



**INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI**  
**ODDZIAŁ WE WROCŁAWIU**  
ul. Swojczycka 38, 51-501 Wrocław

---

**ZAKŁAD KOMPATYBILNOŚCI ELEKTROMAGNETYCZNEJ**

---

**Gospodarka widmem częstotliwości radiowych – rozwój nowych systemów  
radiokomunikacyjnych, modele, metody analiz i badań kompatybilności  
przy współużytkowaniu widma**

Sprawozdanie Z21/21 30 001 1/720/01

WROCŁAW, grudzień 2001

5.	Planowanie DVB-T w paśmie III.....	57
5.1.	Wprowadzenie.....	57
5.2.	Proporcje przydziału dla T-DAB w paśmie III .....	58
5.3.	Usprawnienie przydziałów/ przeznaczenia częstotliwości.....	58
5.4.	Rastry kanałowe III pasma .....	59
5.5.	Współistnienie T-DAB i DVB-T w paśmie III .....	61
5.6.	Kompatybilność między DVB-T i T-DAB .....	61
5.7.	Możliwość pełnego i efektywnego wykorzystania widma VHF przez T-DAB i DVB-T .....	62
5.7.1.	Definicje współczynnika korekcji miejsc i marginesu korekcji miejsc .....	62
5.7.2.	Minimalne równoważne natężenie pola dla DVB-T i T-DAB.....	63
5.7.3.	Współczynnik ochronny systemu wspólnokanałowego.....	64
5.7.4.	Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego .....	65
5.7.5.	Analizy maksymalnego dopuszczalnego natężenia pola zakłócającego.....	67
5.7.5.1.	DVB-T odbiór stacjonarny .....	68
5.7.5.2.	Odbiór przenośny na parterze ( wewnątrz budynku).....	68
5.8.	Obliczenia minimalnego natężenia pola, współczynnika ochronnego systemu, współczynnika korekcji miejsc oraz współczynnika korekcji marginesu.....	69
5.8.1.	DVB-T.....	69
5.8.1.1.	Współczynnik korekcji miejsc.....	69
5.8.1.2.	Margines korekcji miejsc.....	71
5.8.1.3.	Minimalne równoważne natężenie pola .....	72
5.8.2.	Wartości C/I dla T-DAB i DVB-T dla wariantu 64QAM2/3 DVB-T .....	76
5.8.3.	Wartości C/I dla zbioru wariantów systemów DVB-T i T-DAB .....	78
5.8.4.	Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego. ....	79
5.8.4.1.	Tabele maksymalnego dopuszczalnego natężenia pola zakłócającego dla przypadków wspólnokanałowych .....	80
5.9.	Podsumowanie .....	83
5.10.	Aktualny podział Polski na obszary rezerwacji bloków T-DAB .....	83
5.11.	Zagrożenia w odbiorze telewizji przez sieci T-DAB budowane w ramach uzgodnionych obszarów rezerwacji T-DAB .....	84
5.12.	Literatura .....	85
6.	Wykaz skrótów.....	86

## 5. Planowanie DVB-T w paśmie III

### 5.1. Wprowadzenie

W gospodarce widmem częstotliwości radiowych coraz częściej występują przypadki współużytkowania tego samego pasma częstotliwości przez dwie odrębne służby. Taka sytuacja pojawiła się w przypadku telewizji analogowej w paśmie VHF (174-230 MHz), która będzie pracowała razem z ziemską radiofonią cyfrową T-DAB.

W 1995 w Wiesbaden na międzynarodowej konferencji uzgodniono administracyjne i techniczne zasady wprowadzania radiofonii cyfrowej T-DAB w Europie w I i III paśmie TV oraz w paśmie L (1,5 GHz).

Zgodnie z postanowieniami tej konferencji, górną część pasma III powyżej 174 MHz przeznaczono dla T-DAB. Istnieje duże prawdopodobieństwo, że zarówno T-DAB jak i DVB-T będą w przyszłości współistnieć w paśmie III (174-230 MHz).

Kraje należące do CEPT uważają, że kanały 11 i 12 z pasma III VHF są podstawowymi kanałami dla T-DAB. Numery bloków T-DAB powinny być w przyszłości wymieniane między poszczególnymi krajami. To samo dotyczy przyszłości w całym paśmie III.

W większości państw europejskich zakres VHF wykorzystywany jest przede wszystkim przez telewizję. Stosowane są różne rastry kanałowe, częstotliwości nośne fonii oraz systemy kodowania koloru. Szerokość bloków częstotliwościowych DAB wynosi 1,5 MHz. Przyjęto, że w każdym 7 MHz kanale telewizyjnym (zgodnym z systemem B-PAL) mogą być rozmieszczone cztery bloki częstotliwościowe T-DAB, dając w ten sposób wspólne, niezależne od systemu rozmieszczenie częstotliwości środkowych bloków. W celu poprawienia warunków kompatybilności T-DAB z TV pasma ochronne bloków A w kanale N i bloków D w kanale N-1 zawierają się pomiędzy 320 a 336 kHz.

W dyskusjach na temat planowania przyszłości przekazu cyfrowego stwierdzono, że wszystkie istniejące analogowe nadajniki telewizyjne w paśmie III i VHF w paśmie IV i V zostały przez EBU „rozdysponowane”.

Zasadniczym pasmem przeznaczonym dla potrzeb DVB-T jest zakres IV/V TV. Ze względu na wzrastające zainteresowanie uruchamianiem nadajników DVB-T także w innych pasmach rozważa się możliwości ulokowania telewizji cyfrowej w paśmie III. W tym celu można przeanalizować np. zagadnienie konwersji istniejących nadajników analogowych na cyfrowe. Ze względu na fakt planowania w paśmie III transmisji w systemie T-DAB konieczne jest opracowanie zasad współużytkowania widma.

Warunkiem stworzenia takiego wspólnego planu jest szybkie przeprowadzenie koordynacji T-DAB i DVB-T. Zagadnieniami tymi w ostatnim czasie zajmował się intensywnie Zespół Projektowy CEPT PT FM24.

Wspólne wykorzystanie pasma III przez T-DAB i TVB-T wymaga określenia charakterystycznych wielkości takich jak:

- minimalna wartość mediany równoważnego natężenia pola,
- współczynnik ochronny systemu,
- współczynnik korekcji miejsc,
- margines korekcji miejsc;

Wszystkie te wielkości należy wyznaczyć dla każdego z wariantów systemu DVB-T, dla reprezentatywnych miejsc i warunków odbioru.

To wymaganie dotyczy również systemu T-DAB.

Zdefiniowane na spotkaniach CEPT-u w Wiesbaden i Chester współczynniki i wielkości umożliwią porównanie i wprowadzenie obydwu wymienionych systemów do użytku w paśmie III, zgodnie z zasadami kompatybilności elektromagnetycznej.

Jako uzupełnienie informacji o współistnieniu T-DAB i DVB-T w III paśmie, służą tabele przedstawione w niniejszym opracowaniu.

Obrazują one możliwości wykorzystania T-DAB i DVB-T w różnych wariantach w paśmie III, oraz informują o wielkości współczynników charakteryzujących przedstawione systemy.

Pasmo III wykazuje wiele różnic w porównaniu z pasmem IV i V:

- mniejsza minimalna mediana równoważnego natężenia pola
- mniejsza strefa cienia
- mniejszy koszt pokrycia-mniejsza ilość potrzebnych nadajników
- lepsze charakterystyki dla odbioru ruchomego DVB-T
- większe efekty zakłóceń wewnątrz sieciowych w przypadku sieci SFN
- różne rastry kanałowe na terenie Europejskiego Obszaru Dyfuzyjnego
- zachodzące na siebie (pokrywające się) kanały w przypadku różnych rastrów DVB-T używanych przez różne kraje
- limitowana ilość kanałów (siedem 8 MHz lub osiem 7 MHz)
- większy odstęp dla 7 MHz rastra DVB-T
- podział pasma III wśród państw należących do CEPT
- używanie części pasma przez inne służby w wielu krajach.

## **5.2. Proporcje przydziału dla T-DAB w paśmie III**

Każdy kraj może zdecydować jaką część pasma III przeznaczy dla T-DAB a jaką dla DVB-T i pozostałych służb. Do tego celu potrzebne są kryteria określające wzajemne zakłócenia DVB-T, T-DAB oraz pozostałych służb.

## **5.3. Usprawnienie przydziałów/ przeznaczenia częstotliwości**

Obserwuje się że tak szybko jak w bloku T-DAB w kanale TV zostaje użyty T-DAB, pojawia się na tym samym obszarze potrzeba zastosowania DVB-T w tym kanale. Aby uniknąć nieudolnego użytkowania widma, wszystkie kanały TV na jednym terytorium, powinny być przeznaczone dla T-DAB.

Obecnie nie wszystkie określone dla T-DAB w Wiesbaden przydziały w III paśmie zostały zrealizowane, w tym również w 11 i 12 kanale. W tych kanałach nadal pracują jeszcze nadajniki TV analogowej. W kilku krajach należących do CEPT-u, dokonano przydziałów dla T-DAB w innych kanałach niż 11 i 12 pasma III. Byłoby korzystne aby w procesie przeplanowania, przydziały T-DAB, zgrupować w jednym lub więcej kanałach pasma III, niekoniecznie w kanale 11 lub 12. To zminimalizuje podziały między T-DAB i DVB-T.

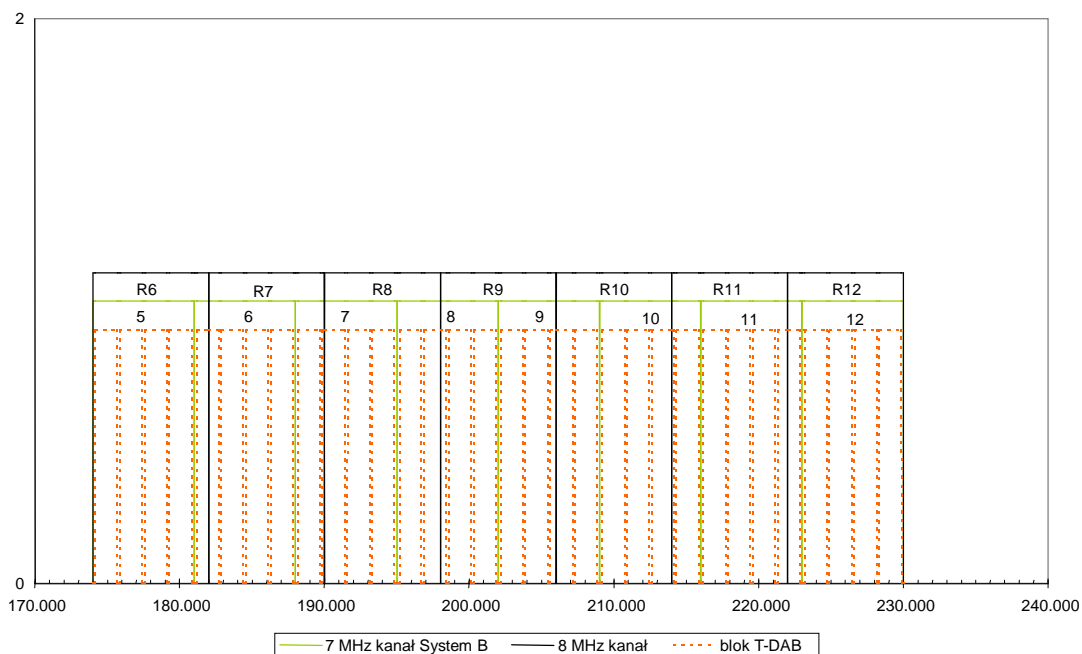
#### 5.4. Rastry kanałowe III pasma

W Europie w telewizji analogowej stosowane są różne rastry kanałowe o dwóch szerokościach pasma: 7 MHz i 8 MHz. W procesie przeplanowania tego pasma należy wziąć pod uwagę następujące aspekty:

- zunifikowanie rastra dla DVB-T
- mniej pojemność danych w kanale 7 MHz w porównaniu z 8 MHz
- prawdopodobieństwo preferowania przez wytwórców odbiorników tylko jednego rastra w paśmie III, IV i V.

Warto zauważyć, że z powodu małej ilości kanałów w paśmie III oraz faktu, że część tego pasma jest wykorzystywana przez T-DAB w wielu krajach CEPT-u, istnieje prawdopodobieństwo konieczności zastosowania UHF jako uzupełnienia DVB-T w III paśmie. Korzystnym byłoby gdyby zunifikowany raster kanałowy zaadaptowany z VHF (8 MHz) zastosowano w paśmie UHF.

Na rysunku 5.1. i w tabeli 5.1. pokazano podział bloków T-DAB z 7 i 8 MHz rastrami kanałów TV. Jeśli T-DAB będzie planowany na bazie systemu B (raster 7 MHz) to będzie doskonale przystawać do rastra tego kanału z blokami T-DAB. Taka zbieżność nie zachodzi dla żadnego z rastrów 8 MHz kanału TV. Tabela 5.2. pokazuje przypadek rastra 7 MHz w systemie B. Ze względu na zbieżność bloków T-DAB i rastra kanałowego systemu B, kraje używające tego rastra mogą wykorzystać którykolwiek z kanałów TV (między 0-8) dla DVB-T, nie tracąc „bezproduktywnie” widma. Kanały TV przeznaczone dla T-DAB nie są tak dobrze dopasowane.



Rys.5.1. Przeznaczenie bloków T-DAB z 7 i 8 MHz rastrem w kanale TV

Tabela. 5.1. Przedstawiono przyjęty w Wiesbaden zharmonizowany rozkład bloków częstotliwościowych w paśmie VHF. Rozkład ten wynika z przyjętego kroku przestrajania syntezy częstotliwości równego 16 kHz i założonego pasma ochronnego pomiędzy sąsiednimi blokami T-DAB równego 176 kHz.

Kanał TV	F [MHz] System B	Blok T-DAB	F [MHz]	Kanał TV	F [MHz] System D
5	175.25	5A	174.928	6	175.25
		5B	176.640		
		5C	178.352		
		5D	180.064		
6	182.25	6A	181.936	7	183.25
		6B	183.648		
		6C	185.360		
		6D	187.072		
7	189.25	7A	188.928	8	191.25
		7B	190.640		
		7C	192.352		
		7D	194.064		
8	196.25	8A	195.936	9	199.25
		8B	197.648		
		8C	199.360		
		8D	201.072		
9	203.25	9A	202.928	10	207.25
		9B	204.640		
		9C	206.352		
		9D	208.064		
10	210.25	10A	209.936	11	215.25
		10B	211.648		
		10C	213.360		
		10D	215.072		
11	217.25	11A	216.928	12	223.25
		11B	218.640		
		11C	220.352		
		11D	222.064		
12	224.25	12A	223.936		
		12B	225.648		
		12C	227.360		
		12D	229.072		

Wykaz bloków T-DAB oraz odpowiadające im kanały TV w systemie D (Polska) i B (kraje zachodnie).

(Dla telewizji podano częstotliwości nośne, a dla T-DAB środkowe bloku.)

Przykład na rysunku 5.1. pokazuje, że przypadki z tabeli 5.3. ( włączając kanały sąsiednie DVB-T 8 MHz i sąsiednie przydziały kanałów dla T-DAB) także zapewniają dobre wykorzystanie widma tzn., że jest tylko niewielka część „jałowego” widma pomiędzy T-DAB i DVB-T w III paśmie.

Ponieważ bloki T-DAB i kanały telewizyjne 8 MHz nie są tak doskonale zbieżne, to w tym przypadku zakres zastosowania różnych opcji jest ograniczony. Dzieje się tak dlatego, że duża część widma pozostaje niewykorzystana, w przeciwieństwie do rastra kanałowego systemu B.

Liczba kanałów 7 MHz przyznanych dla T-DAB	Liczba bloków T-DAB	Liczba kanałów DVB-T
0	0	8
1	4	7
2	8	6
3	12	5
4	16	4
5	20	3
6	24	2
7	28	1
8	32	0

Tabela 5.2. Wykorzystanie pasma III pomiędzy T-DAB i DVB-T – kanały o szerokości 7 MHz

Liczba sąsiednich kanałów 8 MHz przyznanych dla T-DAB	Liczba bloków T-DAB	Liczba kanałów DVB-T
0	0	7
2	9	5
4	18	3
7	32	0

Tabela 5.3. Wykorzystanie pasma III pomiędzy T-DAB i DVB-T – kanały o szerokości 8 MHz

### 5.5. Współistnienie T-DAB i DVB-T w paśmie III

Jest duże prawdopodobieństwo, że T-DAB i DVB-T będą w przyszłości współistnieć w paśmie III (174-230 MHz). Z punktu widzenia zarządzania, będzie korzystne aby rezerwacje i przydziały dla T-DAB były zawarte w tym samym planie co DVB-T w paśmie III. Można więc dołączyć z planu dla T-DAB z Wiesbaden, rezerwacje i przydziały w paśmie 174-230 MHz do nowego planu. Zabezpieczy się w ten sposób istnienie tylko jednego planu dla pasma III.

### 5.6. Kompatybilność między DVB-T i T-DAB

W dalszej części opracowania zamieszczono wyniki analizy kompatybilności DVB-T i T-DAB. W tym celu zamieszczono maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego, przy którym każdy z systemów może jeszcze prawidłowo pracować. Maksymalne dopuszczalne natężenia pola zakłócającego zostało zdefiniowane jako takie natężenie pola zakłócającego, którego nie można przekroczyć aby utrzymać odbiór gdy natężenie pola

użytecznego ma poziom wyznaczony przez szumy odbiornika. Należy podkreślić, że ta definicja nie określa żadnego marginesu zakłóceń ani kombinacji szumów.

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego odnosi się tylko do przypadku gdy sygnał użyteczny stanowi próg odbioru. Jeśli powyżej tego poziomu możliwy jest dobry odbiór, można odpowiednio wyznaczyć wartość dopuszczalnego poziomu natężenia pola zakłócającego. Wcześniej należy określić współczynnik ochronny dla różnych wariantów DVB-T. Część potrzebnych danych dostępna jest w literaturze.

Podsumowując, można wyciągnąć z powyższych rozważań następujące wnioski:

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego nie zależy od wariantu systemu DVB-T lub szerokości pasma tego systemu. W obliczeniach system C/I jest dodawany do minimalnego natężenia pola odbioru we wcześniejszym etapie obliczeń i później odejmowany (jako współczynnik ochronny systemu). Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego zależy od charakterystyk sygnału zakłócającego, trybu odbioru i wymaganego prawdopodobieństwa miejsc.

Wydaje się, że będzie trudno zaplanować odbiór stacjonarny dla DVB-T i T-DAB. Nie uwzględnianie dyskryminacji anteny odbiorczej powoduje, że maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego jest dla DVB-T z anteną stałą około 20 dB wyższe niż dla T-DAB. Podział tego samego kanału między DVB-T i T-DAB może być więc trudny.

Łatwiej byłoby zaplanować odbiór przenośny wewnątrz budynku dla DVB-T i T-DAB w tych samych kanałach na sąsiednim obszarze, z podobnym dla obydwu systemów maksymalnym dopuszczalnym natężeniem pola zakłócającego.

## **5.7. *Możliwość pełnego i efektywnego wykorzystania widma VHF przez T-DAB i DVB-T***

### **5.7.1. Definicje współczynnika korekcji miejsc i marginesu korekcji miejsc**

Dla systemów cyfrowych odbiór w 50% miejsc nie zapewnia wymaganego poziomu sygnału. Systemy te charakteryzują się gwałtownym przejściem od odbioru prawie idealnego do braku odbioru. Wymaga się aby minimalny poziom sygnału był osiągnięty dla wysokiego procentu miejsc. Wartość ta została ustalona na poziomie 95% dla dobrego odbioru, a 70% dla odbioru dopuszczalnego. W przypadku określonego poziomu szumu, gdy odbiór jest możliwy w więcej niż 50% miejsc, współczynnik korekcji miejsc należy dodać do minimalnej mediany równoważnego natężenia pola.

W celu ochrony użytecznego sygnału DVB-T i T-DAB w więcej niż 50 % miejsc, przed zakłóceniami innych transmisji DVB-T lub T-DAB, margines korekcji miejsc należy dodać do współczynnika ochronnego systemu. Margines korekcji miejsc ma ścisły związek ze współczynnikiem korekcji miejsc. W tabeli 5.4. podsumowano wartości współczynnika korekcji miejsc dla systemu DVB-T, a w tabeli 5.5. dla T-DAB.

	Procent miejsc (%)	Współczynnik korekcji miejsc (dB)	Margines korekcji miejsc (dB)
Odbiór stacjonarny	50	0,0	0,0
	70	2,9	4,1
	90	7,0	10,0
	95	9,0	12,8
	99	12,8	18,2
Odbiór przenośny wewnętrzny na parterze	50	0,0	0,0
	70	3,3	4,6
	90	8,1	11,4
	95	10,3	14,6
	99	14,7	20,7

Tabela 5.4. Współczynniki korekcji miejsc i marginesy dla DVB-T

Procent miejsc (%)	Współczynnik korekcji miejsc (dB)	Margines korekcji miejsc (dB)
50	0,0	0,0
70	2,9	4,1
90	7,0	10,0
95	9,0	12,8
<b>99</b>	<b>12,8</b>	<b>18,2</b>

Tabela 5.5. Współczynniki korekcji miejsc i marginesy dla T-DAB

W przypadku T-DAB-u wymagany jest odbiór w 99% miejsc. W tabeli 5.5. podano współczynnik korekcji miejsc i marginesy dla mniejszych procentów miejsc jedynie informacyjnie, w celu umożliwienia porównania z wartościami DVB-T.

Szczegóły obliczeń współczynników korekcji miejsc i marginesu podano w dalszej części opracowania.

#### 5.7.2. Minimalne równoważne natężenie pola dla DVB-T i T-DAB

Minimalne równoważne natężenia pola dla 200 MHz (pasmo III) można określić dla wariantów systemu DVB-T, warunków odbioru i szerokości pasma wykorzystując wartości C/N z tablic A1.5, A1.11 i A1.14 które znajdują się w Aneksie 1 CH97. Wartości podane poniżej w tabeli 5.6. zawierają wprowadzony margines 3 dB. Wartość minimalnego równoważnego natężenia pola nawiązuje do powyższego i jest taka sama jak wartość minimalnej mediany równoważnego natężenia pola potrzebnego do zapewnienia obsługi 50% miejsc i dla wysokości zawieszenia anteny =10 m.n.p.t.n. Do obliczeń minimalnego równoważnego natężenia pola w przypadku zapewnienia obsługi w innym niż 50% miejsc należy dodać odpowiedni współczynnik korekcji miejsc, Ci. Szczegóły obliczeń znajdują się w dalszej części opracowania.

Rodzaj odbioru	Modulacja Szerokość pasma	Natężenie pola (dB $\mu$ V/m)		
		QPSK	16 QAM	64 QAM
Odbiór stacjonarny	7 MHz	27	32,9	38,4
	8 MHz	27,6	33,5	39
Odbiór przenośny wewnętrzny na parterze	7 MHz	54,9	60,7	65,8
	8 MHz	55,5	61,3	66,4

Tabela 5.6. Minimalne równoważne natężenie pola dla DVB-T

## T-DAB

Minimalne równoważne natężenia pola dla T-DAB podano w WI95. Wynosi ono 35 dB $\mu$ V/m dla odbioru w paśmie III z użyciem anteny dookólnej, zawieszanej na wysokości 10 m.n.p.t. Aby zapewnić dostateczny poziom sygnału w miejscu odbioru należy dodać do minimalnego równoważnego natężenia pola, odpowiedni współczynnik korekcji miejsc o wartości 13 dB (dla 99% miejsc) oraz 10 dB uwzględniające straty związane ze zmianą wysokości anteny.

### 5.7.3. Współczynnik ochronny systemu wspólnokanałowego

Współczynniki ochronne podano w tym dokumencie dla przypadku wspólnokanałowego gdzie centralna częstotliwość sygnału zakłócającego jest taka sama jak sygnału użytecznego. Przypadki pokrywania się kanałów, tj. gdy sygnał zakłócający tylko częściowo pokrywa się z kanałem użytecznym nie są w tym opracowaniu rozpatrywane.

W CH97 podano współczynniki ochronne dotyczące systemu DVB-T w wariancie 64 QAM (sprawność kodu 2/3), uwzględniając sygnał użyteczny DVB-T i T-DAB jako źródło zakłóceń. Z uwagi na brak wartości pomiarowych dotyczących wariantów systemu DVB-T, trzeba ustalić współczynniki ochronne dla tych wariantów systemu. W dalszej części opracowania zamieszczono współczynniki ochronne przez dobór wymaganych C/N wybranych z tablicy A.1.1 z Aneksu 1 z CH97, zgodnie z gęstością widmową mocy sygnałów użytecznego i zakłócającego. Do ustalenia współczynników ochronnych dla 7 i 8 MHz dla DVB-T i T-DAB korzystano głównie z pełnego zestawu wartości ustalonych w podstawowej tabeli współczynników C/N w punkcie 5.8. dostosowanych do gęstości widmowej mocy, a nie z ograniczonego zbioru wartości pomiarowych podanych w CH97. Wskazane jest aby używać współczynnika ochronnego systemu zapewniającego ochronę w 50% miejsc.

System pożądany	System Zakłócający	System DVB-T C/I (współczynnik ochronny systemu) dB					
		Kanał Rice'a			Kanał Rayleigh'a		
		QPSK 2/3	16QAM 2/3	64QAM 2/3	QPSK 2/3	16QAM 2/3	64QAM 2/3
<b>DVB-T 7 MHz</b>	DVB-T 7 MHz	8,7	14,6	20,1	11,4	17,2	22,3
	DVB-T 8 MHz	8,1	14,0	19,5	10,8	16,6	21,7
	T-DAB	15,1	21,0	26,5	17,8	23,6	28,7
<b>DVB-T 8 MHz</b>	DVB-T 7 MHz	9,3	15,2	20,7	12,0	17,8	22,9
	DVB-T 8 MHz	8,7	14,6	20,1	11,4	17,2	22,3
	T-DAB	15,6	21,5	27,0	18,3	24,1	29,2

Tabela 5.7. Wyprowadzone współczynniki ochronne systemu dla DVB-T

#### T-DAB

W WI95 zdefiniowano współczynnik ochronny systemu w kanale Rayleigha dla T-DAB zakłócanego przez T-DAB. Ma on wartość 10 dB. Współczynniki C/I wyprowadzone dla innych przypadków zakłóceń podano punkcie 5.8. Przedstawione tam współczynniki ochronne dla sygnału użytecznego T-DAB i sygnału zakłócającego DVB-T obliczono podobnie wprowadzając współczynniki ochronne systemu DVB-T. Wartości te są również zamieszczone w Rekomendacji 1368-2. Pokazane w poniższej tabeli dla kanału Rice'a wartości, przedstawiono tylko w celach informacyjnych, aby umożliwić porównanie z systemem DVB-T, ponieważ T-DAB zawsze wykorzystuje kanał Rayleigha (służby ruchome). Wskazane jest aby używać współczynnika ochronnego systemu zapewniającego ochronę w 50% miejsc.

System Zakłócający	System T-DAB C/I (dB)	
	Kanał Rice'a	Kanał Rayleigh'a
DVB-T 7 MHz	1,8	3,6
DVB-T 8 MHz	1,3	3,1
T-DAB	8,2	10,0

Tabela 5.8. wyprowadzone współczynniki ochronne systemu dla T-DAB

#### 5.7.4. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego definiowane jest jako natężenie pola zakłócającego nie pozwalającego na przekroczenie założonego progu dobrego odbioru.

