla samolotu 193km od nadajnika DVB-T 1kW (613km przy 10kW) zaś poziom 54,8 dB(μ V/m) odpowiada odległości separacyjnej 314km dla 1kW ERP (>900km dla 10kW). W przypadku uzyskiwanych teoretycznych odległości separacyjnych rzędu setek kilometrów, w praktyce wymagana separacja dotyczyć będzie widoczności horyzontowej samolotu (300-400km). Oznacza to niemożność skoordynowania wspólnokanałowej stacji w kanale 45 niemal na połowie obszaru Polski w przypadku wykorzystywania przez któregośkolwiek sąsiada systemu RLS2 Typ 1. W przypadku zakłóceń sąsiedniokanałowych, w kanale 44 otrzymuje się chronioną wartość natężenia pola równą ok. 100 dB(μ V/m), a w przypadku kanału 46 poziomem chronionym jest 91dB dB(μ V/m) co właściwie umożliwia stosowanie nawet stacji dość dużej mocy blisko granicy (odległość separacyjna kilkanaście km). W przypadku kanału 47 sytuacja jest jeszcze korzystniejsza. Problemem staje się więc głównie koordynacja kanału 45.

W przypadku odbioru na ziemi wymagania chronione w kanale 45 wynoszą obecnie 31,8 dB(μ V/m) w przypadku wspólnokanałowym (Tabele 18 i 19)

TABLA 18
RLS 2 (Typ 1) odbiór na ziemi, kanał 45

Sygnał zakłócający	DVB-T(8 MHz)
Kod służby	BA
Chronione natężenie pola, dB(μ V/m)	29 – pojedyncze zakłócenie/33 – skumulowane zakłócenie
Procent czasu, %	10
Współczynnik ochronny PR w zależności od offsetu Δf	Tabela 19
Szerokość pasma, MHz	4

TABELA 19

RLS 2 (Typ 1) współczynniki ochronne w przypadku wrażliwym

Δf	-16	-15	-6,5	-6	-5,5	-5	-4	-2,5	0	2,5	4	5	5,5	6	6,5	15	16
PR [dB]	-90,9	-66,5	-44,9	-39	-12	-9	-6	-3,5	-2,8	-3,5	-6	-9	-12	-39	-44,9	-66,5	-90,9

Kryteria ochrony na ziemi oznaczają znacznie mniejsze problemy koordynacyjne w tym przypadku. Wspólnokanałowy nadajnik 10kW przy wysokości efektywnej 150m wymaga odległości separacyjnej ok. 100km, tak więc jest to znacznie lepiej niż w przypadku samolotu i ten kierunek zakłóceń nie będzie stanowił takiego problemu jak zakłócenia do samolotu.

4.1.3. System aktywnej odpowiedzi SOD (RLS2 Typ 2) kanały 54, 66

System SOD jest częścią złożonego systemu radionawigacyjnego i w kanałach telewizyjnych 54-55 (nośna 740MHz, szerokość pasma 8MHz) występuje jedynie transmisja na trasie samolot-ziemia a w kanale 66 transmisja na trasie ziemia-samolot. Urządzenia na pokładzie samolotu posiadają moc 23dBW a odbiorniki na ziemi czułość - 65dBW.

W Polsce przyjęto wartość chronioną na ziemi w kanałach 54-55 równą 28 dB(μ V/m) w 99% czasu, a w kanale 66 na samolocie 72 dB(μ V/m).

W obecnej wersji roboczej dokumentów WP8B występują następujące, wstępnie uzgodnione, poziomy chronione na samolocie (Tabela 20):

TABELA 20

RLS 2 (Typ 2) ochrona na samolocie (kanał 66)

Sygnał zakłócający	DVB-T(8 MHz)
Kod służby	BC
Chronione natężenie pola, dB(μ V/m)	73
Procent czasu, %	Wolna przestrzeń (0 %)
Współczynnik ochronny PR w zależności od offsetu Δf	Tabela 21
Szerokość pasma, MHz	3

TABELA 21

RLS 2 (Typ 2) współczynniki ochronne na samolocie w przypadku wrażliwym

Δf	-16	-14	-8	-6,5	-6	-5	-4	-2	0	2	4	5	6	6,5	8	14	16
PR dB	-92,4	-64,3	-49,4	-46,28	-46,26	-12,2	-7,27	-4	-4	-4	-7,27	-12,2	-46,26	-46,28	-49,4	-64,3	-92,4

Jak widać na podstawie tabel obecna propozycja grupy WP8B jest łagodniejsza od ustaleń przyjętych w kraju i oznacza wspólnokanałowy (kanał 66) poziom chroniony na samolocie równy 77 dB(μ V/m). Odpowiada to odległości separacyjnej dla 1kW ERP 24km (dla 10kW jest to 77km) tak więc nie stanowi to ogromnego problemu koordynacyjnego w kanale 66, zwłaszcza, że występuje równocześnie konieczność ochrony polskich odbiorników RLS2 Typ 2, co równocześnie ogranicza emisje DVB-T w tym kanale w Polsce. Zakłócenia sąsiedniokanałowe (65,67) są w tym przypadku pomijalne, oznaczają one ochronę łagodniejszą przynajmniej o 10dB w zależności od nośnej ARNS (występują różne nośne: 835, 836, 837.5MHz oznaczające różne współczynniki ochronne).

W przypadku drugiej, naziemnej, części systemu SOD, jego ochrona w kanałach 54-55 przyjęta w Polsce wynosi 28 dB(μ V/m) w 99% czasu. W roboczych dokumentach WP8B występują następujące, wstępnie uzgodnione, poziomy ochronne na ziemi (Tabela 22):

TABLA 22

RLS 2 (Typ 2) ochrona na ziemi (kanał 54)

Sygnał zakłócający	DVB-T(8 MHz)
Kod służby	AA2
Chronione natężenie pola, dB(μ V/m)	24 – pojedyncze zakłócenie/28 – skumulowane zakłócenia
Procent czasu, %	10
Współczynnik ochronny PR w zależności od offsetu Δf	Tabela 23
Szerokość pasma, MHz	8

TABLA 23

RLS 2 (Typ 2) współczynniki ochronne na ziemi w przypadku wrażliwym

Δf	-17	-15	-10	-9	-8,5	-8	-7	-4	0	4	7	8	8,5	9	10	15	17
P R dB	-89,4	-61,3	-46,5	-43,4	-43	-20,2	-8,7	-2,9	0	-2,9	-8,7	-20,2	-43	-43,4	-46,5	-61,3	-89,4

Wspólnokanałowa (kanał 54) ochrona oznacza ochronę na poziomie 25 dB(μ V/m) w 90% czasu i powoduje następujące odległości separacyjne dla nadajnika o wysokości efektywnej 150m: 95km dla ERP 1kW i 140km dla ERP 10kW. Oznacza to wystąpienie pewnych trudności koordynacyjnych w regionach przygranicznych w kanale 54. W przypadku kanałów sąsiednich poziomy ochronne będą odpowiednio równe: 70,5 dB(μ V/m) w kanale 53 i 31 dB(μ V/m) w kanale 55. Oznacza to również możliwość występowania pewnych problemów koordynacyjnych w kanale 55 i raczej brak problemów w kanale 53.

4.1.4. System radarowy RSP (RLS1 typ 1 i 2) w kanałach 66-69

W kanałach 66-69 występuje system radarowy RSP, który składa się wyłącznie z części naziemnej: radaru generującego sygnał i odbierający sygnał odbity. Moc nadajnika wynosi 53.5dBW a czułość odbiornika -135dBW. W Polsce system jest wykorzystywany w kanałach 68-69. Na podstawie analiz teoretycznych w Polsce przyjęto ochronę na poziomie 15 dB(μ V/m) w 99% czasu. Podobne analizy teoretyczne przeprowadzono w innych krajach i ustalono na posiedzeniu WP8B w kwietniu 2005 wspólne stanowisko oznaczające ochronę na poziomie 13 dB(μ V/m) w 90% czasu. Wskutek dalszych analiz obecnie proponowane są następujące poziomy ochronne i tabela współczynników:

TABLA 24

RLS 1 (Typ 1) kryteria ochrony na ziemi (kanały 66-69)

Sygnał zakłócający	DVB-T(8 MHz)
Kod służby	AB
Chronione natężenie pola, dB(μ V/m)	13 – pojedyncze zakłócenie
Procent czasu, %	10
Współczynnik ochronny PR w zależności od offsetu Δf	Tabela 25
Szerokość pasma, MHz	6

TABLA 25

RLS 1 (Typ 1) współczynniki ochronne na ziemi w przypadku wrażliwym

Δf	-17	-15	-9	-7,5	-6,5	-6	-4	-1	0	1	4	6	6,5	7,5	9	15	17
PR dB	-90,66	-63,9	-47,3	-45,4	-11,8	-8,8	-4,1	-1,1	-1	-1,1	-4,1	-8,8	-11,8	-45,4	-47,3	-63,9	-90,66

System występuje w wariacie o szerokości pasma 6MHz (jak podano wyżej) a także w wariacie o szerokości 3MHz (RLS1 Typ 2) - z łagodniejszymi współczynnikami ochronnymi. Krytyczny w koordynacji międzynarodowej jest jednak wariant 6MHz, dla którego kryteria ochrony podano w Tabelach 24 i 25. Ze względu na różne częstotliwości nośne systemu RSP (833, 835, 836, 858MHz szerokość pasma 6MHz) (844, 847, 853, 859MHz, szerokość pasma 3MHz) problem ochrony i koordynacji dotyczy wszystkich kanałów: 66-69. Najmniej korzystna sytuacja występuje w przypadku wariantu o szerokości 6MHz i kanałów: 66 (ochrona 14,1 dB(μ V/m)), 69 (ochrona 14 dB(μ V/m)), nieco lepiej jest w przypadku kanałów 67 (ochrona 17 dB(μ V/m)), 68 (ochrona 19 dB(μ V/m)). Wartości mogą też być łagodniejsze, jeśli dany kraj wykorzystuje system o łagodniejszych kryteriach ochrony wynikających z mniejszej szerokości pasma odbiornika (3MHz). Niemniej we wszystkich przypadkach wymagane odległości separacyjne są stosunkowo duże (nawet kilkaset km dla dużych ERP), tak więc w kanałach 66-69 występować będą duże trudności koordynacyjne i implementacyjne o ile sąsiedzi Polski będą zamierzali chronić systemy RSP w dłuższym okresie czasu, co jest niemal pewne ze względu na ograniczone możliwości produkcyjne rosyjskich fabryk, które nie mogą w szybki sposób

wyprodukować nowego sprzętu radarowego dla swojego i innych krajów korzystających z niego.

4.2. Podsumowanie

Wojskowe systemy radionawigacji ARNS, które są służbą pierwszej ważności w wielu krajach dawnego Układu Warszawskiego, w tym także i w Polsce, w znaczny sposób ograniczają widmo dostępne dla naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T. Problem ten może dotyczyć w granicznym przypadku nawet 14 kanałów telewizyjnych pasm IV i V (30% wszystkich kanałów). Ponieważ jednak nie we wszystkich krajach wszystkie wymienione systemy występują, w praktyce problem dotyczyć będzie kilku kanałów w zależności od lokalizacji obszaru rezerwacji/przydziału częstotliwości przeznaczonych dla DVB-T. Najbardziej rygorystyczne kryteria i w związku z tym największe problemy koordynacyjne dotyczyć będą kanału 45 oraz kanałów 66-69. Należy przy tym zauważyć, że w innych niż Polska krajach, w których systemy te są wykorzystywane masowo nie planuje się zastąpienia ich innymi systemami, tak więc problemy koordynacji w fazie implementacji Planu mogą okazać się niezwykle trudne do rozwiązania nawet w przypadku pozytywnego uzgodnienia Planu na Konferencji także wiele lat po Konferencji. Stąd lepszym wydaje się chronienie tych systemów już w fazie planowania, tak jak planuje to Administracja Rosji, gdyż stworzony wówczas Plan nie będzie powodował ogromnych trudności z jego wdrożeniem w fazie implementacji ze względu na szansę uzyskania kompatybilności wzajemnej systemów podczas Konferencji lub też poprzez złożenie wzajemnych deklaracji kompatybilności. W każdym jednak przypadku warto zabiegać o uzyskanie wzajemnych deklaracji kompatybilności służb ARNS z polskimi zapotrzebowaniami DVB-T zgłaszanymi na Konferencję. Należy stosować precyzyjne metody obliczeń zakłóceń przy wykorzystaniu szczegółowych danych o planowanych stacjach DVB-T jak również danych o topografii terenu i lokalizacji stacji ARNS a także uwzględniając dokładne wartości współczynników ochronnych wynikających z odstrojenia w częstotliwości (offsetu). Można przy tym również rozważać możliwości stosowania ortogonalnej polaryzacji stacji DVB-T w stosunku do polaryzacji stosowanej przez systemy ARNS, co pozwoli na złagodzenie wymagań ochronnych o 16dB. Należy przy tym podkreślić, że zaproponowana przez Administrację Rosji metoda analizy bazująca na uwzględnianiu w koordynacji międzynarodowej każdorazowo tylko pojedynczego zakłócenia, jak również proponowane w ramach prac Zespołu PT2 wstępne procedury kryteriów koordynacji po Konferencji (triggering criteria) będą oznaczać preferencje dla stacji małej mocy, z których koordynacją nie będzie dużego problemu, nawet jeśli będą to liczne małe stacje tworzące dość gęstą sieć SFN.

5. Warunki planowania sieci SFN DVB-T

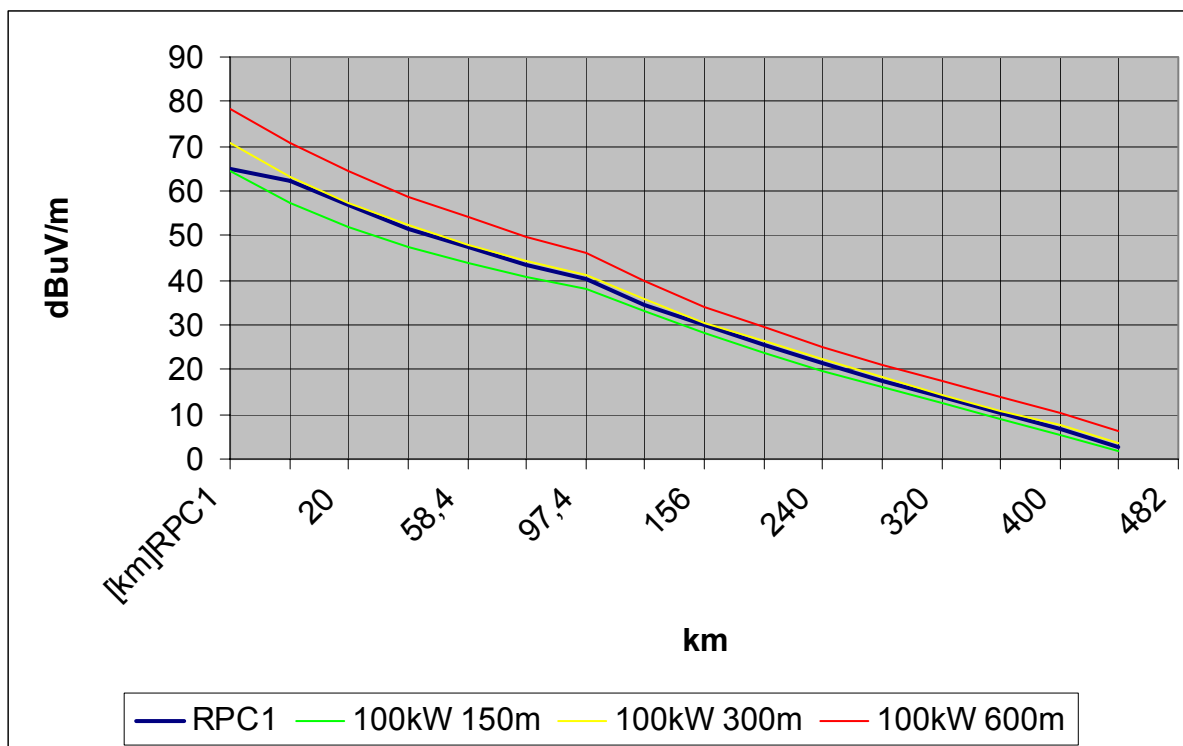
Na podstawie przeprowadzonych analiz widać znaczne ograniczenia dostępnego widma dla telewizji cyfrowej związanej zarówno z wykorzystywaniem innych służb w pasmach telewizyjnych w Polsce i za granicą jak również w związku z ograniczonymi obszarami pracy DVB-T związanymi z trybem planowania bazującym na nadajnikach analogowych. Wzrost efektywności planowania można uzyskać dzięki powiększaniu obszarów pokrycia sieci w danym kanale TV lub też zmniejszając wymagane odległości separacyjne poprzez minimalizację zakłóceń generowanych przez sieć. Oba te warunki można spełnić w przypadku DVB-T za pomocą technik sieci jednoczęstotliwościowej SFN, której szerokie zaimplementowanie pozwoli na lepsze i efektywniejsze zagospodarowanie pasm telewizyjnych.

5.1. Analiza zakłóceń generowanych przez sieć DVB-T

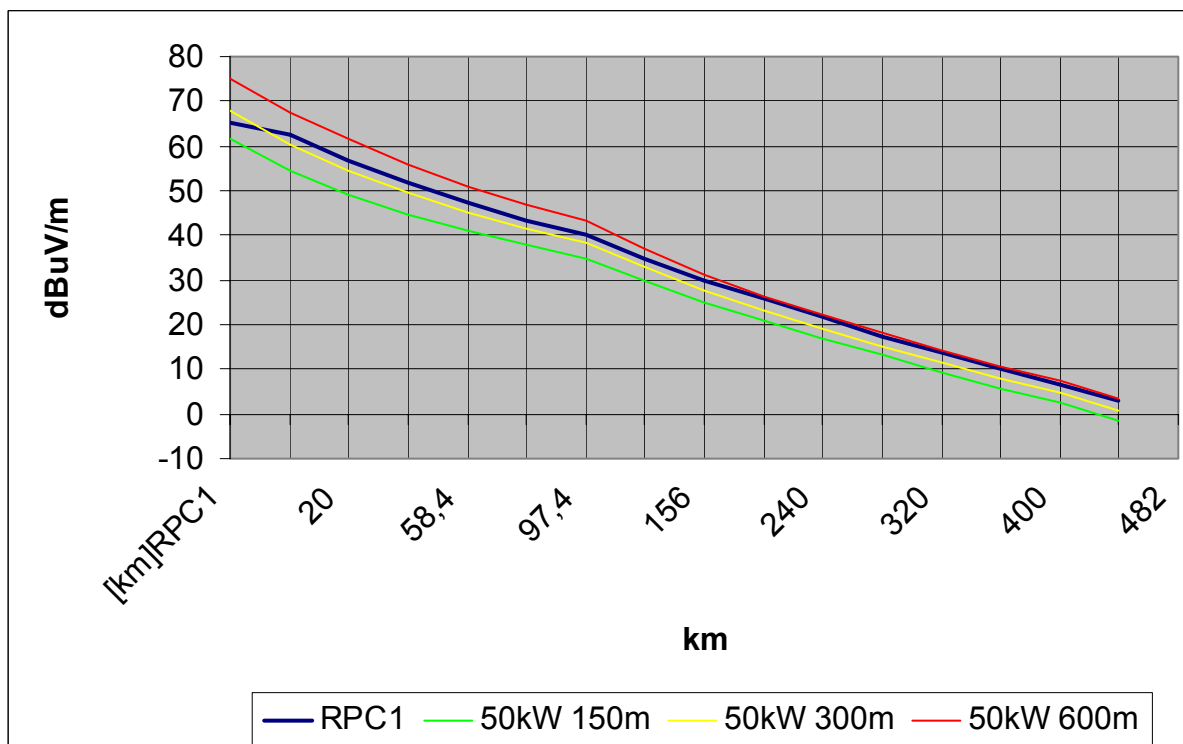
Zakłócenia generowane przez sieć DVB-T mają bezpośredni wpływ na wymaganą odległość separacyjną co skutkuje efektywnym wykorzystaniem widma a także na możliwości implementacji stacji i związane z tym trudności koordynacyjne.

W celu oceny potencjalnych zakłóceń generowanych przez sieci DVB-T w różnych trybach pracy dokonano porównania natężenia pola elektrycznego sygnału zakłócającego od pojedynczego nadajnika obsługującego dany obszar (jest to tzw. tryb wieloczęstotliwościowy MFN) z natężeniem pola elektrycznego sygnału zakłócającego powstającego w wyniku sumowania zakłóceń pochodzących od nadajników referencyjnych sieci SFN obsługujących ten sam obszar. Porównanie powstających zakłóceń pozwoli na ocenę, w jakim przypadku zakłócenia te będą najmniejsze a więc także na odpowiedzenie na pytanie w jakim przypadku uzyskiwane odległości separacyjne będą najmniejsze.

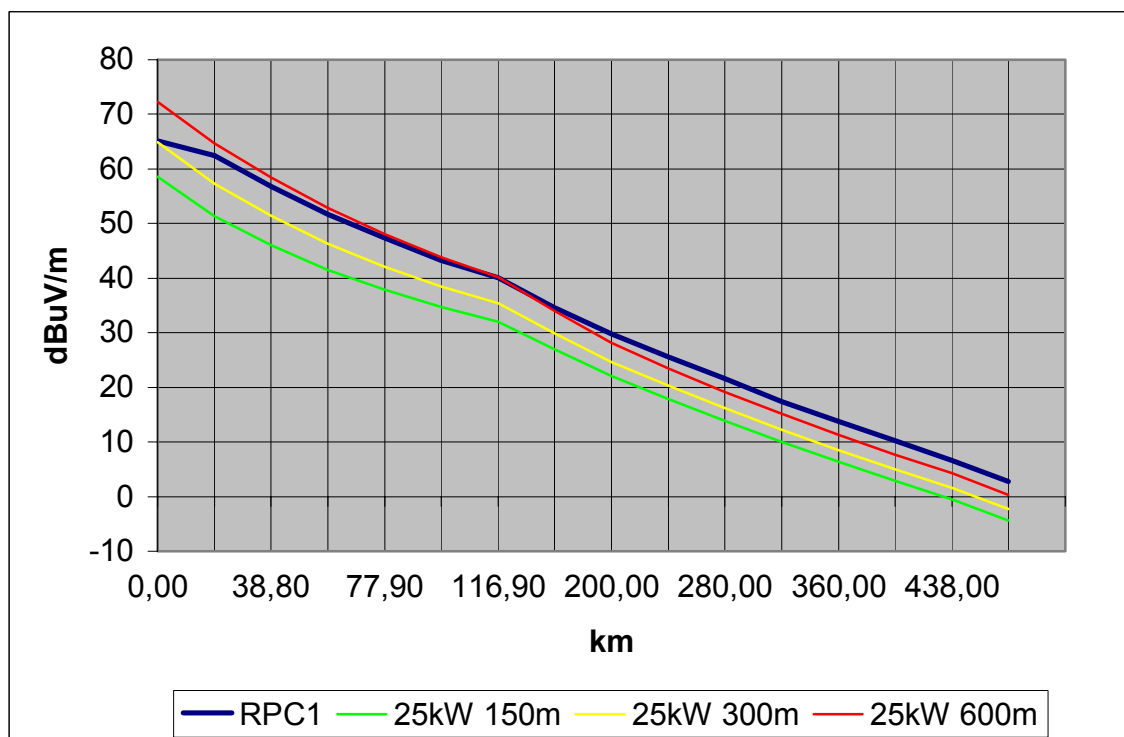
Aby dokonać próby implementacji nadajników sieci w trybie MFN należało ocenić w pierwszym kroku potencjalne zakłócenia generowane przez nadajniki i porównać je z zakłóceniami, jakie wytwarzają sieci odniesienia. Wybrano 2 sieci odniesienia RN1, jedną dla trybu RPC1, drugą RPC3. Dla tych sieci wyznaczono zależność natężenia pola sygnału zakłócającego w funkcji odległości od granicy obszaru rezerwacji. Sygnały zakłócające sumowano metodą sumowania mocy, zgodnie z ustaleniami RRC04. Następnie wyznaczono natężenia pola sygnałów zakłócających od nadajników o różnych mocach promieniowanych od 10 do 100kW i różnych wysokościach skutecznych anten. Celem porównania generowanych zakłóceń pojedynczy nadajnik cofano w głąb obszaru rezerwacji o 20 lub 50km a zakłócenia wyznaczano od granicy obszaru rezerwacji. Obliczenia przeprowadzone były dla częstotliwości 600MHz. Poniżej przedstawiono rysunki dla różnych przypadków konfiguracji sieci i nadajników. Punkt „0” na początku każdego wykresu odpowiada granicy obszaru rezerwacji.



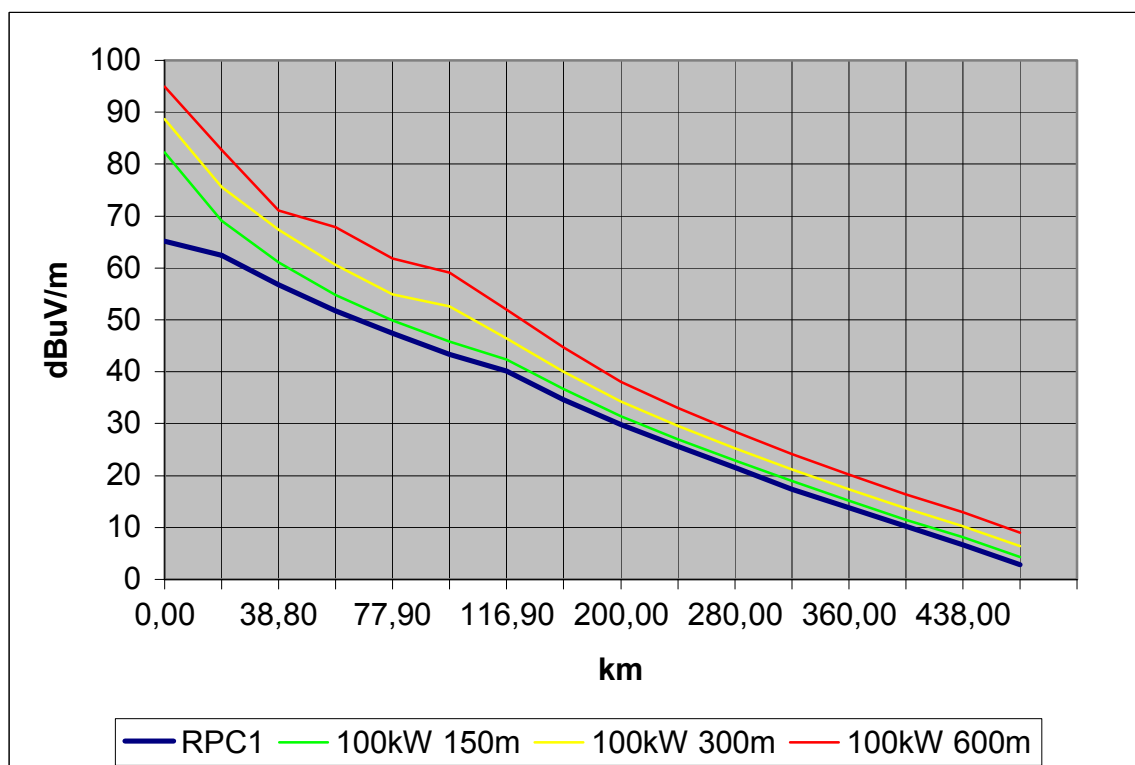
Rys. 9. Porównanie krzywej zakłóceń RPC1 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 100kW położonego 50km od granicy obszaru rezerwacji,



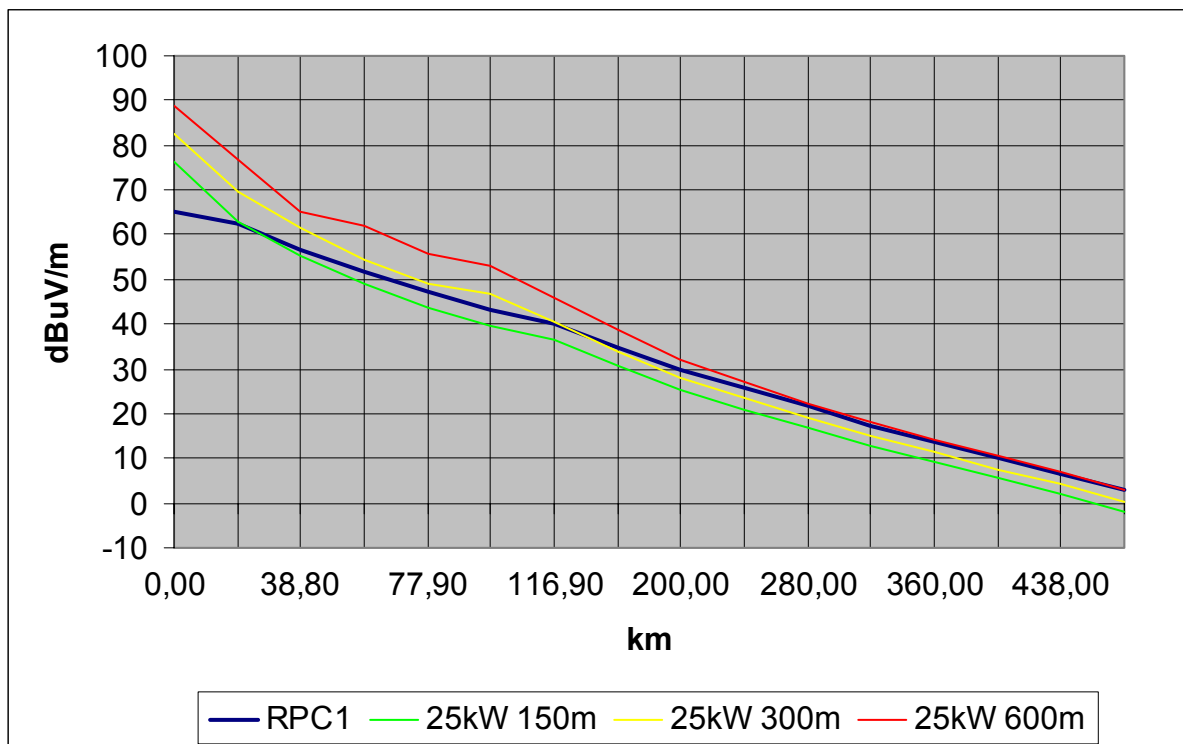
Rys.10 Porównanie krzywej zakłóceń RPC1 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 50kW położonego 50km od granicy obszaru rezerwacji