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego dla sytuacji wspólnokanałowej (Emaxint) może być używane do oszacowania kompatybilności między DVB-T i T-DAB. Jeśli według przyjętego scenariusza, wartości są takie same dla DVB-T i T-DAB, wówczas można przyjąć, że dwa systemy mogą koegzystować z podobnymi odległościami różnic wspólnokanałowych zarówno dla zakłóceń DVB-T przez DVB-T oraz T-DAB przez T-DAB. Jeśli natomiast jest duża różnica maksymalnego dopuszczalnego natężenia pola zakłócającego, to wówczas system z niższą wartością będzie narażony na wyższe poziomy zakłóceń pochodzących od innych systemów i będzie wymagana większa odległość separacji

międzykanałowych. Tabele 5.9. i 5.10. porównują maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego dla DVB-T i T-DAB dla różnych przyjętych scenariuszy odpowiednio dla kanałów Rice'a i Rayleigha. Zaznaczyć należy, że system T-DAB zwykle wykorzystuje kanał Rayleigha. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego dla odbioru ruchomego DVB-T nie zawiera żadnych dyskryminacji dla anteny odbiorczej kierunkowej i ortogonalnej.

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego						
System pożądany	System zakłócający	% miejsc	$E_{\text{maxint}}$ (dB $\mu$ V/m)			
			Kanał Rayleigh'a T-DAB (odbior ruchomy)	Kanał Rice'a DVB-T (odbior stacjonarny)		
				QPSK 2/3	16QAM 2/3	64 QAM 2/3
DVB-T 7 MHz	DVB-T 7 MHz	70	-	17,1	17,1	17,1
		95	-	14,5	14,5	14,5
		99	-	12,9	12,9	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	-	17,7	17,7	17,7
		95	-	15,1	15,1	15,1
		99	-	13,5	13,5	13,5
	T-DAB	70	-	10,7	10,7	10,7
		95	-	8,1	8,1	8,1
		99	-	6,5	6,5	6,5
DVB-T 8 MHz	DVB-T 7 MHz	70	-	17,1	17,1	17,1
		95	-	14,5	14,5	14,5
		99	-	12,9	12,9	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	-	17,7	17,7	17,7
		95	-	15,1	15,1	15,1
		99	-	13,5	13,5	13,5
	T-DAB	70	-	10,8	10,8	10,8
		95	-	8,2	8,2	8,2
		99	-	6,6	6,6	6,6
T-DAB	DVB-T 7 MHz	70	40.2	-	-	-
		95	37.6	-	-	-
		99	36.0	-	-	-
	DVB-T 8 MHz	70	40.7	-	-	-
		95	38.1	-	-	-
		99	36.5	-	-	-
	T-DAB	70	33.0	-	-	-
		95	31.2	-	-	-
		99	29.6	-	-	-

Tabela 5.9. Maksymalne dopuszczalne natężenia pola zakłócającego – DVB-T odbiór stacjonarny.

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego						
System pożądany	System zakłócający	% miejsc	$E_{maxint}$ (dB $\mu$ V/m)			
			Kanał Rayleigh'a T-DAB (odbiór ruchomy)	DVB-T kanał Rayleigh'a DVB-T (odbiór przenośny)		
				QPSK 2/3	16QAM 2/3	64 QAM 2/3
DVB-T 7 MHz	DVB-T 7 MHz	70	-	42,3	42,3	42,3
		95	-	39,7	39,7	39,7
		99	-	38,1	38,1	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	-	42,9	42,9	42,9
		95	-	40,3	40,3	40,3
		99	-	38,7	38,7	38,7
	T-DAB	70	-	35,9	35,9	35,9
		95	-	33,3	33,3	33,3
		99	-	31,7	31,7	31,7
DVB-T 8 MHz	DVB-T 7 MHz	70	-	42,3	42,3	42,3
		95	-	39,7	39,7	39,7
		99	-	38,1	38,1	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	-	42,9	42,9	42,9
		95	-	40,3	40,3	40,3
		99	-	38,7	38,7	38,7
	T-DAB	70	-	36,0	36,0	36,0
		95	-	33,4	33,4	33,4
		99	-	31,8	31,8	31,8
T-DAB	DVB-T 7 MHz	70	40.2	-	-	-
		95	37.6	-	-	-
		99	36.0	-	-	-
	DVB-T 8 MHz	70	40.7	-	-	-
		95	38.1	-	-	-
		99	36.5	-	-	-
	T-DAB	70	33.0	-	-	-
		95	31.2	-	-	-
		99	29.6	-	-	-

Tabela 5.10. Maksymalne dopuszczalne natężenia pola zakłócającego – DVB-T odbiór przenośny wewnętrzny na parterze

#### 5.7.5. Analizy maksymalnego dopuszczalnego natężenia pola zakłócającego

Jak wynika z tabel 5.9. i 5.10. dla DVB-T maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego jest niezależne od modulacji (QPSK, 16QAM lub 64 QAM) i szerokości pasma sygnału użytecznego. Zdarza się jednak, że występują zmiany typu sygnału zakłócającego i wymagane prawdopodobieństwo miejsc. Z dużej liczby kombinacji w dwóch tabelach, poddano analizie następujące zbiory:

DVB-T odbiór stacjonarny (kanał Rice'a), 95% miejsc;

DVB-T odbiór przenośny (kanał Rayleigha), 70% miejsc;

T-DAB odbiór ruchomy na wysokości 1,5 m.n.p.t dla 99% miejsc.

Odpowiednie wartości maksymalnego dopuszczalnego natężenia pola zakłócającego umieszczono w tabeli 5.9. i 5.10.

#### 5.7.5.1. DVB-T ODBIÓR STACJONARNY

##### **DVB-T zakłócany przez DVB-T**

Dla odbioru stacjonarnego przy 95% miejsc maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego wynosi około 15 dB $\mu$ V/m.

Pomija się dyskryminację polaryzacyjną dla anten odbiorczych między sygnałami zakłócającym a użytecznym.

##### **Zakłócenia T-DAB przez DVB-T**

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego dla sygnałów DVB-T zakłócających T-DAB wynosi 7 dB mniej niż dla DVB-T zakłócających DVB-T, wynosi około 8 dB $\mu$ V/m.

##### **Zakłócenia DVB-T i T-DAB przez T-DAB**

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego DVB-T wynosi 36 dB $\mu$ V/m, a T-DAB 30 dB $\mu$ V/m.

##### **Kompatybilność**

Uwzględnienie w trybie DVB-T dyskryminacji kierunkowej anteny, umożliwia służbie DVB-T odbiór stacjonarny pozwalający zwiększyć odstęp w DVB-T, bez konieczności zmiany służby na T-DAB. Dzieje się tak dlatego, że maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego dla odbioru stacjonarnego DVB-T jest dużo wyższe (o około 20 dB) niż dla T-DAB.

#### 5.7.5.2. ODBIÓR PRZENOŚNY NA PARTERZE ( WEWNĄTRZ BUDYNKU).

##### **DVB-T zakłócanie przez DVB-T**

Odbiór przenośny wewnątrz budynku w 70% miejsc daje pewność wymaganego pokrycia. Dla tej klasy odbioru wymagane jest dużo większe natężenie pola niż dla odbioru stacjonarnego. Tak więc dla odbioru przenośnego z powodu bardzo wysokiego natężenia pola użytecznego, maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego wynosi około 43 dB $\mu$ V/m.

##### **T-DAB zakłócana przez DVB-T**

Dla odbioru stacjonarnego maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego T-DAB wynosi około 7 dB $\mu$ V/m mniej niż dla sygnału zakłócającego DVB-T. Ta ostatnia wartość jest wysoka i wynosi 36 dB $\mu$ V/m.

## DVB-T i T-DAB zakłócanie przez T-DAB

Warunki odbioru T-DAB są takie same jak dla przypadku odbioru stacjonarnego DVB-T i wielkość maksymalnego dopuszczalnego natężenia pola zakłócającego pozostaje 36 dB $\mu$ V/m dla sygnału DVB-T a dla sygnału T-DAB- zakłócającego przyjmuje wartość 30 dB $\mu$ V/m.

### Kompatybilność

Służby DVB-T zapewniają przenośny odbiór wewnątrz budynku, z wymaganym prawdopodobieństwem miejsc wymagając takiego samego odstępu geograficznego od wspólnych kanałów T-DAB jak od innej służby T-DAB. Dzieje się tak dlatego, ponieważ wielkość maksymalnego dopuszczalnego natężenia pola zakłócającego dla DVB-T zakłócanego przez T-DAB jest równoważna wielkości T-DAB zakłócanego przez DVB-T.

Należy jednak podjąć próbę podziału widma pomiędzy DVB-T i T-DAB, jako że DVB-T powoduje mniejsze zakłócenia w systemie DVB-T niż w T-DAB ( wskazuje to na wyższe maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego DVB-T). Odwrotnie zaś, DVB-T powoduje mniejsze zakłócenia T-DAB niż T-DAB jako źródło zakłóceń.

### **5.8. Obliczenia minimalnego natężenia pola, współczynnika ochronnego systemu, współczynnika korekcji miejsc oraz współczynnika korekcji marginesu**

#### 5.8.1. DVB-T

##### 5.8.1.1. WSPÓŁCZYNNIK KOREKCJI MIEJSC

W paragrafie 5.8.1.4 przeprowadzono obliczenia minimalnej mediany równoważnego natężenia pola dla różnych wariantów i warunków odbioru. Przyjęto natężenie pola dla 50 % miejsc i obydwie szerokości pasma DVB-T (7 i 8 MHz). Uzyskanie minimalnej mediany równoważnego natężenia pola w przypadku zapewnienia odbioru w wysokim procencie miejsc, wymaga dodania wartości  $C_i$  (współczynnika korekcji miejsc). W obliczeniach współczynnika korekcji miejsc przyjęto rozkład logarytmiczno-normalny odbieranego sygnału. Współczynnik korekcji miejsc  $C_i$  oblicza się ze wzoru:

$$C_i = \mu \sigma$$

gdzie:

$\mu$  -współczynnik rozkładu normalnego, przy założeniu:

0,00 dla 50% miejsc

0,52 dla 50% miejsc

1,28 dla 50% miejsc

1,64 dla 50% miejsc

2,33 dla 50% miejsc

$\sigma$ - jest odchyleniem standardowym dla odpowiedniej ilości miejsc.

## Obliczanie odchylenia standardowego.

Składowymi statystycznymi są:

- zmienne natężenie pola zależne od miejsca
- straty w przypadku odbioru wewnątrz budynku.

Odpowiedni zbiór odchyleń standardowych dla danego przypadku jest sumowany metodą wartości skutecznych w celu otrzymania łącznego odchylenia standardowego.

W tym przypadku łączne odchylenie standardowe wylicza się z równania:

$$\sigma = \sqrt{\sigma_L^2 + \sigma_B^2}$$

gdzie:

$\sigma_L$  odchyleniem standardowym dla określonej wielkości miejsc

$\sigma_B$  odchyleniem standardowym dla przypadku odbioru wewnątrz budynku.

Założono, że straty związane z wysokością nie są zmienną losową.

## Łączne odchylenie standardowe dla pasma III

Odchylenie standardowe dla dwóch osobnych składników łącznego odchylenia standardowego składa się z dwóch identycznych wartości dla obydwu systemów szerokości pasma ( DVB-T 7 i 8 MHz). Natomiast odchylenie standardowe dla odbioru stacjonarnego jest różne niż dla odbioru przenośnego.

Odbiór stacjonarny (10 m.n.p.t)

Dla odbioru stacjonarnego określono w CH97 wartość  $\sigma_L=5,5$  dB, zaś  $\sigma_B=0$ , tak więc łączne odchylenie dla tego przypadku wynosi 5,5dB.

Odbiór przenośny

Dla pasma III w tym przypadku w CH97 określono  $\sigma_L=5,5$  dB a  $\sigma_B=3$  dB. Stosując więc wcześniej podane równanie otrzymujemy łączne odchylenie standardowe  $\sigma=6,3$  dB.

## Obliczenia współczynnika korekcji miejsc

W tabeli 5.11. pokazano współczynnik korekcji miejsc w paśmie III. Należy dodać ten współczynnik do minimalnej mediany równoważnego natężenia pola wyprowadzonego w tabelach 5.13.- 5.16. Zapewni to prawdopodobieństwo odbioru w żądanym procencie miejsc.

Rodzaj odbioru	Procent miejsc (%)	Współczynnik rozkładu normalnego	Łączne odchylenie standardowe (dB)	Współczynnik korekcji miejsc (dB)
Odbiór stacjonarny	50	0	5,5	0,0
	70	0,52		2,9
	90	1,28		7,0
	95	1,64		9,0
	99	2,33		12,8
Odbiór przenośny wewn. Na parterze	50	0	6,3	0,0
	70	0,52		3,3
	90	1,28		8,1
	95	1,64		10,3
	99	2,33		14,7

Tabela 5.11. Współczynnik korekcji miejsc DVB-T – pasmo III.

#### 5.8.1.2. MARGINES KOREKCJI MIEJSC

Margines korekcji miejsc dodaje się do współczynnika ochronnego systemu w celu uzyskania wartości ( w dB), o którą sygnał użyteczny musi przekraczać sygnał zakłócający w większym procencie miejsc niż 50%.

Margines korekcji miejsc jest powiązany ze współczynnikiem korekcji miejsc i przy wyprowadzaniu go ze współczynnika korekcji miejsc zakłada się, że sygnał użyteczny i zakłócający są rozdzielone, nieskorelowane i mają łączne odchylenie standardowe takie samo.

Wypadkowe odchylenie standardowe oblicza się ze wzoru:

$$\sigma_{res} = \sqrt{((\sigma_{użyteczn})^2 + \sigma_{zakłócający})^2}$$

$$\sigma_{res} = \sqrt{2}(\sigma_{użyteczn})$$

skąd:

$$\sigma_u = \sigma_z$$

Odbiór stacjonarny (10 mn.p.t.)

Łączne odchylenie standardowe  $\sigma=5,5$  dB, co daje  $\sigma_u=\sqrt{2+5,5}=7,8$  dB.

Odbiór przenośny na poziomie gruntu (wewnątrz budynku)

Łączne odchylenie standardowe  $\sigma=6,3$  dB, co daje  $\sigma_u=\sqrt{2+6,3}=8,9$  dB.

Obliczenia marginesu korekcji miejsc

W tabeli 5.12. przedstawiono margines korekcji miejsc, który należy dodać do współczynnika ochronnego systemu z tabeli 5.13. i 5.16. w celu określenia czy sygnał użyteczny jest chroniony w żądanym procencie miejsc (prawdopodobieństwo miejsc).

Rodzaj odbioru	Procent miejsc (%)	Współczynnik rozkładu normalnego	Wynikowe odchylenie standardowe (dB)	Margines korekcji miejsc (dB)
Odbiór stacjonarny	50	0	7,8	0,0
	70	0,52		4,1
	90	1,28		10,0
	95	1,64		12,8
	99	2,33		18,2
Odbiór przenośny wewn. na parterze	50	0	8,9	0,0
	70	0,52		4,6
	90	1,28		11,4
	95	1,64		14,6
	99	2,33		20,7

Tabela 5.12. Margines korekcji miejsc – pasmo III.

#### 5.8.1.3. MINIMALNE RÓWNOWAŻNE NATĘŻENIE POLA

W tabelach 5.13. – 5.16. wartość minimalnego równoważnego natężenie pola dla dwóch typów odbioru (stacjonarnego i przenośnego), dwóch szerokości pasma (8 i 7 MHz) oraz trzech wariantów DVB-T (QPSK sprawności kodu 2/3, 16 QAM o sprawności kodu 2/3 oraz 64 QAM o sprawności kodu 2/3). Wartości te zawierają wprowadzony margines 3 dB dodany do wartości C/N systemu bazowego z CH 97. Wartość minimalnego równoważnego natężenie pola odnosi się powyżej do tej samej wartości minimalnej mediany natężenia pola wymaganej do zapewnienia odbioru w 50% miejsc. Jeśli zachodzi konieczność zapewnienia odbioru w więcej niż 50% miejsc, dodaje się do minimalnej mediany natężenia pola odpowiedni współczynnik korekcji miejsc.

8 MHz DVB-T w paśmie III (200 MHz): Odbiór stacjonarny							
Wielkość	Jednostki	Wartość		QPSK, 2/3	16 QAM, 2/3	64 QAM, 2/3	Zależność
Obliczenie $P_n$							
k	Ws/K	1,38 E-23					(Stała Boltzmanna)
$T_O$	K	290					(Temperatura bezwzględna)
B	Hz	7,60 E+06					(8 MHz szerokość kanału)
F	dB	7					(Wsp. szumów odbiornika)
$P_n$	dBW		-128,2	-128,2	-128,2	-128,2	$F + 10 \log (k \cdot T_O \cdot B)$
Obliczenie $P_{s \min}$ dla różnych wariantów systemu							
Podst. C/N	dB			5,7	11,6	17,1	(kanał Rice'a)
Marg. impl.	dB			3,0	3,0	3,0	(Marg. implementacyjny)
$P_{s \min}$	dBW			-119,5	-113,6	-108,1	$P_n + \text{Podst. C/N} + \text{Marg.im.}$
Współczynniki dla różnych rodzajów odbioru - $\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ w punkcie odbioru							
$\lambda$	m	1,5					(Długość fali dla 200 MHz)
$G_D$	dB	7					(Zysk anteny)
(-A <sub>a</sub> )	dB		-1,7				$(-(G_D + 10 \log(1,64 \cdot \lambda^2 / 4\pi)))$
$L_f$	dB		2,0				(Straty w kablu)
Rx Corr	dB		0,3	0,3	0,3	0,3	$(-A_a + L_f)$
$\Phi_{\min}$	dBW/m <sup>2</sup>			-119,1	-113,2	-107,7	$P_{s \min} + (-A_a + L_f)$
$E_{\min}$	dBμV/m			26,6	32,5	38,0	$\Phi_{\min} + 120 + 10 \log_{10} (120 \pi)$
$L_h$	dB		0,0				(Straty zw. z wysokością)
$L_b$	dB		0,0				(Mediana strat propagacji wewnątrz budynków)
$P_{\text{mmn}}$	dB		1,0				(Szumy i zakłócenia przemysłowe)
Loss Corr	dB		1,0	1,0	1,0	1,0	$L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$
$\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ na poziomie 10 m							
$\Phi_{\min}$ na 10 m	dBW/m <sup>2</sup>			-118,1	-112,2	-106,7	$\Phi_{\min} + L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$
$E_{\min}$ na 10 m	dBμV/m			27,6	33,5	39,0	$E_{\min} + L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$

Tabela 5.13..Odbiór stacjonarny, kanały o szerokości 8 MHz

7 MHz DVB-T w paśmie III (200 MHz): Odbiór stacjonarny							
Wielkość	Jednostki	Wartość		QPSK, 2/3	16 QAM, 2/3	64 QAM, 2/3	Zależność
Obliczenie $P_n$							
K	Ws/K	1,38 E-23					(Stała Boltzmanna)
$T_O$	K	290					(Temperatura bezwzględna)
B	Hz	6,65 E+06					(7 MHz szerokość kanału)
F	dB	7					(Wsp. szumów odbiornika)
$P_n$	dBW		-128,7	-128,7	-128,7	-128,7	$F + 10 \log(k \cdot T_O \cdot B)$
Obliczenie $P_{s \min}$ dla różnych wariantów systemu							
Podst. C/N	dB			5,7	11,6	17,1	(kanał Rice'a)
Marg. impl.	dB			3,0	3,0	3,0	(Marg. implementacyjny)
$P_{s \min}$	dBW			-120,0	-114,1	-108,6	$P_n + \text{Podst. C/N} + \text{Marg.im.}$
Współczynniki dla różnych rodzajów odbioru - $\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ w punkcie odbioru							
$\lambda$	m	1,5					(Długość fali dla 200 MHz)
$G_D$	dB	7					(Zysk anteny)
(-Aa)	dB		-1,7				$(-(G_D + 10 \log(1,64 \cdot \lambda^2 / 4\pi)))$
$L_f$	dB		2,0				(Straty w kablu)
Rx Corr	dB		0,3	0,3	0,3	0,3	$(-A_a + L_f)$
$\Phi_{\min}$	DBW/m <sup>2</sup>			-119,7	-113,8	-108,3	$P_{s \min} + (-A_a + L_f)$
$E_{\min}$	DBμV/m			26,0	31,9	37,4	$\Phi_{\min} + 120 + 10 \log_{10}(120 \pi)$
$L_h$	dB		0,0				(Straty zw. z wysokością)
$L_b$	dB		0,0				(Mediana strat propagacji wewnątrz budynków)
$P_{\text{mmn}}$	dB		1,0				(Szumy i zakłócenia przemysłowe)
Loss Corr	dB		1,0	1,0	1,0	1,0	$L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$
$\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ na poziomie 10 m							
$\Phi_{\min}$ na 10 m	DBW/m <sup>2</sup>			-118,7	-112,8	-107,3	$\Phi_{\min} + L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$
$E_{\min}$ na 10 m	DBμV/m			27,0	32,9	38,4	$E_{\min} + L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$

Tabela 5.14. Odbiór stacjonarny, kanały o szerokości 7 MHz

8 MHz DVB-T w paśmie III (200 MHz): Odbiór przenośny wewnętrzny na parterze (klasa B)							
Wielkość	Jednostki	Wartość		QPSK, 2/3	16 QAM, 2/3	64 QAM, 2/3	Zależność
Obliczenie $P_n$							
K	Ws/K	1,38 E-23					(Stała Boltzmanna)
T <sub>O</sub>	K	290					(Temperatura bezwzględna)
B	Hz	7,60 E+06					(8 MHz szerokość kanału)
F	dB	7					(Wsp. szumów odbiornika)
P <sub>n</sub>	dBW		-128,2	-128,2	-128,2	-128,2	$F + 10 \log(k \cdot T_O \cdot B)$
Obliczenie $P_{s \min}$ dla różnych wariantów systemu							
Podst. C/N	dB			8,4	14,2	19,3	(kanał Rayleigh'a)
Marg. impl.	dB			3,0	3,0	3,0	(Marg. implementacyjny)
P <sub>s min</sub>	dBW			-116,8	-111,0	-105,9	$P_n + \text{Podst. C/N} + \text{Marg.im.}$
Współczynniki dla różnych rodzajów odbioru - $\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ w punkcie odbioru							
$\lambda$	m	1,5					(Długość fali dla 200 MHz)
G <sub>D</sub>	dB	-2,2					(Zysk anteny)
(-A <sub>a</sub> )	dB		7,5				$(-(G_D + 10 \log(1,64 \cdot \lambda^2 / 4\pi)))$
L <sub>f</sub>	dB		0,0				(Straty w kablu)
Rx Corr	dB		7,5	7,5	7,5	7,5	$(-A_a + L_f)$
$\Phi_{\min}$	dBW/m <sup>2</sup>			-109,2	-103,4	-98,3	$P_{s \min} + (-A_a + L_f)$
E <sub>min</sub>	dBμV/m			36,5	42,3	47,4	$\Phi_{\min} + 120 + 10 \log_{10}(120 \pi)$
L <sub>h</sub>	dB		10,0				(Straty zw. z wysokością)
L <sub>b</sub>	dB		8,0				(Mediana strat propagacji wewnątrz budynków)
P <sub>mmn</sub>	dB		1,0				(Szumy i zakłócenia przemysłowe)
Loss Corr	dB		19,0	19,0	19,0	19,0	$L_h + L_b + P_{mmn}$
$\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ na poziomie 10 m							
$\Phi_{\min}$ na 10 m	dBW/m <sup>2</sup>			-90,2	-84,4	-79,3	$\Phi_{\min} + L_h + L_b + P_{mmn}$
E <sub>min</sub> na 10 m	dBμV/m			55,5	61,3	66,4	$E_{\min} + L_h + L_b + P_{mmn}$

Tabela 5.15. Odbiór przenośny wewnętrzny na parterze (klasa B), kanały o szerokości 8 MHz

7 MHz DVB-T w paśmie III (200 MHz): Odbiór przenośny wewnętrzny na parterze (klasa B)							
Wielkość	Jednostki	Wartość		QPSK, 2/3	16 QAM, 2/3	64 QAM, 2/3	Zależność
Obliczenie $P_n$							
k	Ws/K	1,38 E-23					(Stała Boltzmanna)
$T_O$	K	290					(Temperatura bezwzględna)
B	Hz	6,65 E+06					(7 MHz szerokość kanału)
F	dB	7					(Wsp. szumów odbiornika)
$P_n$	dBW		-128,7	-128,7	-128,7	-128,7	$F + 10 \log(k \cdot T_O \cdot B)$
Obliczenie $P_{s \min}$ dla różnych wariantów systemu							
Podst. C/N	dB			8,4	14,2	19,3	(kanał Rayleigh'a)
Marg. impl.	dB			3,0	3,0	3,0	(Marg. implementacyjny)
$P_{s \min}$	dBW			-117,3	-111,5	-106,4	$P_n + \text{Podst. C/N} + \text{Marg.im.}$
Współczynniki dla różnych rodzajów odbioru - $\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ w punkcie odbioru							
$\lambda$	m	1,5					(Długość fali dla 200 MHz)
$G_D$	dB	-2,2					(Zysk anteny)
(-A <sub>a</sub> )	dB		7,5				$(-(G_D + 10 \log(1,64 \cdot \lambda^2 / 4\pi)))$
$L_f$	dB		0,0				(Straty w kablu)
Rx Corr	dB		7,5	7,5	7,5	7,5	$(-A_a + L_f)$
$\Phi_{\min}$	dBW/m <sup>2</sup>			-109,8	-104,0	-98,9	$P_{s \min} + (-A_a + L_f)$
$E_{\min}$	dBμV/m			35,9	41,7	46,8	$\Phi_{\min} + 120 + 10 \log_{10}(120 \pi)$
$L_h$	dB		10,0				(Straty zw. z wysokością)
$L_b$	dB		8,0				(Mediana strat propagacji wewnątrz budynków)
$P_{\text{mmn}}$	dB		1,0				(Szumy i zakłócenia przemysłowe)
Loss Corr	dB		19,0	19,0	19,0	19,0	$L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$
$\Phi_{\min}$ i $E_{\min}$ na poziomie 10 m							
$\Phi_{\min}$ na 10 m	dBW/m <sup>2</sup>			-90,8	-85,0	-79,9	$\Phi_{\min} + L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$
$E_{\min}$ na 10 m	dBμV/m			54,9	60,7	65,8	$E_{\min} + L_h + L_b + P_{\text{mmn}}$

Tabela 5.16. Odbiór przenośny wewnętrzny na parterze (klasa B), kanały o szerokości 7 MHz

### 5.8.2. Wartości C/I dla T-DAB i DVB-T dla wariantu 64QAM2/3 DVB-T

CH97 i Rekomendacja 1368-2 ITU-R zawierają wymagane współczynniki szumu C/N dla: DVB-T zakłócanego przez DVB-T i DVB-T zakłócanego przez T-DAB. Są one określone jednak tylko dla wariantu 64 QAM systemu DVB-T, sprawność kodu 2/3.