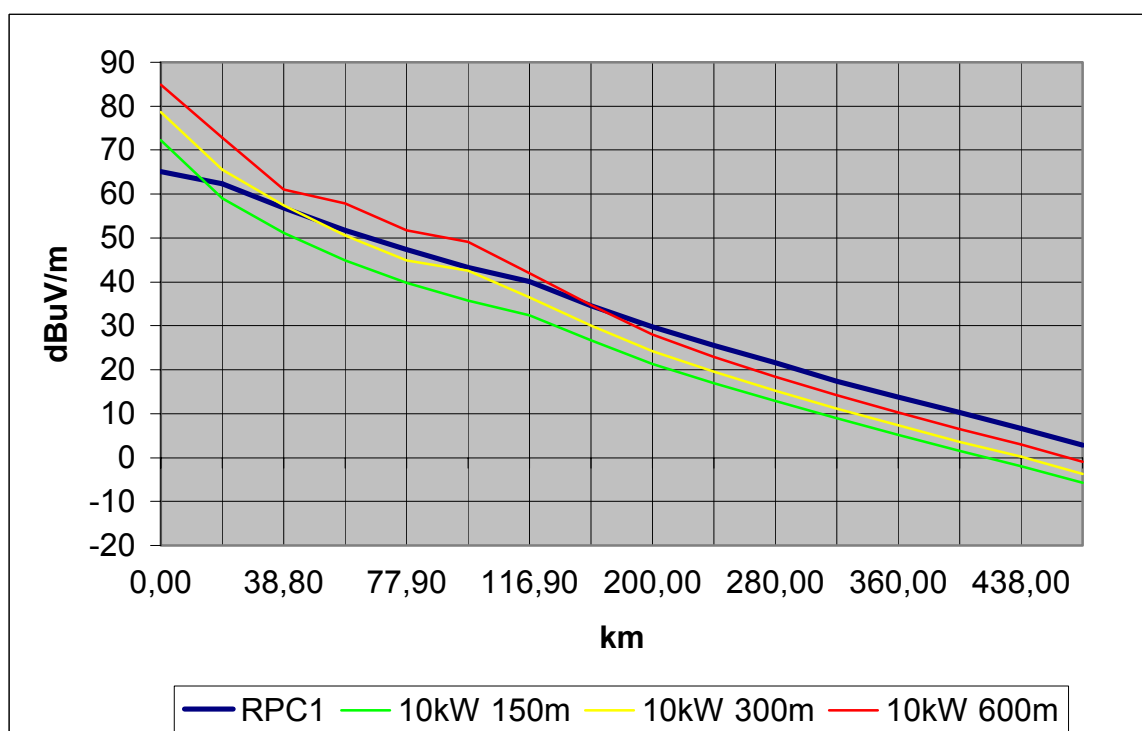
Rys. 11. Porównanie krzywej zakłóceń RPC1 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 25kW położonego 50km od granicy obszaru rezerwacji



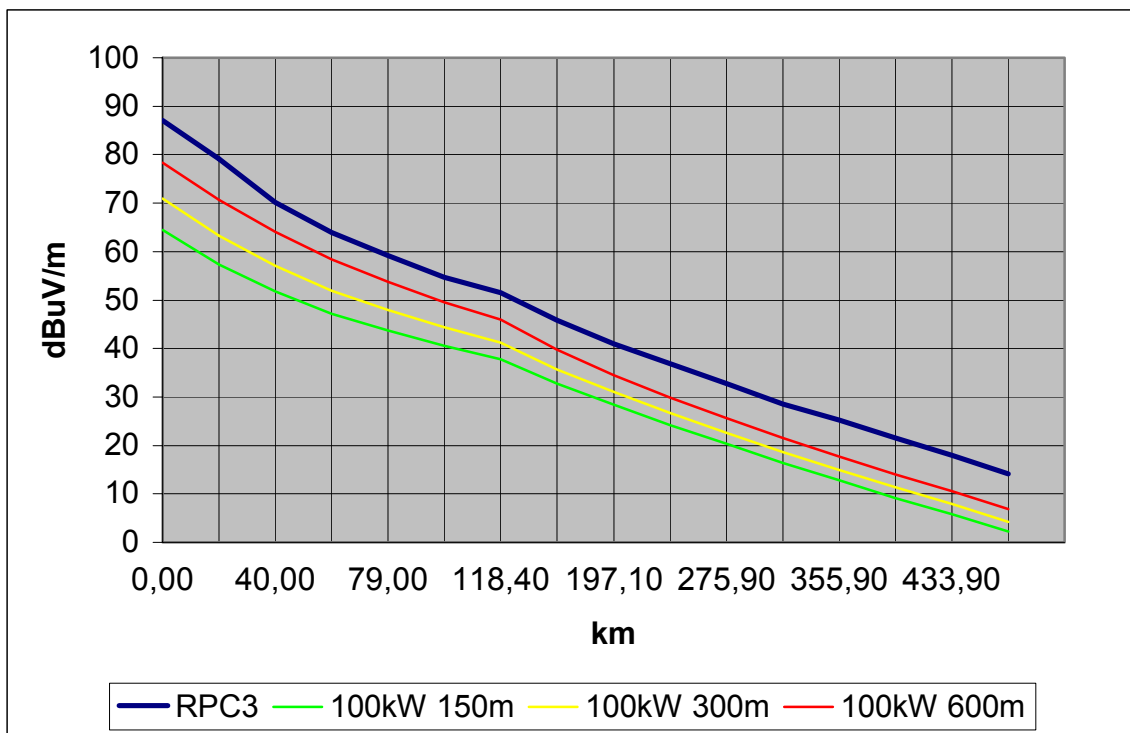
Rys. 12. Porównanie krzywej zakłóceń RPC1 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 100kW położonego 20km od granicy obszaru rezerwacji



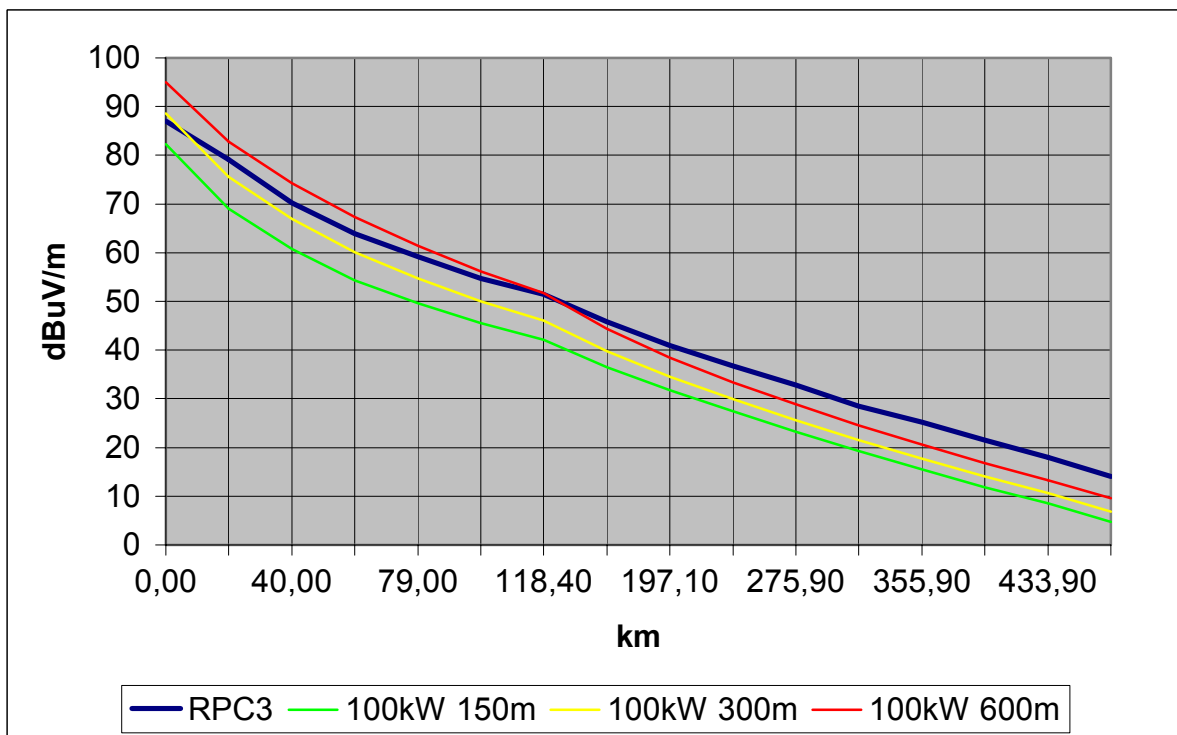
Rys. 13. Porównanie krzywej zakłóceń RPC1 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 25kW położonego 20km od granicy obszaru rezerwacji



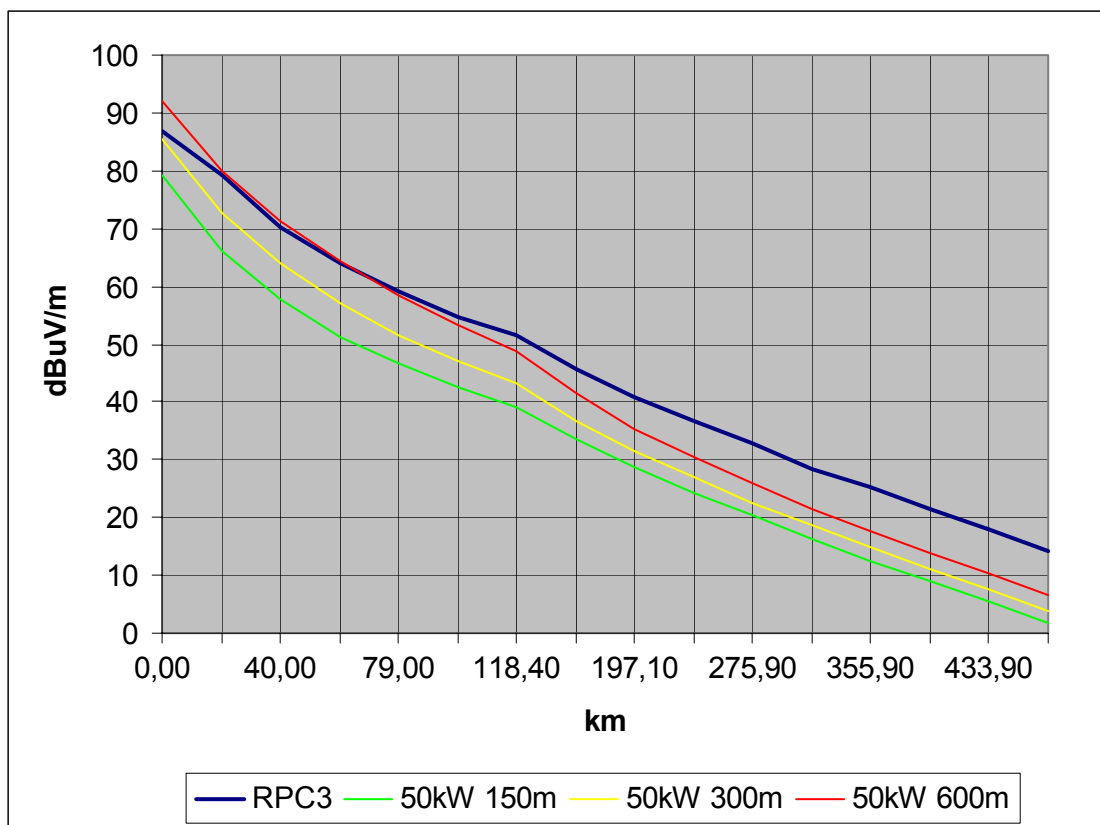
Rys. 14. Porównanie krzywej zakłóceń RPC1 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 10kW położonego 20km od granicy obszaru rezerwacji



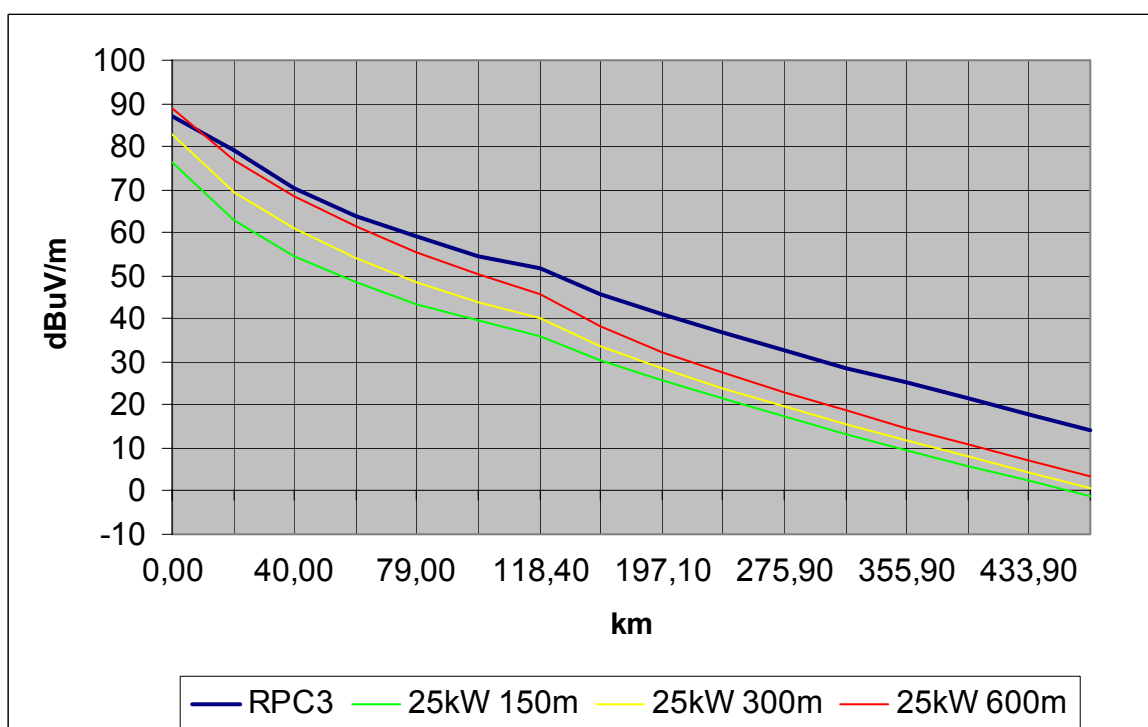
Rys. 15. Porównanie krzywej zakłóceń RPC3 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 100kW położonego 50km od granicy obszaru rezerwacji



Rys. 16. Porównanie krzywej zakłóceń RPC3 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 100kW położonego 20km od granicy obszaru rezerwacji



Rys. 17. Porównanie krzywej zakłóceń RPC3 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 50kW położonego 20km od granicy obszaru rezerwacji



Rys. 18. Porównanie krzywej zakłóceń RPC3 RN1 i nadajnika o mocy promieniowanej 25kW położonego 20km od granicy obszaru rezerwacji

Na podstawie przedstawionych wykresów widać, że generalnie w przypadku odbioru stacjonarnego (RPC1) natężenie pola elektrycznego sygnału zakłócającego jest niższe w przypadku zastosowania sieci SFN. W trybie pojedynczego nadajnika obsługa całego obszaru wymaga zastosowania dość dużej mocy emisyjnej skutkującej powstaniem stosunkowo dużych zakłóceń i koniecznością zastosowania większych odległości separacyjnych. W przypadku odbioru przenośnego (np. RPC3) wymagana jest większa wartość natężenia pola elektrycznego wewnątrz obsługiwanego obszaru i skutkuje to większymi zakłóceniami generowanymi przez referencyjną sieć SFN. Jednakże stosowanie tego samego trybu transmisji we wszystkich obszarach skutkuje znacznie mniejszymi odległościami separacyjnymi (Tabela 2) także w trybie RPC3, zwłaszcza w sytuacji stosowania konfiguracji zamkniętych sieci odniesienia, z antenami kierunkowymi.

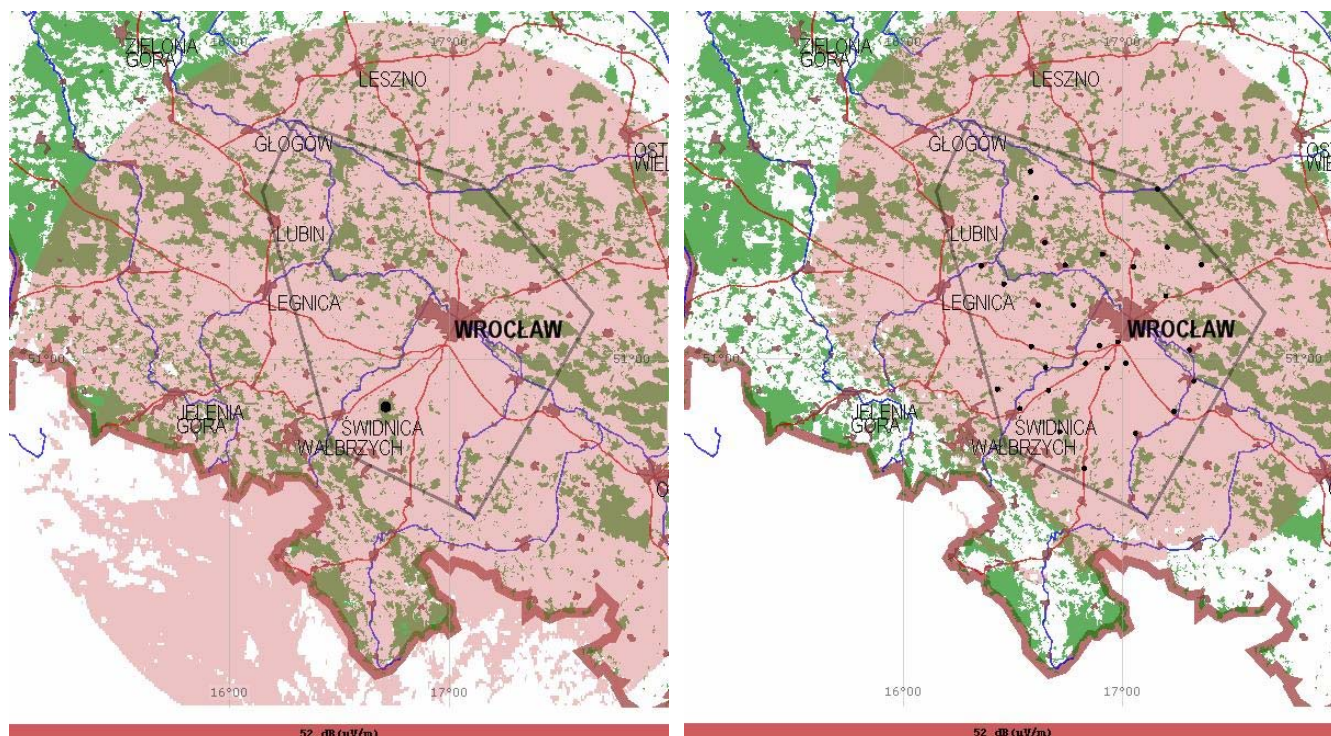
Ponieważ zapewne w trakcie implementacji Planu przyjętego na Konferencji RRC'06, kluczowym problemem będzie poziom generowanych zakłóceń przez poszczególne nadajniki w porównaniu do zakłóceń generowanych przez sieć odniesienia, na podstawie przeprowadzonej analizy można wyciągnąć dodatkowo następujące wnioski:

1. Dużo prostsza implementacja wystąpi w przypadku obszarów rezerwacji, dla których wybrano tryb odbioru **RPC3**. W przypadku nawet dość dużych wysokości skutecznych anten (np. 300m) można bez problemu uruchomić nadajnik dużej mocy promieniowanej (100kW) nawet w odległości 20km od granicy obszaru rezerwacji. W przypadku bardzo dużych wysokości skutecznych anten (np. 600m) cofając nadajnik w głąb obszaru rezerwacji (40-50km) również bez problemów będzie można zaimplementować taki nadajnik gdyż zakłócenia generowane przez niego będą niższe niż od sieci odniesienia RN1 RPC3, pod warunkiem, że obszar rezerwacji jest dostatecznie duży i takie cofnięcie nie spowoduje powstania zakłóceń do obszarów rezerwacji znajdujących się po przeciwnej stronie danego obszaru.
2. W przypadku implementacji obszarów rezerwacji, dla których wybrano tryb odbioru **RPC1** mogą wystąpić problemy koordynacyjne nadajników o większych mocach i/lub dużych wysokościach skutecznych anten. Nadajnik o mocy promieniowanej 25kW i wysokości skutecznej ponad 300m położony 20km od granicy obszaru rezerwacji będzie przewyższał zakłócenia sieci odniesienia RN1 RPC1 na odległość do 120km. Nadajnik o mocy promieniowanej 100kW w takim samym położeniu nawet przy małych wysokościach skutecznych generował będzie pole zakłócające przewyższające pole sieci odniesienia RPC1.

Na tej podstawie można stwierdzić, że z punktu widzenia implementacji sieci korzystniejsze jest zdefiniowanie dla obszaru rezerwacji wariantu RPC3, pozwalający na stosunkowo prostą koordynację w przyszłości. Jednakże oznacza to konieczność szybkiego uruchamiania sieci SFN tak aby poziom sygnałów zakłócających pojawiających się na granicy danego obszaru rezerwacji był rekompensowany wyższym sygnałem użytecznym. W przypadku wariantu RPC1, sposobem pozwalającym na uruchamianie nadajników dużej mocy bez konieczności problematycznego koordynowania, może być zastosowanie nadajników cofniętych w głąb obszarów rezerwacji. Oznacza to, iż na granicy obszarów rezerwacji nie będzie możliwy odbiór przenośny lub ruchomy wymagający dużego natężenia pola i położonych stosunkowo niedaleko nadajników.

Porównanie poziomu generowanych zakłóceń ilustruje dobrze Rys. 19. Pokazane są na nim dwa zasięgi generowanych zakłóceń na poziomie 52dBuV/m: na pierwszym

zasięg zakłócenia otrzymany z pojedynczego nadajnika dużej mocy (Ślęza) a na drugim sumacyjny zasięg zakłócenia sieci SFN o zbliżonym zasięgu użytkowym.



Rys. 19. Zasięg zakłócenia w trybie MFN (z lewej) i SFN (z prawej)

Na podstawie pokazanych przykładów widać, że w trybie SFN łatwiej uzyskać mniejszy zasięg zakłócenia, co nie jest dziwne, gdyż nadajniki mają wówczas znacznie mniejsze moce i są umieszczone w niewysokich lokalizacjach. Mniejszy zasięg zakłócenia oznacza mniejszą odległość separacyjną od wspólnokanałowych obszarów. Dzięki temu powtórzenie tej samej częstotliwości może nastąpić znacznie bliżej. Stąd podstawowym elementem wpływającym na efektywność planowania i wykorzystania widma radiowego ma szerokie wykorzystanie techniki SFN. W kolejnym rozdziale pokazane zostaną szczegółowo cechy systemów jednoczęstotliwościowych i metody ich planowania.

5.2. Zasięgi sieci SFN

Niektóre elementy planowania sieci SFN zawarte zostały w sprawozdaniu z pracy statutowej w roku 2004 [23]. W niniejszej pracy opisano szerzej techniki sumowania, koncepcję zysku sieci SFN oraz ogólnych zasad planowania sieci.

5.2.1. Definicja obszaru pokrycia

Głównym problemem w czasie budowania nowego systemu naziemnego jest ocena obsługiwanego terenu oraz pokrycia populacji. Ocenia się to na podstawie szacowania poziomu sygnału użytecznego i poziomu sygnałów zakłócających. Parametry związane z planowaniem systemu w tym przypadku to: wymagany stosunek C/N i współczynnik ochronny, który opisuje wrażliwość systemu na szumy i zakłócenia.

W telewizji cyfrowej wiadomo, że kiedy poziom sygnału spada i stosunek sygnału użytecznego do szumu lub sygnału użytecznego do sygnału zakłócającego spada poniżej wymaganego minimum, obraz zanika zupełnie a poziom sygnału ulega obniżeniu o mniej niż 1dB. To zachowanie jest opisywane jako „radikalne pogorszenie charakterystyki systemu cyfrowego” a graniczne natężenie pola wyznaczone jest jako minimalne natężenie pola. Gdyby w telewizji cyfrowej użyć takiej samej definicji obszaru pokrycia jak w telewizji analogowej oznaczałoby to, że 50% terenu leżącego na obrzeżach obsługiwanego obszaru lub tam gdzie następuje redukcja sygnału spowodowana obecnością przeszkód terenowych nie może być pokryte zasięgiem. Dlatego wartość 50% terenu na którym możliwy jest odbiór jest nie do zaakceptowania. Należy wybrać wyższe wartości podane w procentach aby umożliwić odbiór w odpowiedniej liczbie lokalizacji za pomocą standardowej instalacji odbiorczej.

Wartości między 70% – 99% są typowe dla transmisji w systemach telewizji cyfrowej.

Dokładna wartość zależy od poziomu jakości oferowanej przez system. Może być ona różna w zależności od kraju i producenta. Niemniej jednak w zaproponowanej definicji obszaru pokrycia zostały wybrane wartości: 70%, 95% i 99%, przy czym jako odbiór bardzo dobry w przypadku odbioru stacjonarnego czy przenośnego określa się odbiór w 95% miejsc a w przypadku odbioru w ruchu – odbiór w 99% miejsc.

Przy takich założeniach niektóre z prostszych narzędzi używanych w telewizji analogowej do szacowania obszaru pokrycia nie nadają się i konieczne jest wykonanie bardziej skomplikowanych obliczeń.

Ogólnie rzecz biorąc, odbiór w systemach cyfrowych odbywa się w środowisku w którym występuje wiele sygnałów. W przypadku SFN są to zarówno sygnały użyteczne jak i sygnały niepożądane, zakłócające. Aby oszacować całkowite natężenie pól, pojedyncze sygnały muszą zostać zsumowane. Od kiedy natężenie sygnałów jest opisywane statystycznie, ich obróbki dokonuje się również statystycznie. Zasadniczo jest to prawdziwe zarówno dla statystyk lokalizacji jak i statystyk czasowych. Jednakże zwykle traktuje się je w różny sposób. Statystyki czasowe tworzy się używając stabelaryzowanych krzywych propagacji opisujących natężenie pola w danym procencie czasu. Do tworzenia statystyk lokalizacji używa się rozkładu natężenia pola.

5.2.1.1. Statystyki lokalizacji

Pokrycie zasięgiem pojedynczej lokalizacji

Poziom sygnału użytecznego C wyrażony w dB musi być wyższy od poziomu szumów N o pewną wartość, która wyraża minimalny stosunek C/N_{min} . Można to wyrazić (w dB) następującym wzorem:

$$C > C/N_{min} + N$$

W ten sam sposób aby wyeliminować zakłócenia, poziom sygnału użytecznego C musi być wyższy od poziomu sygnału zakłócającego I o pewną wartość rozumianą jako współczynnik ochronny PR dla konkretnego typu zakłóceń. Może być również wyrażone (w dB) jako:

$$C > PR + I$$

Suma, $PR + I$ (współczynnika ochronnego i natężenia pola sygnału zakłócającego) często opisywana jest jako pole zakłócające. W praktyce może zaistnieć konieczność wzięcia pod uwagę parametrów anteny odbiorczej.

$$C > PR + I - Ad,$$

W praktyce sygnał użyteczny musi spełnić oba warunki co można przedstawić następująco:

$$C > C/N_{min} + N + PR + I - Ad$$

W przypadku gdy występuje kilka sygnałów użytecznych i zakłócających, warunki odbioru można określić następująco:

$$\Sigma PC > P(N + C/N_{min}) + \Sigma P(PR+I-Ad)$$

gdzie:

ΣPC : moc sygnałów użytecznych

$P(N + C/N_{min})$: ekwiwalentna moc szumów + wymagany C/N

$\Sigma P(PR+I-Ad)$: moc sygnałów niepożądanych

Obszar pokrycia w małych obszarach

W praktyce znane są wartości natężenia pola tylko w pewnych obszarach. Rozpatrywane są tzw. małe obszary (typowo 100x100). Zmiany wartości pola na tych obszarach charakteryzują się zanikami wyłącznie długoterminowymi i opisane są rozkładem logarytmiczno-normalnym. W danej chwili natężenie pola wewnątrz małego obszaru można uznać za niezmiennie. Dany obszar uważa się za pokryty zasięgiem i należący do obszaru pokrycia jeśli prawdopodobieństwo jest wyższe niż dany próg np. 70%, 90% lub 95%.

Prawdopodobieństwo oblicza się używając odpowiednich wartości poziomu szumu i współczynnika ochronnego dla każdego typu zakłóceń – dla natężenia pól, które są zmienną losową. Przewidziana wartość natężenia pola mówi o poziomach sygnału użytecznego i sygnałów niepożądanych. Korzysta się tu np. z metody zawartej w ITU-R Rec. P.1546 lub używa innych modeli predykcyjnych wykorzystujących dane o terenie.

Ponieważ moc sygnałów użytecznego i niepożądanego są zmiennymi losowymi, znamy tylko ich wartość i odchylenie standardowe, dlatego wzory przedstawione w poprzednim rozdziale nie wystarczają do dokładnych obliczeń. Konieczne jest odniesienie się do matematycznych modeli rozkładu natężenia pola w zależności od lokalizacji i użycie matematycznych metod obliczeniowych, aby w rezultacie otrzymać wynik kombinacji kilku sygnałów o losowym rozkładzie. Szczegółowo omówione zostało to w poprzednim etapie pracy [23].

5.2.1.2. Statystyki czasowe

Statystyki czasowe sygnałów interferujących biorą się z obliczeń według krzywych propagacji w 1% czasu, podczas gdy obliczenia dotyczące pożądanego natężenia pola bazują na danych dla 50% lub 90% krzywych propagacji. Zwykle nie traktuje się statystyk

czasowych w sposób bardziej szczegółowy przy obliczaniu zasięgu pokrycia w systemach cyfrowych. Podejście takie jest usprawiedliwione do pewnego stopnia, gdyż dla małych odległości ($d < 100$ km) zmiany czasowe są dużo mniejsze niż zmiany wynikające z lokalizacji. Zakłócenia własne sieci są traktowane przy tym jako zwykłe sygnały niepożądane.

5.2.1.3. Minimalne warunki odbioru

Pojedynczy sygnał

Statystyka lokalizacji dla natężenia pola pochodzącego od jednego nadajnika opisana jest za pomocą rozkładu normalnego, który charakteryzują dwa parametry: wartość i odchylenie standardowe. Moc sygnału ma wtedy rozkład log-normalny.

W przypadku pojedynczego sygnału, gdzie parametry propagacji są znane, prawdopodobieństwo obszaru pokrycia daje się łatwo wyliczyć a także można określić minimalną średnią wartość natężenia pola. To samo odnosi się do prawdopodobieństwa współczynników ochronnych w przypadku występowania pojedynczych sygnałów pożądanego i zakłócającego.

Sformułowano powyżej minimalne warunki konieczne do poprawnego odbioru. W przypadku pojedynczego sygnału użytecznego i jednego sygnału zakłócającego:

$$C > C/N_{\min} + N + PR + I.$$

W przypadku braku zakłóceń otrzymujemy wzór na minimalne natężenie pola F_{\min} :

$$F_{\min} = C/N_{\min} + N.$$

Dla poprawnego odbioru sygnał C musi przekraczać wartość F_{\min} , który jest zmienną statystyczną o rozkładzie normalnym i jest opisywany przez wartość i odchylenie standardowe σ_C :

$$C > F_{\min},$$

lub, dokładniej:

$$P(C > F_{\min}) > p,$$

gdzie $P(A)$ jest prawdopodobieństwem zdarzenia A , natomiast p jest prawdopodobieństwem pokrycia zasięgiem danego obszaru. Z danymi parametrami sygnału C i zamierzonym prawdopodobieństwem pokrycia obszaru p , można ocenić minimalne średnie natężenie pola przy planowaniu F_{MME} :

$$F_{MME} = F_{\min} + \mu_p \cdot \sigma_C.$$

F_{MME} jest parametrem, którego wartość musi być przekroczona przez wartość określającą poziom sygnału użytecznego C_{mean} po to by zagwarantować prawidłowy odbiór z zakładanym prawdopodobieństwem. Wartość $\mu_p \cdot \sigma_C$, o którą F_{MME} jest większy od F_{\min} nazywana jest marginesem prawdopodobieństwa.

Parametr F_{MME} jest funkcją odchylenia standardowego i współczynnika μ_p . Typowe wartości μ_p przedstawiono w tabeli poniżej. Margines prawdopodobieństwa często nazywany jest marginesem propagacyjnym.

$p = 0,50$	$M_p = 0,00$
$p = 0,70$	$M_p = 0,52$
$p = 0,95$	$M_p = 1,64$
$p = 0,99$	$M_p = 2,33$

Współczynniki procentowe dla typowych wartości prawdopodobieństwa

Podobnie należy rozważyć przypadek gdy sygnał użyteczny C jest zakłócany przez sygnał niepożądany I. Dla poprawnego odbioru musi być spełniony warunek:

$$C > PR + I,$$

lub, w ujęciu statystycznym:

$$P(C > PR + I) > p.$$

Rozwiązanie tego wyrażenia prowadzi do otrzymania warunku na wartość pożądanego sygnału C_{mean} :

$$C_{\text{mean}} > I_{\text{mean}} + PR + \mu_p \cdot \sqrt{\sigma_C^2 + \sigma_I^2}$$

Margines prawdopodobieństwa zawiera teraz wartości obu odchyłeń standardowych tzn. sygnału użytecznego i niepożądanego, które są zmiennymi statystycznymi. Jeśli dla obydwu sygnałów przyjmiemy takie same odchylenia: $\sigma_C = \sigma_I = \sigma$, to margines prawdopodobieństwa przyjmie następującą postać:

$$\sqrt{2} \cdot \mu_p \cdot \sigma$$

Wiele sygnałów

Minimalne warunki zapewniające poprawny odbiór, które zostały opisane w poprzednim rozdziale mają zastosowanie także w przypadku występowania wielu sygnałów. Jednakże fakt, że bierze się pod uwagę statystyczną sumę sygnałów użytecznych i niepożądanych wprowadza dodatkowe efekty i czyni ocenę obszaru pokrycia bardziej złożoną. Przypadek występowania wielu sygnałów zakłócających w różnych konfiguracjach jest zagadnieniem bardzo dobrze znanym, natomiast przypadek występowania wielu sygnałów użytecznych jest zagadnieniem charakterystycznym dla SFN.

Kiedy rozważana jest sytuacja występująca w praktyce, w której występuje wiele sygnałów, parametry rozkładu sygnału wynikowego przestają być z góry znane. Wartość a zwłaszcza odchylenie standardowe mocno zależą od konfiguracji sygnału, która jest zdeterminowana przez procedury statystyczne. W konsekwencji, minimalne natężenie pola i margines prawdopodobieństwa nie mają stałych wartości i stają się zmiennymi zależnymi od liczby, natężenia i rozkładu pojedynczego pola. Można jednak wyróżnić pewne tendencje, którym ulegają te wartości. Po pierwsze, wartość całkowitego sygnału jest większa niż arytmetyczna suma wartości sygnałów pojedynczych. Po drugie, odchylenie standardowe sygnału całkowitego jest mniejsze niż sygnałów pojedynczych. Obydwa fakty prowadzą do powstania efektu zwanego zyskiem sieci (w przypadku sygnałów użytecznych).

Z drugiej strony, dokładne planowanie rzeczywistej sieci wymaga wzięcia pod uwagę efektu sumowania sygnałów użytecznych. Marginesy prawdopodobieństwa dla

minimalnego natężenia pola i współczynników ochronnych nie dają poprawnych parametrów potrzebnych przy planowaniu. Dlatego muszą być zastąpione przez procedury uwzględniające wzajemne sumowanie zarówno części użytecznej sygnałów jak i zakłócającej. Każda z części podlega statystycznym metodom sumowania, z których różne mogą być stosowane w przypadku sieci SFN.

Szczegółowy opis różnych metod sumowania sygnałów zawarto w Dodatku.

5.3. Wpływ parametrów systemu DVB-T na zasięg sieci SFN

5.3.1. Konstelacja

Specyfikacja systemu DVB-T dopuszcza stosowanie trzech różnych fazowo-amplitudowych konstelacji, QPSK (4-QAM), 16-QAM i 64-QAM. Są one dostosowane do różnych warunków i spełniają różne wymagania w celu zapewnienia odpowiedniej wydajności, niezawodności i efektywności cyfrowych systemów nadawczych. Rodzaj konstelacji określany jest ilością bitów, które są przesyłane jednocześnie przez każdą z podnośnych. Są to 2 bity (QPSK), 4 bity (16-QAM) lub 6 bitów (64-QAM). Ponadto, zastosowany rodzaj modulacji ma bardzo duży wpływ na zasięg sieci SFN, decyduje on o odporności szumowej. Przykładowo, tryb modulacji QPSK jest około 4 do 5 razy bardziej odporny na zakłócenia niż 64-QAM. QPSK zapewnia niską przepływność natomiast jest bardzo odporny. Sieci, w których zastosowany jest tryb modulacji QPSK są szczególnie polecane dla obszarów miejskich do obsługi pieszych i pojazdów. 16-QAM zapewnia przeciętną przepływność i ten wariant może zapewniać rozsądną odporność dla średnio i gęsto zaludnionych obszarów. Wariant 64-QAM zapewnia wysoką przepływność jednak przy niskim poziomie odporności na zakłócenia, jest wrażliwy zwłaszcza na zakłócenia wewnątrzsieciowe wielkoobszarowych sieci SFN i może sprawiać pewne problemy w obszarach o dużych zakłóceniach takich jak miasta. Poprawny odbiór wyższego stopnia modulacji wymaga zastosowania wyższych mocy promieniowania nadajników co wynika z wyższych wymagań na stosunek sygnał/szum.

5.3.2. Sprawność kodu

W celu zwiększenia odporności na różnorodne zakłócenia stosowane są różne wartości sprawności kodowej. Są one jednak stosowane kosztem dostępnej przepływności sygnału. Sprawność kodowa 1/2 ma największą nadmiarowość, zapewniając największe zabezpieczenie danych kosztem przepływności. Tryb ten powinien być stosowany tylko w przypadku kanałów, w których występują duże zakłócenia. Natomiast odmiany używające sprawności kodowej wyższej niż 3/4 zapewniają dodatkowo zwiększoną przepływność, ale ich znaczenie maleje z uwagi na dużo mniejszą odporność zakłóceń. Dla sprawności kodowej 5/6 i 7/8 margines implementacyjny może być wyższy niż spodziewany, czyniąc te warianty jeszcze mniej użyteczne. Przy sprawności kodowej 7/8 mamy najniższą nadmiarowość w zamian otrzymując największą przepustowość. Powinna być ona stosowana tylko dla kanałów o najniższych poziomach zakłóceń. W przypadku odbioru ruchomego w sieci SFN, gdzie prędkość terminala ruchomego jest różna w stosunku do nadajników, występuje silny efekt Dopplera, który musi być kompensowany przez system korekcji błędów. Do zastosowań mobilnych polecana jest sprawność kodowa 1/2 lub 2/3.

5.3.3. Tryb transmisji

Standard DVB-T zakłada stosowanie dwóch trybów transmisji 2K oraz 8K, które wykorzystują różną ilość (2048 i 8192) nośnych do tworzenia sygnału OFDM. Z ilości nośnych wynika różny czas użyteczny trwania symbolu $T_u = 896 \mu s$ i $T_u = 224 \mu s$. Tryb 8K FFT zapewnia dobrą odporność na interferencje międzysymbolową w propagacji wielodrogowej. Zastosowanie większej ilości nośnych przy tej samej szerokości pasma, zwiększa odstęp ochronny i zapewnia większą ochronę przeciw interferencjom. W trybie 2K opóźnienia sygnału, które przekraczają odstęp ochronny są bardzo widoczne z powodu krótkiego czasu użytecznego trwania symbolu $T_u = 224 \mu s$. Zatem tryb ten nie ma zastosowania w wielkoobszarowych sieciach SFN. Wadą trybu 8K jest większy stopień komplikacji i zwiększona wrażliwość na zmiany fazowe co powoduje, że staje się on mniej użyteczny do odbioru w ruchu. System DVB-T używający trybu 2K nie jest wrażliwy na sygnały opóźnione lub echa do kilkuset Hz. Dlatego do odbioru ruchomego najlepiej jest zastosować tryb 2K. Częstotliwości używane w każdym z nadajników sieci SFN muszą być dokładnie zaplanowane i kontrolowane. W sieciach SFN, wykorzystujących transmisję OFDM, stabilność i dokładność częstotliwości roboczej nadajnika zapewnią precyzyjne umieszczenia każdej nośnej w odpowiednim miejscu kanału radiowego.

5.3.4. Odstęp ochronny

W sieciach SFN każdy z nadajników musi nadawać ten sam symbol transmisji OFDM w dokładnie tym samym czasie. Jest to spowodowane tym, że sygnały opóźnione lub echa (powstające naturalnie lub wytwarzane przez pracujące współkanałowo nadajniki) muszą być ograniczone do okresu trwania odstępu ochronnego. Odbiornik OFDM musi mieć wprowadzone okno czasowe, podczas którego będzie próbował sygnały OFDM z anteny. Zatem, okno czasowe musi być zsynchronizowane z użytecznym czasem trwania symbolu OFDM. Zapewni to ignorowanie docierających sygnałów podczas trwania odstępu ochronnego, gdzie odbierane sygnały są kombinacjami dwóch lub więcej symboli OFDM. Jeśli nadajniki emitują ten sam symbol w tej samej chwili, lub z dostatecznie małym opóźnieniem czasowym, to opóźnienie wynikające z różnicy dróg propagacji symboli docierających do odbiornika OFDM nie będzie wykraczać poza przedział ochronny. Zatem suma otrzymanych sygnałów będzie tworzyła ten sam symbol OFDM, bez interferencji wewnątrzsymbolowych.

System DVB-T umożliwia wybór stosowanego odstępu ochronnego, będącego częścią użytecznego czasu trwania symbolu: np. $1/32$, $1/16$, $1/8$ czy $1/4$. Dla trybu 8K czas trwania odstępu ochronnego wynosi odpowiednio: $28 \mu s$, $56 \mu s$, $112 \mu s$ i $224 \mu s$, zaś dla trybu 2K: $7 \mu s$, $14 \mu s$, $28 \mu s$, $56 \mu s$.

Wybór odpowiedniego odstępu ochronnego dla cyfrowej telewizji naziemnej, pozwala na zwiększenie efektywności wykorzystania pasma, poprzez zapewnienie odpowiedniej ochrony przeciwko opóźnieniom i wzajemnym interferencjom.

Ponadto wybór odstępu ochronnego przy budowie sieci SFN ma wpływ na topologie tej sieci, ponieważ czas trwania odstępu ochronnego decyduje o maksymalnej odległości pomiędzy współkanałowymi nadajnikami. Niektóre konfiguracje sieci SFN pozwalają na budowę dużych sieci SFN przy dużych odległościach pomiędzy nadajnikami o wysokiej i średniej mocy, natomiast inne na budowę sieci wykorzystujących dużą ilość nadajników małej mocy.

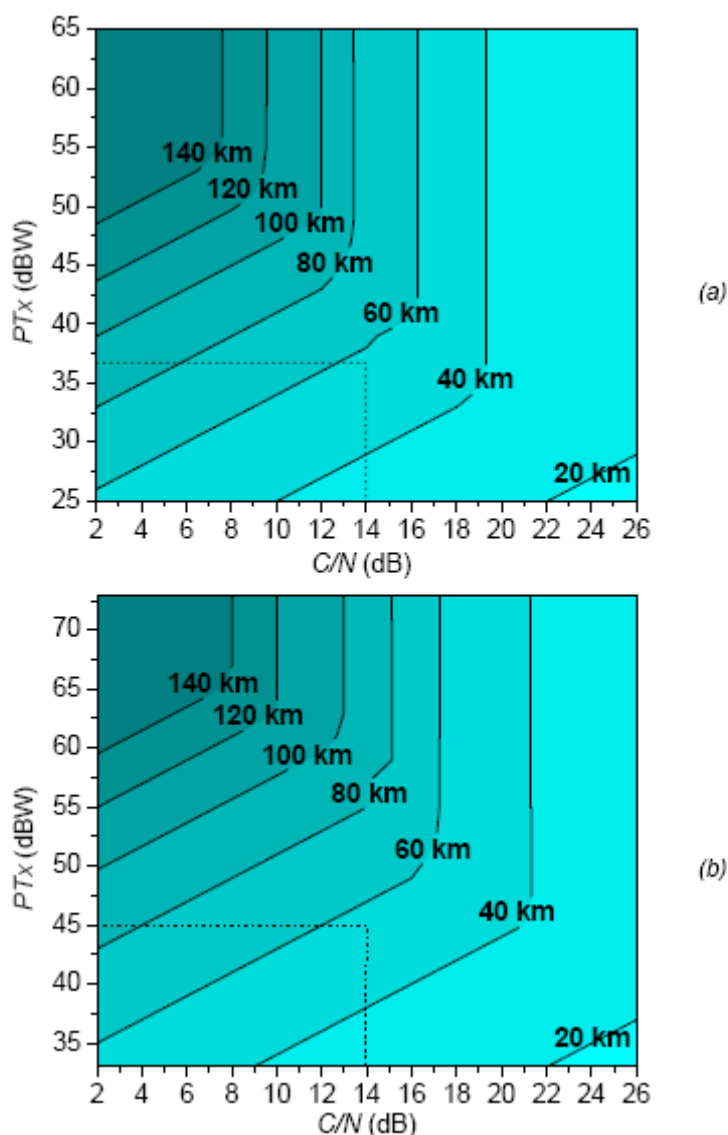
Odstęp ochronny powinien być wyznaczany na podstawie odległości pomiędzy nadajnikami. Rozmieszczenie sąsiadujących ze sobą nadajników nie powinno być większe niż wynika to z odstępu ochronnego.

W trybie 2K czasy odstępu ochronnego wynoszą: 7 μ s, 14 μ s, 28 μ s, 56 μ s, co daje następujące odległości pomiędzy nadajnikami: 2.1 km, 4.2 km, 8.4 km i 16.8 km.

Dla trybu 8K są to odstępy : 28 μ s, 56 μ s, 112 μ s, 224 μ s; wynoszą one odpowiednio: 8.4 km, 16.8 km, 33.6 km, i 67.2 km.

Dla trybu 8K oznacza to, że przy 1/4 czasie trwania symbolu użytecznego, sąsiadujące ze sobą nadajniki mogą znajdować się maksymalnie w odległości 67.2 km od siebie.

Maksymalne, teoretycznie wyznaczone odległości pomiędzy sąsiednimi nadajnikami sieci SFN dla DVB-T i T-DAB, pokazują że zarówno odstęp ochronny jak i maksymalna odległość pomiędzy sąsiednimi nadajnikami ma wpływ na efektywność wykorzystania pasma.

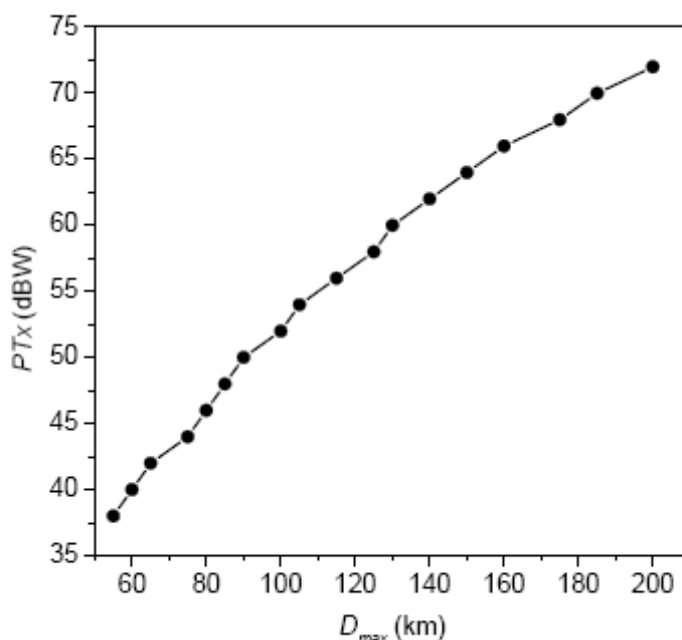


Rys. 20. Zależność pomiędzy maksymalną odległością między nadajnikami w sieci SFN DVB-T a mocą ERP i minimalnymi wymaganiami na C/N przy 100% pokryciu danego obszaru:

- (a) odbiór przenośny na zewnątrz z prawdopodobieństwem pokrycia 95%, w paśmie III;
- (b) odbiór przenośny na zewnątrz z prawdopodobieństwem pokrycia 95%, w paśmie IV

Dla danego wariantu systemu DVB-T istnieje więc optymalna wielkość sieci SFN oraz odpowiednia moc nadajników. Rysunek 20 przedstawia wymagania systemu DVB-T dotyczące stosunku C/N oraz mocy ERP nadajników (P_{Tx}) przy maksymalnej odległości pomiędzy nadajnikami (D_{max}) w sieci SFN w celu osiągnięcia 100% pokrycia dla różnych pasm. Ze wzrostem stosunku C/N przy stałym poziomie mocy, odległość D_{max} musi być zmniejszana, aby nie powstawały wewnątrzsieciowe zakłócenia na obszarze działania sieci SFN. Wzrost odległości D_{max} można otrzymać poprzez zwiększanie mocy nadajników. Może być to jednak robione tylko do pewnej wartości mocy ERP. Przy pewnej wartości tej mocy zakłócenia wewnątrzsieciowe powodują zmniejszenie obszaru pokrycia sieci SFN. Przedstawiają to pionowe linie na Rysunku 20.

W przypadku sieci T-DAB, dzięki korzystniejszym warunkom systemu: przy dużym odstępie ochronnym ($246\mu s$) i względnie niskim stosunku C/N (15dB), rozmiar sieci SFN jest ograniczony tylko przez moc ERP nadajników, a nie przez zakłócenia wewnątrzsieciowe. Przedstawia to Rysunek 21. Odległość D_{max} wzrasta wprost proporcjonalnie do mocy nadajników SFN.



Rys. 21. Zależność odległości pomiędzy nadajnikami D_{max} a mocą ERP nadajników dla sieci SFN T-DAB, przy 100% pokryciu i odbiorze przenośnym wewnętrznym z prawdopodobieństwem 95% w paśmie III.

Wzajemne optymalne rozmieszczenie nadajników może być realizowane poprzez określony odstęp ochronny, zmieniającą się moc nadajnika oraz polaryzację. Efektywne wykorzystanie pasma w sieci SFN wymaga odpowiedniego procesu planowania, uwzględniającego jakość sieci oraz zmniejszanie lub eliminację potencjalnych zakłóceń własnych sieci. Dzięki wykorzystaniu odpowiednich opóźnień, nie ma ograniczeń na rozmieszczenie nadajników uzupełniających, które są skierowane w inną stronę niż nadajnik główny i posiadają kierunkowe anteny nadające. Ale w przypadku nadajników, które promieniują w swoją stronę nawzajem, bardzo ważne jest dokładne zaplanowanie i sieci i każdorazowe analizowanie zakłóceń interferencyjnych wewnątrzsieciowych.

5.3.5. Zysk sieci

Aby wykonać analizę zysku sieci konieczne jest rozważenie obszaru, na którym występują dwa lub więcej sygnałów oraz warunków koniecznych do uzyskania sygnałów połączonych o odpowiednich parametrach. Na różnych obszarach testowych warunki te mogą się różnić, co wpływa na różne wartości zysku sieci. Jeśli średnia wartość natężenia pola zmienia się na obszarze testowym objętym zasięgiem – wartość zysku sieci też będzie się zmieniać.

Definicje związane z zyskiem sieci

W celu wyjaśnienia terminu “zysk sieci” używa się następujących definicji. W każdym przypadku zysk sieci jest funkcją prawdopodobieństwa. Zysk na danym obszarze testowym wzrasta, jeśli prawdopodobieństwo uzyskania zasięgu rośnie.

Należy pamiętać o zależności zysku od prawdopodobieństwa lokalizacji.

- Całkowity zysk sieci (T) odnosi się do całkowitego wzrostu poziomu odebranej mocy dla prawdopodobieństwa danej lokalizacji porównanej do mocy odebranej z najsilniejszego nadajnika obsługującego dany teren. Trzeba zachować dużą ostrożność posługując się tą definicją. Należy zaznaczyć, że na obszarze testowym natężenie pola zmienia się w zależności od mocy nadajnika. Znaczy to, że na obszarze większym niż obszar testowy, odebrana moc wzrośnie o poziom “całkowitego zysku sieci” osiąganego na obszarze testowym.

Istnieje kilka metod obliczeniowych służących do wyznaczania całkowitego zysku sieci. W całkowitym zysku sieci często wyróżnia się 2 składowe: część statystyczną i addytywną.

- Statystyczny zysk sieci (S). Powstaje na skutek czysto statystycznego rozważania pojedynczych sygnałów, bez brania pod uwagę możliwości ich kombinacji. Wartość ta zależy w głównej mierze od zmian natężenia pola w danym miejscu. Zmiany natężenia pola w czasie nie są brane pod uwagę ponieważ standardowe odchylenie jest stosunkowo małe na krótkich dystansach.

Statystyczny zysk sieci może być rozumiany na 2 następujące równoważne sposoby:

a) Pokrycie terenu: Aby przekroczyć statystyczne zmiany natężenia pola w danej lokalizacji tak aby zapewnić minimalną wartość natężenia pola potrzebną do odbioru w dużej liczbie miejsc danej lokalizacji przy użyciu jednego nadajnika, konieczna jest transmisja z większą mocą. Z drugiej strony, jeśli dwa lub więcej nadajników będzie użytych do pokrycia tego samego terenu, procentowy obszar pokrycia wzrośnie bez konieczności zwiększania mocy. Na przykład, jeśli sygnał z jednego nadajnika pokrywa teren z prawdopodobieństwem 60%, a sygnał z drugiego nadajnika niezależnie pokrywa ten sam teren z prawdopodobieństwem 55%, to obszar zostanie pokryty: $\{1 - (1 - 0.6) \times (1 - 0.55)\} = 0,82$, co daje 82% całkowitego prawdopodobieństwa pokrycia zasięgiem danego terenu.

Statystyczny zysk sieci obliczony na podstawie prawdopodobieństwa pokrycia wyniósłby $82\% - 60\% = 22\%$. W przypadku wystąpienia trzeciego sygnału pokrywającego obszar z prawdopodobieństwem 45%, całkowite prawdopodobieństwo wzrosłoby do 90.1% bez konieczności zwiększania mocy pojedynczego nadajnika.

W sytuacji, gdzie na danym terenie, jeden nadajnik dostarcza sygnał o mocy wystarczającej do pokrycia większego obszaru niż pozostałe nadajniki, statystyczny zysk sieci dąży do zera.

b) Odbiór mobilny. Natężenie pola pochodzącego od pojedynczego nadajnika wykazuje statystyczne zmiany w spowodowane ruchem obiektów na drodze

propagacji. Zmiany te mogą być zredukowane w obecności kilku nadajników, zainstalowanych w różnych miejscach (kiedy jedno źródło sygnału jest zasłonięte, możliwy jest odbiór z innych nadajników). Znając rodzaj rozkładu pola (log-normalny) i wartość standardowego odchylenia można w łatwy sposób obliczyć statystyczny zysk sieci.

- Addytywny zysk sieci (A), rozumiany jest jako efektywny wzrost poziomu lub mocy sygnału w obszarze testowym na skutek połączenia dwóch lub więcej sygnałów w antenie odbiorczej w każdym punkcie obszaru testowego. Sumowanie sygnałów użytecznych pochodzących z różnych źródeł zależy od możliwości odbiornika. Zysk ten powstaje nawet, jeśli nie ma statystycznych zmian w kanale propagacyjnym. Na przykład, 2, (3, 4...) sygnały o takim samym natężeniu pola docierające bez opóźnień do anteny z 2, (3, 4...) różnych nadajników spowodują wzrost sygnału użytecznego o ok. 3 dB, (4,8dB , 6dB...). Ponieważ nie ma możliwości wyznaczenia natężenia pola w pojedynczym punkcie należy zdefiniować addytywny zysk sieci na całym obszarze testowym tak jak to było w przypadku całkowitego i statystycznego zysku sieci.

Biorąc pod uwagę statystyczne zmiany pola, poziomy dwóch sygnałów bardzo rzadko są takie same w danym punkcie odbioru, nawet jeśli wartość średnia sygnałów jest taka sama na obszarze testowym. Dlatego nie można powiedzieć, że addytywny zysk sieci wynosi w przybliżeniu 3dB (4,8dB, 6dB...) jeśli wartości średnie rozważanych sygnałów są równe. Wzmocnienie w danym punkcie zależy od natężenia pola w miejscu odbioru. Końcowy rozkład zysku w poszczególnych punktach na obszarze testowym definiuje addytywny zysk sieci.

Ponieważ zysk zależy od sygnałów w danym punkcie tak samo jak zmiany statystyczne sygnałów na całym obszarze testowym, nie można wyliczyć go w prosty sposób . Addytywny zysk sieci może być obliczony w następujący sposób:

$$A = T - S.$$

- Efektywny zysk sieci (E) dla SFN definiuje się w następujący sposób. Objęty zasięgiem teren składa się z wielu obszarów testowych A_i , w których indywidualny całkowity zysk sieci wynosi T_i . Na każdym z tych obszarów odbierana moc sygnału efektywnie wzrasta o wartość T_i . W zasadzie byłoby możliwe zredukowanie mocy każdego z nadajników o tę wartość utrzymując jednocześnie prawdopodobieństwo pokrycia danego obszaru testowego na tym samym poziomie. W efekcie istnienia zysku sieci nadajniki w SFN mogą pracować z niższymi mocami porównywalnymi z MFN. Co więcej natężenie pola na terenie obejmowanym przez SFN jest jednorodne. Stwarza to pokusę aby zmniejszyć moc nadajników w SFN o wartość T_i na każdym z obszarów testowych. Może to jednak doprowadzić do zbyt dużej redukcji na niektórych obszarach testowych. Efektywny zysk sieci jest wartością o jaką można zmniejszyć moc każdego nadajnika zapewniając jednocześnie wymagane prawdopodobieństwo pokrycia i jak wykazano wynosi ona mniej niż maksymalna wartość jaką jest T_i .

Przykłady zysku sieci

Poniższe tabele, pokazują przykładowe wartości wyliczone dla różnej liczby sygnałów (2,3 lub 4) i dla różnego procentowo pokrycia obszaru (0.1% - 99.9%). Przyjęto, że w każdym przypadku wszystkie sygnały mają równy udział w całkowitym sygnale (wprowadzają największe zyski sieci), są nieskorelowane, mają rozkład log-normalny i 5,5dB odchylenie standardowe. Suma przebiegu 2, 3 i 4 sygnału jest przedstawiona na Rys.22, 23 i 24 dla przedziału 0.1% - 99.9% i pokazuje całkowite, statystyczne i addytywne wzmocnienie

sieci. Na podstawie Rys.25 przedstawiającym zależność pomiędzy całkowitą sumą rozkładów dla 2, 3 i 4 sygnałów możemy powiedzieć, że:

- zysk addytywny sieci, nie jest stały i jest rosnącą funkcją prawdopodobieństwa lokalizacji
- wartość całkowitego zysku sieci, jaką można otrzymać zależy od procentowego pokrycia terenu jaka jest planowana.
- całkowite odchylenie standardowe jest mniejsze niż pojedynczego sygnału dlatego margines mocy potrzebny do uzyskania zasięgu w 95% lub 99% obszaru może zostać zmniejszony w odniesieniu do przypadku z jednym nadajnikiem.