Współczynnik ochronny (C/I) wymagany dla różnych szerokości pasma systemów DVB-T zakłócanych przez T-DAB, mogą być wyprowadzone z wartości wymaganych C/N przedstawionych w tablicach z CH 97. można to otrzymać robiąc poprawkę dla różnych gęstości mocy widma dla 7 i 8 MHz systemów DVB-T i T-DAB. Podobnie współczynnik ochronny (C/I) dla T-DAB zakłócanego przez DVB-T może być wyprowadzony ze współczynnika C/I dla T-DAB zakłócanego przez T-DAB. Również w tym przypadku należy zrobić poprawkę jak wyżej. Nie podano żadnych wartości dla T-DAB w kanale Rice'a w WI95. Wartość 8,2 dB dotycząca kanału Rice'a podana w kolumnie „wyprowadzone” w tabeli 5.18 w wierszu T-DAB/T-DAB, została oszacowana w wyniku odejmowania różnicy między wartościami współczynników C/I dla kanałów Rice'a i Rayleigha, w wariancie

DVB-T typu QPSK i sprawności kodu  $\frac{1}{2}$  (1.8dB), od współczynnika C/I=10dB dla T-DAB podanego w WI95 ( dla kanału Rayleigha). Współczynnik ten określono w WI95 ( dla kanału Rayleigha). Tabela 5.17. pokazuje współczynnik korekcji dla widmowej gęstości mocy, odpowiednio dla różnych szerokości pasma.

Współczynnik korekcji dla widmowej gęstości mocy			
Pożyczany	DVB-T 7 MHz (szerokość pasma 6,7 MHz)	DVB-T 8 MHz (szerokość pasma 7,6 MHz)	T-DAB (szerokość pasma 1,536 MHz)
Zakłócający			
DVB-T 7 MHz	0	0,6	-6,4
DVB-T 8 MHz	-0,6	0	-6,9
T-DAB	6,4	6,9	0

Tabela 5.17.. Współczynniki korekcyjne dla widmowej gęstości mocy.

Tabela 5.18. i 5.19. porównuje odpowiednio w kanałach Rice'a i Ryleigha współczynniki C/I dla wariantów systemowych T-DAB i 64QAM 2/3 DVB-T, określonych w WI97,CH97 i ITU-R Rec.1368-2. Zawiera również współczynnik C/I wyprowadzony zgodnie z wartością tego współczynnika określonego w CH97 dla DVB-T oraz dla T-DAB w WI95, zmodyfikowaną przez uwzględnienie współczynników z tabeli 5.17. Wyprowadzona wartość C/I zawiera margines 3.0 dB.

System połączony	System zakłócający	Stosunek C/I (dB), kanał Rice'a			
		WI95	CH97	Zal. ITU 1368-2	Wyprowadzony
DVB-T 7 MHz	DVB-T 7 MHz	-	20,0	20,0	20,1
	DVB-T 8 MHz	-	-	-	19,5
	T-DAB	-	29,0	-	26,5
DVB-T 8 MHz	DVB-T 7 MHz	-	-	-	20,7
	DVB-T 8 MHz	-	20,0	20,0	20,1
	T-DAB	-	29,0	-	27,0
T-DAB	DVB-T 7 MHz	-	2,0	2,0	1,8
	DVB-T 8 MHz	-	1,0	1,0	1,3
	T-DAB	-	-	-	8,2

Tabela 5.18. Porównanie zmierzonych i wyprowadzonych wartości C/I dla kanału Rice'a.

System połączony	System zakłócający	Stosunek C/I (dB), kanał Rayleigh'a			
		WI95	CH97	Zal. ITU 1368-2	Wyprowadzony
DVB-T 7 MHz	DVB-T 7 MHz	-	22,0	22,0	22,3
	DVB-T 8 MHz	-	-	-	21,7
	T-DAB	-	29,0	-	28,7
DVB-T 8 MHz	DVB-T 7 MHz	-	-	-	22,9
	DVB-T 8 MHz	-	22,0	22,0	22,3
	T-DAB	-	29,0	-	29,2
T-DAB	DVB-T 7 MHz	-	2,0	2,0	3,6
	DVB-T 8 MHz	-	1,0	1,0	3,1
	T-DAB	10,0	-	-	10,0

Tabela 5.19. Porównanie zmierzonych i wyprowadzonych wartości C/I dla kanału Rayleigh'a.

Jest duża zgodność między wartością C/I określoną w WI95, CH97, ITU Rec 1368-2 oraz wartościami wyliczonymi. Główne różnice polegają na tym, że:

- w kanale Rice'a jest różnica 2 dB między wartościami określonymi w publikacjach a zakłóceniami wyliczonymi dla DVB-T zakłócanego przez T-DAB,
- w kanale Rayleigha jest także 2 dB różnicy dla T-DAB zakłócanego przez DVB-T.

### 5.8.3. Wartości C/I dla zbioru wariantów systemów DVB-T i T-DAB

Opublikowany materiał zawiera mało informacji o współczynnikach ochronnych dla innych wariantów systemu DVB-T. Wartości C/I obliczone jako wynik porównania gęstości mocy widma dla sygnałów użytecznego i zakłócanego, są zgodne z kilkoma wartościami zmierzonymi. Współczynniki ochronne dla innych wariantów takich jak 16QAM 2/3 i QPSK 2/3, mogą być wyprowadzone na podstawie wartości współczynników C/I danego systemu w sposób podobny do tego jaki zastosowano do uzyskania wyprowadzenie wartości współczynników ochronnych dla 64QAM. Przedstawione w tabeli 5.20. wzorcowe (bazowe) wartości współczynnika C/N dla zbioru trzech wariantów DVB-T wzięto z CH97. Nie zawierają one wartości marginesu.

Modulacja	Sprawność kodu	Kanał Rice'a	Kanał Rayleigh'a
QPSK	2/3	5,7	8,4
16QAM		11,6	14,2
64QAM		17,1	19,3

Tabela 5.20. Wartości C/N w systemie DVB-T.

Współczynniki ochronne obliczone dla trzech wariantów DVB-T (zakłócanych przez DVB-T 7 MHz, DVB-T 8 MHz oraz T-DAB w kanale Rice'a i Rayleigha), przedstawiono w tabeli 5.21. i 5.22. W obliczeniach uwzględniono margines 3 dB. W tabeli 5.23. przedstawiono wyliczone współczynniki ochronne dla T-DAB w kanale Rice'a i Rayleigha; wartości współczynników zawierają margines dla T-DAB.

Pożądany system	C/I systemu (dB)			System zakłócający	Wyprowadzony C/I (dB)		
	QPSK 2/3	16QAM 2/3	64QAM 2/3		QPSK 2/3	16QAM 2/3	64QAM 2/3
DVB-T 7 MHz	5,7	11,6	17,1	DVB-T 7 MHz	8,7	14,6	20,1
				DVB-T 8 MHz	8,1	14,0	19,5
				T-DAB	15,1	21,0	26,5
DVB-T 8 MHz	5,7	11,6	17,1	DVB-T 7 MHz	9,3	15,2	20,7
				DVB-T 8 MHz	8,7	14,6	20,1
				T-DAB	15,6	21,5	27,0

Tabela 5.21. Wyprowadzone współczynniki ochronne DVB-T – kanał Rice'a

Pożądany system	C/I systemu (dB)			System zakłócający	Wyprowadzony C/I (dB)		
	QPSK 2/3	16QAM 2/3	64QAM 2/3		QPSK 2/3	16QAM 2/3	64QAM 2/3
DVB-T 7 MHz	8,4	14,2	19,3	DVB-T 7 MHz	11,4	17,2	22,3
				DVB-T 8 MHz	10,8	16,6	21,7
				T-DAB	17,8	23,6	28,7
DVB-T 8 MHz	8,4	14,2	19,3	DVB-T 7 MHz	12,0	17,8	22,9
				DVB-T 8 MHz	11,4	17,2	22,3
				T-DAB	18,3	24,1	29,2

Tabela 5.22. Wyprowadzone współczynniki ochronne DVB-T – kanał Rayleigh’a

System zakłócający	Wyprowadzony C/I (dB)	
	Kanał Rice’a	Kanał Rayleigh’a
DVB-T 7 MHz	1,8	3,6
DVB-T 8 MHz	1,3	3,1
T-DAB	8,2	10,0

Tabela 5.23. Wyprowadzone współczynniki ochronne T-DAB – w kanałach Rice’a i Rayleigh’a.

#### 5.8.4. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego.

Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego w przypadku wspólnych kanałów (E<sub>maxint</sub>) obliczone według następującego algorytmu stosuje się w przypadku gdy natężenie pola użytecznego osiąga minimalną wartość E<sub>min 10m</sub>.

Rzeczywistą dopuszczalną wartość natężenia pola zakłócającego gdy natężenie pola użytecznego jest większe niż E<sub>min 10m</sub>, oblicza się korzystając z poniższego wzoru, uwzględniając:

- minimalną medianę równoważnego natężenia pola E<sub>min 10m</sub>
- dodając współczynnik C<sub>i</sub> (korekcji miejsc) dla żadanego procentu miejsc do pokrycia
- odejmując współczynnik ochronny systemu (P<sub>s</sub>) odpowiednio dla sygnału użytecznego i zakłócającego
- odejmując margines korekcji miejsc (C<sub>m</sub>).

$$E_{maxint} = E_{min 10m} + C_i - P_s - C_m$$

#### 5.8.4.1. TABELE MAKSYMALNEGO DOPUSZCZALNEGO NATĘŻENIA POŁA ZAKŁÓCAJĄCEGO DLA PRZYPADKÓW WSPÓLNOKANAŁOWYCH

Odbiór stacjonarny DVB-T – kanał Rice'a							
System pożądany	System zakłócający	% miejsc	$E_{\min}$ przy 10 m dB $\mu$ V/m	$C_1$ dB	$P_s$ dB	$C_M$ dB	$E_{\max \text{ int}}$ dB $\mu$ V/m
DVB-T 7 MHz QPSK 2/3	DVB-T 7MHz	70	27,0	2,9	8,7	4,1	17,1
		95	27,0	9,0	8,7	12,8	14,5
		99	27,0	12,8	8,7	18,2	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	27,0	2,9	8,1	4,1	17,7
		95	27,0	9,0	8,1	12,8	15,1
		99	27,0	12,8	8,1	18,2	13,5
	T-DAB	70	27,0	2,9	15,1	4,1	10,7
		95	27,0	9,0	15,1	12,8	8,1
		99	27,0	12,8	15,1	18,2	6,5
DVB-T 8 MHz QPSK 2/3	DVB-T 7 MHz	70	27,6	2,9	9,3	4,1	17,1
		95	27,6	9,0	9,3	12,8	14,5
		99	27,6	12,8	9,3	18,2	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	27,6	2,9	8,7	4,1	17,7
		95	27,6	9,0	8,7	12,8	15,1
		99	27,6	12,8	8,7	18,2	13,5
	T-DAB	70	27,6	2,9	15,6	4,1	10,8
		95	27,6	9,0	15,6	12,8	8,2
		99	27,6	12,8	15,6	18,2	6,6

Tabela 5.24. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego – DVB-T QPSK 2/3 – odbiór stacjonarny

Odbiór stacjonarny DVB-T – kanał Rice'a							
System pożądany	System zakłócający	% miejsc	$E_{\min}$ przy 10 m dB $\mu$ V/m	$C_1$ dB	$P_s$ dB	$C_M$ dB	$E_{\max \text{ int}}$ dB $\mu$ V/m
DVB-T 7 MHz 16 QAM 2/3	DVB-T 7MHz	70	32,9	2,9	14,6	4,1	17,1
		95	32,9	9,0	14,6	12,8	14,5
		99	32,9	12,8	14,6	18,2	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	32,9	2,9	14,0	4,1	17,7
		95	32,9	9,0	14,0	12,8	15,1
		99	32,9	12,8	14,0	18,2	13,5
	T-DAB	70	32,9	2,9	21,0	4,1	10,7
		95	32,9	9,0	21,0	12,8	8,1
		99	32,9	12,8	21,0	18,2	6,5
DVB-T 8 MHz 16 QAM 2/3	DVB-T 7 MHz	70	33,5	2,9	15,2	4,1	17,1
		95	33,5	9,0	15,2	12,8	14,5
		99	33,5	12,8	15,2	18,2	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	33,5	2,9	14,6	4,1	17,7
		95	33,5	9,0	14,6	12,8	15,1
		99	33,5	12,8	14,6	18,2	13,5
	T-DAB	70	33,5	2,9	21,5	4,1	10,8
		95	33,5	9,0	21,5	12,8	8,2
		99	33,5	12,8	21,5	18,2	6,6

Tabela 5.25. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego – DVB-T QPSK 2/3 – odbiór stacjonarny

Odbiór stacjonarny DVB-T – kanał Rice’a							
System pożądany	System zakłócający	% miejsc	$E_{\min}$ przy 10 m dBμV/m	$C_I$ dB	$P_S$ dB	$C_M$ dB	$E_{\max \text{ int}}$ dBμV/m
DVB-T 7 MHz 64 QAM 2/3	DVB-T 7MHz	70	38,4	2,9	20,1	4,1	17,1
		95	38,4	9,0	20,1	12,8	14,5
		99	38,4	12,8	20,1	18,2	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	38,4	2,9	19,5	4,1	17,7
		95	38,4	9,0	19,5	12,8	15,1
		99	38,4	12,8	19,5	18,2	13,5
	T-DAB	70	38,4	2,9	26,5	4,1	10,7
		95	38,4	9,0	26,5	12,8	8,1
		99	38,4	12,8	26,5	18,2	6,5
DVB-T 8 MHz 64 QAM 2/3	DVB-T 7 MHz	70	39,0	2,9	20,7	4,1	17,1
		95	39,0	9,0	20,7	12,8	14,5
		99	39,0	12,8	20,7	18,2	12,9
	DVB-T 8 MHz	70	39,0	2,9	20,1	4,1	17,7
		95	39,0	9,0	20,1	12,8	15,1
		99	39,0	12,8	20,1	18,2	13,5
	T-DAB	70	39,0	2,9	27,0	4,1	10,8
		95	39,0	9,0	27,0	12,8	8,2
		99	39,0	12,8	27,0	18,2	6,6

Tabela 5.26. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego – DVB-T 64 QAM 2/3 – odbiór stacjonarny

Odbiór przenośny wewnętrzny na parterze DVB-T – kanał Rayleigh’a							
System pożądany	System zakłócający	% miejsc	$E_{\min}$ przy 10 m dBμV/m	$C_I$ dB	$P_S$ dB	$C_M$ dB	$E_{\max \text{ int}}$ dBμV/m
DVB-T 7 MHz QPSK 2/3	DVB-T 7MHz	70	54,9	2,9	11,4	4,1	42,3
		95	54,9	9,0	11,4	12,8	39,7
		99	54,9	12,8	11,4	18,2	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	54,9	2,9	10,8	4,1	42,9
		95	54,9	9,0	10,8	12,8	40,3
		99	54,9	12,8	10,8	18,2	38,7
	T-DAB	70	54,9	2,9	17,8	4,1	35,9
		95	54,9	9,0	17,8	12,8	33,3
		99	54,9	12,8	17,8	18,2	31,7
DVB-T 8 MHz QPSK 2/3	DVB-T 7 MHz	70	55,5	2,9	12,0	4,1	42,3
		95	55,5	9,0	12,0	12,8	39,7
		99	55,5	12,8	12,0	18,2	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	55,5	2,9	11,4	4,1	42,9
		95	55,5	9,0	11,4	12,8	40,3
		99	55,5	12,8	11,4	18,2	38,7
	T-DAB	70	55,5	2,9	18,3	4,1	36,0
		95	55,5	9,0	18,3	12,8	33,4
		99	55,5	12,8	18,3	18,2	31,8

Tabela 5.27. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego – DVB-T QPSK 2/3 – odbiór przenośny wewnętrzny na parterze

Odbiór przesyłny wewnętrzny na parterze DVB-T – kanał Rayleigh’a							
System pożyczany	System zakłócający	% miejsc	$E_{min}$ przy 10 m dBμV/m	$C_1$ dB	$P_s$ dB	$C_M$ dB	$E_{max int}$ dBμV/m
DVB-T 7 MHz 16 QAM 2/3	DVB-T 7 MHz	70	60,7	2,9	17,2	4,1	42,3
		95	60,7	9,0	17,2	12,8	39,7
		99	60,7	12,8	17,2	18,2	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	60,7	2,9	16,6	4,1	42,9
		95	60,7	9,0	16,6	12,8	40,3
		99	60,7	12,8	16,6	18,2	38,7
	T-DAB	70	60,7	2,9	23,6	4,1	35,9
		95	60,7	9,0	23,6	12,8	33,3
		99	60,7	12,8	23,6	18,2	31,7
DVB-T 8 MHz 16 QAM 2/3	DVB-T 7 MHz	70	61,3	2,9	17,8	4,1	42,3
		95	61,3	9,0	17,8	12,8	39,7
		99	61,3	12,8	17,8	18,2	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	61,3	2,9	17,2	4,1	42,9
		95	61,3	9,0	17,2	12,8	40,3
		99	61,3	12,8	17,2	18,2	38,7
	T-DAB	70	61,3	2,9	24,1	4,1	36,0
		95	61,3	9,0	24,1	12,8	33,4
		99	61,3	12,8	24,1	18,2	31,8

Tabela 5.28. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego – DVB-T 16 QAM 2/3 – odbiór przesyłny wewnętrzny na parterze

Odbiór przesyłny wewnętrzny na parterze DVB-T – kanał Rayleigh’a							
System pożyczany	System zakłócający	% miejsc	$E_{min}$ przy 10 m dBμV/m	$C_1$ dB	$P_s$ dB	$C_M$ dB	$E_{max int}$ dBμV/m
DVB-T 7 MHz 64 QAM 2/3	DVB-T 7 MHz	70	65,8	2,9	22,3	4,1	42,3
		95	65,8	9,0	22,3	12,8	39,7
		99	65,8	12,8	22,3	18,2	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	65,8	2,9	21,7	4,1	42,9
		95	65,8	9,0	21,7	12,8	40,3
		99	65,8	12,8	21,7	18,2	38,7
	T-DAB	70	65,8	2,9	28,7	4,1	35,9
		95	65,8	9,0	28,7	12,8	33,3
		99	65,8	12,8	28,7	18,2	31,7
DVB-T 8 MHz 64 QAM 2/3	DVB-T 7 MHz	70	66,4	2,9	22,9	4,1	42,3
		95	66,4	9,0	22,9	12,8	39,7
		99	66,4	12,8	22,9	18,2	38,1
	DVB-T 8 MHz	70	66,4	2,9	22,3	4,1	42,9
		95	66,4	9,0	22,3	12,8	40,3
		99	66,4	12,8	22,3	18,2	38,7
	T-DAB	70	66,4	2,9	29,2	4,1	36,0
		95	66,4	9,0	29,2	12,8	33,4
		99	66,4	12,8	29,2	18,2	31,8

Tabela 5.29. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego – DVB-T 64 QAM 2/3 – odbiór przesyłny wewnętrzny na parterze

T-DAB – kanał Rayleigh’a – odbiór na poziomie 1,5 m nad ziemią							
System pożyczany	System zakłócający	% miejsc	$E_{\min}$ przy 10 m dB $\mu$ V/m	$C_1$ dB	$P_s$ dB	$C_M$ dB	$E_{\max \text{ int}}$ dB $\mu$ V/m
T-DAB	DVB-T 7MHz	70	45,0	2,9	3,6	4,1	40,2
		95	45,0	9,0	3,6	12,8	37,6
		99	45,0	12,8	3,6	18,2	36,0
	DVB-T 8 MHz	70	45,0	2,9	3,1	4,1	40,7
		95	45,0	9,0	3,1	12,8	38,1
		99	45,0	12,8	3,1	18,2	36,5
	T-DAB	70	45,0	2,9	10,0	4,1	33,8
		95	45,0	9,0	10,0	12,8	31,2
		99	45,0	12,8	10,0	18,2	29,6

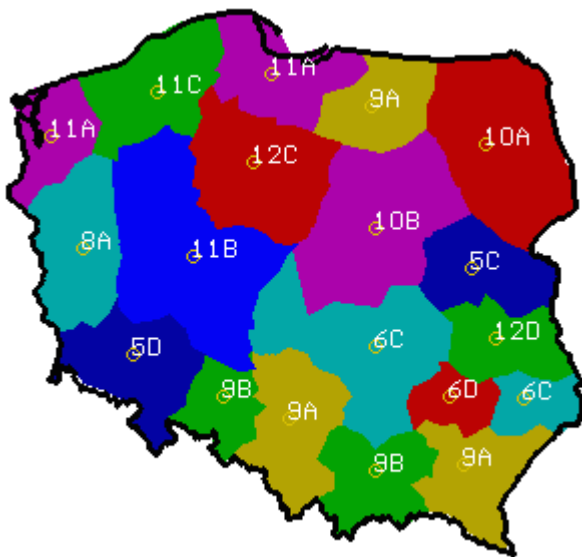
Tabela 5.30. Maksymalne dopuszczalne natężenie pola zakłócającego – T-DAB

### 5.9. Podsumowanie

Według przyjętego scenariusza, możliwa jest taka sytuacja kiedy ten sam kanał telewizyjny w paśmie III będzie używany przez DVB-T w jednym rejonie świata, a przez T-DAB w innym.

Tak więc zasady współistnienia DVB-T i T-DAB w takiej sytuacji wymagają uzgodnienia warunków bardziej elastycznego skutecznego korzystania widma w tym paśmie.

### 5.10. Aktualny podział Polski na obszary rezerwacji bloków T-DAB



Mapy polskich obszarów rezerwacji bloków T-DAB w pasmach: VHF

### **5.11. Zagrożenia w odbiorze telewizji przez sieci T-DAB budowane w ramach uzgodnionych obszarów rezerwacji T-DAB**

W ramach niniejszej pracy zbadano stopień zakłóceń stacji telewizyjnych przez sieć odniesienia obszarów rezerwacji T-DAB. Poniżej w formie tabeli i mapki pokazano potencjalne kolizje pomiędzy sieciami odniesienia uzgodnionych obszarów rezerwacji T-DAB i pracującymi stacjami TV w paśmie VHF.

Na 19 obszarów rezerwacji w 15 występują stacje wymagające wyłączenia.

Są wśród nich 4 stacje TV dużej mocy:

Olštyn – k. 9. Stacja znajduje się wewnątrz obszaru rezerwacji. Próba dobrania dla tej stacji kanału 6 spotkała się z negatywną opinią ekspertów, ze względu na niebezpieczeństwo zakłócania służb ruchomych MSW.

Lublin – k. 9. Stacja ta znajduje się zbyt blisko obszaru rezerwacji POL10010 - 9A.

Łódź – k. 7. Stacja leży wewnątrz obszaru rezerwacji POL10019 – 6C.

Koszalin – k. 9. Stacja ta znajduje się zbyt blisko obszaru rezerwacji POL10015 - 8A.

oraz 10 stacji małej mocy:

Chodzież – k. 11

Czerna – k. 9

Koszalin 1 – k. 11

Lądek Zdrój – k. 9

Opole 2 – k. 10

Poznań 1 – k. 7

Rzepedź – k. 7

Rzeszów – k. 7

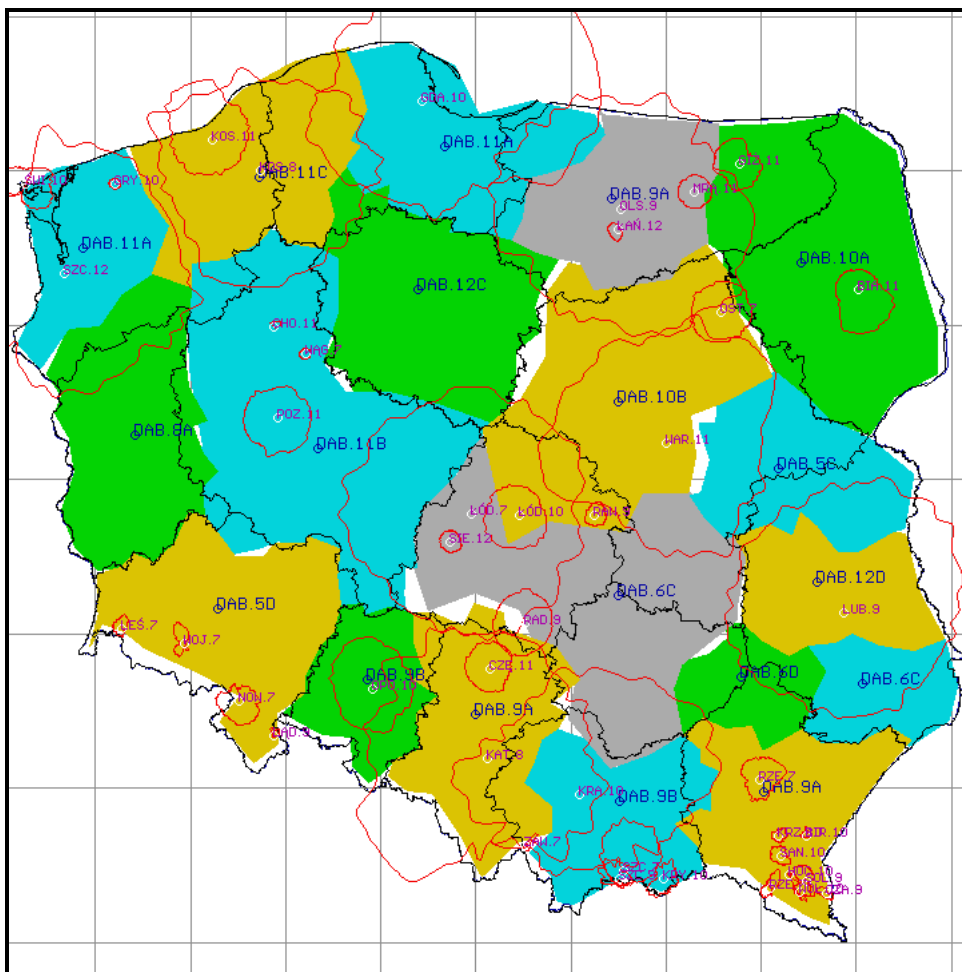
Solina – k. 9

Szczawnica 1 – k. 9

Inne kolizje wystąpią w ograniczonym zakresie, zwykle tylko w pobliżu stacji T-DAB i można im przeciwdziałać uruchamiając dodatkowe stacje telewizyjne o mocy niższej niż zakłócające stacje T-DAB.

Mniejsze lub większe kolizje wystąpią w odbiorze aż 42 stacji TV na ogólną liczbę 82 stacji TV pracujących w paśmie VHF.

W 26 przypadkach stacji telewizyjne leżą wewnątrz tych obszarów rezerwacji T-DAB, z którymi są kolizyjne.



**Mapka aktualnego podziału Polski na obszary rezerwacji T-DAB**

Na mapce zaznaczono lokalizacje, nazwy i orientacyjne zasięgi stacji TV, które mogą być zakłócone przez sieć T-DAB. Pokazano również podział na nowe województwa.