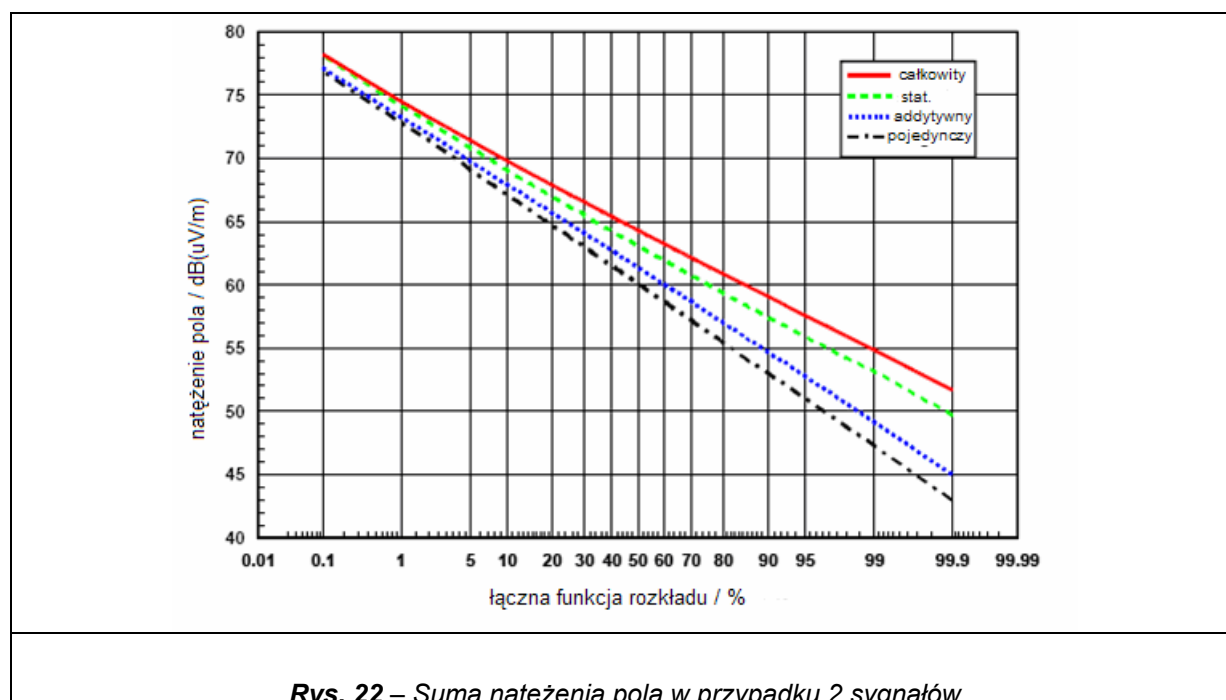
# Tx	ZYSK SIECI (dB)														
	99.9%			99%			95%			90%			70%		
	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot
2	6.7	2.0	8.7	5.8	1.8	7.6	4.9	1.7	6.6	4.4	1.7	6.1	3.5	1.5	5.0
3	9.9	3.2	13.1	8.5	3.0	11.5	7.2	2.8	10.0	6.6	2.6	9.2	5.3	2.3	7.6
4	12.2	3.7	15.9	10.3	3.7	14.0	8.7	3.5	12.2	7.9	3.3	11.2	6.4	3.0	9.4

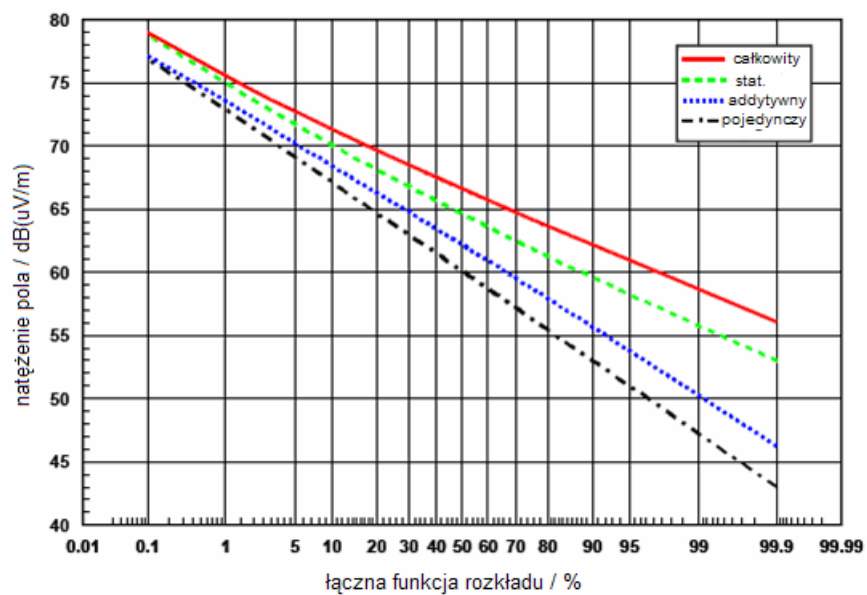
Tabela 26 – Zysk sieci

# Tx	ZYSK SIECI (dB)														
	50%			30%			10%			1%			0.1%		
	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot	Stat	Add	Tot
2	3.0	1.3	4.3	2.5	1.1	3.6	1.9	0.8	2.7	1.3	0.4	1.7	1.2	0.2	1.4
3	4.5	2.1	6.6	3.8	1.8	5.6	3.0	1.3	4.3	2.1	0.7	2.8	1.9	0.3	2.2
4	5.5	2.6	8.1	4.6	2.3	6.9	3.6	1.7	5.3	2.6	0.8	3.4	2.2	0.4	2.6

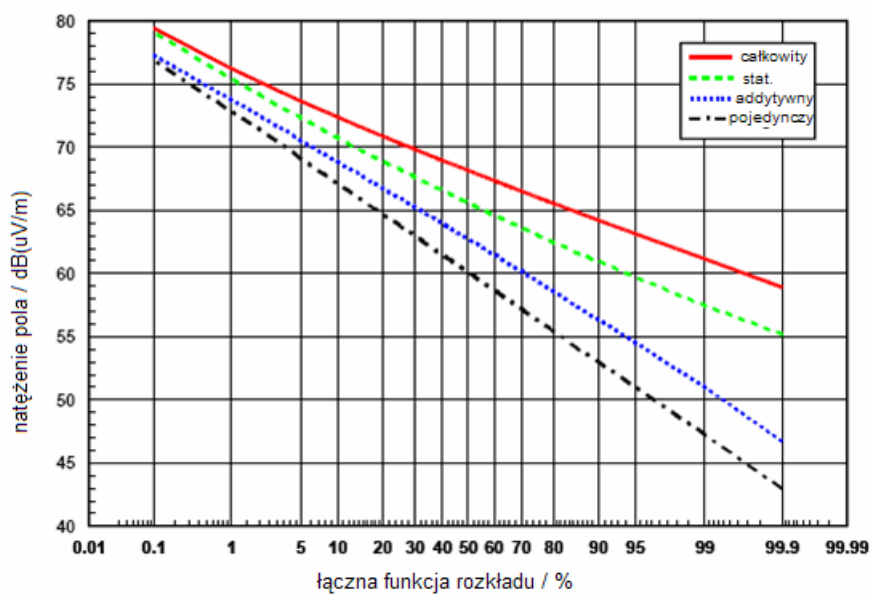
Tabela 27 – Zysk sieci

W bardziej ogólnym przypadku poziomy sygnałów różnią się w konkretnych miejscach. Rys.26 przedstawia jak zmienia się całkowity zysk sieci gdy poziomy dwóch sygnałów zmieniają się od 0 do 6dB.

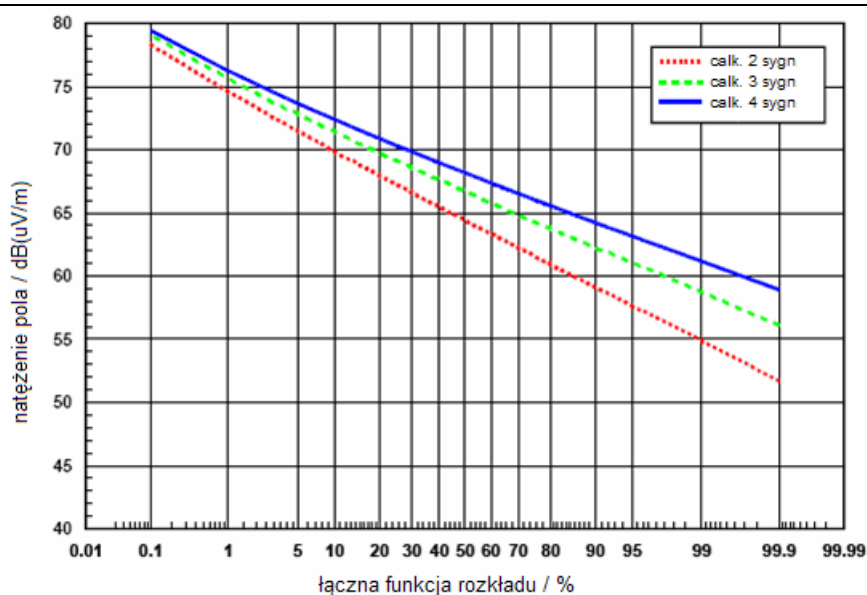




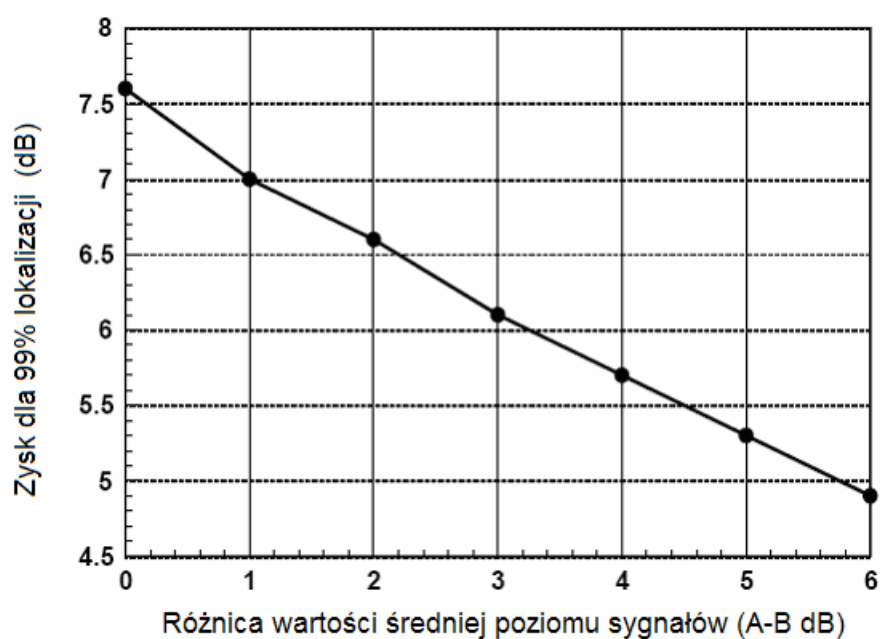
Rys. 23 – Suma natężenia pola w przypadku 3 sygnałów



Rys. 24 – Suma natężenia pola w przypadku 4 sygnałów



Rys. 25 – Porównanie całkowitej sumy natężeń pól w przypadku występowania 2,3 i 4 sygnałów



Rys. 26 – Suma natężenia pola w przypadku 2 sygnałów

Zysk sieci a projektowanie SFN

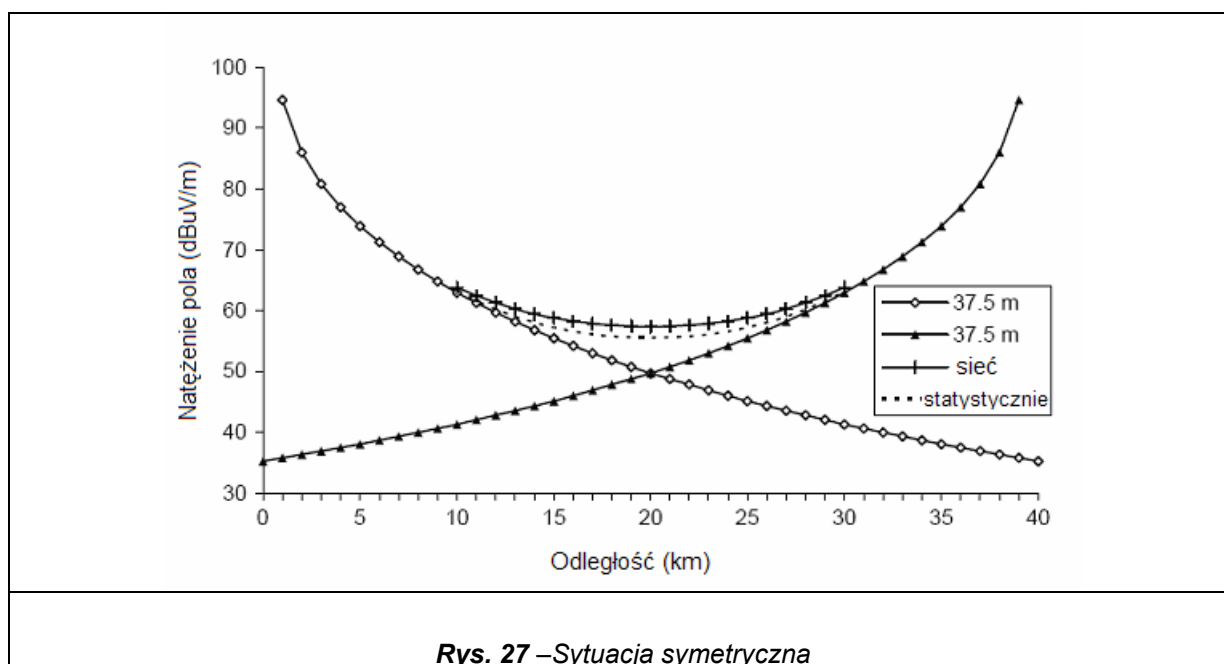
W poprzednim rozdziale zostało pokazane, że całkowity zysk sieci na konkretnym obszarze testowym nie może być uogólniony do wartości zysku na całym terenie obejmowanym przez SFN. Kolejne przykłady ilustrujące zysk sieci oraz to jak ważne jest jego prawidłowe oszacowanie przy projektowaniu SFN są przedstawione w tym rozdziale.

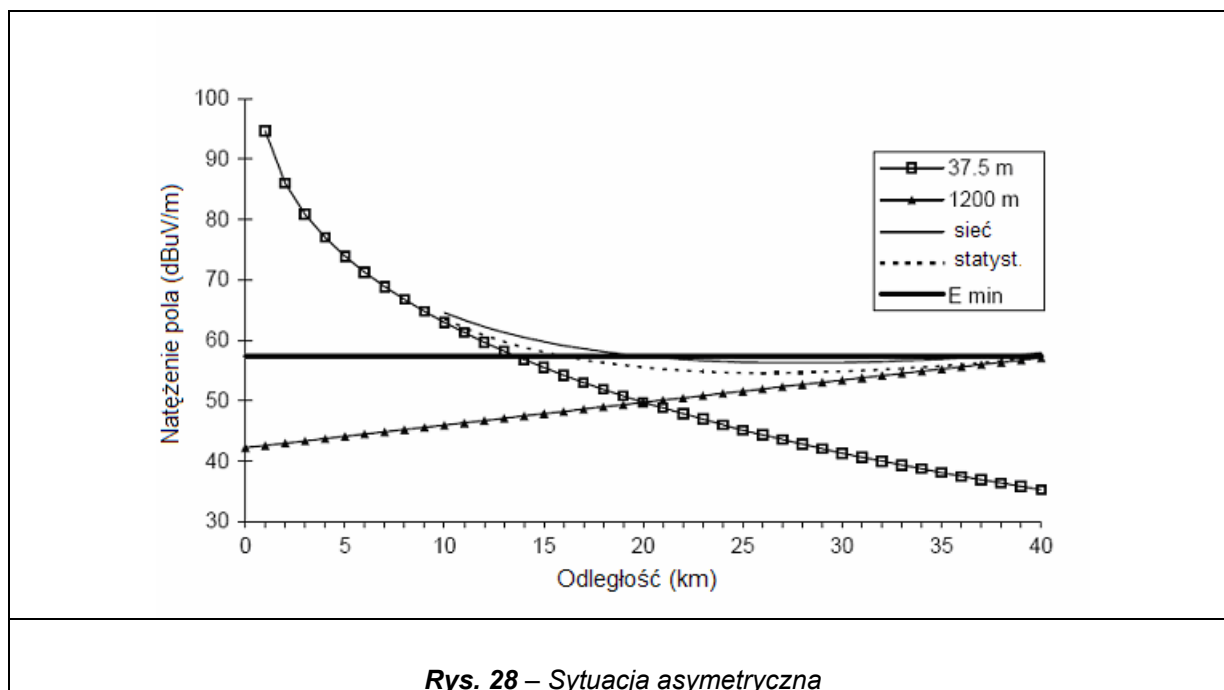
Na Rys.27 i 28 dwie najniższe krzywe opadają w lewą i prawą stronę. Reprezentują one poziomy natężenia pola wzdłuż linii oddzielającej dwa nadajniki. Na Rys.27 anteny obydwu nadajników są zawieszone na równej wysokości, $h=37,5\text{m}$ a dystans między nadajnikami wynosi $d=40\text{km}$. Na Rys.28 jedna z anten znajduje się na wysokości $h=37,5\text{m}$ (z lewej strony) a druga na wysokości $h=1200\text{m}$, odległość między nimi wynosi $d=140\text{ km}$. W obydwu przypadkach natężenie pola pochodzące z 2 nadajników jest równe na dystansie 20 km od nadajnika po lewej stronie.

Przykład "symetrycznego" zysku sieci jest przedstawiony na Rys.27. Jeśli moc zostanie zmniejszona o wartość całkowitego zysku sieci, odpowiednie natężenie pola będzie nadal osiągalne na całym obszarze.

Na Rys.28 przedstawiono przykład "asymetrycznego" zysku sieci. Widać, że jeśli moc zostanie zredukowana o wartość maksymalnego zysku mocy, poziom odniesienia natężenia pola nie będzie osiągalny na całym obszarze.

Podsumowując można stwierdzić, że należy ostrożnie podchodzić do rozwiązywania polegającego na zmniejszaniu mocy nadajników, gdyż może doprowadzić to do sytuacji, że wymagany poziom sygnału do odbioru nie będzie osiągalny na zakładanym obszarze. Po dokonaniu analizy zysku sieci należy tak redukować moce nadajników aby uzyskiwane pokrycie obszaru było satysfakcjonujące, każdorazowo wykonując pełną analizę pokrycia sieci SFN.





Wpływ zysku sieci na minimalną medianową zastępczą wartość natężenia pola

Ze względu na większą złożoność konfiguracja wielosygnałowa nie pozwala na wyznaczenie pojedynczej wartości natężenia pola, która musi zostać przekroczona, aby uzyskać poprawny odbiór. W SFN występuje wiele konfiguracji sygnałów na całym obszarze pokrytym zasięgiem, dlatego liczba minimalnych wymagań, które muszą być spełnione na różnych obszarach też jest duża. Na każdym obszarze testowym wymaganie te mogą być inne. Idea minimalnej medianowej zastępczej wartości natężenia pola nie znajduje zastosowania przy projektowaniu SFN.

Alternatywna koncepcja, wykorzystywana przy planowaniu SFN oparta jest na „minimalnym równoważnym natężeniu pola w miejscu odbioru” oraz prawdopodobieństwie pokrycia zasięgiem danej lokalizacji. Te dwie wielkości stanowią minimalne wymagania systemu.

Statystyczne potraktowanie danej konfiguracji sygnałów i porównanie ich z nowymi minimalnymi wymaganiami prowadzi do odpowiedzi na pytanie, w których miejscach rozpatrywanego obszaru możliwy jest odbiór. W przypadku jednego nadajnika podejście jest identyczne jak przy planowaniu z minimalną medianową zastępczą wartością natężenia pola. Odpowiednie metody statystyczne uwzględniające sposoby analizy wielu sygnałów zostały opisane szczegółowo w Dodatku.

5.3.6. Wymagania dotyczące pokrycia

Obszar pokrycia jest terminem używanym do określenia, na jakiej części danego obszaru (np. kraj lub województwo), na którym przewidziane jest działanie systemu będzie możliwy odbiór sygnału o odpowiednich parametrach. Obszar pokrycia zwykle wyrażony jest jako procent danego terenu lub populacji występującej na tym terenie. Przewidywanie obszaru pokrycia dokonuje się bazując na standaryzowanych przez ITU zaleceniach. Robi się to w celu uzyskania pewności, że nowy system może pracować z maksymalnymi mocami jednocześnie nie zakłócając użytkowników innych systemów.

Wymagania dotyczące obszaru pokrycia dla SFN można sformułować następująco:

- Długość i szerokość obszaru. Może też być to obszar w kształcie koła, wtedy podaje się promień.
- Wysokość, na której możliwy jest odbiór. Dla odbioru stacjonarnego standardowo przyjmuje się $h=10\text{m}$. Dla odbioru przenośnego wysokość wynosi, $h=1,5\text{m}$ nad podłogą (I piętra lub wyższych) w zależności od warunków. Dla odbioru mobilnego wysokość ta wynosi $h=1,5\text{m}$ nad ziemią.
- Odbiór wewnątrz lub na zewnątrz budynków – uwzględnia się dodatkowo tłumienie ścian budynków.

Rodzaj odbioru a jakość pokrycia

Bardzo ważną na początku planowania systemu decyzją jest sprecyzowanie jak duży obszar ma zostać objęty zasięgiem i jakie rodzaj odbioru ma być oferowany (różne mogą mieć różne wymagania co do jakości).

Do typów odbioru można zaliczyć: odbiór stacjonarny, przenośny lub mobilny. Usługi te nie wykluczają się wzajemnie tzn. używając anten stacjonarnych można odbierać transmisje przeznaczona dla urządzeń przenośnych. Podobnie, używając anten przenośnych można odbierać transmisje przeznaczona dla urządzeń stacjonarnych ale na odpowiednio mniejszym obszarze.

Jakość obszaru pokrycia często nazywana prawdopodobieństwem uzyskania zasięgu w danej lokalizacji zwykle jest określana jako „dobra” lub „akceptowalna”. W przypadku systemów naziemnej radiodifuzji cyfrowej jako „dobrą” jakość rozumie się prawdopodobieństwo pokrycia terenu na poziomie 95% podczas gdy „akceptowalna” jakość to prawdopodobieństwo wynoszące 70%.

Typ odbioru i jakość nie muszą być jednorodne na całym obszarze. Można tak zaplanować zasięg systemu, aby odbiór przy pomocy urządzeń przenośnych w miejscach mocno zaludnionych i centrach zurbanizowanych był na poziomie 95% natomiast na peryferiach lub terenach wiejskich i słabiej zaludnionych spadał do wartości 70%.

Kształt i rozmiar obszaru pokrycia

W systemie SFN wszystkie nadajniki pracują w tym samym kanale. Dlatego też obszar pokrycia jest tworzony przez wszystkie nadajniki, co powoduje, że nie mogą one pracować niezależnie. Wymaga to wysokiego stopnia synchronizacji, emitowany sygnał z różnych nadajników musi mieć identyczną zawartość, emisja musi zachodzić w tym samym czasie (lub z precyzyjnie kontrolowanymi opóźnieniami) a nośne RF muszą spełniać ostre kryteria częstotliwościowe.

Wykorzystanie widma, projekt sieci, kształt i wielkość obszaru pokrycia są czynnikami współzależnymi od siebie. Na przykład sieć SFN wykorzystująca jedną częstotliwość do pokrycia terenu całego kraju będzie miała inną strukturę niż sieć ogólnokrajowa wykorzystująca kilka częstotliwości w różnych regionach. Zasięg SFN ogólnie można rozważać w 3 wielkościach:

- Krajowa sieć SFN, gdzie wszystkie stacje używają tego samego kanału. Całkowite wprowadzenie sieci używającej tej samej częstotliwości zależy od koordynacji częstotliwości w granicach kraju co bywa trudne lub wręcz niemożliwe choć z punktu widzenia efektywnej gospodarki widmem byłoby niezwykle pożądane. Krajowa sieć SFN musi nadawać ten sam program w każdym miejscu. W zsynchronizowanej sieci promień zasięgu każdego nadajnika ograniczony jest do około 60 – 70 km z powodu odstępu ochronnego ograniczającego odległość między nadajnikami. W pewnych przypadkach, aby zmniejszyć własne zakłócenia może zaistnieć konieczność podziału obszaru na mniejsze ze względu np. na występowanie gór. Zaprojektowanie sieci obejmującej zasięgiem cały kraj może być

trudne z powodu występowania zakłóceń własnych w zależności od wybranego wariantu sytemu.

- Po drugie, regionalna sieć SFN, gdzie wszystkie stacje w regionie używają tego samego kanału, ale sąsiednie regiony SFN używają innych częstotliwości. Na przykład, do pokrycia kraju można użyć 4 kanałów w poszczególnych regionach. Miejsca związane z różnymi regionami nadają różne programy. Większość krajów europejskich planuje regionalne SFN z zasięgiem o promieniu do $r=200\text{km}$ (choć wielkość regionów jest różna w poszczególnych krajach, nawet tych o porównywalnej wielkości). Tego typu sieć SFN rozwiązaniem bardziej praktycznym i łatwiejszym do realizacji a jednocześnie bardzo efektywnie wykorzystującym widmo radiowe. Ma szansę stać się podstawą planu cyfrowego Konferencji RRC'06.
- Po trzecie, pod-regionalna sieć SFN, gdzie główna stacja i pozostałe nadajniki używają tego samego kanału ale sąsiednia stacja w tym samym regionie pracuje w innym kanale. Na przykład 4 kanały w konfiguracji pod-regionalnej mogą posłużyć do objęcia zasięgiem całego kraju. W każdym regionie jest nadawany inny sygnał.

Sieć SFN bazuje z reguły na istniejącej infrastrukturze sieci analogowej. W sieciach, które przeznaczone są do odbioru przenośnego lub mobilnego może być wymagane gęstsze rozmieszczenie nadajników, co zostanie pokazane na przykładach dalej.

Jedną z zalet SFN jest możliwość budowania nowych, gęstych sieci. Wykorzystuje się wtedy topologię sieci z dużą liczbą nadajników pracujących z małymi mocami (np. $ERP < 1\text{kW}$ i efektywną wysokością zawieszenia anten nadawczych, $h < 75\text{m}$) i zapewniającymi jednolity sygnał na całym obszarze. Ten rodzaj sieci jest wybierany w celu zapewnienia wysokiego poziomu sygnału, co jest konieczne w przypadku odbioru przenośnego lub mobilnego. W celu uniknięcia zakłóceń niezbędne jest dokładne rozważenie wysokości miejsca odbioru, odległości między nadajnikami i odstępów ochronnych a więc dokonanie pełnej analizy sieci. Wadą takiego rozwiązania są duże koszty budowy i eksploatacji tego typu sieci.

5.3.7. Ograniczenia osiągnięć SFN

Zakłócenia własne

W SFN moc wszystkich sygnałów odebranych w przedziale czasu mieszczącym się w odstępach ochronnych traktowana jest jako moc użyteczna i wchodzi w skład całkowitej dostępnej mocy sygnału. Poza odstępem ochronnym tylko część mocy echa związana jest z symbolem OFDM jako główny sygnał i dlatego powoduje wzrost całkowitej mocy sygnału użytecznego. Pozostała część mocy echa związana jest z poprzednim lub dalszym symbolem OFDM i prowadzi do powstawania interferencji międzysymbolowych. Dlatego, jeśli opóźnienie sygnału zwiększa się poza odstęp ochronny użyteczna składowa sygnału maleje a zakłócenia międzysymbolowe się zwiększają. W dalszej odległości od nadajników wielkoobszarowej sieci SFN całość sygnału dalekich nadajników stanowi zakłócenie, nazywane zakłóceniami własnymi sieci SFN.

Maksymalna odległość między nadajnikami i maksymalny obszar pokrycia

Są dwa ograniczenia nałożone na SFN. Po pierwsze, w danej lokalizacji odbiorczej sygnały pochodzą z sąsiednich nadajników. Aby zachować użyteczność tych sygnałów, opóźnienie pomiędzy nimi nie może przekroczyć odstępów ochronnych co oznacza, że odległość między sąsiednimi nadajnikami nie może być większa niż pewna wartość graniczna.

Po drugie, nawet jeśli maksymalny odstęp między nadajnikami jest zachowany, odleglejsze nadajniki mogą źle wpływać na działanie sieci, z tego względu że wzrośnie liczba nadajników z którymi będą oddziaływać i zakłócać się wzajemnie.

Znaczenie zakłóceń własnych, maksymalna odległość między sąsiednimi nadajnikami i maksymalny zasięg SFN zależą od wybranego odstępu ochronnego, czułości systemu na zakłócenia (wartość C/N) i gęstości rozmieszczenia nadajników.

W dużych sieciach SFN mogą wystąpić trudności w projektowaniu sieci, dlatego, że sygnały z nadajników mocno oddalonych od odbiornika mają mniejszy poziom w porównaniu do sygnałów z nadajników położonych bliżej. Trudności te rosną, ponieważ:

- poziomy sygnałów z odległych nadajników muszą być obliczane dla małych procentów czasu (1%) dla pewności zapewnienia odbioru w dużym procencie czasu (99%).
- anteny przeznaczone do odbioru przenośnego i ruchomego są dookólne i nie uwzględniają dyskryminacji kierunkowej.

Ograniczenia związane z odstępami między nadajnikami omówione zostały także w rozdziale dotyczącym odstępu ochronnego. Generalnie projektowanie rozległej sieci SFN, która najefektywniej wykorzystuje widmo radiowe jest stosunkowo złożone i wymaga każdorazowo szczegółowych analiz propagacyjno-sieciowych, nie może też bazować na technikach uproszczonych takich jak stosowanych np. w przypadkach wymiarowania sieci radiowych. Wymaga również szczegółowego uwzględnienia ukształtowania terenu, projekt dobrze wyglądający „na stole” - bez uwzględnienia gór, przesłon terenowych, w realnych warunkach może nie spełnić założonych wymagań.

6. Przykłady analiz sieci SFN

W niniejszym rozdziale przedstawiono na przykładach zasięgi uzyskiwane w sieciach SFN, zyski tych sieci, podsumowano uwarunkowania związane z praktycznym planowaniem sieci SFN DVB-T. Analizy wykonywane były za pomocą własnego oprogramowania dedykowanego do tego celu, którego cechy i podstawy obliczeniowe zostały przedstawione w poprzedniej pracy [23].

6.1. Analiza warunków pokrycia w sieci SFN

Jako testowy obszar do obliczeń wybrano jeden z planowanych obszarów rezerwacji w okolicy Wrocławia, w kanale 64 telewizji. Częstotliwość pracy wybrano ze względu na planowany obszar rezerwacji i jego częstotliwość pracy oraz wstępne uzgodnienia z krajami sąsiednimi przeprowadzone dla tego kanału. Wykorzystano rzeczywistą sieć lokalizacji nadajników jednej z sieci telefonii komórkowej leżących w tym obszarze rezerwacji. Wykonano próbę planowania przy wykorzystaniu dominującego nadajnika (Ślęza) oraz bez niego. Jako moc promieniowaną przyjęto dla wszystkich nadajników wstępnie 39dBW.

Obliczenia wykonano dla trybów pracy zdefiniowanych podczas Konferencji RRC'04 stanowiących modelowe konstrukcje odpowiadające 3 różnym wariantom odbioru (RPC1 – stacjonarny, RPC2 – przenośny na zewnątrz budynków, RPC3 – przenośny wewnątrz budynków).

Tab.28. Wymagane natężenie pola dla planistycznych konfiguracji odniesienia DVB-T

Planistyczna konfiguracja odniesienia	RPC 1	RPC 2	RPC 3
Wymagane $E_{med(ref)}$ [dBμV/m] przy 650 MHz	56	78	88

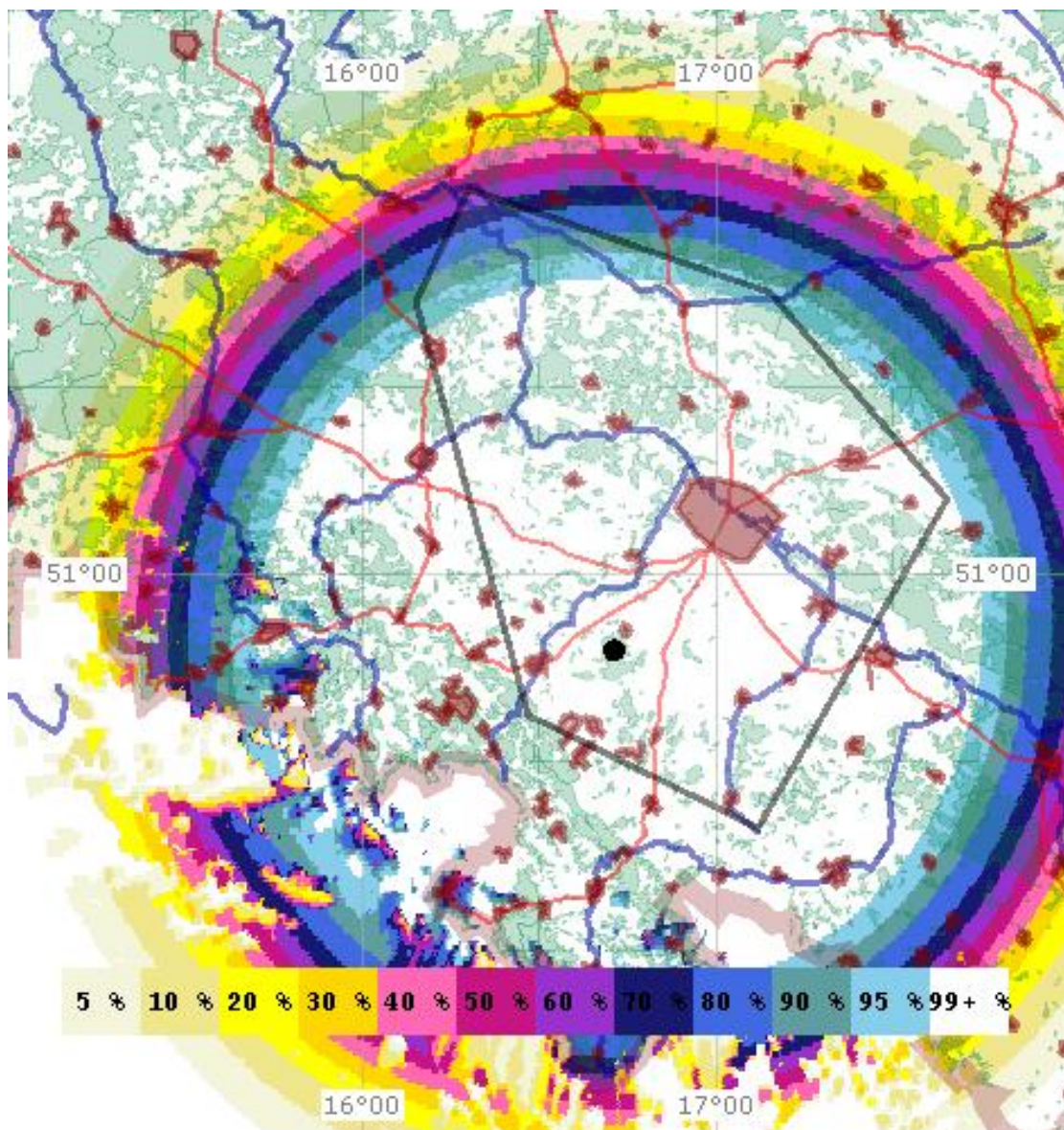
$E_{med(ref)}$ – minimalna mediana równoważnego natężenia pola

Przy innych częstotliwościach niż referencyjna f_r , stosuje się odpowiednią interpolację wartości natężenia pola zgodnie z [13].

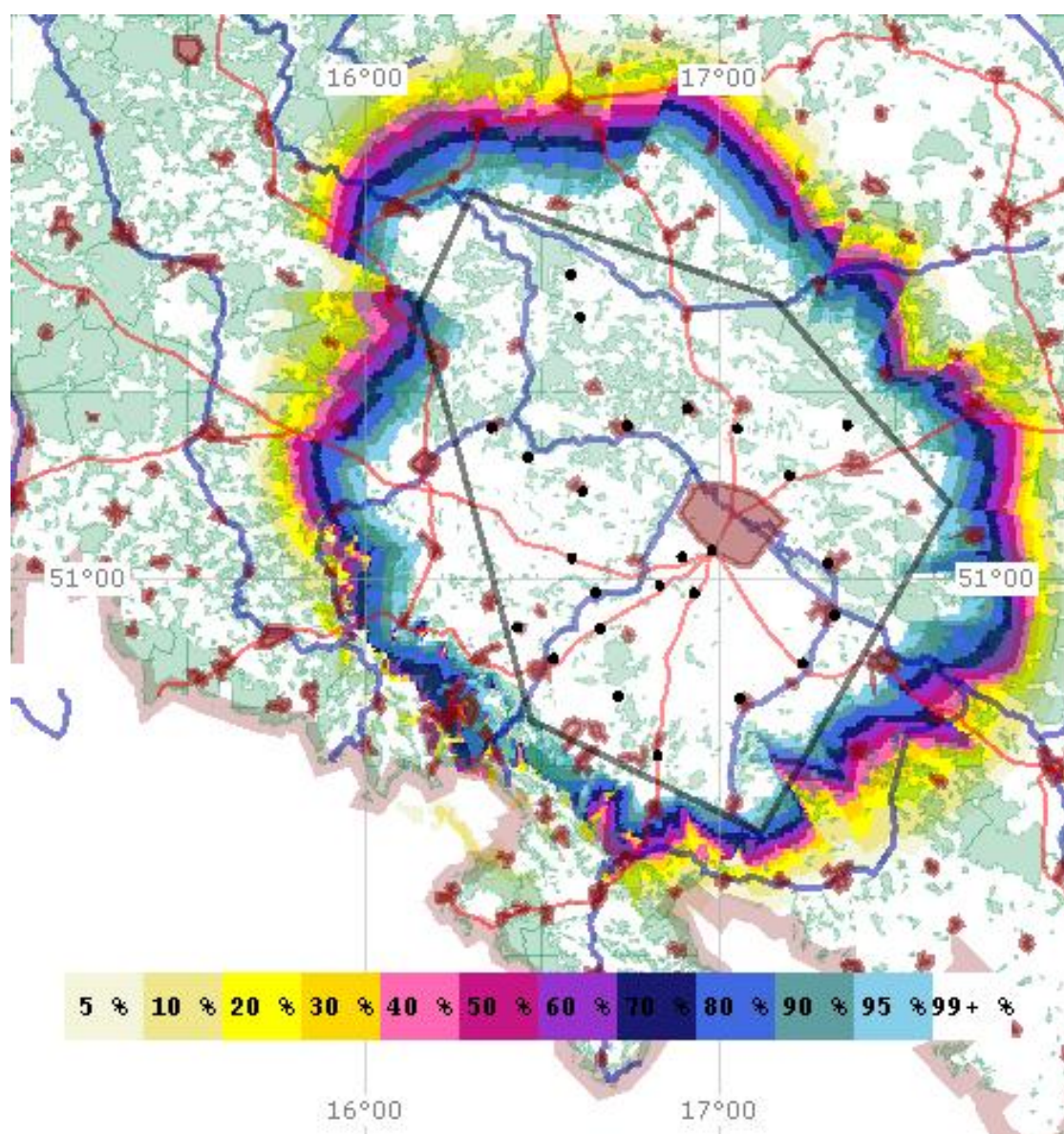
Dodatkowo wykonano analizy dla odbioru w ruchu z dużą prędkością (>100km/h), dla którego wybrano wariant transmisji 2k 16QAM kod 1/2, dla którego poziom minimalny C/N podany w [13] wynosi 21,5dB po uwzględnieniu marginesu 3dB, a odpowiadające mu natężenie pola sygnału użytecznego 87,5 dBμV/m przy częstotliwości 818MHz.

Obliczenia wykonano z uwzględnieniem cyfrowego modelu terenu oraz metody propagacyjnej ITU-R P.1546 przyjętej do obliczeń na Konferencji RRC [13,14]. Jako warianty systemu wybrano 8k 16-QAM kod 3/4 odstęp ochronny 1/4 dla odbioru stacjonarnego i przenośnego oraz 2k 16QAM 1/2 dla odbioru przewoźnego. Obliczenia wykonano dla wariantu odbioru stacjonarnego z anteną kierunkową i dla odbioru przenośnego z anteną dookólną. Zastosowano korektę natężenia pola ze względu na częstotliwość, dla odbioru stacjonarnego 2dB (dla 818MHz), dla odbioru przenośnego oraz ruchomego 3dB dla (818MHz).

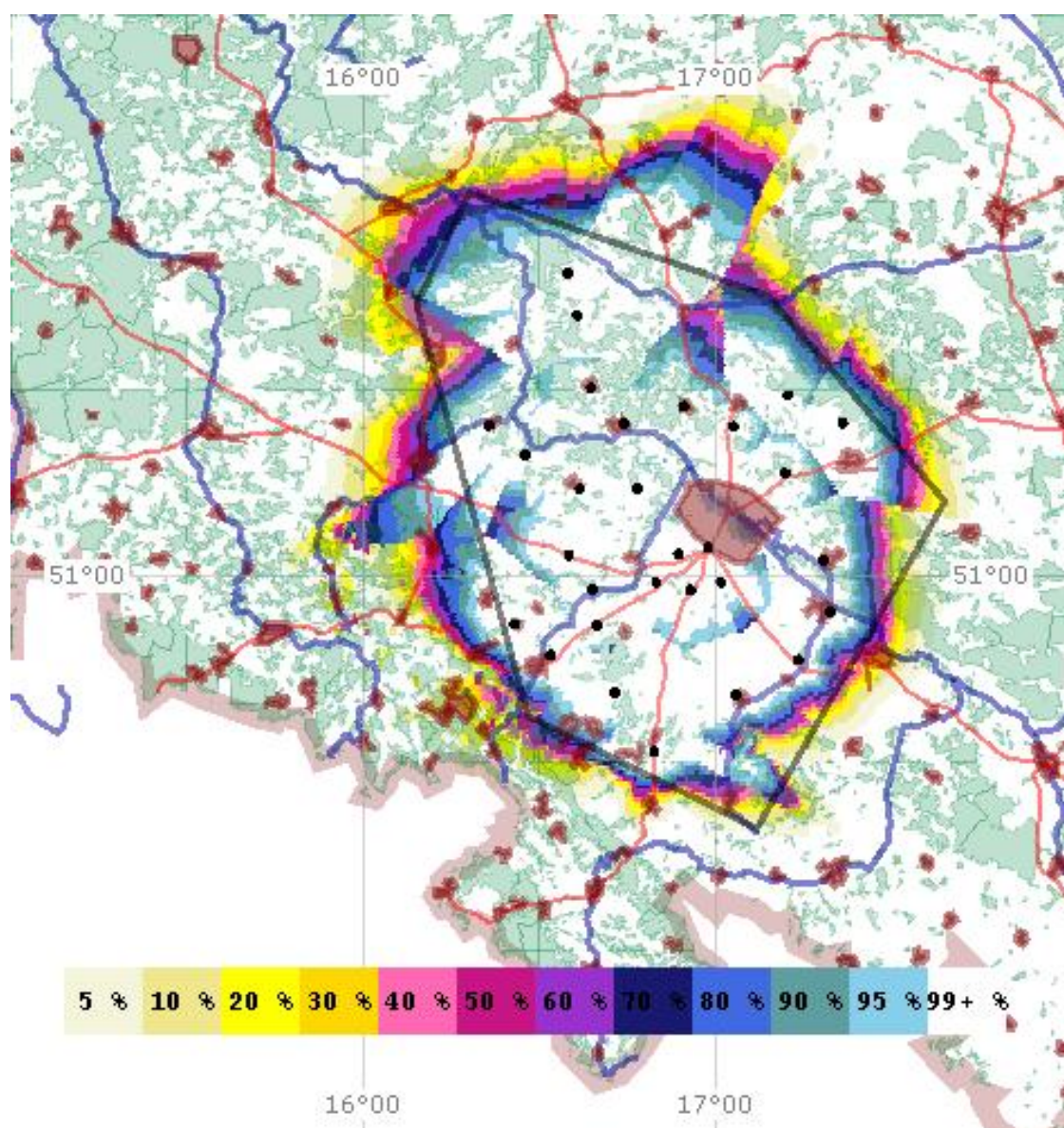
Wyniki zaprezentowano jako całkowite prawdopodobieństwo przestrzenne odbioru sygnału w 50% czasu. Kolory odpowiadają uzyskiwanemu w danym punkcie prawdopodobieństwu przestrzennemu zgodnie z legendą u dołu rysunku. Prawdopodobieństwo w 70% miejsc odpowiada odbiorowi zadowalającemu, w 95% miejsc odbiorowi dobremu. Na rysunkach przedstawiono zasięgi na tle obszaru rezerwacji i elementów charakterystycznych (drogi, rzeki, granica Państwa).



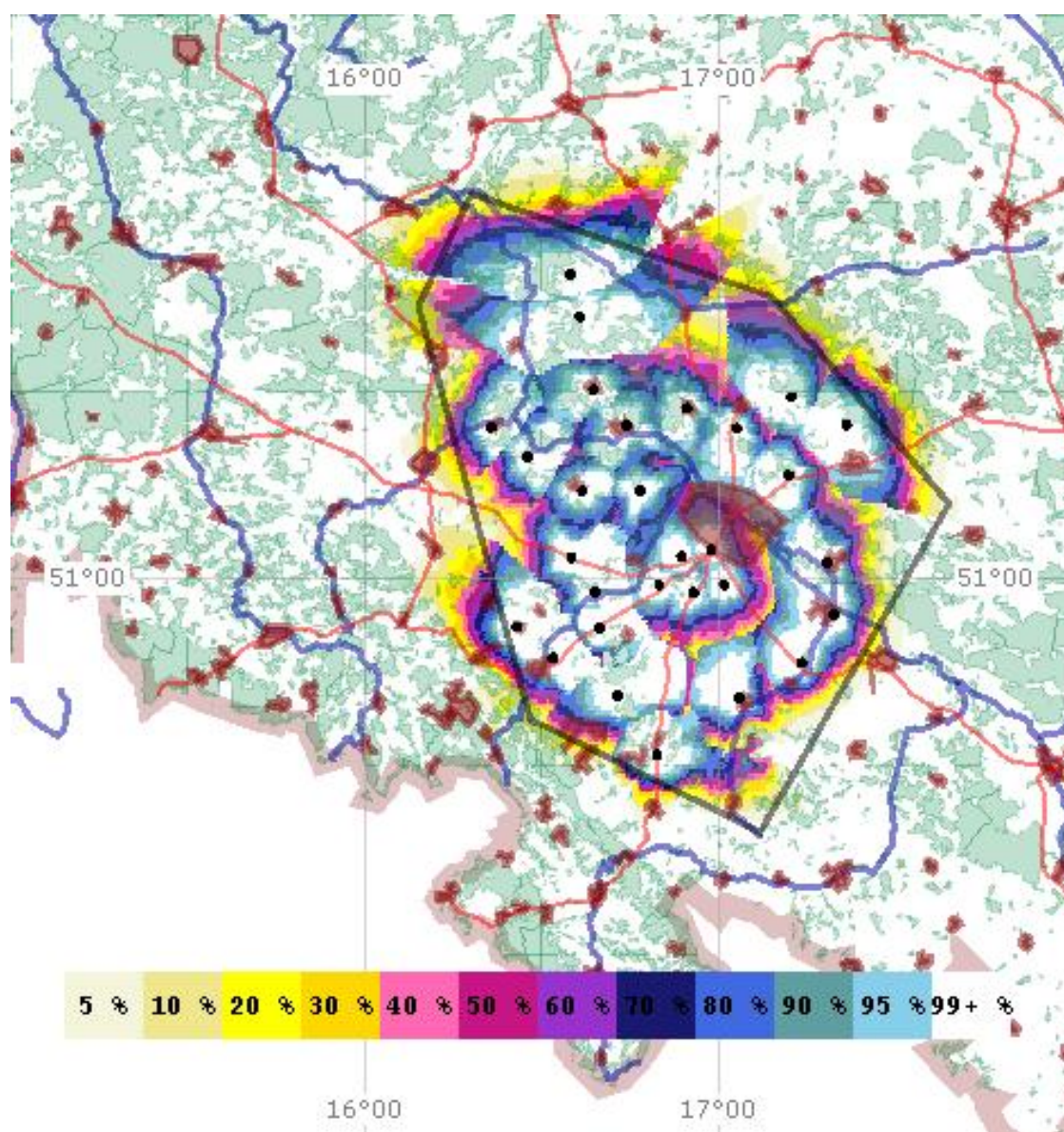
Rys. 29. Zasięg stacji dużej mocy (100kW) wysoko wyniesionej (Ślęża) na tle obszaru rezerwacji w warunkach odbioru stacjonarnego



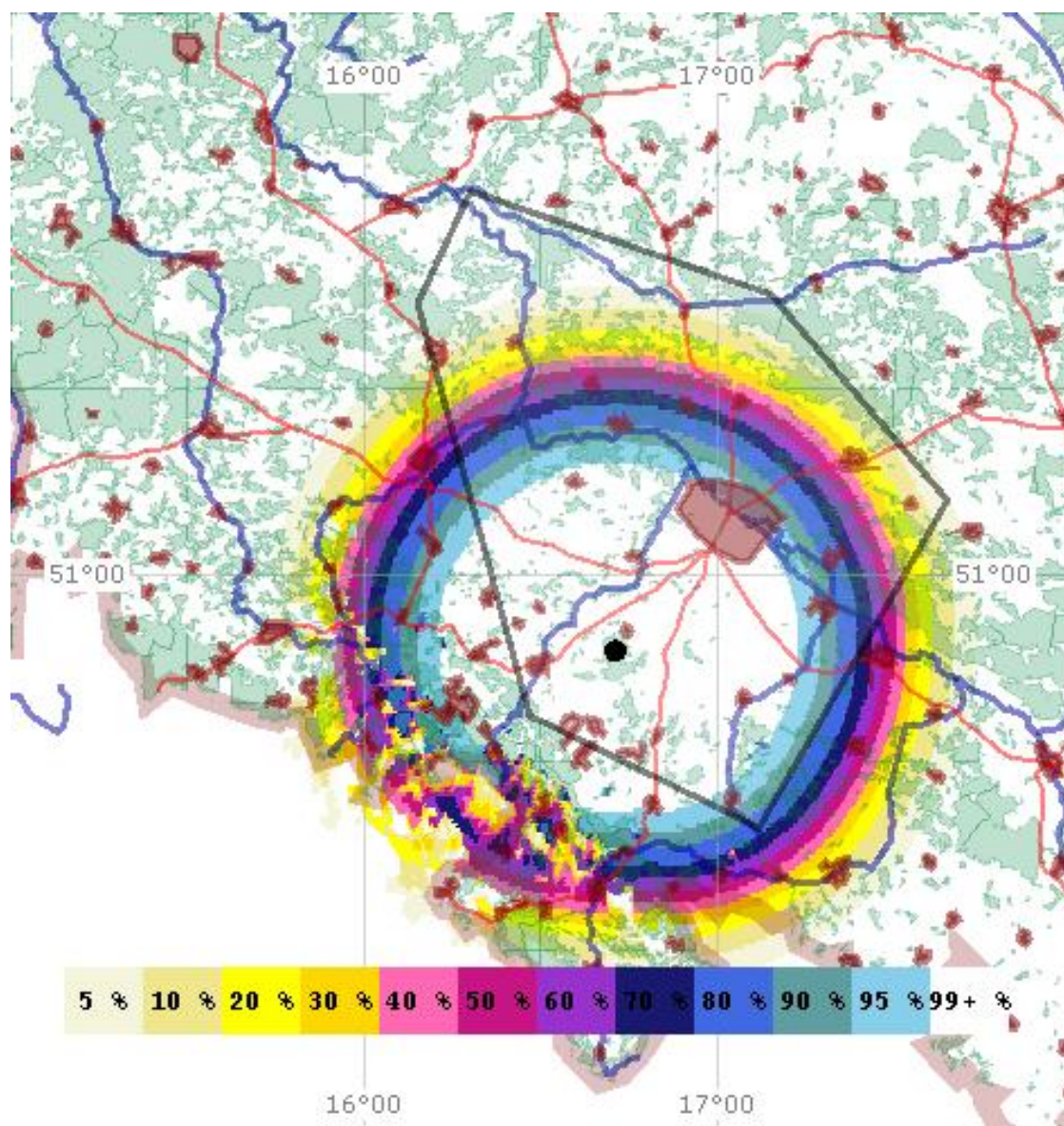
Rys.30. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór stacjonarny, 8k 16QAM odstęp ochronny 1/4



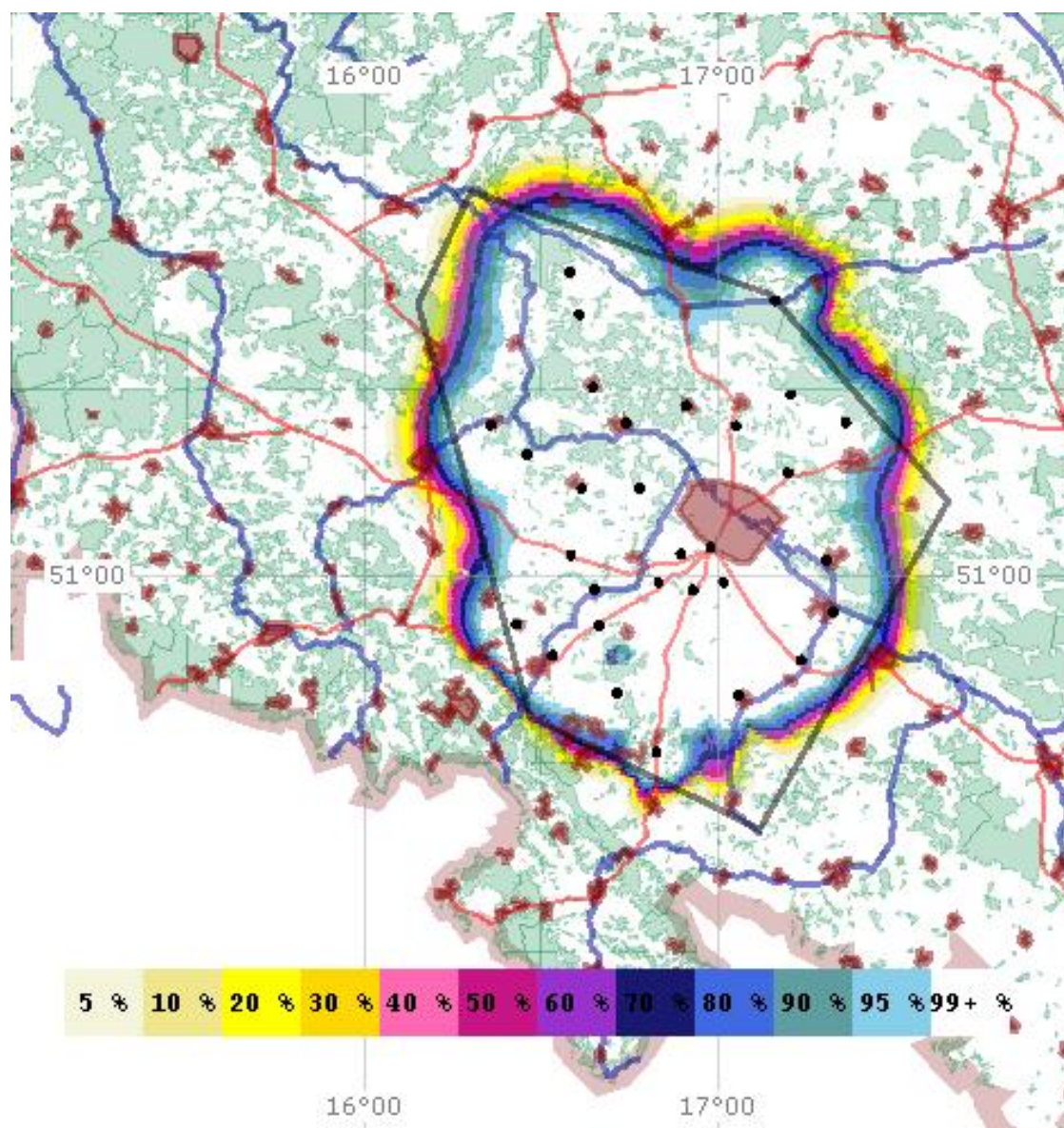
Rys 31. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór stacjonarny, 8k 16QAM odstęp ochronny 1/8



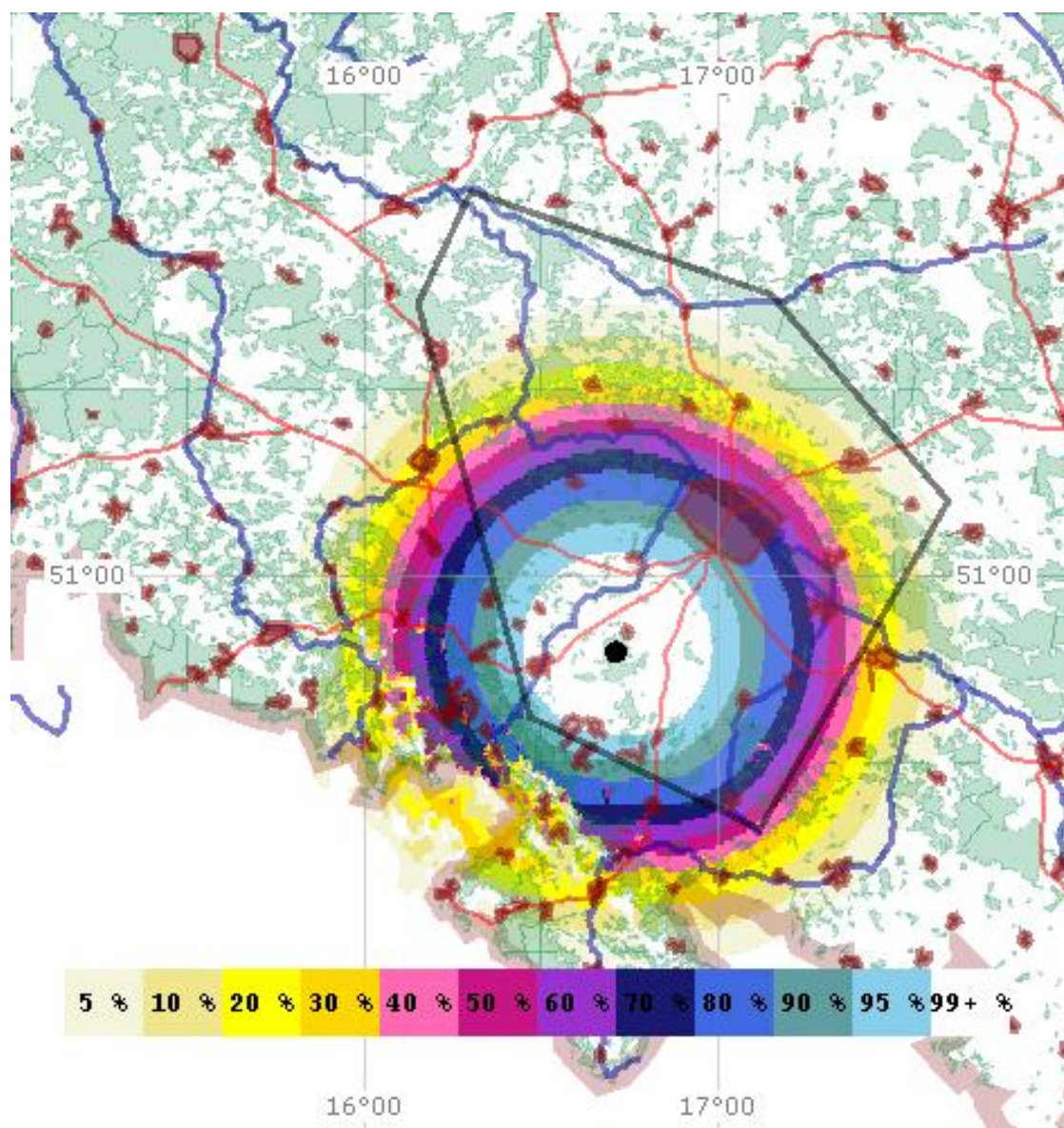
Rys 32. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór stacjonarny, 8k 16QAM odstęp ochronny 1/16