## 5.12. Literatura

- [1] Final Acts of the CEPT T-DAB Planning Meeting, Wiesbaden, 1995
- [2] Technical Bases for T-DAB Services Network Planning and Compatibility with existing Broadcasting Service, EBU, Geneva, 1995
- [3] Final Acts of the CEPT T-DAB Planning Meeting (2), Bonn, 1996
- [4] Issues concerning DVB-T and T-Dab in Band III CEPT/FM-PT24(01) 078, 2001

## 6. Wykaz skrótów

ACI	interferencje w kanale sąsiednim (ang. Adjacent Channel Interference)
BER	bitowa stopa błędów (ang. Bit Error Rate)
CDMA	wielodostęp kodowy (ang. Code Division Multiple Access)
COFDM	kodowane ortogonalne zwielokrotnienie częstotliwościowe (ang. Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
C/N	Stosunek sygnału do szumu (ang. Carrier-to-Noise Ratio)
C/I	Stosunek sygnału do zakłócenia, współczynnik ochronny (ang. Carrier-to-Interference Ratio)
DVB	nadawanie cyfrowych sygnałów wizyjnych (ang. Digital Video Broadcasting)
DVB-T	naziemne DVB (ang. DVB-Terrestrial)
ETS	europejska norma telekomunikacyjna (ang. European Telecommunication Standard)
FEC	korekcja błędów w przód (ang. Forward Error Correction)
HDTV	telewizja o dużej rozdzielczości (ang. High Definition TeleVision)
IS-95	standard amerykański CDMA o numerze IS-95 (ang. Industry Standard 95)
MFN	sieć wieloczęstotliwościowa (ang. Multi Frequency Network)
MPEG	grupa ekspertów do spraw obrazów ruchomych (ang. Moving Picture Experts Group)
OFDM	ortogonalne zwielokrotnienie częstotliwościowe (ang. Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
PAL	Phase Alternating Line
QAM	modulacja kwadraturowa amplitudy (ang. Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	modulacja z czterostanowym kluczowaniem przesunięcia fazy (ang. Quaternary Phase Shift Keying)
RF	częstotliwość radiowa (ang. Radio Frequency)
RS	Reed-Solomon (kod cyfrowy)
SDTV	telewizja o standardowej rozdzielczości (ang. Standard Definition TeleVision)
SECAM	Système Séquentiel Couleur A Mémoire
SFN	sieć jednoczęstotliwościowa (ang. Single Frequency Network)
TV	telewizja (ang. TeleVision)
TVA	telewizja analogowa
UVF	częstotliwość ultra-wysoka (ang. Ultra-High Frequency)
VHF	częstotliwość bardzo-wysoka (ang. Very-High Frequency)

Nr pracy: 21 30 001 1

Nazwa pracy: Gospodarka widmem częstotliwości radiowych – rozwój nowych systemów radiokomunikacyjnych, modele, metody analiz i badań kompatybilności przy współużytkowaniu widma

Zleceniodawca: Praca statutowa

Data rozpoczęcia: styczeń 2001

Data zakończenia: grudzień 2001

Wykonawcy Pracy:

Dr inż. Janusz Sobolewski - kierownik tematu

Dr inż. Wiktor Sęga - kierownik tematu

mgr inż. Krystyna Błaszczuk

Mgr Elżbieta Dyrka

Mgr Zbigniew Janek

Mgr inż. Michał Kamieniec

Mgr inż. Małgorzata Konrad

Mgr inż. Andrzej Marszałek

Mgr inż. Władysław Moron

Mgr inż. Piotr Koźlik

Mgr inż. Grzegorz Lewandowski

Mgr inż. Olgierd Łotoczko

Mgr inż. Andrzej Pawlus

Mgr inż. Krzysztof Strawski

Tadeusz Stromich

Mgr inż. Wojciech Tyczyński

Mgr inż. Radosław Tyniów

Mgr inż. Dariusz Więcek

Mgr inż. Rafał Więcek

Praca wykonywana w Zakładzie Z-21

Kierownik Zakładu: dr Tomasz Niewodniczański

## Spis treści:

<b>1. KOMPATYBILNOŚĆ RADIOKOMUNIKACYJNYCH SYSTEMÓW SŁUŻB STAŁYCH .....</b>	<b>5</b>
1.1. WSTĘP .....	5
1.2. OCENA WPŁYWU SYGNAŁU ZAKŁÓCAJĄCEGO NAZIEMNEJ STACJI SATELITARNEJ NA JAKOŚĆ TRANSMISJI LINII RADIOWEJ .....	6
1.2.1. Wyliczenie parametrów jakości transmisji linii radiowej z uwzględnieniem sygnałów zakłócających .....	6
1.2.2. Zastosowanie wartości dopuszczalnej degradacji mocy progowej odbiornika do ochrony pracujących linii radiowych przed zakłóceniami .....	8
1.3. OCENA WPŁYWU SYGNAŁU ZAKŁÓCAJĄCEGO LINII RADIOWEJ NA ODBIÓR SYGNAŁÓW W ODBIORNIKU NAZIEMNEJ STACJI SATELITARNEJ .....	14
1.4. OPRACOWANIE METODY LICZENIA ZYSKU ANTEN DLA RÓŻNYCH SYSTEMÓW SATELITARNYCH .....	17
1.5. OPRACOWANIE ALGORYTMU ANALIZY WRAZ Z MODUŁEM PROGRAMOWYM, KTÓRY MOŻE BYĆ WŁĄCZONY DO SYSTEMÓW AKTUALNIE UŻYWANYCH W URT .....	20
1.6. PODSUMOWANIE .....	27
1.7. LITERATURA .....	27
<b>2. KOMPATYBILNOŚĆ NAZIEMNEJ TELEWIZJI CYFROWEJ DVB-T .....</b>	<b>28</b>
2.1. WSTĘP .....	28
2.2. MODELOWANIE ODBIORNIKA DVB-T .....	28
2.2.1. Jakość transmisji .....	28
2.2.2. Zależność $C/N$ od $E_b/N_0$ .....	29
2.2.3. Kodowanie splotowe w DVB-T .....	29
2.2.4. Dekodowanie twarde decyzyjne .....	30
2.2.5. Dekodowanie miękkodecyzyjne .....	31
2.2.6. Prawdopodobieństwo błędu dla różnych typów modulacji nośnych .....	32
2.3. METODA WYZNACZANIA WSPÓŁCZYNNIKÓW OCHRONNYCH .....	34
2.4. WYZNACZANIE WSPÓŁCZYNNIKÓW OCHRONNYCH DLA DVB-T ZAKŁÓCANEGO PRZEZ DVB-T .....	35
2.5. KOMPATYBILNOŚĆ SYSTEMÓW WOJSKOWYCH RSBN .....	36
2.6. WNIOSKI .....	37
2.7. LITERATURA .....	37
<b>3. METODY PLANOWANIA SIECI JEDNOCZĘSTOTLIWOŚCIOWYCH SFN .....</b>	<b>39</b>
3.1. WYMAGANIA DOTYCZĄCE STOSUNKU $C/N$ I ICH INTERPRETACJA PRZY PLANOWANIU SIECI SFN [4] ...	40
3.1.1. Wyniki obliczeń .....	43
3.2. PRZYKŁADOWE MAPKI ROZKŁADU $C/I$ .....	45
3.2.1. Przykładowe rozkłady $C/I$ dla różnych odległości pomiędzy nadajnikami .....	45
3.3. DEGRADACJA SYGNAŁU NA ZEWNĄTRZ OBSZARU SFN .....	46
3.4. PODSUMOWANIE .....	47
3.5. LITERATURA .....	47
<b>4. PROBLEMATYKA PLANOWANIA NAZIEMNEJ TELEWIZJI CYFROWEJ .....</b>	<b>48</b>
4.1. PROBLEM PLANOWANIA DVB-T NA PRZYKŁADZIE HOLANDII .....	48
4.1.1. Pokrycie terenu przy emisji analogowej .....	48
4.1.2. Pokrycie terenu przy emisji cyfrowej siecią MFN .....	49
4.1.3. Pokrycie terenu przy emisji cyfrowej siecią SFN .....	50
4.1.4. Jednoczęstotliwościowa sieć złożona z dziesięciu nadajników .....	51
4.1.5. Omówienie wyników badań .....	54
4.2. PROBLEM PLANOWANIA DVB-T W POLSCE .....	54
4.2.1. Plan 5 DVB-T w kanałach 61-69 dla Polski .....	55
4.3. LITERATURA .....	56

5.	WYKAZ SKRÓTÓW: .....	57
----	----------------------	----

# 1. Kompatybilność radiokomunikacyjnych systemów służb stałych

## 1.1. Wstęp

W wyniku wzrastającego zapotrzebowania na wszelkiego rodzaju usługi telekomunikacyjne i rozwoju technologicznego opracowywane są coraz to nowe systemy radiokomunikacyjne, których wdrożenie uzależnione jest od możliwości przeznaczenia im określonej porcji widma elektromagnetycznego. Ze względu na to, że zasoby widma dostępnego technologicznie zostały dawno wyczerpane, rozwój nowych systemów jest możliwy pod warunkiem współużytkowania widma z systemami istniejącymi. Zanim jednak zmieniona zostanie tabela przeznaczeń, muszą zostać określone warunki, przy których dwa systemy są kompatybilne. Tak też na ogół się dzieje. Dla przykładu można podać, że równoległe z Grupą Roboczą FM CEPT, przygotowującą propozycje nowych alokacji, pracuje Grupa Robocza SE CEPT, której zadaniem jest sprawdzenie możliwości współużytkowania i opracowanie metody oceny kompatybilności różnych systemów. Jednak wyniki prac grup międzynarodowych (UIT-R, CEPT, Porozumienie Wiedeńskie) nad metodami oceny kompatybilności, mimo, że są wielokrotnie poprawiane, nie zawsze są zadowalające.

Szczególnie widoczne jest to w przypadku przesłań linii radiowych i naziemnych stacji satelitarnych współużytkujących wiele zakresów częstotliwości. Ani poprzednio obowiązujący Dodatek 28 do Regulaminu Radiokomunikacyjnego (RR), ani wprowadzony w jego miejsce Dodatek S7 (zmodyfikowany w czasie Światowej Konferencji Radiokomunikacyjnej WRC-2000) nie pozwalają w sposób bezpośredni ocenić, czy dana stacja jednej służby może zakłócić inną znaną stację drugiej służby. Dodatek S7 opracowany został w celu identyfikacji administracji, z którą należy prowadzić koordynację. Przy użyciu Dodatku S7 dla danej naziemnej stacji satelitarnej (odbiorczej lub nadawczej) można wyznaczyć kontur koordynacyjny, poza którym każda stacja linii radiowej (nawet najbardziej niekorzystnie umiejscowiona lub promieniująca) jest kompatybilna ze stacją satelitarną. Obliczając dystans koordynacyjny znanej stacji satelitarnej zakłada się najbardziej niekorzystne warunki odbioru sygnału użytecznego w obecności sygnałów zakłócających (maksymalna moc promieniowana, maksymalny zysk anteny, brak dyskryminacji kierunkowej i polaryzacyjnej anteny oraz dyskryminacji obwodów wejściowych odbiornika). Poczynione założenia wpływają na to, że metoda jest konserwatywna (uznaje za niekompatybilne niektóre przypadki, w których brak zakłóceń). Dokładność oceny kompatybilności można zwiększyć uwzględniając rzeczywiste (a nie założone) parametry przesła radiowego

Celem niniejszej pracy jest opracowanie metod oceny kompatybilności znanej naziemnej stacji satelitarnej i znanej linii radiowej w oparciu o charakterystyki obu systemów. W pierwszym etapie pracy opracowana została koncepcja metody i zaproponowane zostały modele elementów toru komunikacyjnego, w etapie drugim po zweryfikowaniu modeli opracowany zostanie algorytm wraz z modułem programowym, który może być włączony do systemów informatycznych aktualnie używanych w URT.

Przed przystąpieniem do prac nad metodą oceny kompatybilności naziemnych stacji satelitarnych i linii radiowych przyjęto następujące założenia warunkujące możliwe rozwiązania: po pierwsze metoda musi bazować na ogólnodostępnych danych, po drugie w metodzie uwzględnione muszą być zalecenia ITU-R i CEPT, Regulamin Radiokomunikacyjny oraz umowy międzynarodowe (np. Porozumienie Wiedeńskie). Innym, narzucającym się w sposób naturalny założeniem, jest to, że sposób oceny kompatybilności jest inny dla odbiornika satelitarnego i inny dla odbiornika linii radiowej. W wypadku linii radiowej sygnał

z naziemnej stacji satelitarnej można traktować jak każdy inny sygnał zakłócający i sprawdzić, czy jest on tolerowany przez odbiornik linii radiowej, stosując metodę oceny kompatybilności przyjętą dla linii radiowych. W wypadku stacji satelitarnej brak jest metod oceny zakłóceń między stacjami naziemnymi, ponieważ systemy satelitarne przy nadawaniu i odbiorze wykorzystują inne pasma częstotliwości. Do oceny wpływu sygnału zakłócającego na odbiór sygnałów z satelity można zastosować metodę zalecaną w Dodatku S7 do RR. Za przyjęciem takiego rozwiązania przemawia fakt, że metoda ta jest powszechnie akceptowana i stosowana.

## 1.2. Ocena wpływu sygnału zakłócającego naziemnej stacji satelitarnej na jakość transmisji linii radiowej

Sygnał zakłócający można uznać za nieszkodliwy dla transmisji linii radiowej, jeżeli nie powoduje on zmniejszenia wartości parametrów jakości transmisji (jakość i niedostępność linii) poniżej wartości wynikających z norm ITU-R. Ochronę parametrów jakości linii można zapewnić kilkoma sposobami. Jeden ze sposobów polega na wyznaczeniu parametrów jakości transmisji linii radiowej z uwzględnieniem sygnałów zakłócających i porównaniu ich z wymaganymi wartościami docelowymi. Przy stosowaniu drugiego sposobu ustalana jest dopuszczalna wartość degradacji poziomu mocy progowej odbiornika (jest ona równoważna degradacji, czyli zmniejszeniu zapasu na zaniki) i instytucja zajmująca się gospodarką widmem (w Polsce - Urząd Regulacji Telekomunikacji) nie dopuszcza do przekroczenia tej wartości. Przy tym rozwiązaniu projektant linii radiowej do obliczonego bez uwzględnienia sygnałów zakłócających zapasu na zaniki dodać powinien wartość dopuszczalnej degradacji i tę wartość uznać za podstawę do dalszych wyliczeń. W ten sposób linia radiowa nie utraci założonej jakości transmisji mimo pojawiających się w sąsiedztwie innych systemów radiowych wykorzystujących to samo pasmo częstotliwości.

### 1.2.1. Wyliczenie parametrów jakości transmisji linii radiowej z uwzględnieniem sygnałów zakłócających

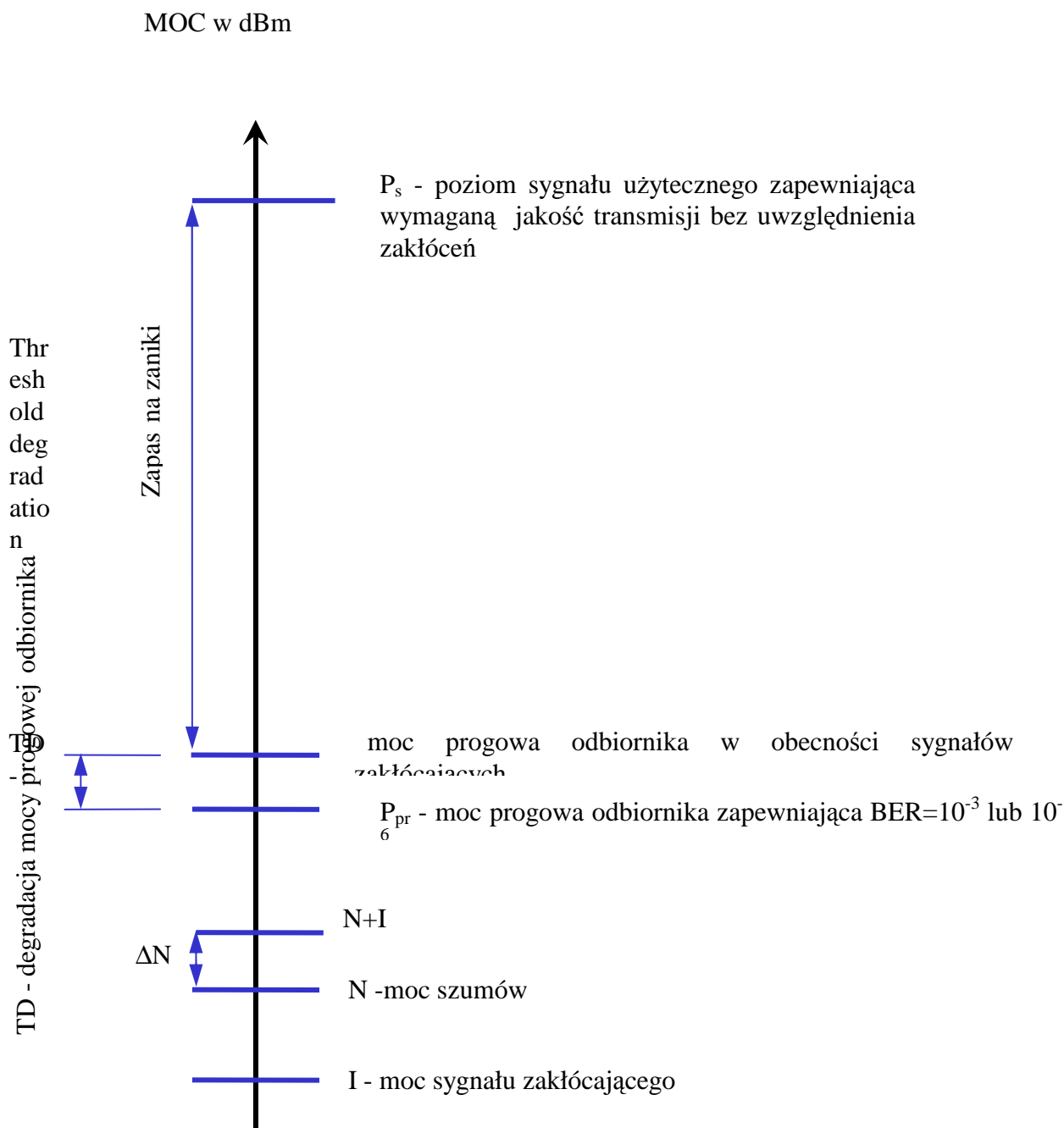
Sygnały zakłócające dochodzące na wejście odbiornika mogą być traktowane jak szum biały. W obecności sygnałów zakłócających  $I^i$ ,  $i=1, 2, \dots$  (dBm) na skutek zwiększenia mocy szumów odbiornika,  $N$  (dBm) podwyższony zostaje poziom mocy progowej odbiornika,  $P_{pr}$  (dBm) i zmniejsza się zapas na zaniki,  $FM$  (dB) co ma wpływ na pogorszenie jakości transmisji (patrz rys. 1.1). Przyrost mocy szumów odbiornika,  $\Delta N$  (dB) obliczany jest ze wzoru:

w którym:

$$\Delta N(\text{dB}) = 10 \log \left( \frac{N(\text{mW}) + \sum_i I^i(\text{mW})}{N(\text{mW})} \right) = \dots = 10 \log \left( 1 + \sum_i 10^{(I^i(\text{dBm}) - N(\text{dB m}))/10} \right),$$

$$TD = \Delta P_{pr} = \Delta N,$$

$I^i$  - poziom  $i$ -tego sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika, dBm,  
 $TD = \Delta P_{pr}$  - degradacja poziomu mocy progowej (ang. *threshold degradation*), dB.



Rys. 1.1. Diagram mocy na wejściu odbiornika linii radiowej - degradacja mocy progowej odbiornika

Zapas na zaniki z uwzględnieniem sygnałów zakłócających, FMI (dB) wyznacza się ze wzoru (rys. 1.1):

w którym:

FM - zapas na zaniki bez uwzględnienia sygnałów zakłócających, dB.

$$FMI = FM - \Delta P_{pr} =$$

$$= FM - 10 \log \left( 1 + \sum_i 10^{(I_i \text{ (dBm)} - N \text{ (dBm)})/10} \right),$$

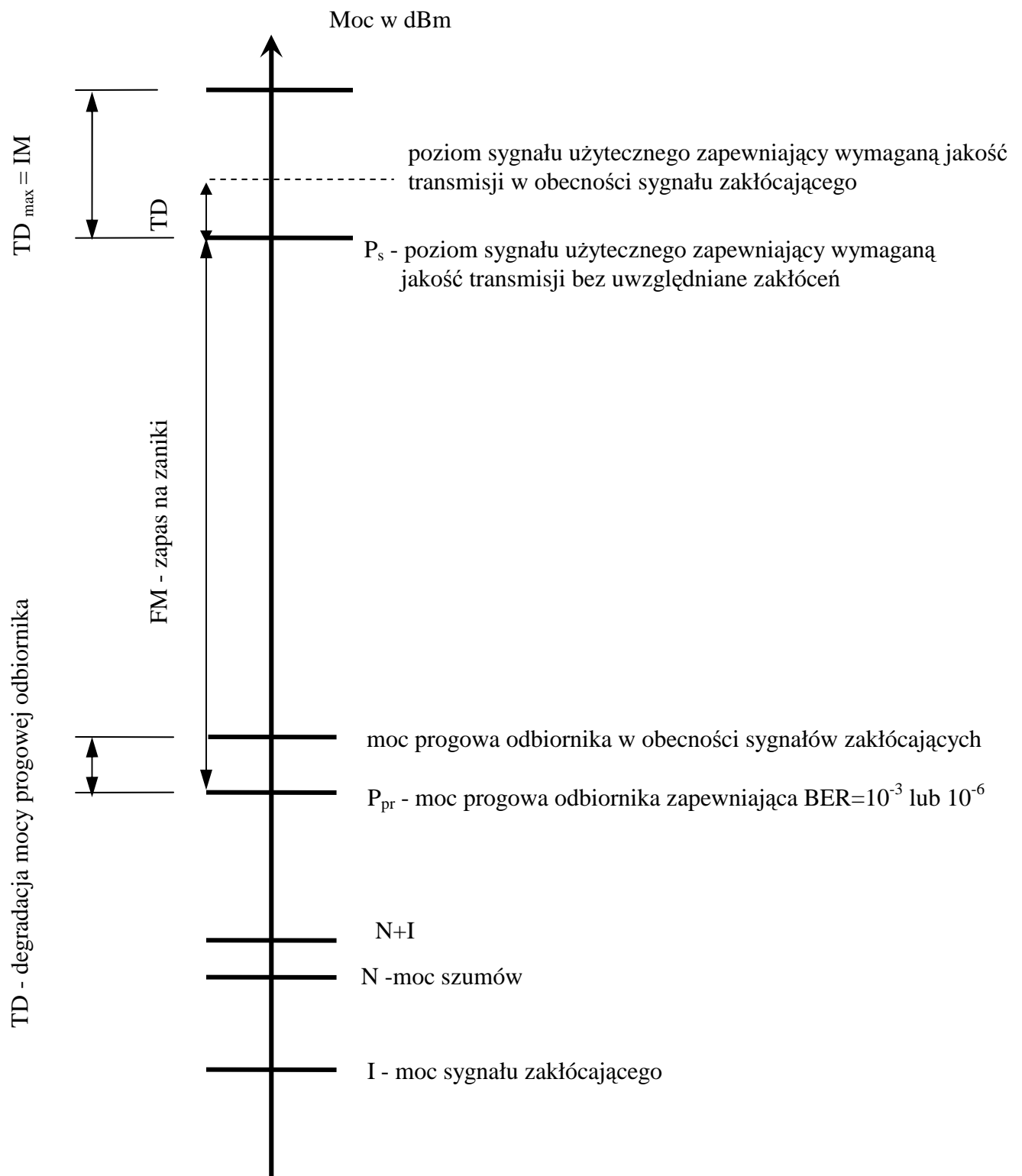
Wartość zapasu na zaniki FMI powinna być użyta do wyznaczenia mocy nadajnika (bilans mocy).

### 1.2.2. Zastosowanie wartości dopuszczalnej degradacji mocy progowej odbiornika do ochrony pracujących linii radiowych przed zakłóceniami

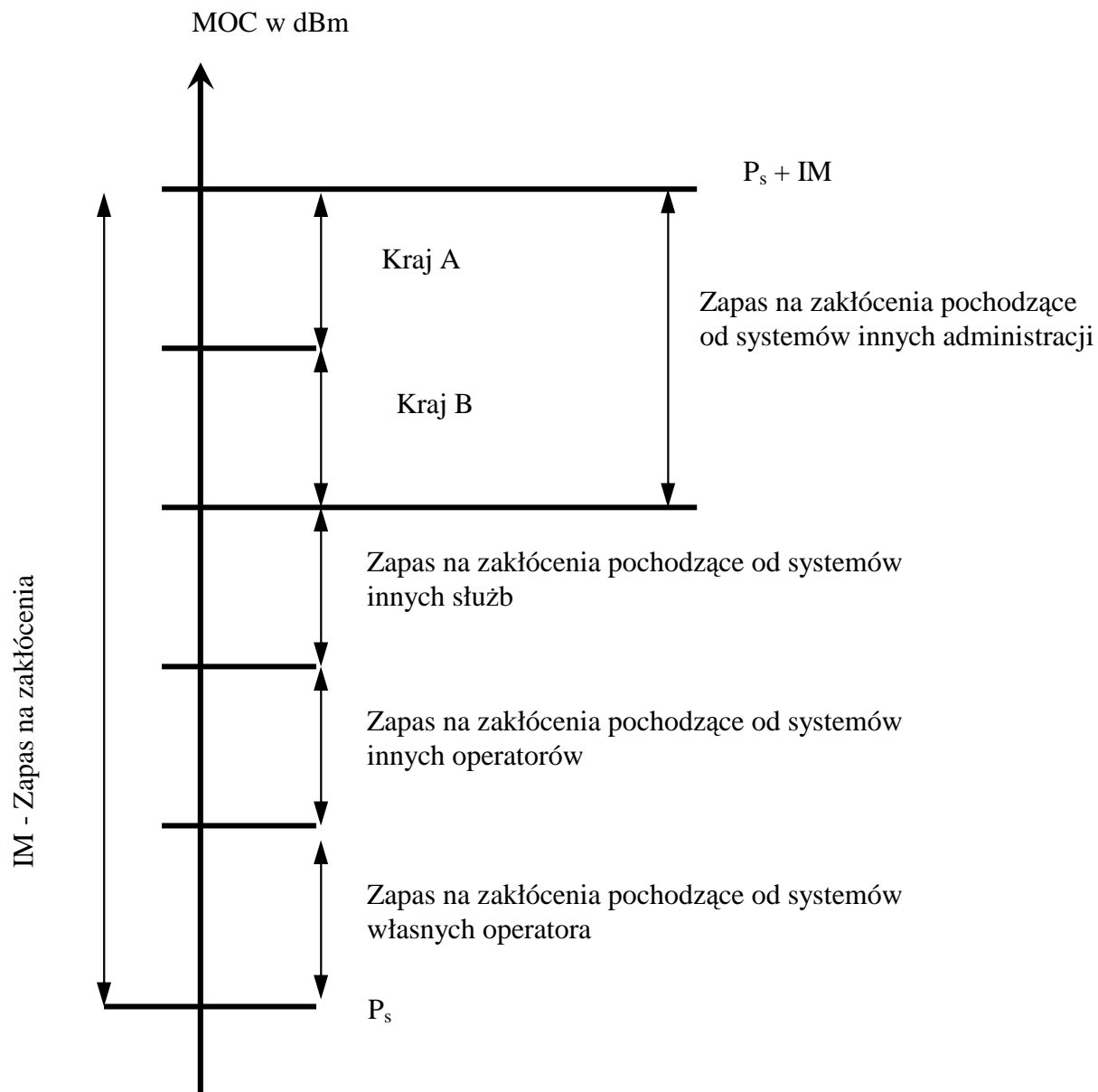
Planowana linia radiowa pracować musi w zmieniającym się środowisku elektromagnetycznym. Zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi w punkcie 1.2.1 każdy nadajnik nowej linii radiowej emitujący sygnał wpadający w pasmo odbiorcze odbiornika drugiej linii powoduje zmniejszenie zapasu na zaniki tego odbiornika i pogorszenie jakości transmisji linii radiowej. Chcąc zapewnić założoną jakość transmisji w przyszłości, należy zwiększyć zapas na zaniki każdego przęsła radiowego linii, przeznaczając przyrost mocy sygnału użytecznego na zniwelowanie wpływu zakłóceń. Problemem staje się określenie wartości przyrostu zapasu zapewniającej ochronę jakości transmisji linii. Ile decybeli należy dodać do zapasu na zaniki, aby zabezpieczyć się przed zakłóceniami?

Rozwiązaniem zapewniającym ochronę linii radiowej przed sygnałami zakłócającymi, jest ustalenie wartości maksymalnej degradacji mocy progowej odbiornika, IM (dB) (równoważnej degradacji zapasu na zaniki) przez instytucję zajmującą się gospodarką widmem (w Polsce Urząd Regulacji Telekomunikacji) i ochrona poziomu mocy progowej przed degradacją większą niż dozwolona. Oznacza to, że przed wydaniem zezwolenia na używanie urządzeń i częstotliwości należy sprawdzić, czy w pracujących liniach radiowych degradacja mocy progowej odbiornika powodowana sumą mocy sygnałów zakłócających nie przewyższa ustalonej wartości degradacji maksymalnej, IM (dB) (rys. 1.2). W wypadku gdy zakłócający sygnał planowanej linii zwiększa moc progową odbiornika linii pracującej o wartość większą niż dozwolona, należy poszukać dla nowej linii innej częstotliwości. W ten sposób uzyska się ochronę jakości transmisji pracujących linii radiowych.

Zastosowanie maksymalnej dopuszczalnej degradacji mocy progowej odbiornika (nazywanej w dalszej części zapasem na zakłócenia, IM) ma jeszcze inne zalety. Pierwszą stanowi to, że zapas na zakłócenia można podzielić pomiędzy operatorów, służby czy administracje (rys. 1.3). W ten sposób w każdym przęśle radiowym można wydzielić pewną porcję zapasu na zakłócenia i przeznaczyć ją na degradację powodowaną sygnałami naziemnych stacji satelitarnych. Druga zaleta wynika z możliwości ograniczenia poziomu sygnału zakłócającego powodowanego przez jeden sygnał. Niektóre administracje nie dopuszczają, aby prawie cały zapas na zakłócenia danego rodzaju był wyczerpany przez jeden sygnał, stawiając ograniczenia dla degradacji powodowanej pojedynczym sygnałem.



Rys. 1.2. Diagram mocy na wejściu odbiornika linii radiowej – zapas na zakłócenia



Rys. 1.3. Diagram mocy na wejściu odbiornika linii radiowej – podział zapasu na zakłócenia

Degradacja poziomu mocy progowej odbiornika, TD (dB) spowodowana wieloma sygnałami zakłócającymi wyliczana jest na podstawie następującego wzoru:

$$TD = 10 \log \left( 1 + \sum_i 10^{(I^i - N)/10} \right),$$

w którym:

$I^i$  (dBm) jest mocą  $i$ -tego sygnału zakłócającego,

$N$  (dBm) jest mocą szumów odbiornika wyliczaną ze wzoru:

$$N = 10 \log(kT) + 10 \log(B) + F = -114 + 10 \log(B) + F, \quad (\text{dBm})$$

przy czym:

$F$  – współczynnik szumów odbiornika (dB),

$k$  – stała Boltzmanna =  $1.38 \cdot 10^{-23}$  W/(Hz·°K),

$T$  – temperatura (°K) = 293 °K,

$B$  – szerokość pasma odbiornika (MHz).

Wartości  $F$  i  $B$  są parametrami typu urządzenia nadawczo-odbiorczego.

Poziom sygnału zakłócającego  $I^i$  na wejściu odbiornika stacji U (rys. 1.4) obliczany jest na podstawie wzoru:

$$I^i = P_{Tx} - a_{tot}, \quad [\text{dBm}]$$

w którym:

$P_{Tx}$  – moc nadajnika (dBm),

$a_{tot}$  – tłumienie całkowite pomiędzy wyjściem nadajnika (punkt A' na rys. 1.4) i wejściem odbiornika (punkt A na rys. 1.4) (dB).

Tłumienie  $a_{tot}$  wyliczane jest ze wzoru:

$$a_{tot} = a_{Tx} - G_{Tx} + a_{prop} - G_{Rx} + a_{Rx} + a_{ant} + NFD, \quad (\text{dB})$$

w którym:

$a_{Tx}$  – tłumienie toru pomiędzy wyjściem nadajnika i anteną nadawczą (pomiędzy punktami D' i A' na rys. 1.4),

$a_{Rx}$  – tłumienie toru pomiędzy anteną odbiorczą i wejściem odbiornika (pomiędzy punktami D i A na rys. 1.4),

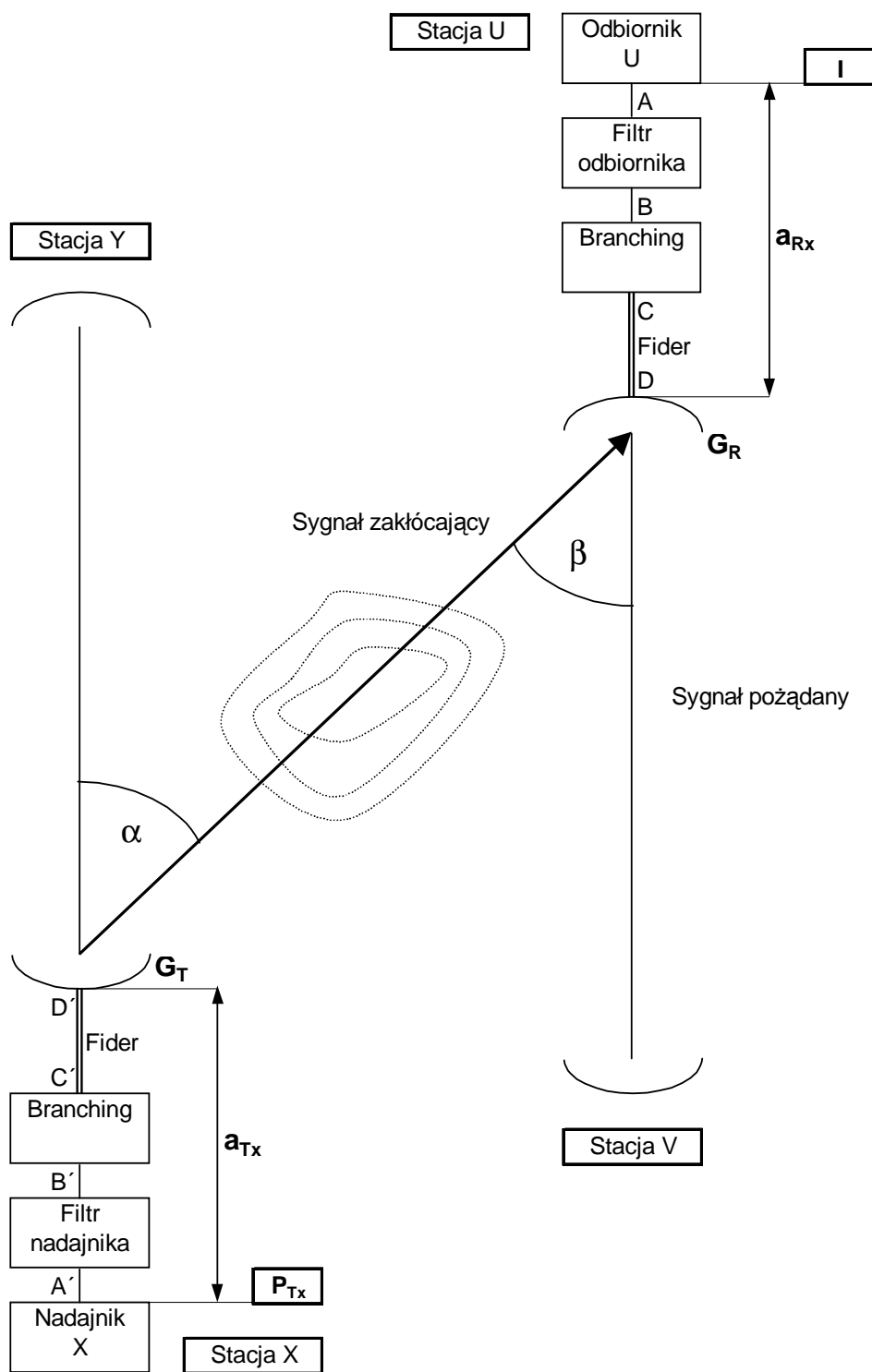
$G_{Tx}$  – maksymalny zysk anteny nadawczej (dB),

$G_{Rx}$  – maksymalny zysk anteny odbiorczej,

NFD - dyskryminacja obwodów wejściowych odbiornika (dB),

$a_{prop}$  - straty na trasie propagacji (dB),

$a_{ant}$  - sumaryczne tłumienie anten z uwzględnieniem dyskryminacji kierunkowej i polaryzacyjnej (dB).



Rys. 1.4. Model do obliczeń poziomu sygnału zakłócającego

Wartość  $a_{Tx}$  określona jest formułą:

$$a_{Tx} = a_{cfTx} + L_{fTx} \cdot a_{f100m}/100,$$

w której:

$a_{cfTx}$  - tłumienie cyrkulatorów i filtrów po stronie nadawczej [dB],

$L_{fTx}$  - długość fidera po stronie nadajnika [m],

$a_{f100m}$  - tłumienie 100 metrowego odcinka fidera [dB].

Wartość  $a_{Rx}$  obliczana jest analogicznie.

Sposób określania wartości NFD opisany został w Załączniku 3 Porozumienia Wiedeńskiego.

Wartość  $a_{prop}$  obliczana jest zgodnie z procedurą opisaną w [1]. Ponieważ procedura może być stosowana dla częstotliwości do 30 GHz, dla wyższych częstotliwości należy użyć model propagacji zawarty w Dodatku S7 do RR. Straty na trasie propagacji powinny być określone dla 20% czasu.

Wartość  $a_{ant}$  obliczana jest ze wzoru:

$$L_{ant} = L_{antH} - 10 \log \left( 1 + 10^{\frac{L_{antH} - L_{antV}}{10}} \right) [dB],$$

w którym:

$L_{antH}$  - tłumienie wynikowe dyskryminacji kierunkowej anteny nadawczej i odbiorczej dla sygnału o polaryzacji H,

$L_{antV}$  - tłumienie wynikowe dyskryminacji kierunkowej anteny nadawczej i odbiorczej dla sygnału o polaryzacji V,

Wartości  $L_{antH}$  i  $L_{antV}$  dla różnych układów polaryzacji anteny nadawczej i odbiorczej obliczane są przy użyciu wzorów przedstawionych w Tabeli 1.1.

Tabela 1.1. Wartości  $L_{antH}$  i  $L_{antV}$  dla różnych układów polaryzacji anteny nadawczej i odbiorczej

Polaryzacja nadajnika	Polaryzacja odbiornika	
	H	V
H	$L_{antH} = LT_{H-H} + LR_{H-H}$ $L_{antV} = LT_{H-V} + LR_{H-V}$	$L_{antH} = LT_{H-H} + LR_{V-H}$ $L_{antV} = LT_{H-V} + LR_{V-V}$
V	$L_{antH} = LT_{V-H} + LR_{H-H}$ $L_{antV} = LT_{V-V} + LR_{H-V}$	$L_{antH} = LT_{V-H} + LR_{V-H}$ $L_{antV} = LT_{V-V} + LR_{V-V}$

$LT_{H-H}$  - tłumienie anteny nadawczej zaprojektowanej do polaryzacji H przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji H,

$LT_{V-V}$  - tłumienie anteny nadawczej zaprojektowanej do polaryzacji V przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji V,

$LT_{H-V}$  - tłumienie anteny nadawczej zaprojektowanej do polaryzacji H przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji V,

$LT_{V-H}$  - tłumienie anteny nadawczej zaprojektowanej do polaryzacji V przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji H,

$LR_{H-H}$  - tłumienie anteny odbiorczej zaprojektowanej do polaryzacji H przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji H,

LR<sub>V-V</sub> - tłumienie anteny odbiorczej zaprojektowanej do polaryzacji V przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji V,  
 LR<sub>H-V</sub> - tłumienie anteny odbiorczej zaprojektowanej do polaryzacji H przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji V,  
 LR<sub>V-H</sub> - tłumienie anteny odbiorczej zaprojektowanej do polaryzacji V przy promieniowaniu sygnału o polaryzacji H.

### **1.3. Ocena wpływu sygnału zakłócającego linii radiowej na odbiór sygnałów w odbiorniku naziemnej stacji satelitarnej**

W Dodatku S7 do RR opisana jest metoda określania obszaru koordynacyjnego wokół naziemnej stacji satelitarnej w pasmach częstotliwości od 100 MHz do 105 GHz. Zastosowany w Dodatku S7 model odbiornika wrażliwego na zakłócenia można wykorzystać do oceny kompatybilności naziemnego odbiornika systemu satelitarnego i nadajnika linii radiowej. Zgodnie z tym modelem sygnał zakłócający można uznać za nieszkodliwy, jeżeli w najwyżej  $p\%$  czasu moc sygnału zakłócającego w odbiorniku jest równa lub większa od dopuszczalnej mocy zakłóceń,  $P_r(p)$  (dBm) określonej wzorem:

$$P_r(p) = 10 \log(kT_e B) + N_l + 10 \log(10^{M_s/10} - 1) - W,$$

w którym:

$k$  – stała Boltzmanna =  $1.38 \cdot 10^{-23}$  W/(Hz·°K),

$T_e$  – temperatura szumowa systemu odbiorczego na wejściu anteny odbiornika, (°K)

$B$  – szerokość pasma odbiornika (MHz),

$N_l$  – moc szumów łącza (dB),

$p$  – dopuszczalny procent czasu, w którym moc pojedynczego sygnału zakłócającego może przekraczać wartość dopuszczalnej mocy zakłóceń,

$p_o$  – dopuszczalny procent czasu, w którym suma mocy sygnałów zakłócających może przekraczać wartość dopuszczalnej mocy zakłóceń (ponieważ nie można założyć, że sygnały zakłócające pojawiają się jednocześnie  $p = p_o/n$ ),

$n$  – liczba równoważnych sygnałów zakłócających o podobnej mocy i prawdopodobieństwie wystąpienia, które z założenia nie są skorelowane dla małych procentów czasu,

$M_s$  – margines mocy szumów dla poprawnej pracy łącza (wartość o jaką należy podnieść moc szumów, żeby poziom szumów zrównał się z dopuszczalną mocą zakłóceń (dB),

$W$  – stosunek mocy szumów cieplnych w.cz. do mocy sygnału zakłócającego powodującego ten sam przyrost mocy szumów w kanale wizji lub fonii albo powodującego ten sam przyrost BER co szum cieplny w.cz.).

Wartości parametrów niezbędnych do obliczenia wartości dopuszczalnej mocy zakłóceń dla odbiornika naziemnej stacji satelitarnej zakłócaney sygnałami systemów służb stałych podane są w tabeli 1.2. [2].

Tabela 1.2. Wartości parametrów odbiornika naziemnej stacji satelitarnej wymaganych do obliczeń dopuszczalnej mocy zakłóceń

Zakres częstotliwości	Służba satelitarna		$T_e$	$p_o$	n	p	$N_1$	$M_s$	W	B	$P_r(p)$ (1)
GHz			K	%		%	dB	dB	dB	Hz	dBW
1.492 – 1530 1.555 – 1.559 2.160 – 2.200	ruchoma satelitarna, ruchoma lądowa satelitarna, ruchoma morska satelitarna			10	1	10	0	1	0	$4 \cdot 10^3$	-176
1.525 – 1.535	Operacyjna kosmiczna (GSO i non-GSO)			1.0	1	1.0	0	1	0	$10^3$	-184
1.670 – 1.710	Meteorologiczna satelitarna (non-GSO)		370	0.006	3	0.002	0	2.8	0	$10^6$	-142
1.670 – 1.710	Meteorologiczna satelitarna (GSO)		118	0.011	2	0.005 5	0	0.9	0	$4 \cdot 10^3$	-177
1.700 – 1.710 2.200 – 2.290	badań kosmicznych blisko Ziemi (GSO i non-GSO)	załogowa		0.001	1	0.001	0	0	1	1	-216
		bezzałogowa		0.1	2	0.05					
2.290 – 2.300	badań dalekiego kosmosu (non-GSO)			0.001	1	0.001	0	0.5	0	1	-222
2.200 – 2.290	operacyjna kosmiczna (GSO i non-GSO)			1.0	2	0.5	0	1	0	$10^6$	-154
2.200 – 2.290	satelitarna badań Ziemi (GSO)			1.0	2	0.5				$10^6$	-154
2.4835 – 2.500	ruchoma satelitarna, radiolokacyjna satelitarna			10	1	10	0	1	0	$4 \times 10^3$	-176
2.500 – 2.690	stała satelitarna, radiodifuzyjna satelitarna	A	75	0.03	3	0.01	1	7	4	$10^6$	
		N		0.003	3	0.001	1	2	0	$10^6$	
3.400 – 4.200	stała satelitarna	A		0.03	3	0.01	1	7	4	$10^6$	
		N		0.005	3	0.001 7	1	2	0	$10^6$	
4.500 – 4.800	stała satelitarna	A		0.03	3	0.01	1	7	4	$10^6$	
		N		0.005	3	0.001 7	1	2	0	$10^6$	
6.700 – 7.075	stała satelitarna		75	0.005	3	0.001 7	1	2	0	$10^6$	- 151.2
7.250 – 7.750	stała satelitarna	A		0.03	3	0.01	1	7	4	$10^6$	
		N		0.005	3	0.001 7	1	2	0		
7.450 – 7.550	meteorologiczna satelitarna			0.002	2	0.001	-	-	-	$10^7$	-125

7.750 – 7.850	meteorologiczna satelitarna			0.001	2	0.0005	-	-	-	$10^7$	-125
8.025 – 8.400	satelitarna badań Ziemi			0.083	2	0.0415	1	2	0	$10^6$	-154 <sub>(11)</sub>
8.025 – 8.400	satelitarna badań Ziemi			0.011	2	0.0055	0	4.7	0	$10^6$	-142
8.400 – 8.450	badań dalekiego kosmosu			0.001	1	0.001	0	0.5	0	1	-220
8.450 – 8.500	badań kosmicznych			0.1	2	0.05	0	1	0	1	-216
10.7 – 12.75	stała satelitarna	A	150	0.03	2	0.015	1	7	4	$10^6$	
		N	150	0.003	2	0.0015	1	4	0		
12.5 – 12.75	radiodyfuzyjna satelitarna	A	150	0.03	1	0.03	1	7	4	$27 \cdot 10^6$	-131
		N	150	0.003	1	0.003	1	4	0	$27 \cdot 10^6$	-131
15.4 – 15.7	stała satelitarna		150	0.003	2	0.0015	1	4	0		
17.7 – 18.8	stała satelitarna		300	0.003	2	0.0015	1	6	0	$10^6$	
19.3 – 19.7											
18.8 – 19.3	stała satelitarna			0.003	2	0.0015	0	5	0	$10^6$	-140
19.3 – 19.7	stała satelitarna			0.01	1	0.01	0	5	0	$10^6$	-137
25.5 – 27.0	satelitarna badań Ziemi			0.25	2	0.125	0	11.4	0	$10^7$	-120
25.5 – 27.0	satelitarna badań Ziemi			0.25	2	0.125	0	14	0	$10^7$	-116
31.8 – 32.3	badań dalekiego kosmosu			0.001	1	0.001	0	1	0	1	-216
37.0 – 38.0	badań kosmicznych	załogowa		0.001	1	0.001	0	1	0	1	-217
		bezzałogowa		0.1	1	0.1					
37.5 – 40.5	stała satelitarna	non-GSO	300	0.02			1	6.8	0	$10^6$	-140
		GSO	300	0.003	2	0.0015	1	6	0	$10^6$	

A – sygnał analogowy, N – sygnał cyfrowy

W wypadku gdy w tabeli brak jest wartości temperatury szumowej systemu odbiorczego  $T_e$ , należy ją wyliczyć z następującego wzoru:

$$T_e = T_a + (l_{dl} - 1) \cdot 290 + l_{dl} \cdot T_r, \quad (K)$$

w którym:

$T_a$  – temperatura szumów anteny (K),

$l_{dl}$  – numeryczna wartość strat w linii zasilającej,

$T_r$  – temperatura szumów na wejściu odbiornika (K).

Moc sygnału zakłócającego liczona jest przy użyciu modeli opisanych w punkcie 1.2.2. z tą różnicą, że straty na trasie propagacji powinny być liczone dla procentu czasu równemu wartości  $p$  (dla odbiornika linii radiowej  $p = 20\%$ ).

#### 1.4. Opracowanie metody liczenia zysku anten dla różnych systemów satelitarnych

W metodzie oceny kompatybilności stacji naziemnej satelitarnej NSS z liniami radiowymi LR jest wykorzystana znajomość charakterystyki promieniowania anteny satelitarnej i potraktowanie stacji NSS jak innej stacji LR o charakterystyce anteny wynikającej z rzutu na płaszczyznę poziomą charakterystyki promieniowania anteny satelitarnej. Przeprowadzone mogą być wówczas obliczenia identyczne jak w przypadku stacji linii radiowych zakłócających się nawzajem.

Charakterystyka anteny stacji NSS opisana jest w Załączniku S7 do Regulaminu Radiokomunikacyjnego. Ma ona następującą postać:

a) W przypadku gdy stosunek średnicy anteny  $D$  do długości fali  $\lambda$  jest większy niż 100, wtedy korzystamy z następujących wzorów:

$$G(\varphi) = G_{a \max} - 2.5 \times 10^{-3} \left( \frac{D}{\lambda} \varphi \right) \quad dla \quad 0 < \varphi < \varphi_m$$

$$G(\varphi) = G_1 \quad dla \quad \varphi_m \leq \varphi < \varphi_r$$

$$G(\varphi) = 32 - 25 \log \varphi \quad dla \quad \varphi_r \leq \varphi < 48^\circ$$

$$G(\varphi) = -10 \quad dla \quad 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$$

$$G_1 = 2 + 15 \log \frac{D}{\lambda}$$

$$\varphi_m = \frac{20\lambda}{D} \sqrt{G_{a \max} - G_1}$$

$$\varphi_r = 15.85 \left( \frac{D}{\lambda} \right)^{-0.6}$$

b) W przypadku gdy stosunek średnicy anteny  $D$  do długości fali  $\lambda$  jest mniejszy lub równy 100, wtedy korzystamy z następujących wzorów:

$$G(\varphi) = G_{a \max} - 2.5 \times 10^{-3} \left( \frac{D}{\lambda} \varphi \right)^2 \quad dla \quad 0 < \varphi < \varphi_m$$

$$G(\varphi) = G_1 \quad dla \quad \varphi_m \leq \varphi < 100 \frac{\lambda}{D}$$

$$G(\varphi) = 52 - 10 \log \frac{D}{\lambda} - 25 \log \varphi \quad dla \quad 100 \frac{\lambda}{D} \leq \varphi < 48^\circ$$

$$G(\varphi) = 10 - 10 \log \frac{D}{\lambda} \quad dla \quad 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$$

c) W przypadku gdy znany jest tylko maksymalny zysk anteny, stosunek  $D/\lambda$  może być wyznaczony z zależności:  
gdzie:

$$20 \log \frac{D}{\lambda} \approx G_{a \max} - 7.7$$

$G_{a \max}$ : zysk anteny dla głównej wiązki (dBi)

D: średnica anteny (m)

$\lambda$ : długość fali (m)

$G_1$ : zysk pierwszego listka bocznego (dBi)

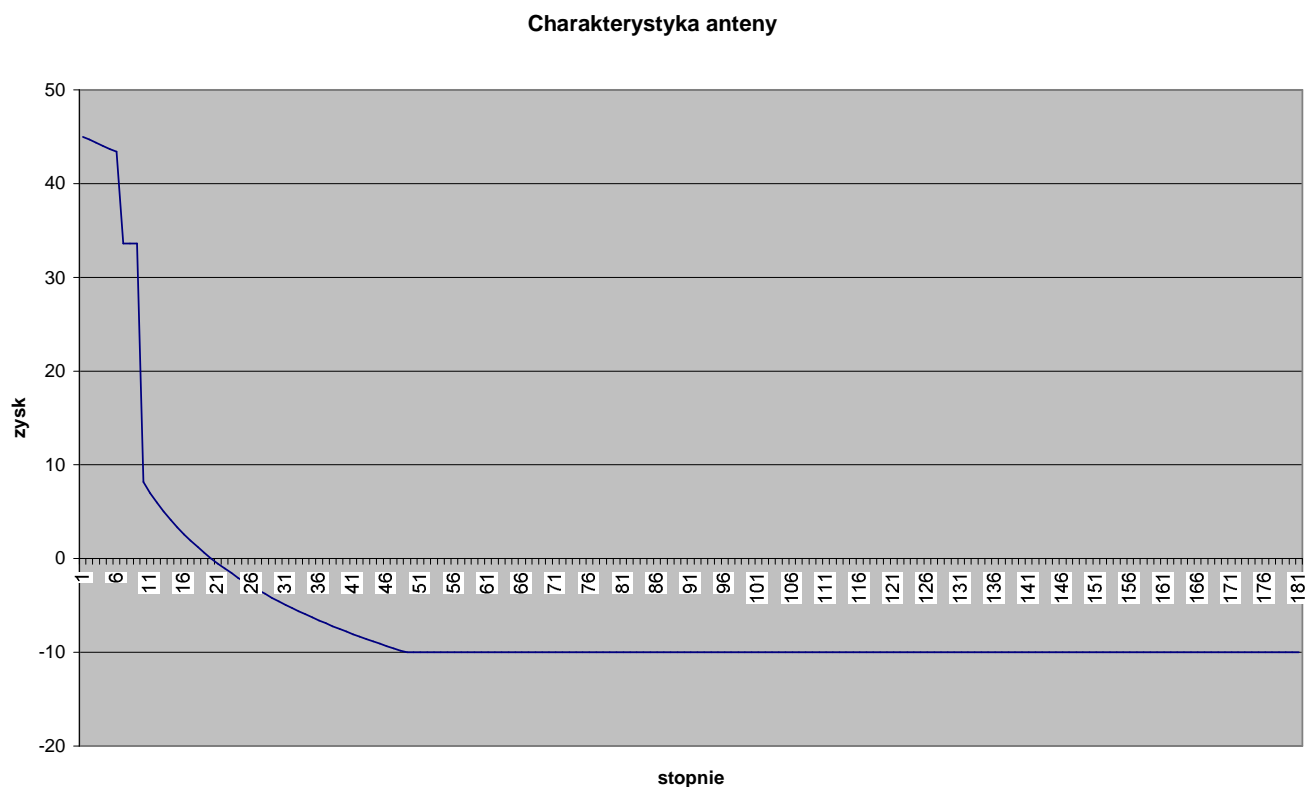
d) Jeśli znana jest wyłącznie średnica anteny jej zysk maksymalny może być wyznaczony z zależności:

$$G_{\max} = 18,54 + 20 \log(Df)$$

Gdzie:

D- średnica anteny w metrach

f – częstotliwość w GHz



Przykładowy wykres takiej charakterystyki podano na rys. 1.5. poniżej:

Rys. 1.5. Przykładowa charakterystyka anteny zgodna z Załącznikiem S7.