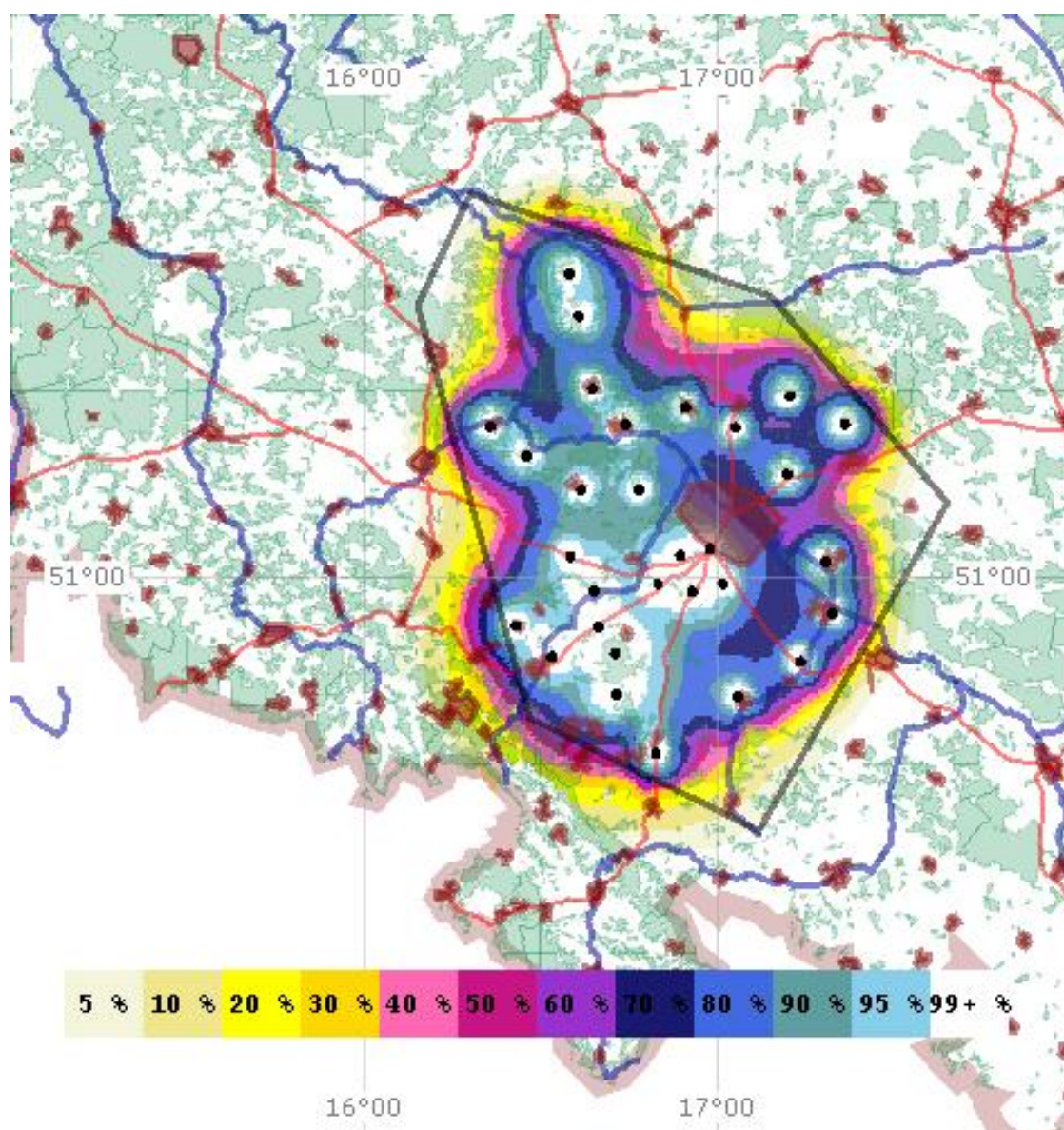
Rys 33. Zasięg nadajnika dużej mocy (100kW) odbiór przenośny zewnętrzny, 8k 16QAM odstęp ochronny 1/4



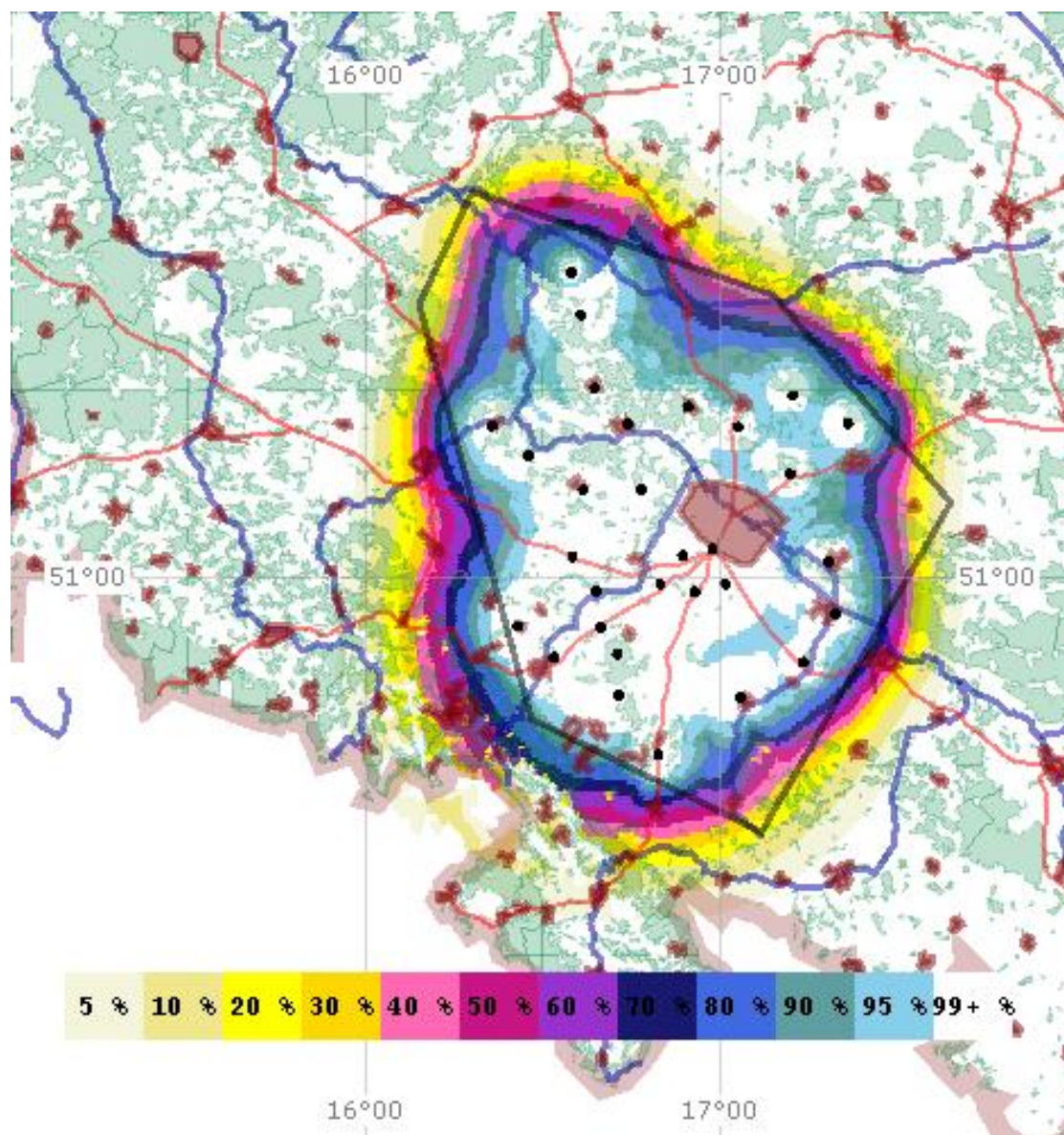
Rys. 34. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór przenośny zewnętrzny, 8k 16QAM odstęp ochronny 1/4



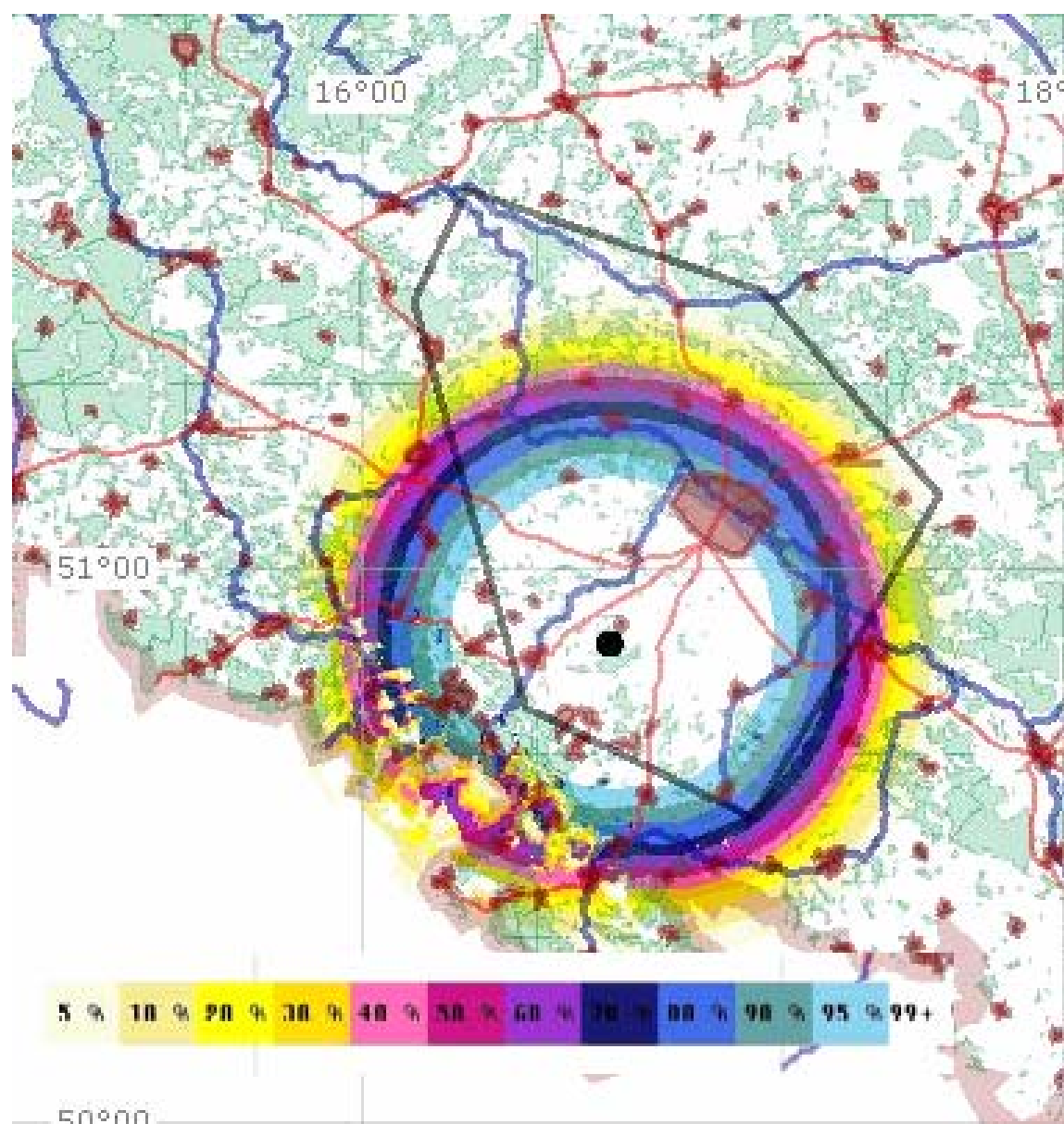
Rys. 35. Zasięg nadajnika dużej mocy (100kW), odbiór przenośny wewnętrzny, 8k 16QAM
odstęp ochronny 1/4



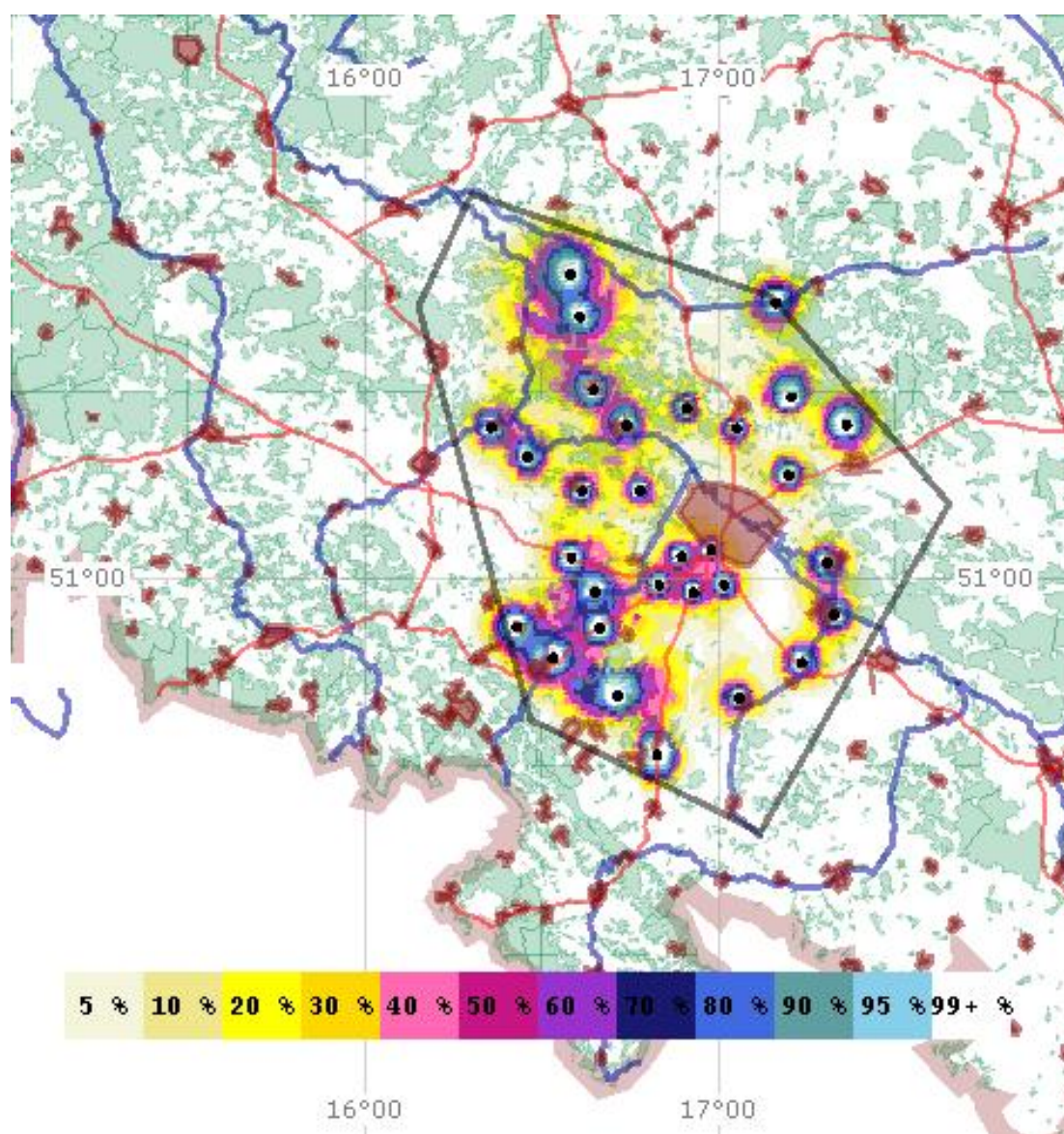
Rys. 36. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór przesyłny wewnętrzny, 8k 16QAM odstęp ochronny 1/4



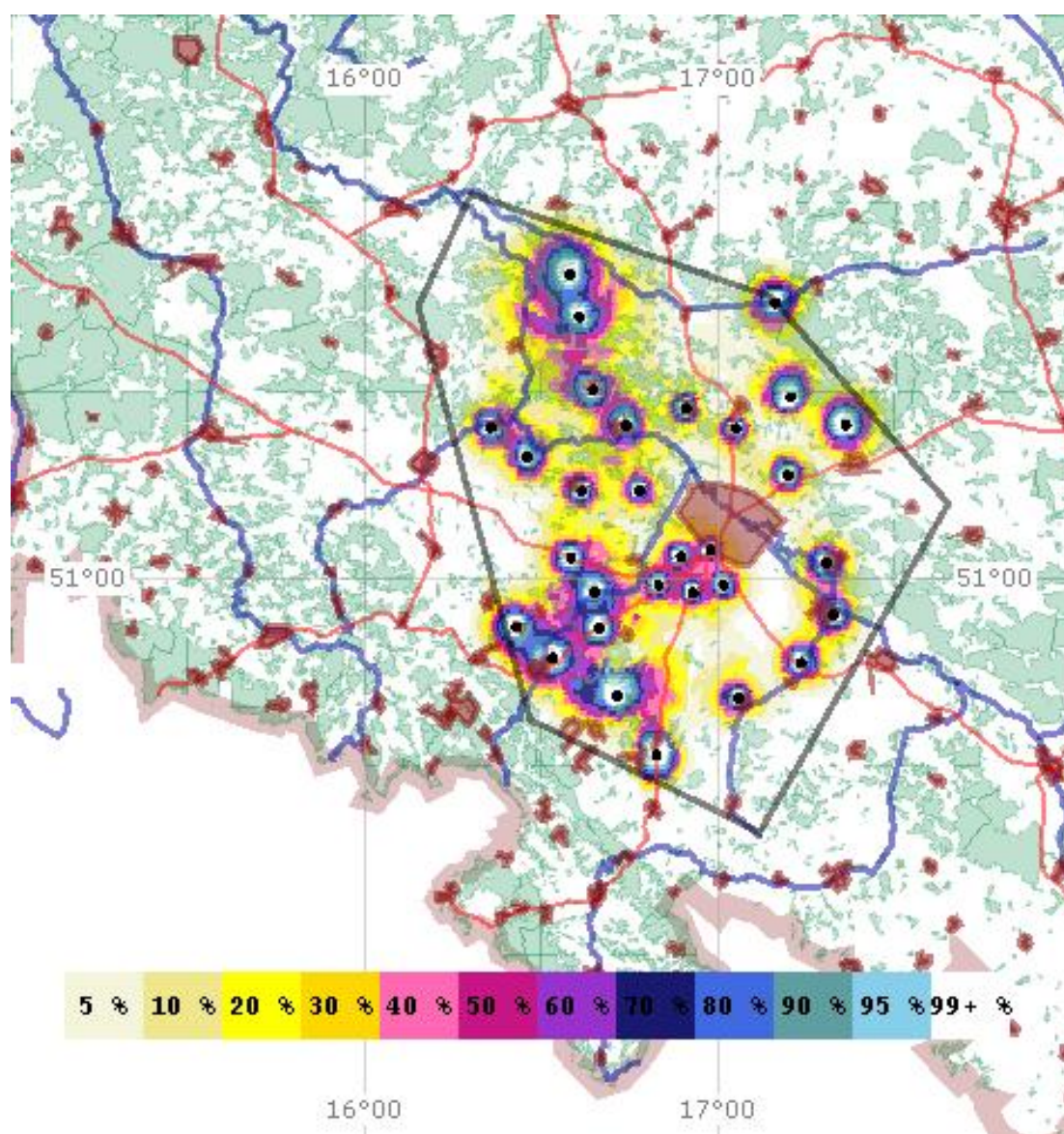
Rys. 37. Zasięg sieci SFN (47dBW) odbiór przenośny wewnętrzny, 8k 16QAM, odstęp ochronny 1/4



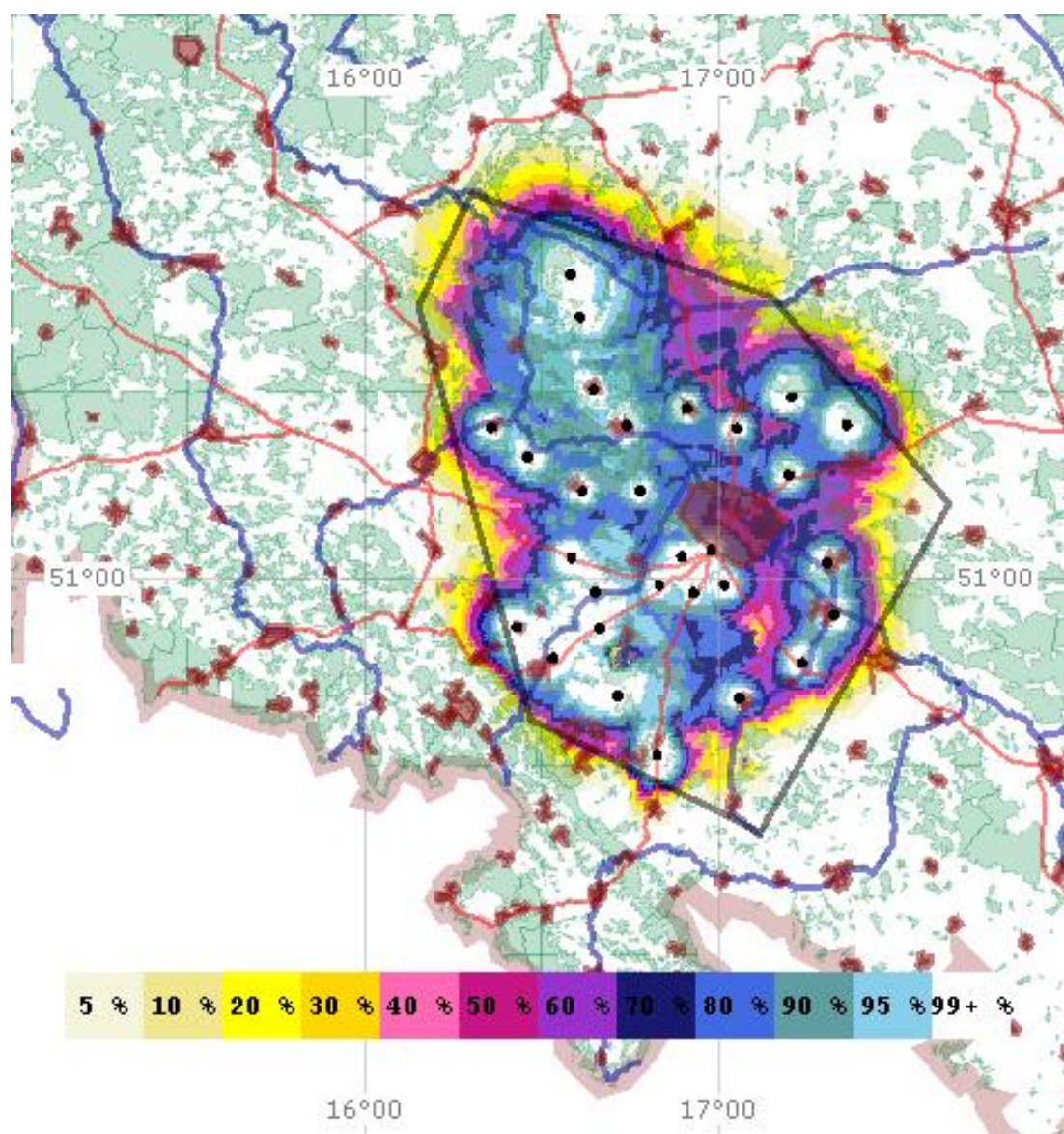
Rys. 38. Zasięg stacji dużej mocy (100kW) odbiór w ruchu, 2k 16QAM, odstęp ochronny 1/4



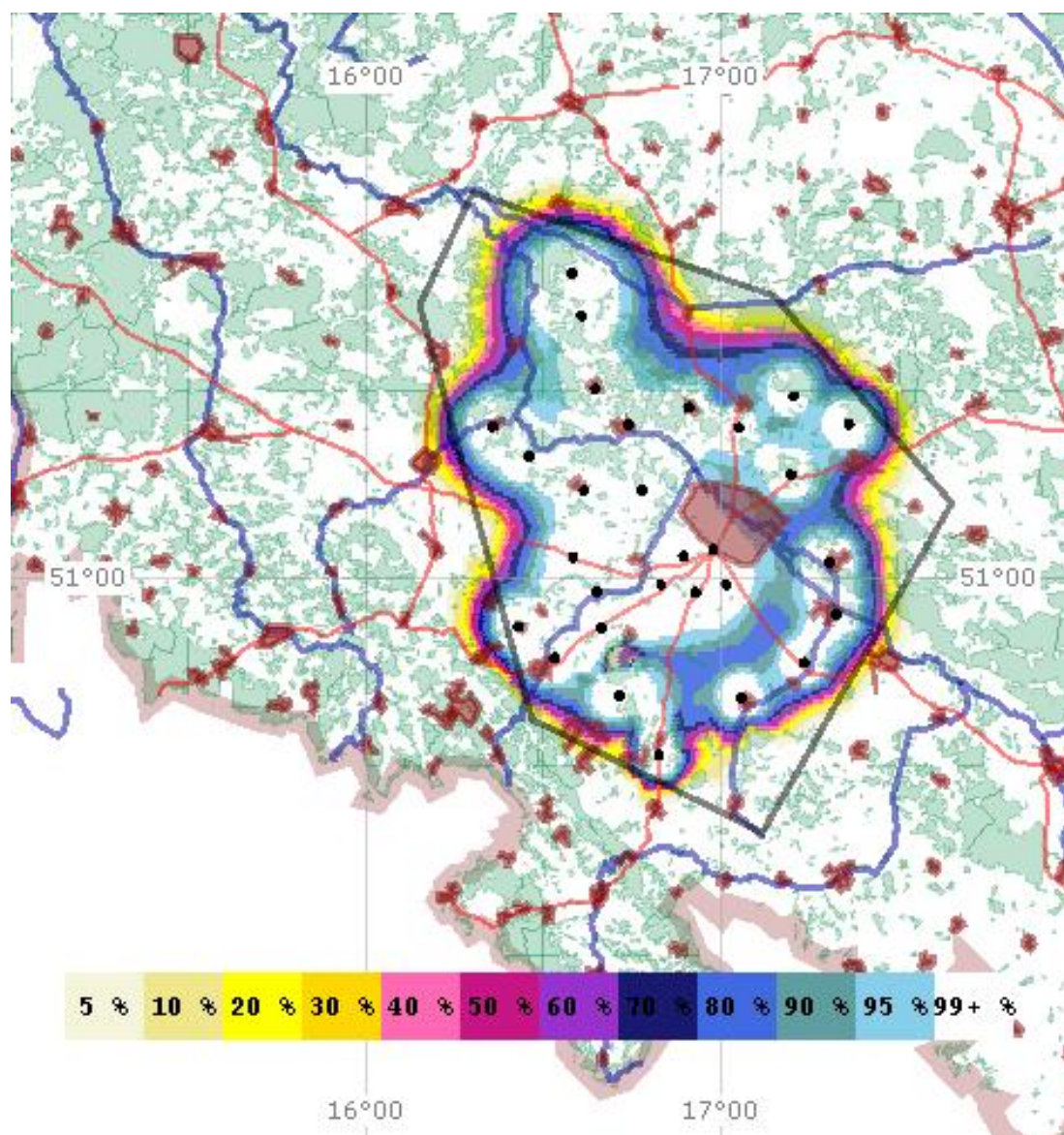
Rys. 39. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór w ruchu, 2k 16QAM, odstęp ochronny 1/4



Rys. 40. Zasięg sieci SFN (100kW) odbiór w ruchu, 2k 16QAM, odstęp ochronny 1/4

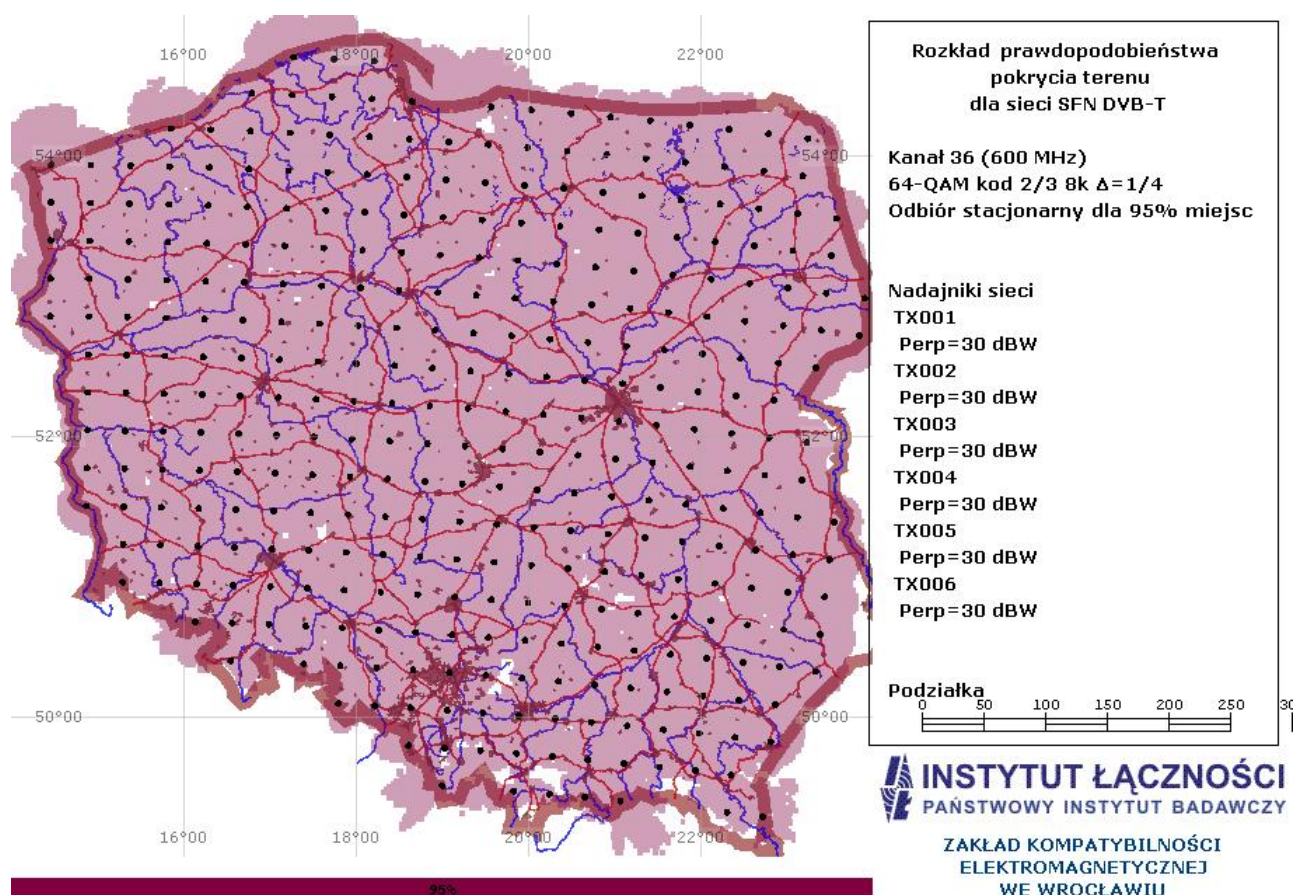


Rys. 41. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór w ruchu, 2k QPSK, odstęp ochronny 1/4

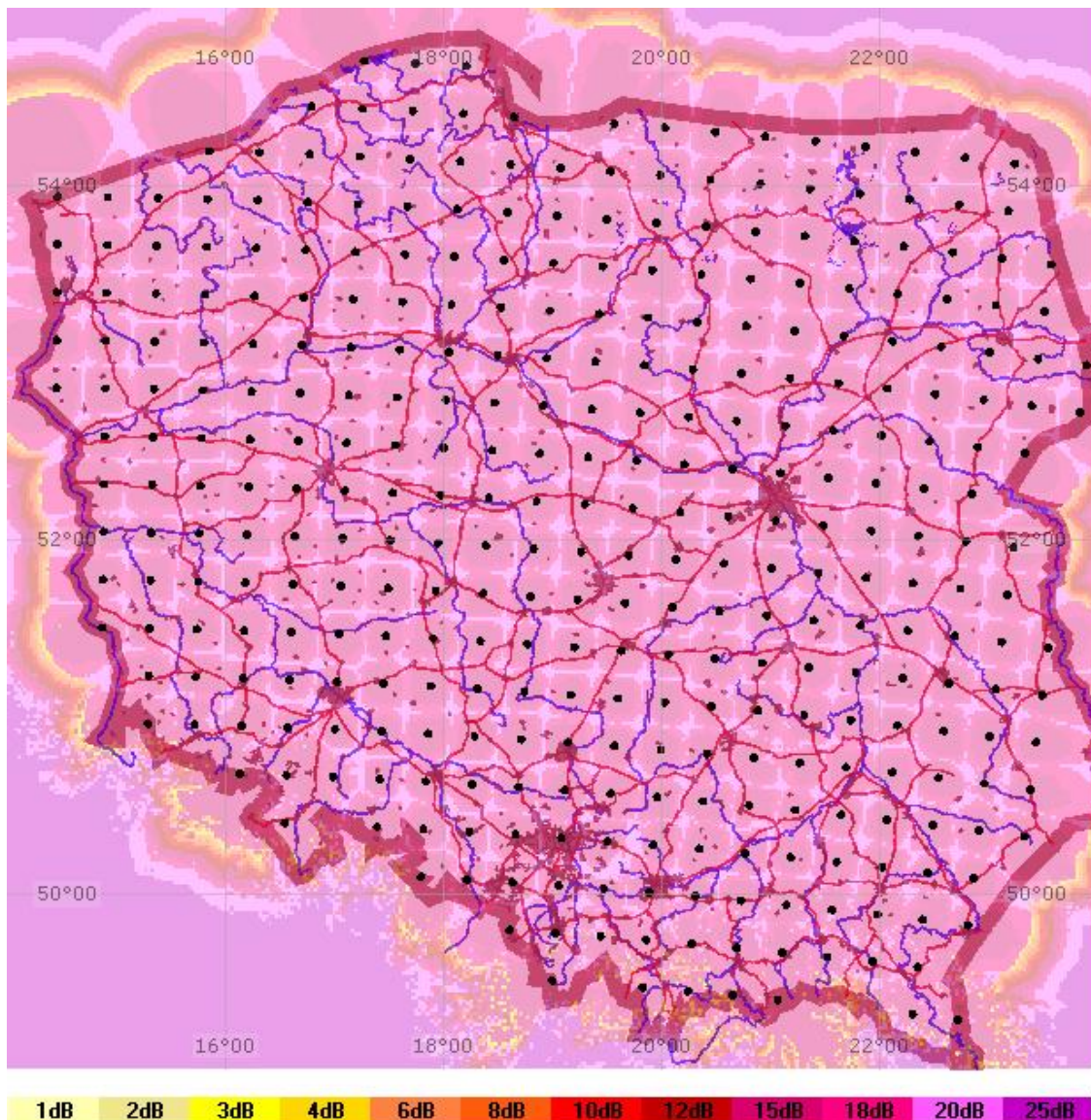


Rys. 42. Zasięg sieci SFN (39dBW) odbiór w ruchu, 8k 16QAM odstęp ochronny 1/4

Dodatkowo dokonano próby oceny możliwości planistycznych w zakresie sieci SFN o zasięgu ogólnokrajowym (rys. 43-44). Założono nadajniki małej mocy (1kW) równomiernie rozmieszczone na terytorium Polski, posiadające dookolne charakterystyki promieniowania i wysokości 75m nad poziomem terenu cechujące typowe lokalizacje masztów telefonii komórkowej. Obliczenia wykonano w warunkach odbioru stacjonarnego, dla trybu 64QAM 8k kod 2/3 odstęp 1/4 gwarantujący zapewnienie minimalnej przepływności 18Mb/s.