Powyższa charakterystyka jest symetryczna i identyczna w każdej płaszczyźnie. Przyjmując to, aby wyznaczyć ją w płaszczyźnie horyzontalnej należy wyznaczyć kąt pomiędzy kierunkiem maksymalnego promieniowania a kierunkiem do anteny linii radiowej. Można skorzystać z następujących zależności:

Początek układu XYZ w lokalizacji stacji satelitarnej (rys. 1.6)

Dwa wektory jednostkowej długości:

$\mathbf{v}_s(x_s, y_s, z_s)$  - jednostkowy wektor równoległy do kierunku anteny stacji satelitarnej

$\mathbf{v}_l(x_l, y_l, z_l)$  - jednostkowy wektor równoległy do kierunku anteny stacji linii radiowej

$|\mathbf{v}_s| = 1, |\mathbf{v}_l| = 1$

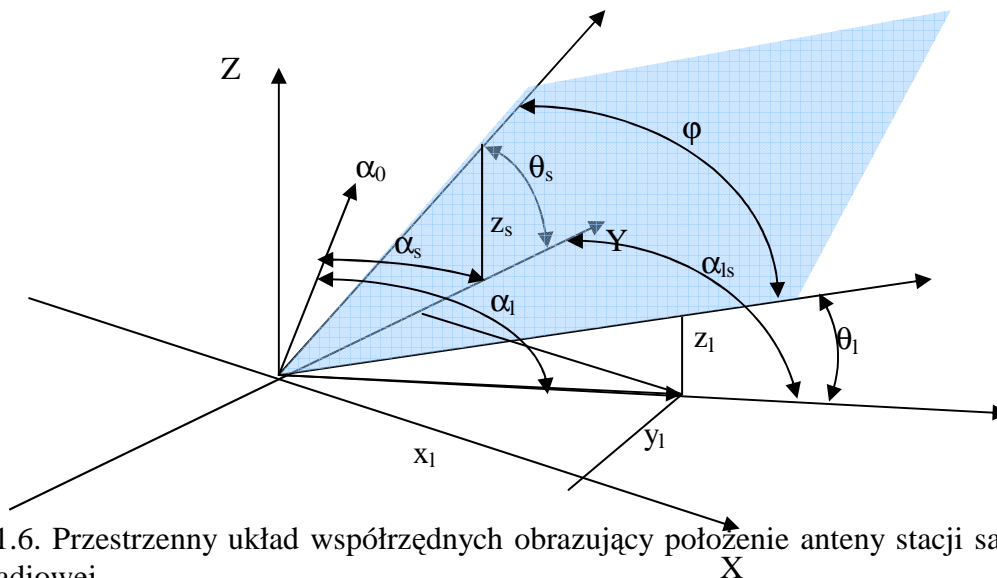
$\alpha_0$  - azymut 0 (biegun N)

$\alpha_s$  - azymut maksymalnego promieniowania stacji satelitarnej

$\alpha_l$  - azymut do stacji linii radiowej

$\theta_s$  - elewacja maksymalnego promieniowania stacji satelitarnej

$\theta_l$  - elewacja od stacji satelitarnej do stacji linii radiowej



Rys. 1.6. Przestrzenny układ współrzędnych obrazujący położenie anteny stacji satelitarnej i linii radiowej

1.  $\alpha_{ls} = \alpha_l - \alpha_s$
2.  $\mathbf{v}_s \bullet \mathbf{v}_l = |\mathbf{v}_s| * |\mathbf{v}_l| * \cos \varphi$
3.  $\mathbf{v}_s \bullet \mathbf{v}_l = x_s * x_l + y_s * y_l + z_s * z_l$
4.  $\sqrt{x_l^2 + y_l^2} = \cos(\theta_l) * 1$

$$\begin{aligned}
5. \quad x_1 &= \cos(90 - \alpha_{ls}) * \sqrt{x_1^2 + y_1^2} = \cos(90 - \alpha_{ls}) * \cos(\theta_1) \\
6. \quad y_1 &= \sin(90 - \alpha_{ls}) * \cos(\theta_1) \\
4. \quad z_1 &= \sin(\theta_1) * 1 \\
x_s &= 0 \\
y_s &= \cos(\theta_s) * 1 \\
z_s &= \sin(\theta_s) * 1 \\
8. \quad \cos \varphi &= (\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{v}_1) / (|\mathbf{v}_s| * |\mathbf{v}_1|) \\
\varphi &= \arccos((\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{v}_1) / (|\mathbf{v}_s| * |\mathbf{v}_1|)) = \arccos(x_s * x_1 + y_s * y_1 + z_s * z_1) \\
\varphi &= \arccos(\cos(\theta_s) * \sin(90 - \alpha_{ls}) * \cos(\theta_1) + \sin(\theta_s) * \sin(\theta_1))
\end{aligned}$$

Kąt  $\varphi$  to wartość kąta na charakterystyce odpowiadająca odchyleniu od kierunku maksymalnego promieniowania. Odczytując wartość zysku dla tego kąta otrzymuje się zysk w płaszczyźnie poziomej, równoległej do powierzchni ziemi w kierunku do linii radiowej.

Znając zysk anteny satelitarnej w kierunku do linii radiowej możliwe jest przeprowadzenie obliczeń kompatybilności traktując stację satelitarną identycznie jak stację linii radiowej.

### **1.5. Opracowanie algorytmu analizy wraz z modułem programowym, który może być włączony do systemów aktualnie używanych w URT**

W celu wykonania koordynacji międzynarodowej naziemnej stacji satelitarnej wykonuje się obliczenia konturu koordynacyjnego według Załącznika S. 7 do Regulaminu Radiokomunikacyjnego [2]. Metoda ta pozwala na stwierdzenie potencjalnych zakłóceń naziemnych stacji satelitarnych i stacji linii radiowych. Jest ona jednak stosunkowo ogólna, gdyż otrzymane kontury koordynacyjne, często o wielkości kilkuset kilometrów, mogą być pomocne przy uzgodnieniach międzynarodowych, natomiast wewnątrz kraju powinno się zastosować obliczenia precyzyjniejsze. W tym celu na potrzeby dokładniejszej analizy kompatybilności opracowano algorytm wykorzystujący charakterystyki anten linii radiowych. Algorytm ten został następnie zaimplementowany w oprogramowaniu wykorzystywanym do bieżących prac przez URT.

Algorytm obliczeń

Na wstępie sprawdzane jest czy różnica częstotliwości pomiędzy stacją satelitarną, a linią radiową jest mniejsza od połowy sumy szerokości kanału radiowego i szerokości pasma stacji satelitarnej,

$$|f_{SAT} - f_{RAD}| \leq \frac{1}{2} \cdot (B_{RAD} + B_{SAT}),$$

gdzie:

$f_{SAT}$  - częstotliwość nadawania naziemnej stacji satelitarnej,

$f_{RAD}$  - częstotliwość odbiorcza radiolinii,

$B_{RAD}$  - szerokość kanału linii radiowej,

$B_{SAT}$  - szerokość pasma stacji satelitarnej.

Jeśli nierówność jest prawdziwa, to przeprowadzana jest analiza kompatybilności, w przeciwnym przypadku zakłada się, że linie są kompatybilne w związku z tym, że pasma wykorzystywane przez dane linie radiowe i stacje satelitarne na siebie nie zachodzą.

Analiza kompatybilności jest przeprowadzana oddzielnie dla części nadawczej naziemnej stacji satelitarnej oraz dla części odbiorczej naziemnej stacji satelitarnej.

Dla części nadawczej naziemnej stacji satelitarnej postępowanie przebiega w następujący sposób :

Wyznaczany jest kąt pomiędzy dwoma azymutami : azymutem od stacji odbiorczej radiolinii do stacji satelitarnej i azymutem od stacji odbiorczej radiolinii do stacji nadawczej radiolinii.

Następnie obliczane jest tłumienie sygnału zakłócającego wynikające z dyskryminacji kierunkowej anteny odbiorczej linii radiowej  $\Delta T_{ant}$  jako różnicy między zyskiem maksymalnym anteny linii radiowej a zyskiem na azymucie do stacji naziemnej satelitarnej.

Po wyznaczeniu  $\Delta T_{ant}$ , wyznaczane jest  $\Delta T_p$ .

$\Delta T_p$  jest to różnica między tłumieniem propagacji na trasie od nadawczej naziemnej stacji satelitarnej do granicy obszaru koordynacyjnego na azymucie do analizowanej stacji odbiorczej linii radiowej i tłumieniem propagacji na trasie od nadawczej naziemnej stacji satelitarnej do analizowanej odbiorczej linii radiowej.

Wartość  $\Delta T_p$  obliczana jest niezależnie dla obu modów propagacji opisanych w Załączniku S. 7 i wyznaczane są w ten sposób wartości  $\Delta T_{p1}$  i  $\Delta T_{p2}$  odpowiednio dla pierwszego i drugiego modu propagacji.

Mod pierwszy związany jest z propagacją sygnału, wzdłuż trasy ortodromowej, określoną przez właściwości elektryczne powierzchni ziemi oraz stanu troposfery. Mod ten ujmuje łącznie efekt dyfrakcji, superrefrakcji i propagacji w duktach.

Mod drugi związany jest z rozpraszaniem fali elektromagnetycznej na cząstkach wody, pary wodnej oraz opadach deszczu.

Parametr  $\Delta T_{p1}$  wyliczany jest ze wzoru :

$$\Delta T_{p1} = \frac{(r_1 - d)}{r_1} \cdot (LM1 - 120 - 20 \lg(f_{sat})) \quad \text{gdzie :}$$

$r_1$  - promień koordynacyjny dla modu 1 na azymucie nadawcza stacja satelitarna - odbiorcza stacja radiolinii,

$d$  - odległość między stacją satelitarną, a stacją odbiorczą radiolinii,

$LM1$  - straty propagacji na trasie od naziemnej stacji satelitarnej do brzegu obszaru koordynacyjnego dla modu 1 wyznaczone zgodnie z metodą podaną w Załączniku S. 7,

$f_{SAT}$  - częstotliwość nadawcza anteny satelitarnej.

Parametr  $\Delta T_{p2}$  wyznacza się w sposób opisany poniżej. W tym celu wyznacza się współczynniki  $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6$ , określone w Załączniku S. 7 do Regulaminu Radiokomunikacyjnego.

We wszystkich poniższych zależnościach wprowadzono następujące oznaczenia :

$d$  - odległość pomiędzy stacją satelitarną, a stacją odbiorczą radiolinii,

$f_{SAT}$  - częstotliwość nadawania anteny satelitarnej,

$R$  - intensywność opadów,

$D$  - średnica kolumny deszczowej,

$$\rho - \text{gęstość pary wodnej przyjmuje się } \rho = 1 \left[ \frac{\text{g}}{\text{m}^3} \right],$$

$\alpha_o$  - tłumienność jednostkowa związana z obecnością tlenu w atmosferze,

$\alpha_v$  - tłumienność związana z obecnością pary wodnej w atmosferze.

Zależności są następujące :

$$A1 = 157 + 20 \cdot \lg(d) - 20 \cdot \lg(f_{SAT}),$$

$$A2 = 26 + 14 \cdot \lg(R) - 5.88 \cdot 10^{-5} \cdot (d - 40)^2$$

$$A3 = \begin{cases} 0 & \text{dla } f_{sat} \leq 10 \text{GHz} \\ 0,005(f_{sat} - 10)^{1,7} \cdot R^{0,4} & \text{dla } 10 < f_{sat} < 40 \text{GHz} \end{cases}$$

$$A4 = \begin{cases} 0 & \text{dla } f_{sat} \leq 5 \text{GHz} \\ 10 \lg \left[ \frac{2,17}{\beta D} \cdot (1 - 10^{-(\beta D)/5}) \right] & \text{dla } f_{sat} > 5 \text{GHz} \end{cases}$$

gdzie :

$$\beta = 0.008 \cdot R \cdot (f_{SAT} - 5),$$

$$A5 = 10 \cdot \lg(D),$$

$$A6 = d_o \cdot \alpha_o + d_v \cdot \alpha_v,$$

przy czym :

$$d_o = \begin{cases} 0,7d + 32 & \text{dla } d < 340 \text{km} \\ 270 & \text{dla } d \geq 340 \text{km} \end{cases}$$

$$d_v = \begin{cases} 0,7d + 32 & \text{dla } d < 240 \text{km} \\ 200 & \text{dla } d \geq 240 \text{km} \end{cases}$$

$$\alpha = 35 \cdot 10^{-4} \cdot \rho \left[ \frac{1}{\left(1 - \frac{223}{f_{SAT}}\right)^2 + \frac{9}{f_{SAT}^2}} + \frac{1}{\left(1 + \frac{223}{f_{SAT}}\right)^2} \right] + 3 \cdot 10^{-6} \cdot \rho \cdot f_{SAT}^2$$

dla  $f_{SAT} \geq 15 [\text{GHz}]$ , oraz

$$\alpha_v = 0 \quad \text{dla } f_{SAT} < 15 [\text{GHz}],$$

$$\alpha_o = 68 \cdot 10^{-4} \cdot f_{SAT} \cdot \left[ \frac{1}{(6 - f_{SAT})^2} + \frac{1}{(6 + f_{SAT})^2} + \frac{1}{(f_{SAT}^2 + 0,36)} \right]$$

Po wyznaczeniu współczynników  $A1, A2, A3, A4, A5, A6$  oblicza się tłumienie trasy w modzie drugim od stacji satelitarnej nadawczej do stacji odbiorczej linii radiowej z zależności :

$$L2 = A1 - A2 + A3 - A4 - A5 + A6.$$

Następnie oblicza się  $\Delta T_{p2}$  :

$$\Delta T_{p2} = LM2 - L2,$$

gdzie  $LM2$  oznacza straty propagacji dla modu 2 na azymucie do linii radiowej obliczone zgodnie z metodą opisaną w Załączniku S.7.

Następnie wyznaczone wartości  $\Delta T_{p1}$  i  $\Delta T_{p2}$  porównywane są z wartością  $\Delta T_{ant}$  pozwalając na ocenę możliwości wzajemnych zakłóceń.

- Jeśli warunek  $\Delta T_{ant} > \Delta T_p$  jest spełniony, to nadawcza stacja satelitarna nie zakłóca stacji linii radiowej bo tłumienie wynikające z charakterystyki kierunkowej anteny linii radiowej jest większe niż wzrost poziomu sygnału zakłócającego wynikający z bliższej, niż w przypadku granicy obszaru koordynacyjnego, odległości linii radiowej.

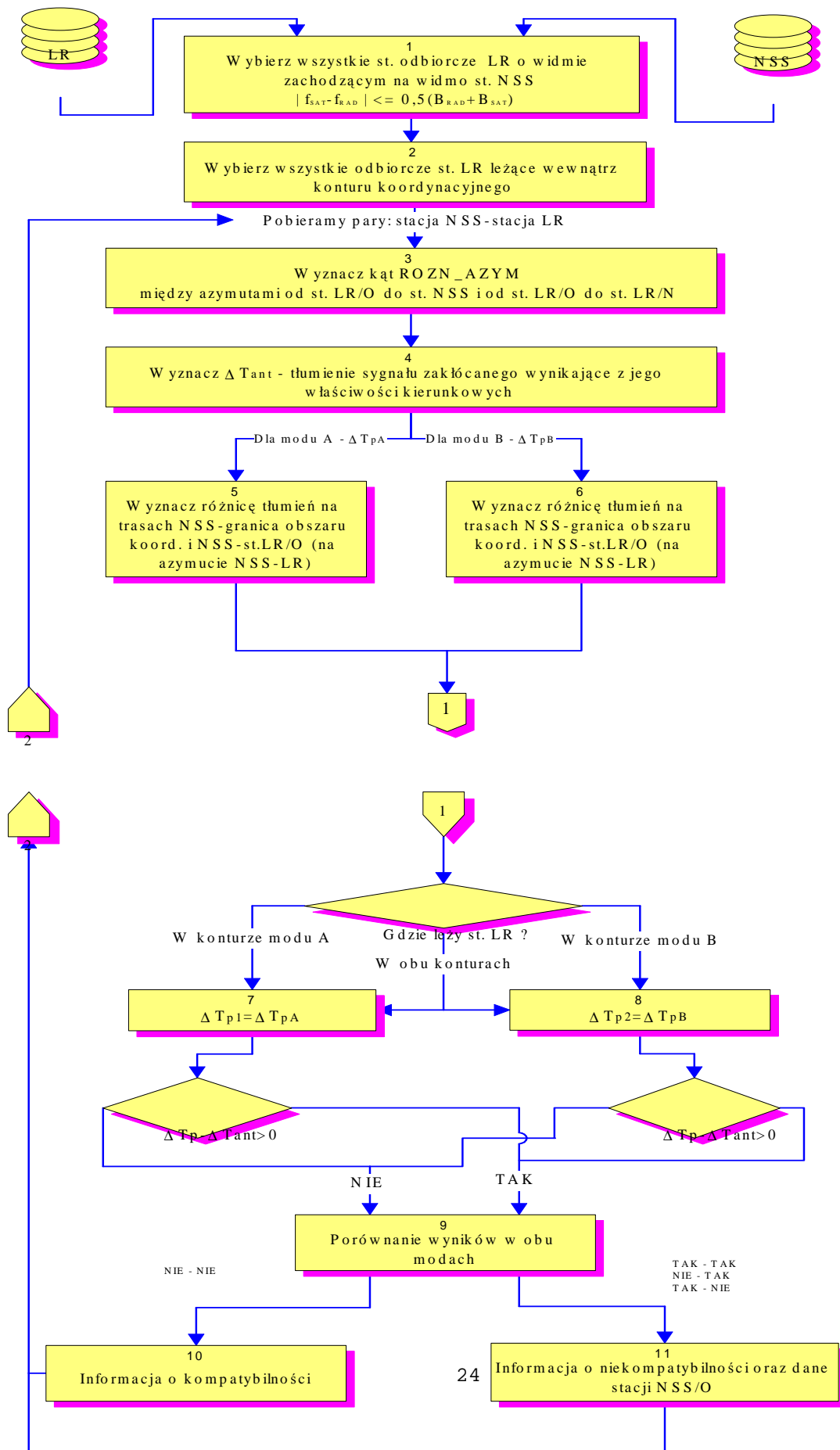
Dla odbiorczej naziemnej stacji satelitarnej analiza kompatybilności prowadzona jest w analogiczny sposób.

Brane są pod uwagę te linie radiowe, których pasmo nadawcze pokrywa się z pasmem odbiorczym stacji satelitarnej, oraz spełniają warunek, że leżą wewnątrz obszaru koordynacyjnego wyznaczonego zgodnie z metodą opisaną w Załączniku S. 7 do Regulaminu Radiokomunikacyjnego.

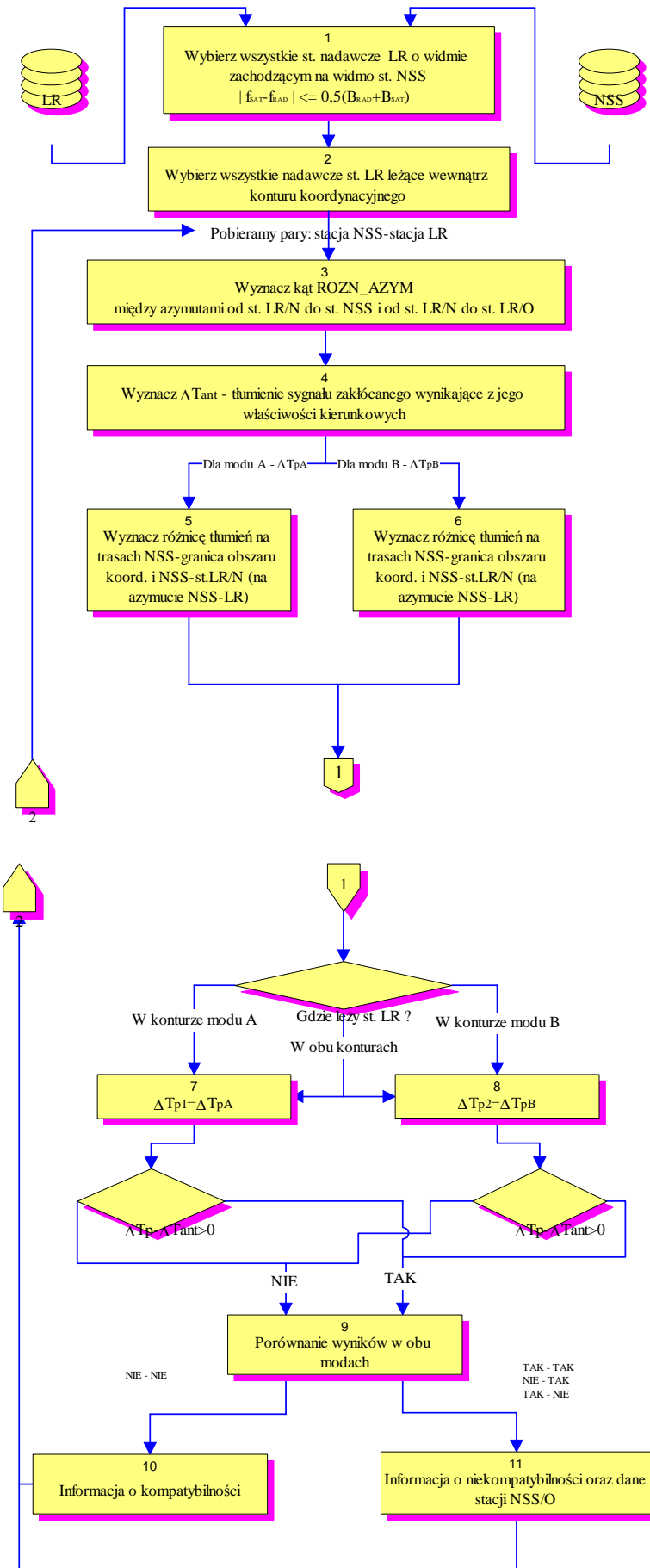
Postępując podobnie jak w przypadku stacji naziemnej nadawczej można uwzględnić charakterystykę promieniowania anteny nadawczej linii radiowej porównując spadek zysku anteny LR na azymucie do odbiorczej naziemnej stacji satelitarnej z różnicą tłumień wynikającą z położenia stacji linii radiowej wewnątrz obszaru koordynacyjnego. Jeśli tłumienie wynikające z charakterystyki promieniowania anteny nadawczej, na azymucie do odbiorczej naziemnej stacji satelitarnej jest większe niż różnica tłumień na krańcu obszaru koordynacyjnego i na odległości stacja NSS - stacja LR, to stacje można uznać za kompatybilne.

Algorytmy powyższe można przedstawić w następujący, symboliczny sposób:

Algorytm sprawdzenia kompatybilności między nową nadawczą stacją NSS a istniejącymi odbiorczymi stacjami LR

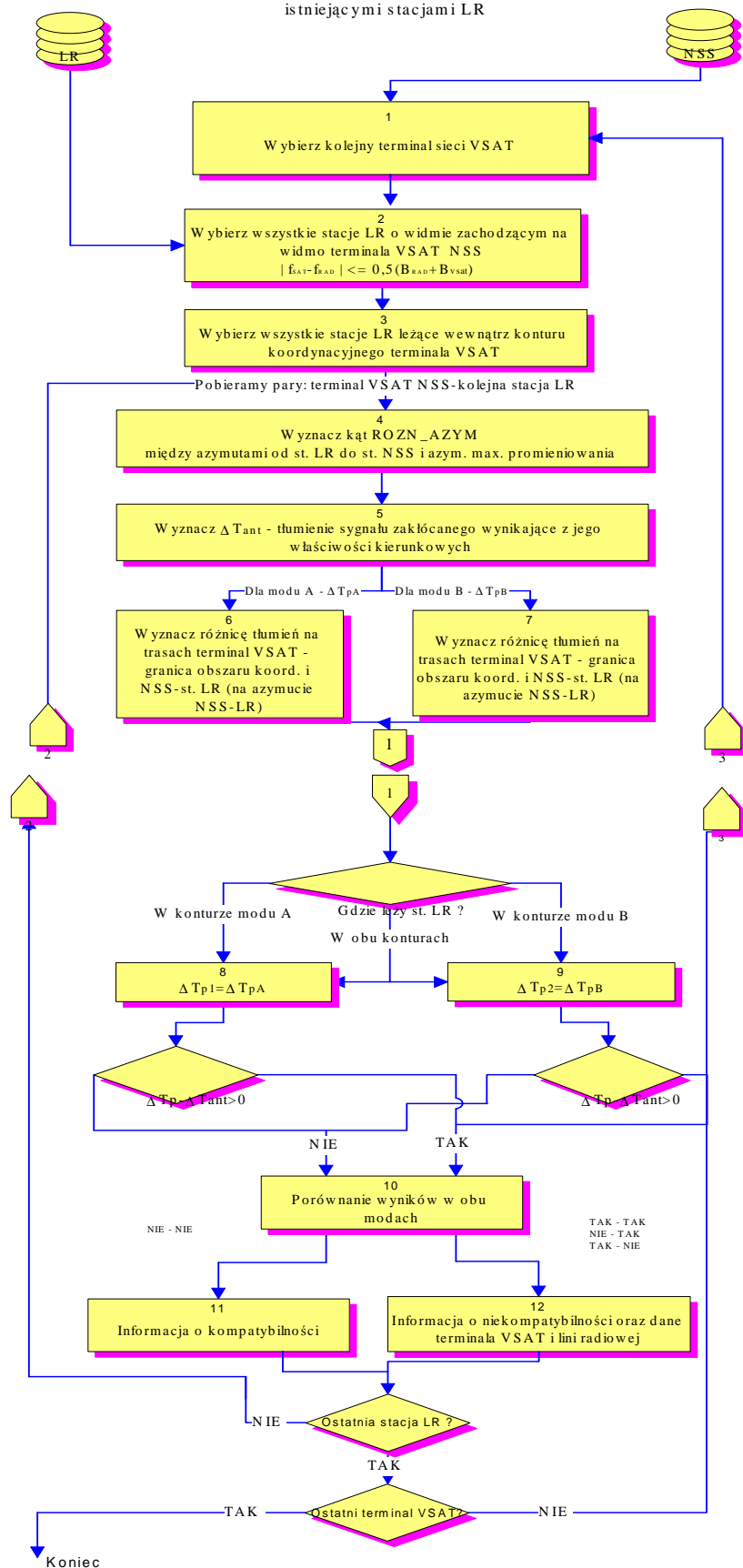


Algorytm sprawdzenia kompatybilności między nową odbiorczą stacją NSS a istniejącymi nadawczymi stacjami LR

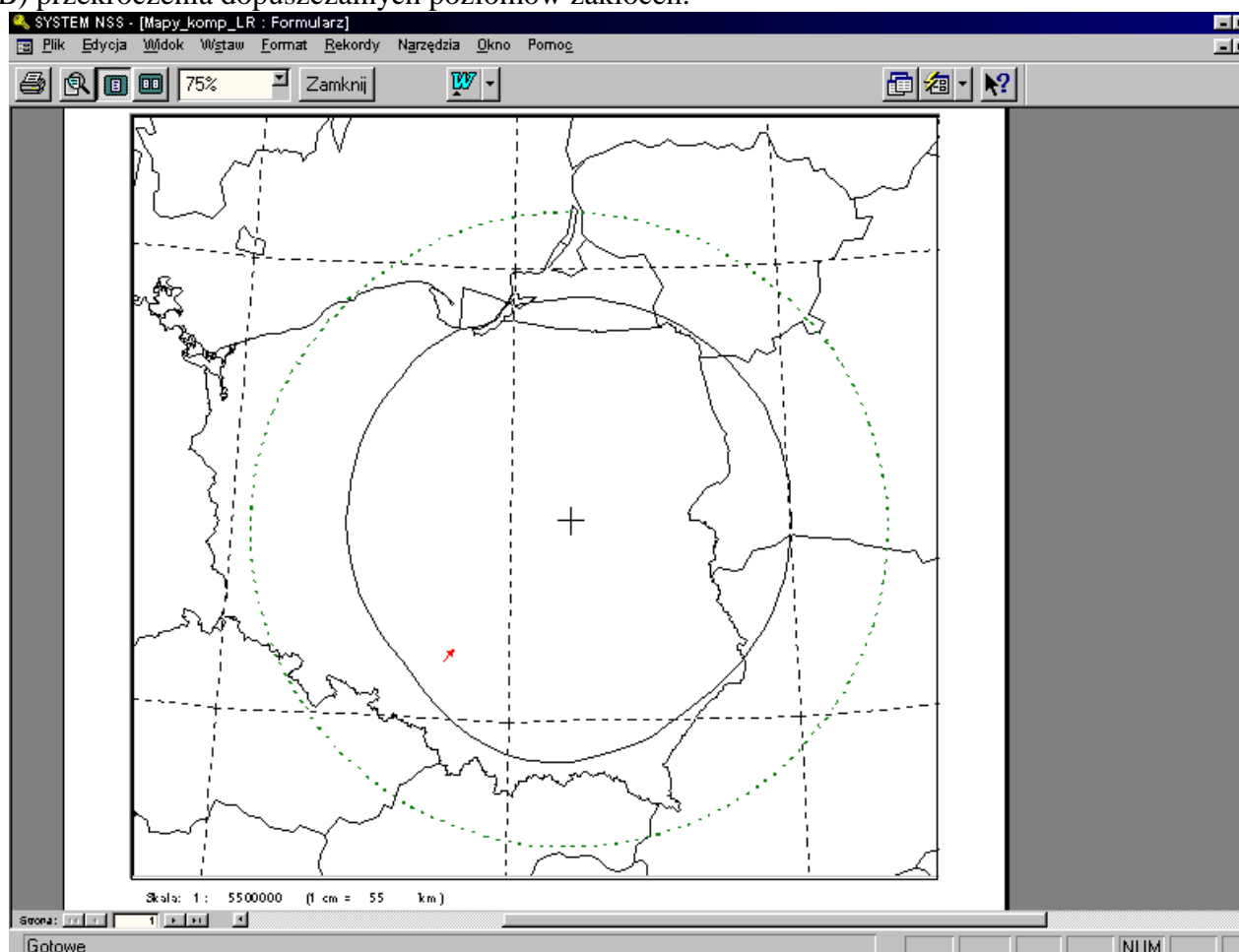


W przypadku obliczeń dla terminali VSAT należy wykonać obliczenia w pętli:

Algorytm sprawdzenia kompatybilności między siecią NSS VSAT a istniejącymi stacjami LR



Poniżej pokazano wyniki graficzne wykonane za pomocą oprogramowania. Poza rysunkami oprogramowanie umożliwia prezentację wyników w formie tabel, z podanymi wartościami (w dB) przekroczenia dopuszczalnych poziomów zakłóceń.



Rys. 1.7. Wygląd konturu koordynacyjnego naziemnej stacji satelitarnej na tle fragmentu mapy Europy z zaznaczonym położeniem stacji satelitarnej (w postaci krzyżyka „+”) oraz stacji linii radiowej konfliktowej (w postaci strzałki wskazującej kierunek promieniowania linii radiowej).

## 1.6. Podsumowanie

Opracowano koncepcję metody badania kompatybilności naziemnej stacji satelitarnej i przęśła radiowego oraz omówiono podstawowe modele elementów toru komunikacyjnego (odbiornik linii radiowej i łącza satelitarne, linia zasilająca, antena, model propagacji). Zaproponowana metoda oceny kompatybilności spełnia nałożone wymagania (uwzględnia charakterystyki systemów, opiera się na uznanych modelach i kryteriach oceny kompatybilności, nie wymaga trudno dostępnych danych).

## 1.7. Literatura

W. Sęga, M. Moroń, G. Lewandowski, R. Tyniów, A. Marszałek, M. Kamienieć, J. Sobolewski, W. Tyczyński: „Analiza trendów w gospodarce widmem częstotliwości radiowych – metody, modele, analizy numeryczne”, Sprawozdanie z pracy Z21/21 30 00 1 0/570/00, Wrocław. Grudzień 2000

„Methods for the determination of the coordination area around earth station in frequency band between 100 MHz and 105 GHz”, Dodatek S7 do Regulaminu Radiokomunikacyjnego

## **2. Kompatybilność naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T**

### **2.1. Wstęp**

Praca niniejsza stanowi kontynuację pracy statutowej prowadzonej w roku 2000 [13]. Ze względu na trwające obecnie w Europie prace zmierzające do określenia metod analiz kompatybilności naziemnej telewizji cyfrowej DVB-T z innymi służbami w bieżącym roku zaktualizowano informacje zawarte w sprawozdaniu z poprzedniego etapu oraz dodano nowe fragmenty, które zostały opracowane w 2001 roku. Prace w zakresie współużytkowania widma przez naziemną telewizję cyfrową DVB-T z innymi służbami (radiodfuzyjnymi i nie) trwają od kilku lat. Mimo tego, ze względu na nieustanny brak informacji technicznych oraz brak wyników pomiarów, nie wszystkie kryteria kompatybilności zostały ustalone do tej pory. Tempo prac poświęconych wprowadzeniu telewizji cyfrowej DVB jest coraz szybsze - w Europie prowadzi się jednocześnie wiele prac zarówno badawczych jak i normalizacyjnych. Prace dotyczące kompatybilności DVB-T prowadzone są w krajach należących do CEPT w ramach Zespołu Projektowego PT FM24 zajmującego się kompatybilnością DVB-T z innymi służbami radiodfuzyjnymi oraz w ramach Zespołu Projektowego PT SE27 zajmującego się kompatybilnością DVB-T z innymi niż radiodfuzyjne służbami.

W poprzednich etapach pracy opracowano kryteria kompatybilności dla różnych systemów radiowych zakłócanych przez telewizję cyfrową DVB-T. W obecnym etapie kontynuowano pracę nad zagadnieniami zakłócania odbiorników DVB-T i ich odporności na zakłócenia. Ze względu na fakt, iż wiele prac prowadzonych na świecie w tej dziedzinie wykorzystuje modele matematyczne i symulacje komputerowe, postanowiono stworzyć model matematyczny odbiornika DVB-T, który umożliwi analizę odporności systemu DVB-T na zakłócenia od sygnałów innych systemów radiokomunikacyjnych. W poprzednich etapach pracy podano kryteria kompatybilności odbiornika DVB-T, które stosowane są powszechnie na świecie. Na ich podstawie stwierdzono, że najważniejszym kryterium jest zapewnienie elementowej stopy błędów BER odbieranego sygnału DVB-T na poziomie mniejszym niż  $2 \cdot 10^{-4}$  po dekodерze Viterbiego. Podano również zależność między podstawowymi parametrami odbiornika a stosunkiem C/N na wejściu dekodera Viterbiego. Koniecznym więc jest ustalenie zależności między C/N na wejściu dekodera Viterbiego a BER na jego wyjściu. Poznanie tej zależności pozwoli na matematyczne i symulacyjne modelowanie odbiornika DVB-T w warunkach zakłóceń. Stworzenie odpowiedniego modelu było głównym przedmiotem obecnego etapu pracy.

### **2.2. Modelowanie odbiornika DVB-T**

#### **2.2.1. Jakość transmisji**

Zasadniczym elementem pozwalającym na ocenę jakości transmisji w odbiorniku cyfrowym jest znajomość elementowej stopy błędów BER (ang. *Bit Error Rate*). Pozwala ona na stwierdzenie, czy odbiór w danym momencie można uznać za prawidłowy czy nie. W poprzednich etapach pracy podano wartość BER, które należy zapewnić dla poprawnego odbioru sygnału DVB-T, a która wynosi  $2 \cdot 10^{-4}$  na wyjściu dekodera Viterbiego.

Kluczowym zagadnieniem modelowania odbiornika DVB-T jest wyznaczenie zależności elementowej stopy błędów BER na wyjściu dekodera Viterbiego w funkcji stosunku sygnał/szum  $C/N$  na wejściu tego dekodera w kanale z addytywnym białym szumem gaussowskim (AWGN) dla różnych trybów transmisji DVB-T (różnych modulacji nośnych i różnych sprawności kodu splotowego). Znajomość tej funkcji pozwoli na symulacje komputerowe elementowej stopy błędów w zależności od parametrów sygnału użytecznego DVB-T jak również w zależności od parametrów szumowych toru transmisyjnego oraz poziomu sygnałów zakłócających.

### 2.2.2. Zależność $C/N$ od $E_b/N_o$

W dalszych analizach zostanie określona elementowa stopa błędów BER w funkcji stosunku  $E_b/N_o$  (energii bitu do szumu). Aby określić zależność między  $E_b/N_o$  a stosunkiem sygnału do szumu na wejściu demodulatora  $C/N$  można wykorzystać następującą zależność prawdziwą dla sygnałów z modulacją OFDM o różnym odstępie ochronnym  $\Delta$ , czasie trwania symbolu  $T_u$  i sprawności kodu  $R_c$ :

$$C / N = \log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_o} \cdot R_c \cdot \frac{1}{1 + \Delta / T_u}$$

Gdzie  $M$  oznacza liczbę stanów modulatora (4 dla QPSK, 16 dla 16QAM i 64 dla 64QAM). Dzięki zależności powyżej można jednoznacznie wyznaczyć  $C/N$  za pomocą znanej wartości  $E_b/N_o$  i na odwrót. Pozwoli to na przejście od parametrów sygnałowych odbiornika (mocy sygnału użytecznego i mocy szumów) do wartości  $E_b/N_o$  i wyznaczenie dzięki temu wartości BER.

### 2.2.3. Kodowanie splotowe w DVB-T

W systemie DVB-T dekodery Viterbiego dokonują dekodowania kodu splotowego, w którym zastosowano wymazywanie bitów (ang. *puncturing*). Długość wymuszona kodu wynosi 8. Wykorzystywana jest różna sprawność kodu uzyskiwana za pomocą funkcji wymazywania co pozwala na transmisję ze sprawnościami  $R_c$ : 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8. Podstawowym parametrem kodu splotowego jest wolna odległość Hamminga  $d_{free}$  (ang. *free distance*) określająca minimalną odległość kodów. Kod stosowany w DVB-T bazuje na generatorze matce (171, 133). Jeżeli w kodzie tym zastosowane zostanie wymazywanie bitów to zgodnie z [8] uzyskane zostaną następujące wolne odległości  $d_{free}$ :

Sprawność kodu $R_c$	$d_{free}$
1/2	10
2/3	6
3/4	5
5/6	4
7/8	3

Znajomość  $d_{free}$  pozwala na prostą ocenę jakości transmisji sygnału w przypadku braku dodatkowej demodulacji za pomocą klasycznych zależności podanych np. w [5]. Jednakże, w systemie DVB-T sygnał cyfrowy poddany jest nie tylko kodowaniu ale także modulacji (QPSK, 16QAM lub 64QAM), która ma znaczny wpływ na wypadkową stopę błędów. System DVB-T wykorzystuje również transmisję na wielu nośnych jednocześnie (warian 2k lub 8k) lecz nie ma to wpływu na jakość transmisji w kanale z addytywnym szumem gaussowskim gdyż elementowa stopa błędów systemów o wielu nośnych jest taka sama jak elementowa stopa błędów systemu jednej nośnej o takim samym kodzie i takim samym sposobie modulacji.

W związku z tym należy uwzględnić wpływ modulacji nośnych oraz wpływ kodu na wypadkową elementową stopę błędów BER. Zależać ona będzie również od sposobu detekcji: twardego (ang. *Hard decision decoding*) lub miękkiego (ang. *Soft decision decoding*). W następnych rozdziałach wykonano analizę BER dla obu tych sposobów dekodowania.

#### 2.2.4. Dekodowanie twardego

Podczas wykonywania detekcji twardego w algorytmie Viterbiego jeśli  $d$  jest nieparzyste wybranie poprawnej ścieżki decyzyjnej występuje jeśli liczba błędów w odebranej sekwencji jest mniejsza niż  $(d+1)/2$ . W efekcie prawdopodobieństwo selekcji złej ścieżki jest następujące:

$$P_2(d) = \sum_{k=(d+1)/2}^d \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k}$$

gdzie  $p$  jest prawdopodobieństwem błędu w binarnym kanale symetrycznym. Zależać ono będzie od rodzaju zastosowanej modulacji.

W przypadku gdy  $d$  jest parzyste zła ścieżka jest wybierana, gdy liczba błędów w sekwencji przekracza  $d/2$ . W konsekwencji prawdopodobieństwo wyboru złej ścieżki jest następujące:

$$P_2(d) = \sum_{k=d/2+1}^d \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k} + \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} p^{d/2} (1-p)^{d/2}$$

Elementowa stopa błędów zależą będzie od prawdopodobieństwa selekcji złej ścieżki  $P_2(d)$  i można ją oszacować poprzez określenie kresu górnego elementowej stopy błędów jako sumy prawdopodobieństw dla różnych możliwych ścieżek:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_2(d)$$

Gdzie  $\beta_d$  są współczynnikami pochodnej funkcji przenoszenia kodu T(D, N) dla N=1.

Współczynniki te na ogół są podane dla większości wykorzystywanych kodów w formie tabelarycznej. Dla kodu zastosowanego w DVB-T (171, 133) można je znaleźć np. w [8]. Wystarczającym przybliżeniem jest obliczenie wartości  $P_b$  dla  $\beta_{d=dfree}$ , którego wartości dla kodu (171,133) podano w tabeli poniżej:

Sprawność kodu $R_c$	$\beta_{d=dfree}$
$1/2$	36
$2/3$	1,5
$3/4$	14
$5/6$	18,4
$7/8$	1,3

## 2.2.5. Dekodowanie miękkoodecyzyjne

Dekodowanie miękkoodecyzyjne jest optymalnym algorytmem dekodowania kodów spłotowych w kanałach bez pamięci. Z tego względu jest ono wykorzystywane we wszystkich odbiornikach DVB-T i jest zalecane w normie systemowej. Dlatego we wszelkich dalszych algorytmach obliczeniowych wykorzystywane będą zależności dla tego typu detekcji.

W przypadku kanału z szumem białym gaussowskim (AWGN) symbolowe prawdopodobieństwo błędu  $P_M$  jest oszacowane od góry jako:

$$P_M < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_2(d)$$

Gdzie  $P_2(d)$  jest prawdopodobieństwem wyboru złej ścieżki a  $\beta_d$  są współczynnikami pochodnej funkcji przenoszenia kodu  $T(D, N)$  dla  $N=1$ . Ich wartości można odczytać z odpowiednich tabel. Bitowa stopa błędu  $P_b$  może być wyznaczona na podstawie wartości  $P_M$  poprzez zastosowanie odpowiedniego współczynnika konwersji.

Prawdopodobieństwo selekcji złej ścieżki  $P_2(d)$  w przypadku dekodowania miękkoodecyzyjnego obliczane jest następująco:

$$P_2(d) = \frac{1}{2^{2d-1}} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{2} R_c d\right) \sum_{i=0}^{d-1} K_i \left(\frac{\gamma_b}{2} R_c d\right)^i$$

Gdzie

$$K_i = \frac{1}{i!} \sum_{l=0}^{d-1-i} \binom{2d-1}{l}$$

$\gamma_b$  jest stosunkiem energii bitu do szumu ( $E_b/N_0$ )

a  $R_c$  jest sprawnością kodu.

Można również wykorzystać wartości przybliżone prawdopodobieństwa selekcji złej ścieżki podawane w literaturze, np. [4]:

$$P_2(d) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{dE_s / N_o}$$

Gdzie:

$E_s/N_o$  jest stosunkiem energii symbolu do szumu, równą  $kE_b/N_o$  gdzie  $k$  określa liczbę bitów przesyłanych w jednym symbolu.

Prawdopodobieństwo bitowej stopy błędu  $P_b$  dla modulacji PSK można również wyznaczyć z zależności przybliżonej:

$$P_b \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{R_c d_{\min} E_b}{N_o}}$$

Powyższe prawdopodobieństwa selekcji złej ścieżki są określane w warunkach kanału Gaussa – kanału z addytywnym szumem gaussowskim. W przypadku transmisji w kanale z zanikami bez fali bezpośredniej (kanał Rayleigha)  $P_2(d)$  będzie można wyznaczyć za pomocą wartości przybliżonej:

$$P_2(d) \leq \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1 + E_s / N_o} \right)^d$$

#### 2.2.6. Prawdopodobieństwo błędu dla różnych typów modulacji nośnych

W rozdziale 1.1 podano wzór pozwalający na określenie elementowej stopy błędów w przypadku dekodowania twardodecyzyjnego. We wzorze tym występuje prawdopodobieństwo błędu w binarnym kanale symetrycznym  $p$ , którego wartość będzie od typu modulacji nośnych wykorzystywanym w systemie DVB-T. Dotyczy ono przypadku sygnałów niekodowanych. Norma systemu zezwala na modulację nośnych za pomocą: QPSK, 16QAM i 64QAM. Poszczególne prawdopodobieństwa błędów dla tych rodzajów modulacji są następujące[5]:

Dla QPSK:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right)$$

Dla 16QAM

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{2E_b}{5N_o}} \right)$$

I dla 64QAM

$$P_b = \frac{1}{3} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{7N_o}} \right)$$

Funkcję  $\operatorname{erfc}(x)$  dla  $x \gg 1$  do celów praktycznych można przybliżyć za pomocą:

$$\operatorname{erfc}(x) \cong \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi} \cdot x}$$

Uwzględniając powyższe zależności oraz korzystając z przybliżonej wartości stopy błędów podanej w rozdziale 1.5 można wyznaczyć elementową stopę błędów dla sygnałów kodowanych splotowo i jednocześnie modulowanych za pomocą QPSK, 16QAM lub 64QAM dekodowanych za pomocą miękko-decyzyjnego algorytmu Viterbiego – czyli w warunkach, w jakich będą pracować wszystkie odbiorniki DVB-T.

Elementowa stopa błędów dla sygnału modulowanego QPSK jest następująca:

$$P_b \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{R_c d_{\min} E_b}{N_o}} \right)$$

Dla sygnału 16QAM

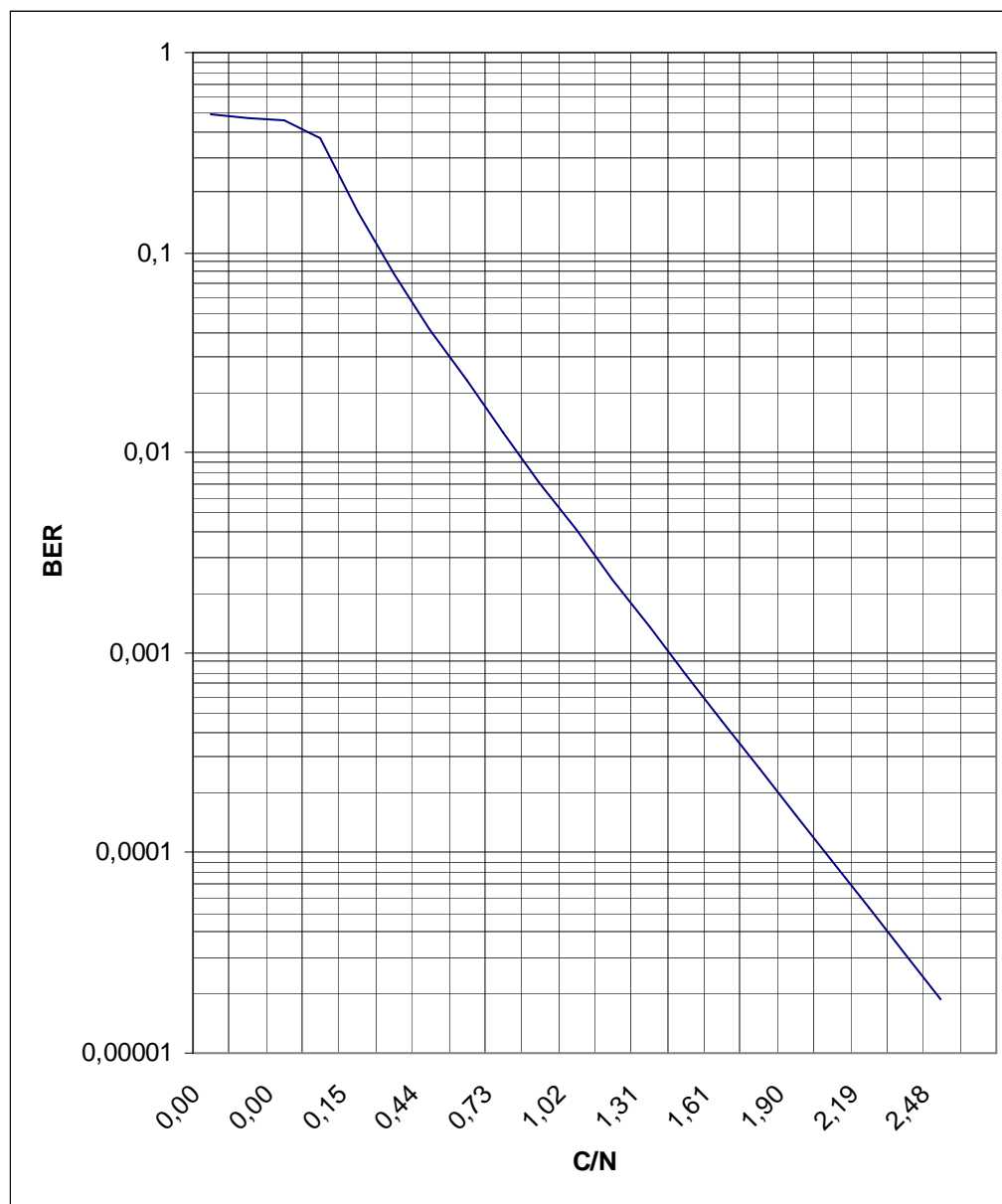
$$P_b \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{2R_c d_{\min} E_b}{5N_o}} \right)$$

A dla sygnału 64QAM

$$P_b \cong \frac{1}{3} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{R_c d_{\min} E_b}{7N_o}} \right)$$

Powyższe wzory wykorzystane zostaną w symulacjach komputerowych i pozwolą na określenie elementowej stopy błędów w warunkach niezakłóconych jak również w warunkach zakłóceń od innych systemów radiowych.

Przykładową charakterystykę BER otrzymaną przy pomocy powyższych wzorów pokazano na Rys. 2.1. (dla QPSK,  $\frac{1}{2}$ ).



Rys. 2.1. Zależność BER od C/N wyznaczona na podstawie wzorów symulacyjnych dla DVB-T z modulacją QPSK i sprawnością kodu 1/2.

### 2.3. Metoda wyznaczania współczynników ochronnych

Zasadniczą sprawą w procesie określania warunków kompatybilności międzysystemowej będzie więc sposób wyznaczania współczynników ochronnych.

Proponuje się wyznaczanie widmowej gęstości mocy sygnałów zakłócających oraz przyjmowanie wpływu sygnałów jako wzrostu mocy szumów na wejściu odbiornika.

Ze względu na charakter sygnałów zakłócających dla wybranych systemów radiokomunikacyjnych pracujących w Polsce – widmo i charakter ich sygnałów są zbliżone do widma szumu (systemy IS-95, RSB, IFF). Dlatego możliwe jest potraktowanie tych sygnałów jako dodatkowego szumu wnoszonego do sygnału DVB-T. Korzystając z zależności określających elementową stopę błędów BER podanych wyżej oraz z zależności wiążących parametry odbiornika DVB-T z parametrami odbieranego sygnału możliwe będzie wyznaczenie elementowej stopy błędów na wyjściu dekodera Viterbiego i możliwa będzie odpowiedź na pytanie – jaka wartość sygnału zakłócającego o znanej widmowej gęstości mocy spowoduje przekroczenie dopuszczalnej elementowej stopy błędów a więc pozwoli odpowiedzieć na pytanie jakie są wartości współczynników ochronnych. Na tej podstawie przeprowadzona zostanie analiza kompatybilności.

W dalszym etapie pracy przewiduje się wykonanie symulacji komputerowych pozwalających na weryfikację wzorów opracowanych powyżej oraz na wyznaczenie współczynników ochronnych. Wartości współczynników wyznaczone za pomocą symulacji zostaną porównane z wartościami zmierzonymi dla sygnałów, dla których przeprowadzono pomiary. Pozwoli to na weryfikację zaproponowanej metodyki obliczeń.

#### **2.4. Wyznaczanie współczynników ochronnych dla DVB-T zakłócanego przez DVB-T**

W przypadku zakłóceń wspólnokanałowych sygnał DVB-T dodaje się do szumu występującego w odbiorniku. Poziomy  $E_b/N_0$  na podstawie normy ETSI na system DVB-T są następujące:

Tab. 2.1 Zależność  $E_b/N_0$  na wejściu odbiornika DVB-T dla różnych kodów dla modulacji QPSK

Sprawność kodu $R_c$	$d_{min}$	$E_b/N_0$ na wejściu odb. (wartości bezwzględne)
1/2	10	2,13
2/3	6	2,52
3/4	5	2,695
5/6	4	2,84
7/8	3	3,018

Przyjmuje się następującą maskę widma sygnału DVB-T zgodną z normą ETSI [12]:

Tab. 2.2. Maska widma DVB-T

Wzrost	Wzrost
Częstotliwość względna (MHz)	Poziom względny (dB)
- 12	-87.2
-6	-62.2

-4.2	-50.2
-3.8	0
+3.8	0
+4.2	-50.2
+6	-62.2
+12	-87.2

W przypadku sygnału QPSK, kod  $\frac{1}{2}$  w przypadku braku zakłóceń dla minimalnej wartości stosunku  $E_b/N_0$  równej 2,13 w odbiorniku uzyskuje się wartość BER równą  $1,96 \cdot 10^{-6}$ . Krytyczną wartość BER równą  $2 \cdot 10^{-4}$  osiągnie się przy wartości  $E_b/N_0$  równej 1,251. Zakładając, że moc  $E_b$  równa jest 1 wartość  $N_0$  może więc zostać zwiększona z 0,47 do 0,80. Do mocy szumów 0,47 można dodać więc szum o mocy 0,33. Oznacza to możliwość dodania do sygnału DVB-T identycznego sygnału o mocy szumów o poziomie  $10\log(1/0,33) = 4,82\text{dB}$  poniżej sygnału (współczynnik ochronny równy **4,82dB**). W materiałach Konferencji Chester podano zmierzony współczynnik ochronny dla systemu DVB-T zakłócanego systemem DVB-T równy **5dB** (kanał Gaussa) co oznacza bardzo dobrą zbieżność zaproponowanego modelu odbiornika oraz metody analizy kompatybilności z wynikami pomiarowymi.