Rys. 43. Zasięg wypadkowy ogólnokrajowej sieci SFN (30dBW), 340 nadajniki



Rys. 44. Całkowity zysk sieci SFN o zasięgu ogólnokrajowym, 340 nadajniki

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń i przedstawionych wyników można wyciągnąć następujące wnioski:

- Istniejące nadajniki dużej mocy mogą nie wystarczyć do uzyskania satysfakcjonującego pokrycia planowanych obszarów rezerwacji nawet w warunkach odbioru stacjonarnego, zwłaszcza w przypadku problemów z ich międzynarodową koordynacją.
- Uzyskanie bardzo dobrego pokrycia (>95% miejsc) dla odbioru stacjonarnego i przenośnego zewnętrznego możliwe jest przy zastosowaniu sieci jednoczęstotliwościowej nadajników małej mocy (39dBW) bazujących np. na obiektach telefonii komórkowej, przy zastosowaniu trybu 8k odstęp ochronny 1/4.
- Uzyskanie odbioru stacjonarnego wewnątrz obszaru rezerwacji możliwe jest przy wykorzystaniu pojedynczego nadajnika dużej mocy, lecz w takim wypadku nie jest możliwe uzyskanie wewnątrz całego obszaru rezerwacji odbioru przenośnego czy przewoźnego co możliwe jest do uzyskania jedynie w trybie SFN.
- Uzyskanie dobrego pokrycia (70% miejsc) dla odbioru przenośnego wewnętrznego wymaga zwiększenia mocy nadajników pracujących w sieci SFN do 44dBW.

- Możliwe jest uzyskanie dobrego pokrycia (>70%) w warunkach odbioru stacjonarnego przy odstępach ochronnych 1/8 (wariant 8k). Nie jest to możliwe dla odstępów 1/16 bez znacznego zwiększania liczby nadajników.
- Uzyskanie satysfakcjonującego odbioru w ruchu w trybie 2k 16QAM nie jest możliwe dla testowanej sieci nadajników nawet jeśli zostanie zwiększana moc nadajników. Wymagałoby to znacznego zwiększenia liczby nadajników.
- Możliwe jest zapewnienie odbioru przewoźnego przy zastosowaniu trybu modulacji QPSK lub poprzez zastosowanie trybu 8k – lecz w tym ostatnim wypadku oznaczałoby ograniczenie maksymalnej dopuszczalnej prędkości pojazdów do ok. 60-100km/h. Rozwiązaniem byłoby zastosowanie trybu 4k stosowanego w DVB-H.
- Budowa sieci SFN ogólnopolskiej na nisko zawieszonych nadajnikach jest nieracjonalna, wymaga ponad 340 nadajników i wymaga starannego dobierania konkretnych lokalizacji stacji. Ze względu na brak możliwości realizacji tego typu projektu w związku z brakiem wolnego i uzgodnionego międzynarodowo kanału częstotliwości analiza ta nie była rozwijana mimo obiecujących cech w postaci znacznego zysku sieciowego takiej konfiguracji.

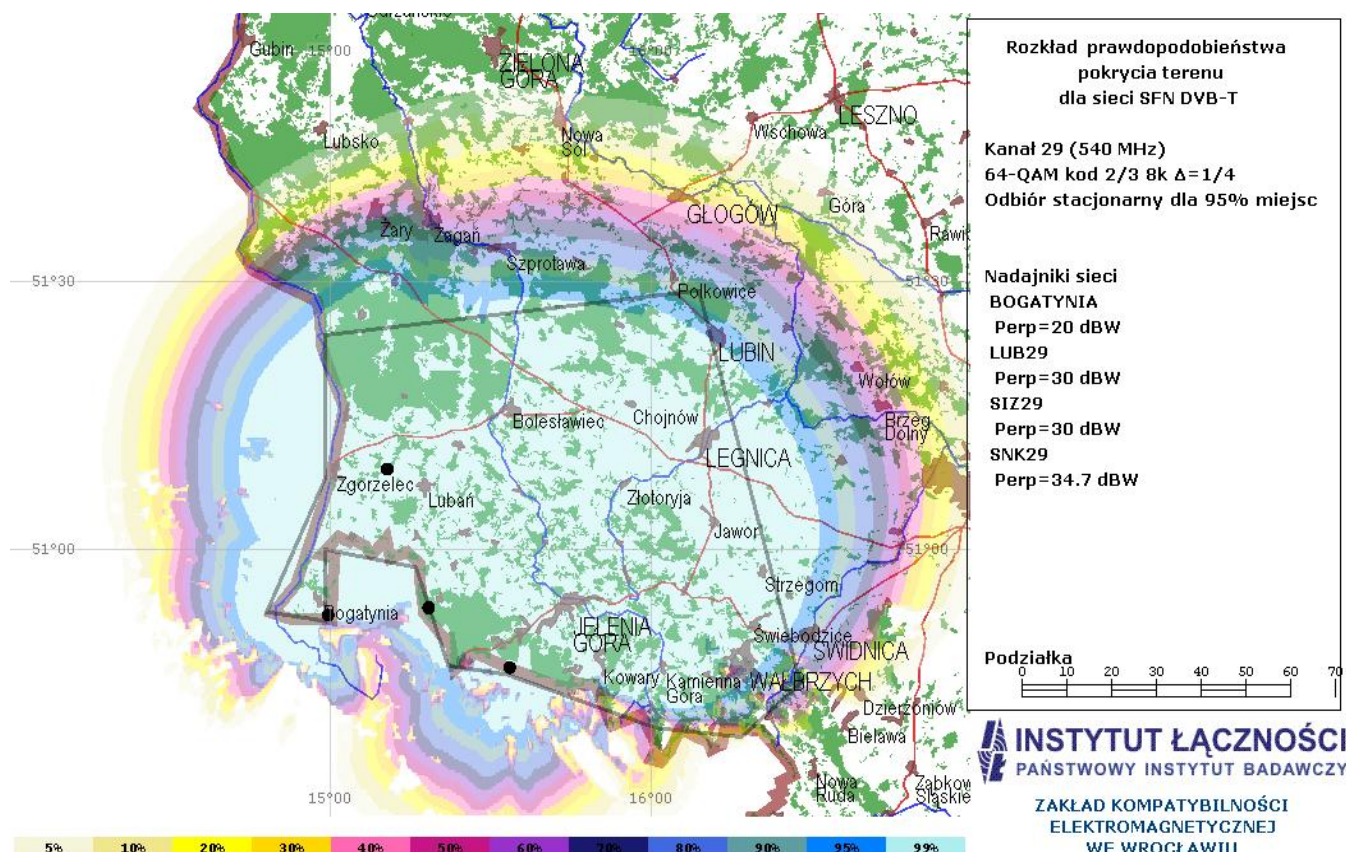
6.2. Zalecenia projektowe sieci SFN DVB-T

Wnioski wyciągnięte na podstawie testowych analiz prowadzą do następujących zaleceń projektowych sieci SFN:

1. Należy stosować tryb emisji 8k DVB-T z możliwie długimi odstępami ochronnymi (1/4, 1/8) pozwalającymi na stosowanie dość odległych nadajników.
2. Powinno się stosować modulację 16QAM lub ewentualnie 64QAM dobrze zabezpieczoną (kod 1/2 lub 2/3); najkorzystniejsze zasięgi uzyskuje się w trybie 16QAM biorąc pod uwagę dostępną przepływność multipleksu.
3. Korzystanie z wyniesionych nadajników dużej mocy w rozległych SFN powinno być ograniczone ze względu na znaczne zasięgi zakłóceń takich stacji.
4. Najkorzystniejszy rozkład zysku sieci uzyskuje się w przypadku równomiernych mocy emisyjnych stacji SFN w warunkach regularnej struktury nadajników. Taka struktura sieci powinna stanowić cel planowania, choć w rzeczywistych warunkach mogą wystąpić duże trudności z jej realizacją.
5. Projekt sieci SFN powinien być dostosowany do warunków odbioru i dla każdego rodzaju odbioru konieczne jest zastosowanie odmiennej struktury sieci. Możliwe jest również takie zaprojektowanie sieci by w określonej części obszaru był zapewniony np. odbiór przenośny a w pozostałej stacjonarny.

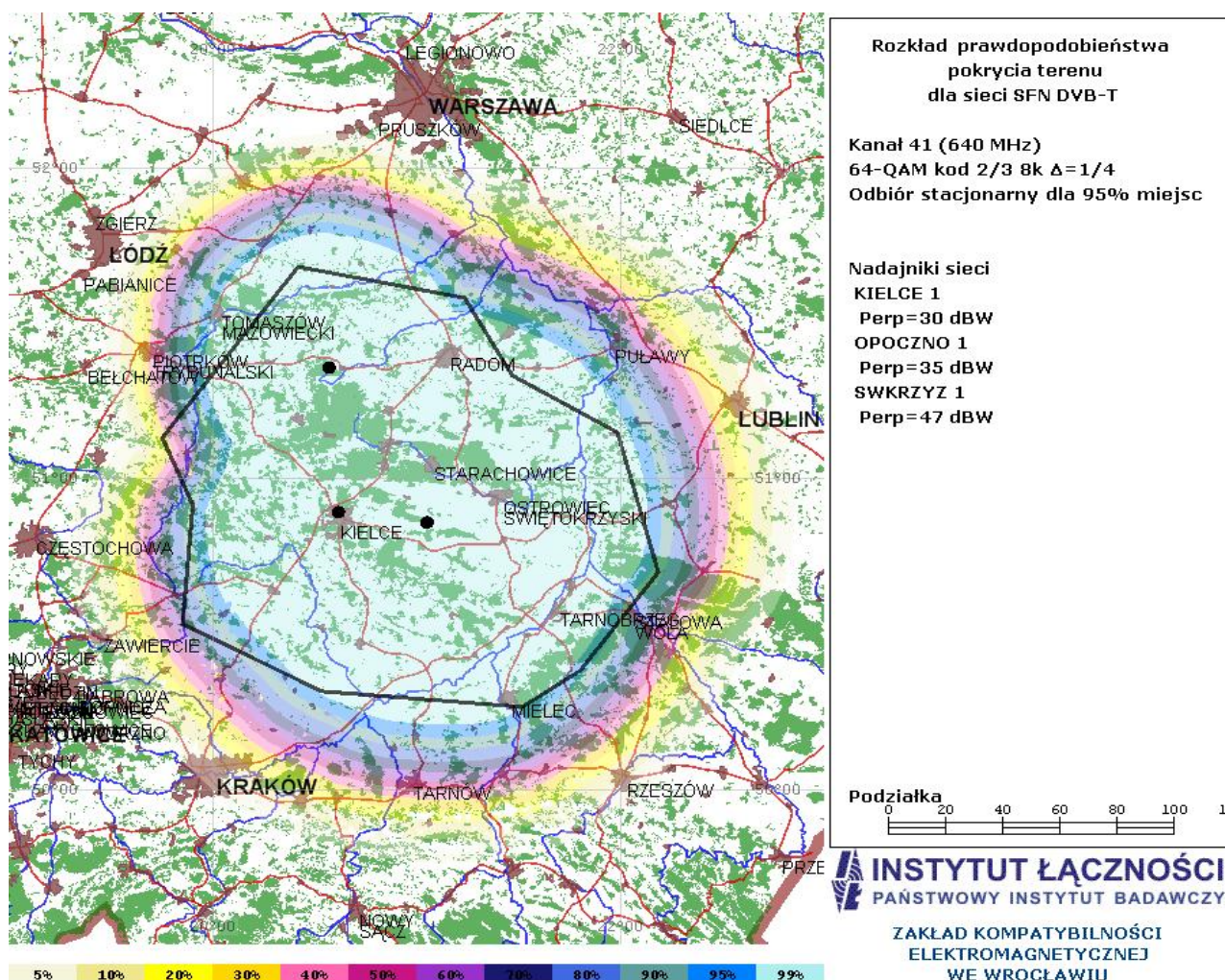
6.3. Przykłady rzeczywistych projektów sieci SFN

Bazując na opracowanej metodyce, zaleceniach projektowych oraz wykorzystując do tego celu stworzone oprogramowanie wykonano szereg analiz sieci SFN, które mają szansę na praktyczną realizację. Prace tego typu były realizowane przy współpracy i na zlecenie ze strony Administracji (URTIP). Poniżej przedstawiono kilka wybranych projektów z krótkim opisem każdego z nich.



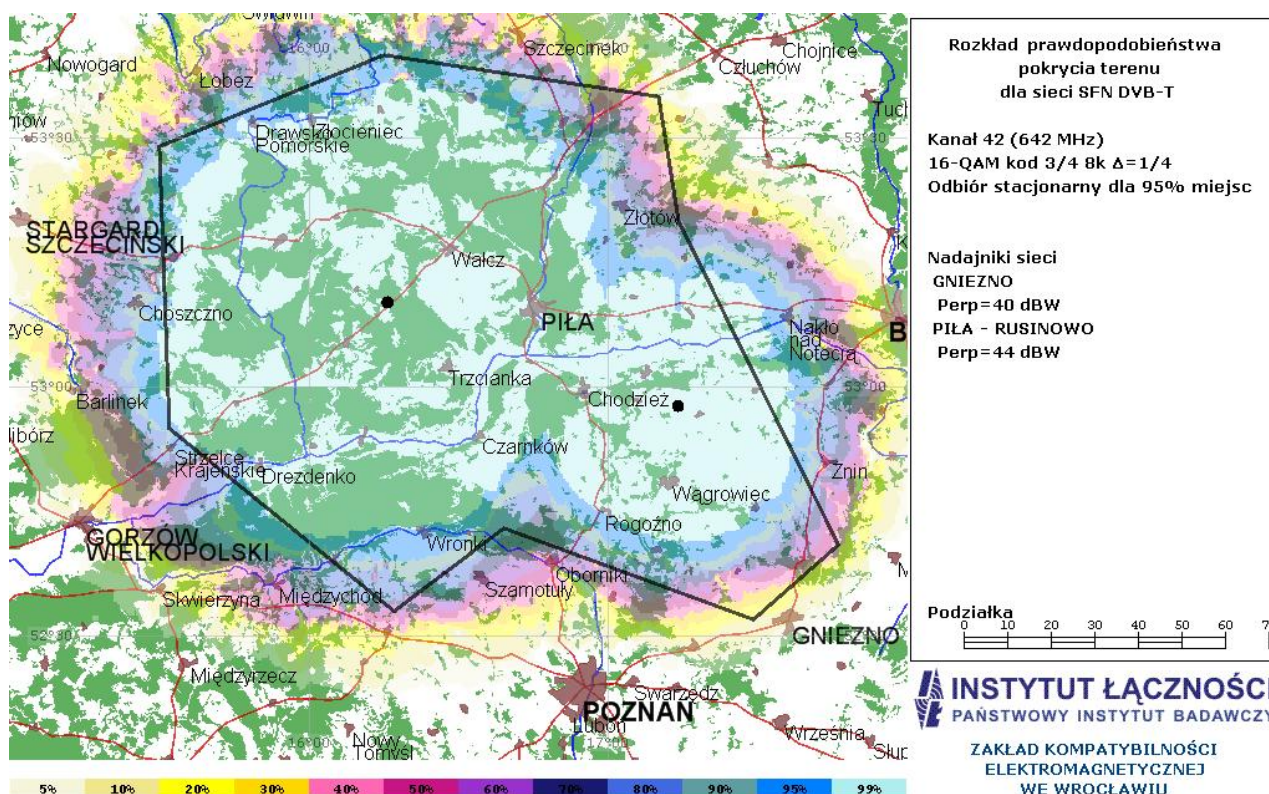
Rys. 45. Przykład jednej z konfiguracji sieci SFN w rejonie Dolnośląskim

Sieć zaprojektowana w związku z trudnością koordynacyjną nadajnika „Bogatynia”, który nie może wykorzystywać indywidualnego kanału. Zaproponowano sieć SFN z wykorzystaniem nadajników: „Bogatynia”, „Lubań”, Śnieżne Kotły” i „Stóg Izerski”. Uzyskano satysfakcjonujący odbiór w warunkach stacjonarnych w obrębie całego obszaru rezerwacji przy zachowaniu wymaganej przepływności sygnału cyfrowego na poziomie minimum 18Mb/s. W ramach innych wariantów tego samego projektu zaproponowano również konfiguracje SFN wykorzystujące 3 nadajniki i tryb 16QAM 3/4 odstęp 1/8 także uzyskując satysfakcjonujące pokrycie w warunkach odbioru stacjonarnego.



Rys. 46. Przykład jednej z konfiguracji sieci SFN w rejonie Świętokrzyskim

Projekt sieci powstał na życzenie URTIP w związku z trudnością koordynacyjną nowego kanału dla stacji „Św. Krzyż”. Wykorzystano kanał przeznaczony dla stacji „Opoczno” synchronizując stacje „Św. Krzyż”, „Opoczno” i „Kielce”. Uzyskano satysfakcjonujący odbiór w warunkach stacjonarnych w obrębie całego obszaru rezerwacji przy zachowaniu wymaganej przepływności sygnału cyfrowego na poziomie minimum 18Mb/s. W ramach innych wariantów tego samego projektu zaproponowano również konfiguracje SFN wykorzystujące 2 nadajniki i tryb 16QAM 3/4 odstęp 1/8 także uzyskując satysfakcjonujące pokrycie w warunkach odbioru stacjonarnego



Rys. 47. Przykład jednej z konfiguracji sieci SFN w rejonie Wielkopolskim

Projekt sieci SFN wykorzystującej drugi dodatkowy nadajnik do nadajnika „Piła Rusinowo”. Nadajnik dodatkowy (obecnie w fazie projektu budowlanego) uzupełnia pokrycie obszaru rezerwacji i wykorzystuje kanał częstotliwości skoordynowany i przeznaczony dla nadajnika „Piła Rusinowo”. Odbiór stacjonarny w trybie 16QAM przy planowanych i uzgodnionych mocach nadajników jest problematyczny w części obszaru rezerwacji. Zaproponowano zwiększenie mocy nadajników w celu uzyskania satysfakcjonującego pokrycia. Wymagać to będzie uzgodnień międzynarodowych.

7. Podsumowanie

Przedstawione analizy wskazują na szereg czynników mających wpływ na efektywne i optymalne wykorzystanie widma radiowego przeznaczonego dla cyfrowych systemów radiodifuzyjnych.

Niezwykle istotnym, zwłaszcza w okresie przygotowywania się do wdrożenia nowych technologii, jest decyzja odnośnie zastosowanych standardów. Jak pokazano na przykładzie problematyki systemu do emisji programów radiowych wysokiej jakości, zastosowanie efektywniejszych systemów pozwala często na kilkukrotne zwiększenie efektywności wykorzystania widma dzięki lepszym systemom kompresji i korzystniejszym technikom transmisyjnym. Decyzje o wyborze standardu powinny więc uwzględniać sprawy efektywności wykorzystania widma radiowego chociaż w wielu przypadkach brane są też inne czynniki, które mogą mieć decydujące znaczenie takie jak: dojrzałość technologii, dostępność urządzeń nadawczo-odbiorczych czy względy biznesowe. Innym ważnym czynnikiem wpływającym na efektywne wykorzystanie widma radiowego jest unikanie sytuacji współużytkowania widma między różnymi służbami radiowymi.

Bazując na przykładzie systemów radionawigacji lotniczej wykazano, że ze względu na wymagane odległości separacyjne między nadajnikami telewizji cyfrowej a pracującymi w pasmach telewizyjnych systemami wojskowymi praktyczne uruchomienie emisji radiodifuzyjnej w kanałach współużytkowanych ze służbami wojskowymi jest niemożliwe w wielu kanałach telewizyjnych. Sytuacja ta powoduje blokowanie części widma nie tylko w kraju wykorzystującym systemy wojskowe ale także często w krajach sąsiadujących. Dużo korzystniej jest gdy różne systemy nie współużytkują pasm, wówczas osiągnięcie wzajemnej kompatybilności jest dużo prostsze.

Większą efektywność wykorzystania widma, jak pokazano to w rozdziale 2, osiągnąć można dzięki zwiększaniu obszarów pokrycia daną częstotliwością. Ze względu na występujące w praktyce ograniczone moce nadawcze stacji cyfrowych oraz na ich problemy koordynacyjne zasięgi uzyskiwane w trybie wieloczęstotliwościowym MFN są znacznie ograniczone. W praktyce można mówić o pokryciu obszarów o średnicy ok. 100km. W takich warunkach optymalne wykorzystanie widma radiowego jest znacznie ograniczone co widać na przykładzie uzgadnianych planów cyfrowych dla telewizji cyfrowej DVB-T. Dużo lepsze wykorzystanie widma występuje dzięki wykorzystaniu szerszych obszarów, o średnicy 200km i więcej, jednak to możliwe jest wyłącznie w technice jednoczęstotliwościowej SFN. Szerokie wdrożenie techniki SFN w radiodifuzyji cyfrowej pozwoliłoby na dużo efektywniejsze wykorzystanie widma a także na uzyskanie tzw. dywidendy cyfrowej polegającej na zwolnieniu części pasma przeznaczonego dla systemów radiodifuzyjnych wskutek optymalizacji wykorzystania widma. Sieci SFN cechują się także niższym poziomem mocy, równomiernym rozkładem natężenia pola i niższym poziomem generowanych zakłóceń. Tylko one pozwalają na uzyskanie satysfakcjonującego odbioru przenośnego na dużych obszarach kraju. Należy jednak brać pod uwagę większe koszty po stronie nadawcy w przypadku szerokiego zastosowania sieci SFN. Stąd analiza efektywności wykorzystania widma powinna być powiązana z analizami biznesowymi. Biorąc jednak pod uwagę maksymalizację efektywności wykorzystania widma oraz możliwości optymalizacji wykorzystania widma w procesie zwalniania pasma przez systemy radiodifuzyjne sieci SFN powinny być szeroko propagowane.

W ramach pracy wykonano analizę projektowania sieci jednoczęstotliwościowych. Opisano podstawowe czynniki mające wpływ na uzyskiwane zasięgi. Wykonano obliczenia zasięgów przykładowych sieci SFN, które pozwoliły na sformułowanie podstawowych zaleceń projektowych.

Dodatkowo w pracy pokazano przykładowe projekty zrealizowane dzięki pracom badawczym podjętym w poprzednim etapie [23] i w obecnym etapie niniejszej pracy. W przyszłości planowane jest kontynuowanie tych prac i rozwijanie metod planowania sieci SFN oraz opracowanie procedur optymalizacyjnych sieci pod kątem uzyskiwanych zasięgów.

8. Literatura

- [1] Annex 4 to Document 8B/182-E, Technical characteristics and protection criteria of aeronautical radionavigation service systems in the 645-862 MHz frequency band, 28 April 2005
- [2] R. Brugger, D. Hemingway, OFDM Receivers – Impact on Coverage of Inter-symbol Interference and FFT Window Positioning, EBU Technical Review, July 2003,

- [3] Document 8B/264-E, Proposals for modification of the Preliminary Draft New Recommendation, Russia, September 2005
- [4] The Chester 1997 Multilateral Coordination Agreement relating to Technical Criteria, Coordination Principles and Procedures for the introduction of Terrestrial Digital Video Broadcasting (DVB-T), Chester, 25 July 1997
- [5] ETSI EN 300401 *Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers* ETSI, 1995-2001
- [6] ETSI ES 201 980, *Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification* ETSI, 2005
- [7] ETSI TS 102 428, *DMB video service; User Application Specification* ETSI, 2005
- [8] ETSI EN 302 304 *Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission System for Handheld Terminals (DVB-H)* ETSI, 2004
- [9] ETSI TR 102 401 *Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission to Handheld Terminals (DVB-H); Validation Task Force Report*, ETSI, 2005
- [10] ETSI EN 300 744; *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television* ETSI, 2004
- [11] ETSI EN 301 192; *Digital Video Broadcasting (DVB); DVB specification for data broadcasting* ETSI, 2004
- [12] ETSI EN 300 468; *Digital Video Broadcasting (DVB); Specification for Service Information (SI) in DVB systems* ETSI, 2004
- [13] ITU-R, Regional Radiocommunication Conference RRC: Report of the first session of the conference to the second session of the conference, Geneva, May, 2004,
- [14] ITU-R, Recommendation P.1546-2: Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz, Geneva August 2005
- [15] Kałuski M., Macher M., Więcek D.: Kompatybilność między systemami nawigacyjnymi RSBN/PRMG i systemami naziemnej telewizji cyfrowej (Krajowa Konferencja Radiodiffuzji i Radiokomunikacji, KKRR`2000, 6-8 czerwca 2000, Poznań) 2000
- [16] Łotoczko O., Więcek D.: Problemy implementacji stacji DVB-T na potrzeby planu RRC`06 (Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji, KKRRiT 2005, 15-17 czerwca 2005
- [17] O. Łotoczko, J. Sobolewski, D. Więcek, Analiza możliwości implementacji Planu sieci obszarów rezerwacji, Sprawozdanie nr P21/21400694/886/04, Instytut Łączności, Wrocław 2004
- [18] Materiał roboczy, Grupa robocza ds. techniki i sprzętu przy Międzyresortowym zespole ds. wprowadzania telewizji i radiofonii cyfrowej w Polsce, D. Więcek, *Opinia w sprawie radia cyfrowego*, 22.07.2005,
- [19] ITU-R, Rec. BT. 1368-3, *Planning Criteria for Digital Terrestrial Television Services in the VHF/UHF Bands*, Geneva 2002,
- [20] Quentin Howard, *DAB digital radio — a recipe for success*, EBU Technical Review, July 2005
- [21] Materiał roboczy, Grupa robocza ds. planowania częstotliwości przy Międzyresortowym zespole ds. wprowadzania telewizji i radiofonii cyfrowej w Polsce, D. Więcek, *System T-DMB, DVB-H*, 28.07.2005,
- [22] Podstawy techniczne i procedury administracyjne koordynacji stacji TV w kanałach 43-47, 54-55, 61-63, 66, 68-69, URTIP, 2003

- [23] Praca zbiorowa: Studium koegzystencji wybranych cyfrowych systemów radiokomunikacyjnych, Sprawozdanie nr P21/21300024/882/2004, Instytut Łączności, Wrocław 2004
- [24] Radio Regulations, Genewa 2003
- [25] Raport dotyczący EMC pomiędzy wojskowymi urządzeniami nawigacji a telewizją cyfrową DVB-T w kanałach 66-69, IŁ/Z-21/21 4 54 9/465/00, 2000
- [26] Raport dotyczący EMC pomiędzy wojskowymi urządzeniami nawigacji lotniczej SOD i CHROM a telewizją cyfrową DVB-T (43-47 i 54-55) IŁ/Z-21/21 4 54 9/464/00, 2000
- [27] Raport dotyczący EMC pomiędzy lotniczymi systemami nawigacyjnymi RSBN/PRMG a systemem DVB-T (61-63), IŁ/Z-21/21 4 54 9/463B/00, 2000
- [28] Technical Report TR 102 377 Digital Video Broadcasting (DVB); *DVB-H Implementation Guidelines*, ETSI, 2005
- [29] J. Sobolewski, D. Więcek, *Planowanie sieci jednoczęstotliwościowej DVB-T*, Krajowa Konferencja Radiodifuzji, Radiokomunikacji i Telewizji, Kraków, czerwiec 2005
- [30] Więcek. D: *Wybrane aspekty techniczne planowania sieci DVB-T*, KKRRiT'2003, Wrocław, czerwiec 2003

Dodatek

Metody obliczeń w warunkach wielu sygnałów

Podstawową zasadą przy ocenie pokrycia terenu jest oszacowanie wartości natężenia pola i odchylenia standardowego dla sygnału użytecznego i niepożądanego w wielu miejscach na terenie badanego obszaru i na podstawie tych danych obliczenie obsługiwanego obszaru (w procentach).

Wyznaczenie statystycznej sumy natężenia pól i późniejsza ocena prawdopodobieństwa pokrycia terenu może być wykonana za pomocą metod numerycznych np. symulacji Monte-Carlo lub za pomocą metod przybliżonych. Pierwszą z metod jest podejście numeryczne, które zapewnia najwyższą dokładność jednak wymaga obciążenia komputera przez długi czas. Pozostałe metody są metodami przybliżonymi i w zależności od złożoności wymagają odpowiednio mniejszej mocy obliczeniowej.

A1. Metoda Monte-Carlo

Pomijając metody całkowania numerycznego, metoda Monte Carlo jest najdokładniejszą metodą numeryczną pozwalającą ocenić prawdopodobieństwo pokrycia danego terenu. Znając poziom sygnału i standardowe odchylenie każdego sygnału możliwe jest przeprowadzenie symulacji dla dużej liczby lokalizacji w obszarze testowym (np. 100x100m). Robi się to generując jedną losową wartość poziomu natężenia dla każdego sygnału i jedną losową wartość poziomu natężenia dla każdego sygnału zakłócającego. Dla każdej kombinacji możliwe jest sprawdzenie czy w danej lokalizacji odbiór jest możliwy czy nie, poprzez porównanie sumy mocy sygnałów pożądanych z sumą mocy sygnałów zakłócających i szumów. Im większa liczba kombinacji tym metoda jest dokładniejsza, a jednocześnie wymagająca dłuższej pracy komputera. Jednakże symulacje muszą być wykonane dla dużej liczby miejsc tak aby wyniki były reprezentatywne dla całego obszaru.

Symulacja Monte Carlo daje wiarygodne wyniki pod warunkiem dysponowania liczbą próbek w ilości 10000 do 50000, opisujących sytuację interferencyjną dla każdego niewielkiego fragmentu powierzchni, zawierającego się wewnątrz danego obszaru pokrycia.

Zakładamy, że są dane:

- n pożądaných pól (sygnałów) F_i^w o rozkładzie gaussowskim wyrażonych w mierze logarytmicznej (o parametrach $\overline{F}_i^w, \sigma_i^w, i = 1 \dots n$),
- m zakłócających pól (sygnałów) F_k^{int} o rozkładzie gaussowskim wyrażonych w mierze logarytmicznej (o parametrach $\overline{F}_k^{int}, \sigma_k^{int}, k = 1 \dots m$),
- współczynnik ochronny PR oraz szum N ,

przy czym wszystkie wielkości wyrażone są w dB.

Należy znaleźć odpowiadający margines ochrony, bądź prawdopodobieństwo pokrycia :

1. Wytworzenie, z użyciem generatora liczb losowych n zestawów:

$$\{F_{ij}^w, j=1 \dots s\}, i = 1 \dots n,$$

o rozkładzie Gaussa (parametry $\overline{F}_i^w, \sigma_i^w$) dla n pól sygnałów użytecznych, gdzie s oznacza ilość wartości natężeń pól zwartych w każdym z zestawów.

2. Wytworzenie, z użyciem generatora liczb losowych m zestawów:

$$\{F_{kj}^{int}, j=1 \dots s\}, k=1 \dots m,$$

o rozkładzie Gaussa (parametry $\overline{F}_k^{int}, \sigma_k^{int}$) dla m pól sygnałów użytecznych.

3. Przekształcenie natężeń pól F_{ij}^w oraz F_{kj}^{int} na odpowiadające im moce P_{ij}^w oraz P_{kj}^{int} :

$$P_{ij}^w = 10^{F_{ij}^w / 10}, \quad P_{kj}^{int} = 10^{F_{kj}^{int} / 10}$$

4. Zsumowanie mocy sygnałów pożąanych:

$$P_j^w = \sum_{i=1}^n P_{ij}^w, j=1 \dots s$$

5. Zsumowanie mocy sygnałów zakłócających oraz dodanie szumu, którego wartość bezwzględna jest wyznaczona jako różnica pomiędzy minimalną wartością natężenia pola, F_{min} (wartość logarytmiczna) i wymaganym stosunku poziomu nośnej do szumu R (wartość logarytmiczna):

$$P_j^{int} = N + \sum_{k=1}^m P_{kj}^{int}, j=1 \dots s$$

gdzie:

$$N = 10^{\frac{(F_{min} - R)}{10}}$$

6. Obliczenie stosunku sygnału do szumów wraz z zakłóceniami:

$$\frac{P_j^w}{P_j^{int}}, j=1 \dots s$$

7. Przekształcenie stosunku sygnał/(szumy + zakłócenia) do skali logarytmicznej:

$$\left(\frac{C}{I + N} \right)_j = 10 \log_{10} \left\{ \frac{P_j^w}{P_j^{int}} \right\}, j=1 \dots s$$

8. Uszeregowanie wyrażeń:

$$\left\{ \left(\frac{C}{I + N} \right)_j, j=1 \dots s \right\}$$

oraz wyznaczenie, przy zastosowaniu normalizacji, gęstości prawdopodobieństwa:

$$g\left(\frac{C}{I+N}\right)$$

9. Wyprowadzenie z wyznaczonej funkcji gęstości prawdopodobieństwa g rozkładu prawdopodobieństwa P :

$$P\left(\frac{C}{I+N}\right)$$

10. Wartość prawdopodobieństwa P przy stosunku $C/(I+N)$ równym współczynnikowi ochronnemu PR daje prawdopodobieństwo pokrycia CP na danym obszarze.

Jeśli wymagane jest jedynie wyznaczenie marginesu ochrony dla danego procentu miejsc, można pominąć ostatnie 3 kroki i po punkcie 6 przeprowadzić następujące operacje:

Uszeregowanie wyrażień:

$$\left\{ \frac{P_j^w}{P_j^{\text{int}}}, j = 1 \dots s \right\}$$

i wyznaczenie wartości dla żadanego prawdopodobieństwa pokrycia miejsc.

Przekształcenie stosunku sygnał/(szumy + zakłócenia) do skali logarytmicznej:

$$MARG(\%miejsc)(dB) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{P^w}{P^{\text{int}}} \right\} (\%miejsc)$$

Ze względu znaczne niedogodności wynikające z rozmiaru nakładów obliczeniowych wymaganych przez symulację Monte Carlo, można niekiedy posłużyć się uproszczeniami wykorzystującymi metody analityczne, bądź w ostateczności, szybkie numeryczne.

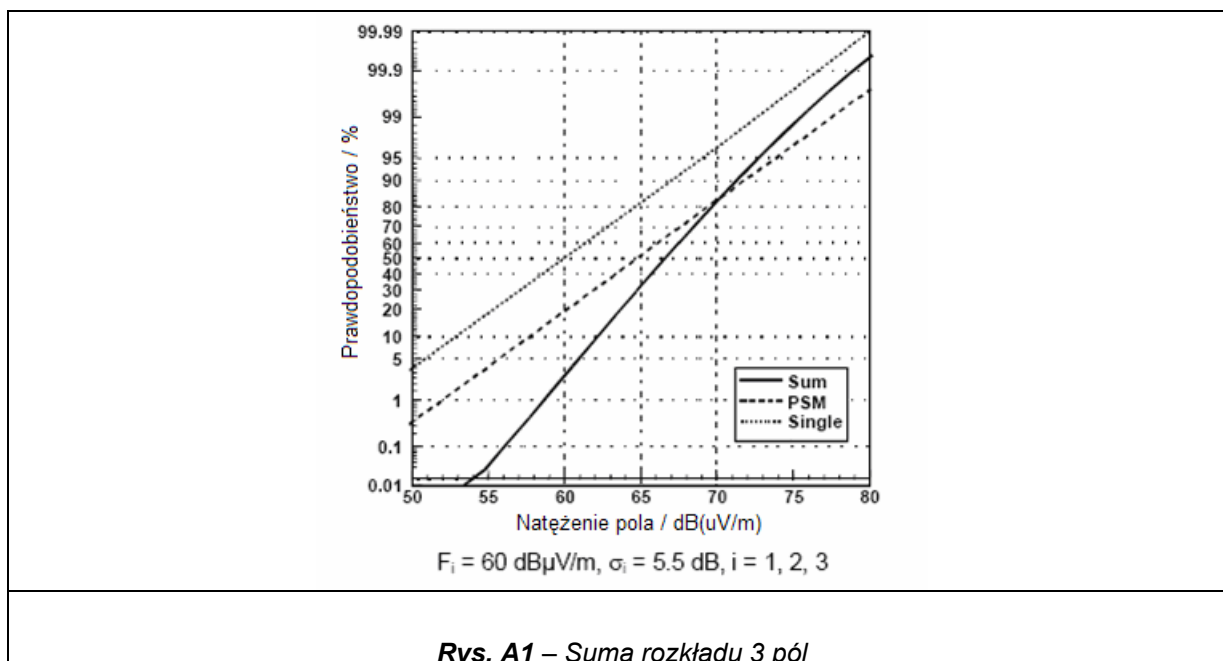
A2. Metoda sumowania mocy

Opis metody sumowania mocy odnoszący się do telewizji analogowej jest zawarty np. w dokumencie EBU doc. Tech 3254. Metoda ta używana do oszacowania wielu zakłóceń została przedstawiona na kilku konferencjach ITU. Suma poziomu sygnałów jest obliczana poprzez sumowanie mocy każdego sygnału pojedynczego. Dla sygnału niepożądanego wartości mocy indywidualnego sygnału zakłócającego są dodawane do mocy minimalnego natężenia pola (reprezentującego szumy). W SFN moce poszczególnych sygnałów użytecznych są sumowane. W przypadku gdy moc sygnałów użytecznych jest równa mocy sygnałów niepożądanych otrzymuje się 50% pokrycie terenu.

W systemach cyfrowych margines musi zostać dodany do otrzymanego poziomu zakłóceń aby można było zasięgiem objąć więcej niż 50% terenu. Margines ten wiąże się z docelowym obszarem, który ma zostać objęty zasięgiem. Jego wartości nie da się ustalić przy pomocy metody sumowania mocy. Zwykle jego wartość wyznacza się ze standardowego odchylenia pojedynczego sygnału.

Metoda daje dobre wyniki dla 50% pokrycia terenu ale dla większego obszaru wyniki są słabe ze względu na nie statystyczny charakter metody. Zostało to zilustrowane

na Rys. A1 przykładem 3 równych, nieskorelowanych pól o rozkładzie log-normalnym. Linia ciągła przedstawia sumę przebiegu. Niestale nachylenie zbocza wskazuje odchylenie od przebiegu log-normalnego. Dla porównania linia kropkowana przedstawia rozkład każdego z pól składowych. Trzecia linia, przerywana pokazuje rezultat obliczeń wykonanych metodą sumowania mocy. Daje ona dobre przybliżenie, dla 70 - 90% zakresu co oznacza odpowiednio 10 – 30% prawdopodobieństwa pokrycia terenu. Wyniki te świadczą o małej przydatności metody przy wykorzystywaniu jej do szacowania prawdopodobieństwa pokrycia terenu.



Metoda ta pozwala w przybliżeniu obliczyć wartość średnią sumy pól. Jeżeli średnie wartości natężeń poszczególnych pól składowych wyrażonych w mierze logarytmicznej oznaczmy przez \overline{F} i wyrazimy w dBμV/m, ich moce będą wyrażać się wzorem:

$$P = 10^{\frac{\overline{F}}{10}}$$

Dla n pól składowych, poszczególne moce dodają się:

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n P_i$$

Średnia wartość \overline{F}_{Σ} sumy natężeń pól (wyrażona w mierze logarytmicznej) obliczana jest jako:

$$\overline{F}_{\Sigma} = 10 \cdot \log_{10}(P_{\Sigma})$$

Na potrzeby planowania T-DAB oraz DVB-T, gdzie mowa jest o pokryciu więcej niż 50% miejsc, wymagane jest dodanie pewnego marginesu do wynikowego pola zakłócającego.

Margines ten odniesiony jest do docelowego procentu pokrycia i nie oblicza się go przy wykorzystaniu metody sumowania mocy. Zwykle jego wartość wynika z wielkości odchylenia standardowego jednego ze składowych sygnałów. Zaletą metody jest prostota i mała złożoność obliczeniowa, stąd jest często wykorzystywana w międzynarodowej koordynacji stacji w trakcie uzgodnień międzynarodowych lub w przypadku szybkiego oszacowania poziomu zakłóceń gdy inne narzędzia obliczeniowe nie są dostępne.

A3. Uproszczona metoda mnożenia

Uproszczona metoda mnożenia jest statystyczną procedurą obliczeniową używana do obliczania zakłóceń. Przedstawiona została np. Na „Regional VHF/FM Broadcasting Conference (Geneva, 1984)”.

Podaje prawdopodobieństwo pokrycia obszaru zasięgiem przy występowaniu kilku sygnałów zakłócających. Przyjmuje się, że sygnały te mają rozkład log-normalny i znana jest ich wartość i odchylenie standardowe. Całkowity obszar pokrycia może zostać określony poprzez wyliczenie prawdopodobieństwa w różnych miejscach. Granice terenu objętego zasięgiem wyznacza się na podstawie miejsc, w których prawdopodobieństwo osiąga wymaganą wartość.

Jeśli w ujęciu statystycznym nie weźmie się pod uwagę szumów, można się spodziewać przeszacowania terenu objętego zasięgiem. Dzieje się to wtedy gdy poziomy sygnałów zakłócających są niskie. Możliwe jest jednakże dodanie efektu wprowadzanego przez szumy na końcu procesu obliczeniowego. Metoda ta jest nieprzydatna dla obliczeń zasięgów SFN ze względu na brak możliwości rozpatrywania przypadków z wieloma sygnałami użytecznymi. Dodatkowo w warunkach wyłącznie sygnałów zakłócających systemów cyfrowych sprawia, że w uzyskiwane wyniki są łagodniejsze niż w przypadku metody takiej jak k-LNM - co z kolei nie skłania do jej wykorzystywania w celu obliczeń sygnałów zakłócających w koordynacji międzynarodowej stacji.

Metoda ta może być stosowana przy uwzględnieniu następujących założeń:

- sygnał użyteczny i sygnały zakłócające mają rozkład logarytmiczno – normalny ze znaną wartością średnią i dewiacją standardową,
- brak jest korelacji między sygnałem użytecznym i sygnałami zakłócającymi,
- jeden z sygnałów zakłócających jest dominujący w punkcie odbioru,
- wpływ szumów, reprezentowanych przez minimalną średnią wartość natężenia pola jest pomijalny

Fakt, iż w metodzie tej nie jest uwzględniany efekt szumów, może spowodować przeszacowanie obszaru pokrycia, w przypadku, gdy poziom sygnałów zakłócających jest niski. Jednak na koniec procesu obliczeniowego efekt szumów można być dodatkowo uwzględniony.

Przed przystąpieniem do wyznaczenia zasięgu ograniczonego interferencjami, z zastosowaniem uproszczonej metody mnożenia prawdopodobieństw, konieczne jest uwzględnienie wszystkich nadajników, które mogą powodować zakłócenia.

Wartość natężenia pola sygnału użytecznego wyznaczana jest dla określonego prawdopodobieństwa pokrycia (w odniesieniu do czasu i lokalizacji) i zależy od wartości natężeń pól sygnałów zakłócających:

$$E_{si} = P_i + E_{ni}(50, T) + A_i + B_i,$$

gdzie:

- E_{si} - wartość natężenia pola i-tego nadajnika [dB(μV/m)],
- P_i - moc promieniowana i-tego nadajnika zakłócającego, wyrażona w dB,

- $E_{ni}(50, T)$ - wyrażona w dB(μ V/m) wartość natężenia pola i-tego nadajnika zakłócającego, dla 50% miejsc i T% czasu (np.: 1%), znormalizowana do mocy promieniowanej 1 kW.
- A_i - wyrażony w dB współczynnik ochronny skojarzony (associate) dla i-tego nadajnika zakłócającego,
- B_i - współczynnik dyskryminacji anteny odbiorczej, podawany w dB.

Wartość natężenia pola sygnału E_u jest funkcją n pól zakłócających i jest obliczana jako:

$$p_c = \prod_{i=1}^n L(x_i)$$

wartość x_i dana jest wzorem

$$x_i = \frac{E_u - E_{si}}{\delta_n \sqrt{2}}$$

gdzie:

- p_c – prawdopodobieństwo pokrycia obszaru (np. 50% miejsc (100-T)% czasu) w obecności n pól zakłócających,
- $L(x)$ – prawdopodobieństwo pokrycia w obecności pojedynczego pola zakłócającego, które odpowiada całce prawdopodobieństwa dla rozkładu normalnego,
- δ_n – odchylenie standardowe w dB.

Proces wyznaczania wartości natężenia pola E_u jest prowadzony w sposób iteracyjny. Przed jego rozpoczęciem konieczne jest predefiniowanie wartości prawdopodobieństwa pokrycia, np. $p_{cp} = 0,5$. Dla wartości natężenia pola E_u , uzyskanej na końcu procesu iteracji prawdopodobieństwo pokrycia p_c ma wynosić tyle, ile zakładana wartość p_{cp} (w tym przypadku 0,5).

Obliczenie wartości natężenia pola sygnału użytecznego bazuje na całce prawdopodobieństwa rozkładu normalnego:

$$L(x) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$$

W funkcji tej x jest różnicą między wartością natężenia pola sygnału użytecznego i sygnałów zakłócających E_{si} .

Zarówno sygnał pożądaný, jak i zakłócający mają swoje odchylenia standardowe, które mogą być sobie równe ($\delta_n = \delta_s$). Odchylenie standardowe poziomu wypadkowego, dla składowych o takich samych odchyleniach standardowych wyrażone jest wzorem:

$$\delta = \sqrt{\delta_n^2 + \delta_s^2} = \delta_n \sqrt{2}$$

W praktycznych zastosowaniach całkowanie można zamienić aproksymacją z zastosowaniem wielomianów.

A4. Metoda log-normalna

Metoda log-normalna jest metodą przybliżoną wykorzystywaną do obliczeń statystycznych sumy rozkładu kilku zmiennych o rozkładzie log-normalnym. Obliczenia dają w wyniku, prawdopodobieństwo pokrycia zasięgiem rozpatrywanego obszaru. Metoda oparta jest na założeniu, że suma rozkładów pól pożądaných i niepożądaných ma także rozkład log-normalny. Postępowanie składa się z następujących kroków: Najpierw oblicza się rozkłady pól sygnału użytecznego C oraz zakłóceń I. Następnie ocenia się stosunek C/I oraz C/N. W efekcie końcowym kombinacja tych rozkładów daje prawdopodobieństwo pokrycia terenu. LNM do pewnego stopnia jest w stanie poradzić sobie z przypadkami gdy odchylenie standardowe rozkładu pojedynczego pola ma różne wartości.

Aby zwiększyć dokładność LNM w rejonach gdzie wymagane jest duże pokrycie terenu wprowadza się współczynnik korekcyjny. Ta wersja LNM oznaczona jest jako k-LNM.

Jest to zalecana metoda analizy sygnałów w sieci SFN. Na potrzeby obliczeń w zakresie przestrzennego prawdopodobieństwa odbioru rzędu 70%-90%, współczynnik k przyjęto równy 0,6. Wartość ta zapewnia dokładność obliczeń rzędu kilku dB. Algorytm sumowania jest następujący:

Założmy, że mamy danych n pól F_i o rozkładzie Gaussa (o parametrach $\bar{F}_i, \sigma_i, i=1...n$) 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 dB 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 :

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

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

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

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

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

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.

PRZYKŁAD:

W niniejszej sytuacji założono wartość średnią wynoszącą 60 dBμV/m oraz odchylenie standardowe 5,5 dB. Współczynnik $k = 0,7$.

$$1.1 \quad \overline{F}_I^{(dB)} = 60 \quad \sigma_I^{(dB)} = 5,5 \quad i = 1,2,3 \quad (\text{skala w dB})$$

$$1.2 \quad \overline{F}_I^{(Neper)} = 13,816 \quad \sigma_I^{(Neper)} = 1,266 \quad i = 1,2,3 \quad (\text{skala w Neperach})$$

$$2. \quad M_i = 2,23 \cdot 10^6 \quad S_i^2 = 1,975 \cdot 10^{13} \quad i = 1,2,3 \quad (\text{skala w Neperach})$$

$$3. \quad \overline{F}_\Sigma^{(Neper)} = 15,388 \quad \sigma_\Sigma^{2(Neper)} = 0,656 \quad \sigma_\Sigma^{(Neper)} = 0,810 \quad (\text{skala w Neperach})$$

$$4.1 \quad \overline{F}_\Sigma^{(dB)} = 66,83 \quad \sigma_\Sigma^{2(dB)} = 3,517 \quad (\text{skala w dB})$$

A5. Metoda t-LNM

Metoda t-log-normalna 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 0dB.

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 kilku kolejnych równaniach, w miejsce $\langle f \rangle$ będzie użyte \bar{f} .

Funkcja $U(\bar{x}, \sigma_x)$ zależy tylko od parametrów rozkładu x ; przykładowo x może mieć rozkład normalny z wartością średnią $\bar{x} = \bar{f}_1 - \bar{f}_2$ i wariancją $\sigma_x^2 = \sigma_1^2 - \sigma_2^2$. Wariancja 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:

$$\tilde{W}(\sigma_1, \sigma_2) = \langle (f_1 - \bar{f}_1 + f_2 - \bar{f}_2) \times \ln(e^{x/2} + e^{-x/2}) \rangle \quad (8)$$

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

$$A = 0,685437037$$

$$B = 0,08198801$$

$$C = 0,686850632$$

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:

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

Ostatecznie \tilde{W} może być zapisane jako:

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

gdzie:

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

Funkcje U, V, W zostały stabelaryzowane (co z powodu dużego podobieństwa wielkości pojawiających się we wzorach (10), (12), (14) wymaga niewielkiego nakładu czasu dla obliczeń), zatem 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 biliniowej interpolacji na podstawie tabel i ostatecznie obliczenie średniej wartości sumy natężenia pól z zastosowaniem zależności (4) oraz wariancji jako:

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

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

Margines ochrony

Margines ochrony dla danego przypadku odbioru definiowany jest jako różnica pomiędzy sumą pól użytecznych a sumą pól zakłócających, z uwzględnieniem szumów, minimalnej wartości natężenia pola, oraz odpowiadających wartości prawdopodobieństw. W niniejszym przykładzie opisany został przypadek odbioru, w którym występują trzy sygnały pożądane, szum oraz brak jest sygnałów zakłócających.

Aby określić margines ochrony, należy posłużyć się następującą zależnością określającą natężenie pola przekraczane w danym procencie miejsc określonym przez medianę natężenia pola oraz odchylenie standardowe:

$$F(p\%) = F_{med} + f(p\%) \cdot \sigma$$

gdzie

- $F(p\%)$ natężenie pola przekraczane w $p\%$ miejsc,
- F_{med} mediana natężenia pola,
- $f(p\%)$ współczynnik korekcyjny dla danego prawdopodobieństwa miejsc,
- σ odchylenie standardowe.

Wtedy, stosując parametry jak w przykładzie dla metody k-LNM:

1. $F_{med}^1 = 60,000$; $\sigma = 5,500$ dB; $f(99\%) = -2,33$
2. $F^3(99\%) = 47,185$ dB,

oraz dla sumy trzech identycznych pól:

3. $F_{med}^3 = 66,830$; $\sigma = 3,517$ dB; $f(99\%) = -2,33$
4. $F^3(99\%) = 58,635$ dB,
5. Wsp. ochronny $= F^3(99\%) - F_{min} = 58,635 - 58 = 0,635$ dB

Zysk sieciowy

6. Zysk sieciowy $= F^3(99\%) - F^1(99\%)$
7. Zysk sieciowy $= 58,635 - 47,185 = 11,450$ dB

Prawdopodobieństwo pokrycia

Na obliczenie prawdopodobieństwa pokrycia składają się trzy elementy:

- Obliczenie sumy użytecznych natężeń pól,
- Obliczenie sumy B_Σ pól zakłócających, na które składają się natężenia pól zakłócających oraz odpowiadające współczynniki ochronne PR_i

$$B_\Sigma = \sum_i (F_i^{int} + PR_i) + F_{min}$$

- Obliczenie prawdopodobieństwa pokrycia.

Aproksymacje LNM mogą zostać zastosowane dla dwóch pierwszych kroków na potrzeby zsumowania pól. Dla minimalnej wartości natężenia pola F_{min} przyjmuje się odchylenie standardowe 0 dB.

Wartość prawdopodobieństwa pokrycia CP uzyskiwaną w trzecim kroku można obliczyć z zastosowaniem opisanej poniżej funkcji błędu. Wielkości $\bar{F}_\Sigma^w, \sigma_\Sigma^w$ oraz $\bar{B}_\Sigma, \sigma_\Sigma^B$ są parametrami rozkładu odnoszącymi się do poszczególnych pól, zaś $P(A)$ jest prawdopodobieństwem zajścia zdarzenia A.

$$CP = P(F_\Sigma^w - B_\Sigma > 0) = J\left(\bar{F}_\Sigma^w - \bar{B}_\Sigma, \sqrt{(\sigma_\Sigma^w)^2 + (\sigma_\Sigma^B)^2}\right),$$

gdzie funkcja J jest dana przez:

$$J(F, \sigma) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{-F}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right)$$

Funkcja błędu erf obliczana jest z zastosowaniem tablic. Można je znaleźć w poradnikach matematycznych. Krótki przegląd zwarty jest w rozdziale A.4.

Jeśli F_{\min} nie może być zawarte w B_{Σ} (jak ma to miejsce w przykładzie z metodą k-LNM ze względu na szczególne własności takiego podejścia), można zastosować następującą aproksymację (gdzie odpowiadające pole zakłócające oznaczone jest teraz przez B'_{Σ}):

$$B'_{\Sigma} = \sum_i (F_i^{\text{int}} + PR_i)$$

$$CP = P(F_{\Sigma}^w - B'_{\Sigma} > 0) * P(F_{\Sigma}^w - F_{\min} > 0)$$

$$CP = J\left(\bar{F}_{\Sigma}^w - \bar{B}'_{\Sigma}, \sqrt{(\sigma_{\Sigma}^w)^2 + (\sigma_{\Sigma}^B)^2}\right) * J(\bar{F}_{\Sigma}^w - F_{\min}, \sigma_{\Sigma}^w)$$

Funkcja rozkładu p

Funkcja kumulatywnej dystrybuanty p dana jest zależnością:

$$p(x) = \frac{1}{2} (1 + \operatorname{erf}(x)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

Pozwala ona obliczyć całkowite (skumulowane) prawdopodobieństwo p, że wartość x ciągłej zmiennej losowej o rozkładzie Gaussa nie została przekroczona w próbie składającej się z wielkiej liczby zdarzeń losowych.

Odwrotna kumulatywna funkcja rozkładu

$$x(p) = I(p)$$

pozwala obliczyć wartość x zmiennej losowej, która nie zostanie przekroczona, z prawdopodobieństwem p, na próbie składającej się z wielkiej liczby zdarzeń losowych. Wyrażenie $I(p)$ nie może być przedstawione w ścisłej formie, aproksymuje się je za pomocą następującego równania:

1) jeśli $0 < p \leq 0,5$; wtedy

$$I(p) = - \left[t - \frac{c_0 + c_1 t + c_2 t^2}{1 + d_1 t + d_2 t^2 + d_3 t^3} \right]$$

Gdzie:

$$t = \left[\ln \left(\frac{1}{p^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

Oraz $c_0 = 2,515517$
 $c_1 = 0,802853$
 $c_2 = 0,010328$

$d_1 = 1,432788$
 $d_2 = 0,189269$
 $d_3 = 0,001308$

2) jeśli $0,5 < p \leq 1$; wtedy

$$I(p) = S - \frac{c_0 + c_1 S + c_2 S^2}{1 + d_1 S + d_2 S^2 + d_3 S^3}$$

Gdzie:

$$S = \left[\ln \left(\frac{1}{1-p} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Oraz $c_0 = 2,515517$
 $c_1 = 0,802853$
 $c_2 = 0,010328$

$d_1 = 1,432788$
 $d_2 = 0,189269$
 $d_3 = 0,001308$

Na podstawie przytoczonych zależności, można zestawić tabelę konwersji:

Tabela. A1 Funkcja rozkładu p

p	x
0,00	$-\infty$
0,01	-2,32692
0,05	-1,64476
0,10	-1,18147
0,15	-1,04637
0,20	-0,84161
0,25	-0,67453
0,30	-0,52443
0,35	-0,38527
0,40	-0,25338
0,45	-0,12570
0,50	0,0
0,55	0,12570
0,60	0,25338
0,65	0,38527
0,70	0,52443
0,75	0,67453

p	x
0,00	$-\infty$
0,01	-2,32692
0,05	-1,64476
0,10	-1,18147
0,15	-1,04637
0,20	-0,84161
0,80	0,84161
0,85	1,04637
0,90	1,18147
0,95	1,64476
0,99	2,32692
1,00	$+\infty$

A6. Metoda Schwarza i Yeha

Metoda Schwarza i Yeha jest metodą iteracyjną służącą do obliczania charakterystyki wynikającej z n pól. Zakłada się tutaj, że kombinacja dwóch zmiennych o rozkładzie log-normalnym także ma rozkład log-normalny (w przybliżeniu). Metoda ta dostarcza nam wzorów umożliwiających otrzymanie wyników dla dwóch zmiennych. Obliczenia te można stosować również dla większej liczby sygnałów. Idea działania jest bardzo podobna do t-LNM a dokładność porównywalnie wysoka.

Szczegóły można znaleźć w:

S.C. Schwartz and Y.S. Yeh: On the distribution function and moments of power sums with lognormal components. The Bell System Technical Journal, 61(7), 1982