W przypadku zakłócania sygnału DVB-T sygnałem T-DAB do wartości 4,82dB należy dodać wartość 6,93dB wynikającą z różnicy pasma sygnału T-DAB w stosunku do sygnału DVB-T. Otrzymana zostanie wówczas wartość współczynnika ochronnego dla DVB-T zakłócanego T-DAB równa  $4,82+6,93=$  **11,75dB** dla zakłóceń wspólnokanałowych. Wartość ta jest zgodna z pomiarami.

Możliwe jest wyznaczenie analogicznych wartości współczynników ochronnych od innych systemów czy nawet od dowolnych sygnałów zakłócających o znanym widmie. Korzystając z analizy komputerowej można wykonać wykres współczynnika ochronnego w zależności od częstotliwości (offsetu) poprzez analizę wzajemnych dopuszczalnych mocy sygnałów zakłócającego i użytecznego.

## 2.5. *Kompatybilność systemów wojskowych RSBN*

W poprzednich etapach pracy podano sposoby wyznaczania współczynników ochronnych dla systemów wojskowych pracujących w pasmach telewizyjnych, podano zmierzone wartości tych współczynników oraz podano wynikające na ich podstawie wielkości wymaganych odległości separacyjnych. Obecnie prace w tej dziedzinie w Europie koncentrują się na wykorzystaniu wykonanych prac w celu ustalenia wspólnego europejskiego stanowiska. Problemy występują szczególnie w przypadku systemu RSBN pracującego w Polsce w kanałach 61-63, którego poziom ochrony oraz wartości współczynników ochronnych są inne w różnych krajach. W wyniku międzynarodowych dyskusji Administracja Polska proponowała, aby współczynniki ochronne dla systemu RSBN były takie jak wynikają z międzynarodowych pomiarów przeprowadzonych na Węgrzech roku 2000. Współczynniki te niewiele różnią się od wyników uzyskanych w Polsce, a różnice te są i tak w kierunku większej ochrony systemów wojskowych, co przedstawiciele wojska w Polsce bardzo chętnie zaakceptowali. Głównym obecnie problemem w tej dziedzinie jest uzgodnienie poziomu ochronnego sygnału RSBN. Przedstawiciele wielu krajów, w tym Polski, Rosji, Ukrainy i

innych żądają ochrony sygnału na poziomie czułości odbiornika RSBN, a więc w skrajnie niekorzystnych dla siebie warunkach. Daje to gwarancję pewności poprawnej pracy systemu RSBN w dowolnym momencie. Przedstawiciele Węgier argumentowali, że tak niski poziom sygnału RSBN w praktyce nie wystąpi lub wystąpi niezwykle rzadko i apelowali o podniesienie progu ochronnego o blisko 20dB w celu dostosowania go do rzeczywistych warunków pracy systemu RSBN. Różnica między tymi dwoma podejściami jest kolosalna. O ile w przypadku przyjęcia poziomu ochronnego na poziomie czułości spowoduje brak możliwości uruchomienia systemu DVB-T w kanałach RSBN oraz w bliskim ich sąsiedztwie nie tylko w kraju, gdzie system ten jest wykorzystywany ale również w krajach sąsiednich, o tyle podejście zaproponowane przez Węgrów dawałoby możliwość łatwiejszego uruchamiania nadajników DVB-T w tym paśmie. Prawdopodobnie jednak przyjęty zostanie poziom ochrony RSBN na poziomie czułości, jak tego chcą przedstawiciele wojska w Polsce, a to spowoduje praktyczne zablokowanie pasma w okolicy kanałów 61-63 i niemożność planowania i uruchamiania systemu DVB-T w tym zakresie częstotliwości w Polsce i u naszych sąsiadów.

## **2.6. Wnioski**

Przedstawiciele IŁ Wrocław uczestniczą w międzynarodowych pracach, prowadzonych głównie w ramach CEPT, zmierzających do ustalenia wszystkich wymaganych kryteriów kompatybilności DVB-T. Również w kraju, aktywnie uczestniczą w pracach tzw. platformy cyfrowej przygotowującej wdrożenie naziemnej telewizji cyfrowej w Polsce. Korzystając z przedstawionego modelu symulacyjnego możliwe będzie wykonywanie analiz kompatybilności sygnału DVB-T z dowolnymi sygnałami, np. systemami wojskowymi RSBN. Jest to szczególnie ważne, gdyż ze względu na brak odpowiedniego sprzętu pomiarowego w kraju lub też znacznymi kosztami przeprowadzanych pomiarów (np. ze względu na konieczność wykorzystywania samolotów wojskowych) znacznie lepsze jest wykonywanie analiz kompatybilności za pomocą komputera. W Polsce, poza systemami wojskowymi występuje także system radiodostępu IS-95 specyficzny w skali europejskiej – tak więc również tutaj brak jest stosownych analiz kompatybilności w Europie. Model symulacyjny pozwoli także w przyszłości na wykonywanie analiz dla dowolnych zakłóceń wspólnopasmowych dla systemów, które dopiero będą wprowadzane. W przyszłości możliwe będzie zintegrowanie systemowe modelu obliczeniowego i modelu analizy widmowej tak, że współczynniki ochronne będą mogły być liczone dla dowolnego sygnału, którego analiza widmowa będzie wykonywana w czasie rzeczywistym za pomocą przebiegów symulowanych lub nawet rzeczywistych. Można będzie wówczas wykonać analizę na rzeczywistych sygnałach w trakcie praktycznych testów w rzeczywistych kanałach radiokomunikacyjnych.

## **2.7. Literatura**

- [1] A.G. Armada, B. Bardon, M. Calvo, *Parameter Optimization and Simulated Performance of a DVB-T Digital Television Broadcasting System*, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 44, No. 1, March 1998
- [2] M. Bossert, *Channel Coding for Telecommunications*, Wiley, 1999
- [3] J.B. Cain, G. C. Clark, J.M. Geist *Punctured Convolutional Codes of Rate  $(n-1)/n$  and Simplified Maximum Likelihood Decoding*, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-25, No. 1, January 1979

- [4] J. Hagenauer *Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and their Applications*, IEEE Transactions on Communications, Vol.36, No. 4, April 1988
- [5] J. Proakis, *Digital Communications*, Mc-Graw Hill, 1996
- [6] A.J. Viterbi *Convolutional Codes and Their Performance in Communication System*, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol. COM-19, No. 5, October 1971
- [7] S.G. Wilson *Digital Modulation and Coding* Prentice Hall, New Jersey 1996
- [8] Y. Yasuda, K. Kashiki, Y. Hirata *High-Rate Punctured Convolutional Codes for Soft Decision Viterbi Decoding*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-32, No. 3, March 1984
- [9] Zalecenie ITU-R BT.500-9
- [10] Recommendation ITU-R BT.1368 Planning Criteria for Digital Television Services in the VHF/UHF Bands, ITU-R SG11
- [11] European Conference of Postal and Telecommunications Administrations: "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 lipca 1997
- [12] European Telecommunication Standard ETS 300744 Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T), ETSI, 1997
- [13] Sprawozdanie Z21/21300020/590/00: „Kompatybilność elektromagnetyczna telewizji cyfrowej DVB-T – metody badania”, Wrocław, grudzień 2000
- [14] Radio Regulations, Geneva 1992
- [15] Tabela przeznaczeń częstotliwości i zakresów częstotliwości na obszarze Rzeczypospolitej Polskiej, PAR, Warszawa 1997

### 3. Metody planowania sieci jednoczęstotliwościowych SFN

W sieci SFN wszystkie stacje nadawcze pracują na dokładnie tej samej częstotliwości i emitują wspólny program. Załóżmy, że odbiornik znajdujący się w pobliżu krańca pokrycia jednej stacji odbiera sygnały tego samego programu od kilku stacji. Sygnały te, chociaż zsynchronizowane w momencie nadawania, będą docierały do odbiornika z różnymi opóźnieniami. Nie mogą być one odróżnione od sygnałów wielodrogowych, jeśli założymy, że modulacja jest dokładnie taka sama. Do pracy w sieci SFN nadaje się taki system modulacji, który może pracować w warunkach dużego przekroczenia opóźnienia, normalnie dopuszczalnego. Właściwości takie ma system OFDM

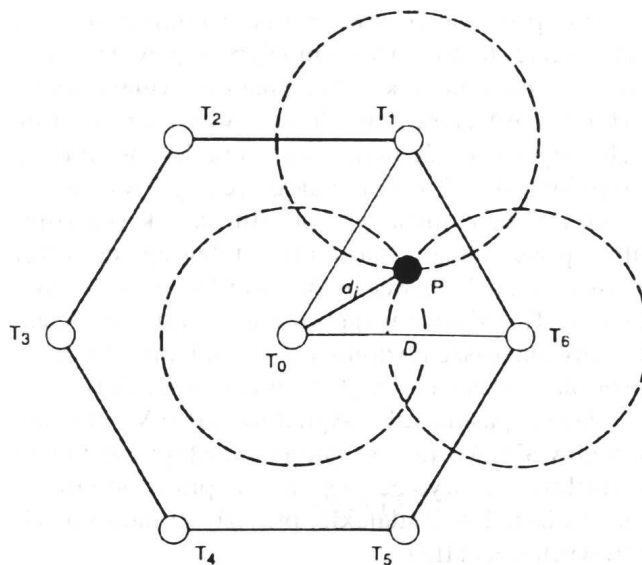
Jeżeli SFN bazuje na odległościach separacyjnych istniejących stacji nadawczych, to przeszkody terenowe nie będą powodowały większych dodatkowych opóźnień niż sygnały od innych stacji w sieci. Sygnały od bardziej odległych stacji będą przekraczały maksymalne opóźnienia, dopuszczalne dla sygnału OFDM. W miarę zwiększania odległości będzie wzrastała tendencja do wywoływania przez nie zakłóceń. Generowane w SFN własne zakłócenia sieciowe mogą być jednak utrzymane na dostatecznie niskim poziomie, dzięki właściwemu doborowi parametrów systemu. Jeżeli wystąpią luki w obszarze pokrycia sieci, można je wypełnić przez wprowadzenie dodatkowych stacji małej mocy, pracujących na tej samej częstotliwości. W przypadku zacienień terenowych można stosować tę samą technikę, co przy planowaniu sieci konwencjonalnej, tzn. strefy te można pokryć, stosując stacje uzupełniające. Przy możliwej dostatecznej separacji między anteną odbiorczą i nadawczą stacja uzupełniająca może pracować jak konwencjonalna stacja retransmisyjna, ale przy tej samej częstotliwości na wejściu i wyjściu.

Jak już powiedziano, podstawową cechą SFN jest emisja tego samego programu. Przy występowaniu różnic w programie lub treści danych tego samego bloku służby traci się korzyści koncepcji SFN z powodu wynikających stąd zakłóceń interferencyjnych. Należy wtedy zachować odpowiednie współczynniki ochronne.

Stosowanie SFN w poszczególnych krajach europejskich wymaga przeznaczenia dla sąsiadujących z sobą krajów różnych kanałów lub bloków częstotliwości, ponieważ emitowane programy lub treści danych są na ogół różne. Liczba potrzebnych bloków częstotliwości lub kanałów będzie rosła w miarę zwiększania się podziału krajów na regiony czy lokalne obszary z własnymi programami, a więc z własnymi sieciami SFN.

Możliwość tworzenia sieci SFN jest jedną z największych korzyści systemu OFDM. Dzięki dopuszczeniu wielodrogowości w granicach czasu opóźnienia występuje wzajemne dodawanie sygnałów od wszystkich stacji nadawczych należących do sieci. Zjawisko to nazwane jest „zyskiem sieciowym” sieci SFN. Zysk ten składa się z dwóch elementów – dodawalnego i statystycznego. Dodawalna część jest wynikiem występowania więcej niż jednego sygnału użytecznego i stąd dodawanie się natężeń sygnałów. Składowa statystyczna jest wynikiem rozkładu zmian przestrzennych pola. Ponieważ całkowita dewiacja standardowa sumarycznego sygnału jest mniejsza niż dewiacja standardowa indywidualnych sygnałów, możliwe jest zredukowanie marginesu potrzebne do uzyskania prawdopodobieństwa pokrycia 90 % lub 99 %.

Można to przedstawić dla przypadku trzech stacji nadawczych. Na rys. 1 pokazano pierwszy sześciokąt regularnej siatki przy założeniu odległości między głównymi stacjami nadawczymi 60 km.



Rys. 3.1. Pierwszy sześciokąt regularnej siatki

Najmniej korzystnym miejscem odbioru w równobocznym trójkącie  $T_0$ - $T_1$ - $T_6$  jest punkt  $P$  będący środkiem ciężkości trójkąta. W tym miejscu średnia wartość natężenia pola jednej stacji – usytuowanej na wierzchołku trójkąta – o mocy promieniowanej 250 W i wysokości anteny 150 m wynosi 42 dB.

### 3.1. Wymagania dotyczące stosunku $C/N$ i ich interpretacja przy planowaniu sieci SFN [4]

Przy planowaniu sieci SFN należy uwzględnić statystykę (poziomy i opóźnienia) „sztucznych” odbić, tzn. sygnałów pochodzących z różnych nadajników danej sieci. Na wejściu odbiornika występują oprócz szumów również sygnały opóźnione, a sygnały o opóźnieniach wykraczających poza przedział ochronny mają istotny wpływ na pokrycie uzyskiwane przez sieć SFN. W celu przeprowadzenia przez odbiornik procesu estymacji parametrów kanału niezbędnej do przeprowadzenia koherentnej demodulacji oraz korekcji konstelacji wykorzystuje się filtry interpolujące. Odtwarzają one odpowiedź kanału na podstawie sygnałów pilotujących. Filtry są tak zaprojektowane, aby ich pasmo przenoszenia  $T_F$  było większe od przedziału ochronnego  $T_g$  ( $T_g = T_u/4$ )<sup>1</sup>, a jednocześnie – z uwagi na ograniczenia teoretyczne – nie większe niż  $T_u/3$ , gdzie  $T_u$  oznacza czas trwania symbolu. Praktyczne wartości nie przekraczają  $T_F = (7/24)T_u$ .

Możliwe są następujące przypadki:

<sup>1</sup> Dla mniejszych odstępów ochronnych (np.  $T_g = T_u/8, \dots, T_u/32$ ), można przyjąć że pasmo przenoszenia filtru interpolującego pozostaje jak dla przypadku gdy  $T_u/4$ .

opóźnienie mieści się w przedziale ochronnym  $T_g$  : moc sygnału traktowana jest jako sygnał „użyteczny”;

opóźnienie sygnału jest większe niż  $T_g$ , ale mieści się w paśmie filtru  $T_F$  : sygnał zostaje poprawnie skorygowany, jednak zostaje podzielony na składową użyteczną (odpowiadającą bieżącemu symbolowi COFDM) i składową zakłócającą (odpowiadającą poprzedniemu symbolowi COFDM), jak zapisano w zależności poniżej;

opóźnienie jest większe niż  $T_F$  – taki sygnał należy w całości uznać za zakłócenie o wpływie analogicznym do szumu Gaussa o równoważnej mocy.

Powyższe przypadki można opisać zależnościami:

$$w_i = \begin{cases} 0 & \text{gdy } t \leq 0 \\ 1 & \text{gdy } 0 < t \leq T_g \\ \left( \frac{T_u - t + T_g}{T_u} \right)^2 & \text{gdy } T_g < t \leq T_F \\ 0 & \text{gdy } t \geq T_F \end{cases}$$

$$C = \sum_i w_i \cdot C_i$$

$$I = \sum_i (1 - w_i) \cdot C_i$$

gdzie:

$w_i$  – waga i-tej składowej sygnału,

$t$  – opóźnienie sygnału,

$T_u$  – czas trwania symbolu,

$T_g$  – czasowy przedział (odstęp) ochronny,

$T_F$  – pasmo przenoszenia filtru odbiornika,

$C$  – całkowita moc sygnału użytecznego,

$C_i$  – moc składowej sygnału pochodzącej od i-tego nadajnika,

$I$  – całkowita moc zakłóceń.

Zamiast wymaganego stosunku  $C/N$  wprowadzono nowy parametr charakteryzujący system – efektywny współczynnik ochrony EPT *Effective Protection Target*, stanowiący stosunek mocy pożądanego sygnału (sygnały opóźnione docierające w czasie  $T_g$  oraz składowa użyteczna sygnałów docierająca w przedziale  $T_g$  do  $T_F$ ) do sumy mocy szumów i zakłóceń (składowa zakłócająca sygnałów docierająca z opóźnieniami w przedziale  $T_g$  do  $T_F$  oraz sygnały opóźnione o więcej niż  $T_F$ ) na poziomie progowym systemu.

Wymagana wartość EPT zależy od parametrów systemu (rodzaju modulacji, sprawności kodu) oraz od właściwości sygnałów odbitych o opóźnieniach nie przekraczających  $T_F$ .

Przy odbiorze stacjonarnym właściwości kanału transmisyjnego można modelować jako kanał Rice’a (dominujące znaczenie ma składowa sygnału pochodząca z jednego nadajnika) lub kanał Rayleigh’a (kiedy w czasie trwania przedziału ochronnego do odbiornika dociera kilka „sztucznych” odbić, czyli sygnałów pochodzących od innych nadajników). W przypadku

odbioru przenośnego, cechy kanału są typowe dla modelu Rayleigh'a; występują zarówno naturalne jak i „sztuczne” sygnały odbite.

Podczas planowania sieci SFN zakłada się, że dla określonego położenia odbiornika system może pracować w zadowalający sposób w obecności szumu gaussowskiego oraz sygnałów odbitych o opóźnieniach mieszczących się w przedziale ochronnym i wykraczających poza przedział ochronny jeżeli tylko dostępny wypadkowy stosunek  $C/(N+I)$  (w paśmie 7,61 MHz) jest większy lub równy od wymaganego efektywnego współczynnika ochrony EPT :

$$\left. \frac{C}{N+I} \right|_{Dostęp} \equiv \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)^{-1}} \geq EPT$$

Wartość EPT można obliczyć z następującej zależności empirycznej (proponowanej przez RAI i uzyskanej na drodze symulacji komputerowej), w której wszystkie wielkości wyrażone są w dB:

$$EPT = \begin{cases} \frac{C/N|_F + \left( \frac{C/N|_P - C/N|_F}{C/N|_P + \Delta_1 + \Delta_2} \right)^{\frac{K_A}{10}}}{C/N|_P + \Delta_1 + \Delta_2} \\ \frac{C/N|_F + \left( \frac{C/N|_P - C/N|_F}{C/N|_P + \Delta_1 + \Delta_2} \right)^{\frac{K_A}{10}}}{C/N|_P + \Delta_1 + \Delta_2} \end{cases}$$

przy czym górna część zależności odnosi się dla odbioru stacjonarnego, dolna zaś dla przenośnego.

gdzie:

EPT – wymagany efektywny współczynnik ochrony systemu,

$C/N(F)$  – wymagany przez system stosunek nośnej do szumu w kanale F1  
(Rice'a),

$C/N(P)$  – wymagany przez system stosunek nośnej do szumu w kanale P1  
(Rayleigh'a),

$K_A$  – stosunek mocy sygnału odbieranego z nadajnika dominującego do całkowitej mocy sygnałów docierających z innych nadajników sieci SFN z opóźnieniem mieszczącym się w przedziale ochronnym,  
( $K_A < 0$  dB)

$\Delta_1$  – całkowite straty wdrożenia systemu, o wartości od 3 dB do 3,5 dB zależnie od algorytmu oszacowania parametrów kanału,

$\Delta_2$  – wypadkowy współczynnik degradacji związany z obecnością sygnałów, których opóźnienie wykracza poza przedział ochronny, co powoduje nakładanie się (aliasing) symboli i wzrost szumu przy estymacji stanu kanału. Przy innych wynikach,  $\Delta_2$  powinno być równe 0 dB.

Możliwe są następujące przypadki:

opóźnienie sygnału mieści się w przedziale ochronnym  $T_g$  jego moc dodaje się do sygnału „użytecznego”;

opóźnienie sygnału jest większe niż  $T_g$ , ale mniejsze niż  $T_F$  jest on poprawnie skorygowany ale zostaje podzielony na składową użyteczną odpowiadającą bieżącemu symbolowi OFDM) i składową zakłócającą (odpowiadającą poprzedniemu symbolowi OFDM), według zależności powyżej;

opóźnienie jest większe niż  $T_F$  taki sygnał należy w całości uważać za zakłócenie, o wpływie analogicznym do szumu Gaussa o równoważnej mocy.

Przekładając, to dla przykładu na wartości liczbowe, dla  $T_u=896 \mu s$  i  $T_g=T_u/4$ , jeśli różnica dróg sygnału analizowanego i dominującego jest mniejsza od 67km, to powoduje on wzmocnienie wypadkowego sygnału użytecznego, jeśli jest a większa od 87km jest on traktowany wyłącznie jako zakłócenie.

W badaniach przyjęto następujące założenia:

nadajniki są zlokalizowane w węzłach siatki regularnej (równe odległości),

wszystkie stacje nadawcze są zsynchronizowane,

promieniowane sygnały nie są przesunięte w czasie,

wszystkie anteny nadawcze mają identyczną wysokość skuteczną,

sygnały użyteczne wyznaczone są dla 50%, a zakłócające dla 1% czasu obserwacji.

### 3.1.1. Wyniki obliczeń

W zamieszczonej poniżej tabeli pokazano zależność  $C/I$  od zmiany poszczególnych parametrów sieci takich jak:

$LN$  – liczba nadajników,

$D_{SFN}$  – odległość między nadajnikami,

$H_{eff}$  – wysokość skuteczna nadajników,

$T_g$  – czasowy odstęp ochronny,

$Dir$  – uwzględnienie kierunkowości anten odbiorczych ( $D$  – kierunkowa,  $ND$  – dookólna).

Tabela 3.1  
Stosunek C/I wewnątrz obszaru SFN

L.p.	Parametry SFN					Wartość C/I [dB] przekroczona w % miejsc					UWAGI
	LN	Dir	D <sub>SFN</sub> [km]	T <sub>g</sub> [μs]	Heff [m]	50%	70%	90%	95%	99%	
1	33	D	60	224	300	31,8	28,0	25,4	24,0	22,1	LN ↓ ⇒ C/I ↑
	100					30,6	27,3	24,7	23,3	21,5	
2	100	ND	60	224	300	26,2	23,5	22,3	21,4	20,9	(ND ⇒ D) ⇒ C/I ↑
		D				30,6	27,3	24,7	23,3	21,5	
3	100	D	40	224	300	34,7	31,9	29,8	28,7	28,1	D <sub>SFN</sub> ↓ ⇒ C/I ↑
			60			30,6	27,3	24,7	23,3	21,5	
4	100	D	60	112	300	28,7	25,7	23,2	22,1	20,4	T <sub>g</sub> ↑ ⇒ C/I ↑
				224		30,6	27,3	24,7	23,3	21,5	
5	100	D	60	224	150	25,9	22,7	20,1	18,9	17,3	Heff ↑ ⇒ C/I ↑
					300	30,6	27,3	24,7	23,3	21,5	
					600	33,5	31,1	29,2	27,9	26,1	

Wyniki przeprowadzonych symulacji pozwalają sformułować następujące wnioski:

Wzrost liczby nadajników powoduje zwiększenie rozmiaru fizycznego sieci. Wówczas sygnały pochodzące od dalej położonych nadajników docierają do analizowanego punktu z opóźnieniem większym od przedziału ochronnego i są traktowane jako zakłócenia przez co zmniejsza się wartości C/I.

Zmiana anteny odbiorczej z dookólnej na kierunkową powoduje wzrost stosunku C/I. Kierunek głównego promieniowania anteny ustawiony jest na dominujący sygnał (w tym przypadku najbliższy nadajnik). Sygnały przychodzące z innych kierunków są tłumione zgodnie z charakterystyką anteny, więc poziomy zakłóceń w porównaniu do anteny dookólnej są mniejsze, natomiast wypadkowy poziom sygnału użytecznego z uwagi na ustawienie na sygnał dominujący zmniejsza się niewiele.

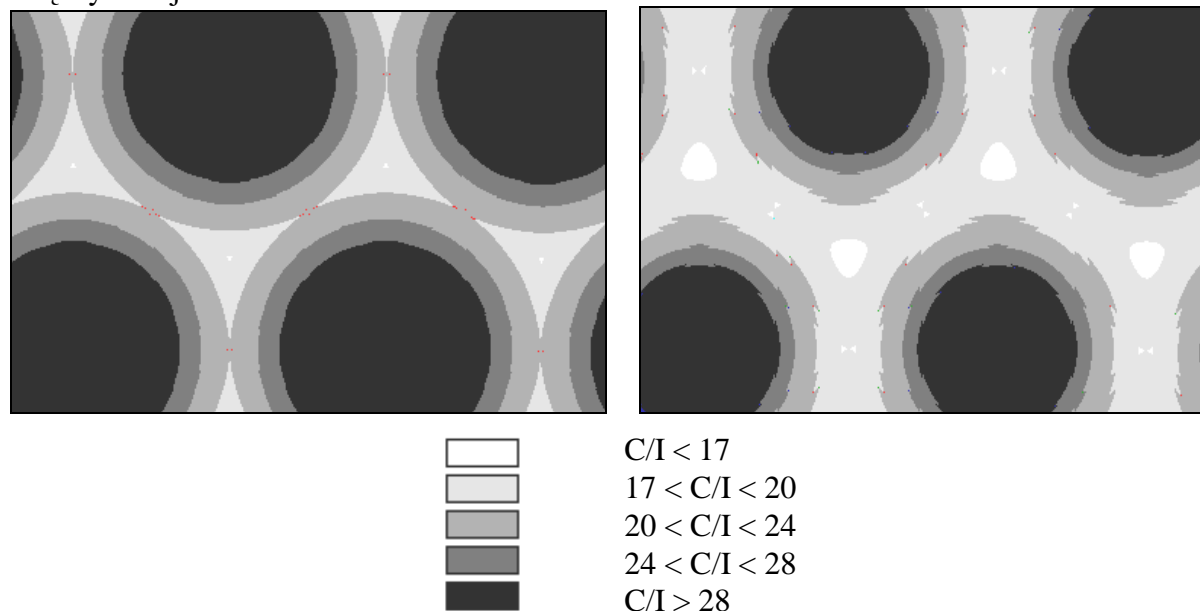
Wzrost odległości między nadajnikami, podobnie jak wzrost liczby nadajników, wpływa na powiększenie rozmiaru sieci oraz na zmniejszenie wartości stosunku C/I.

Powiększenie czasowego przedziału ochronnego (T<sub>g</sub>) powoduje, że większa liczba stacji może być traktowana jako źródło sygnału użytecznego, a tym samym wpływa to na wzrost stosunku C/I.

Zwiększenie wysokości skutecznej anten nadawczych powoduje wzrost wartości stosunku C/I.

### 3.2. Przykładowe mapki rozkładu C/I

Poniżej przedstawiono rozkład stosunku C/I w centralnej części obszaru działania sieci SFN dla kierunkowej anteny odbiorczej oraz anteny dookólnej. Sieć zbudowana jest ze 100 nadajników. Parametry sieci są następujące: Hsk - 150m, moc - 1kW, Tg - 224μs, odległość między nadajnikami - 60km.

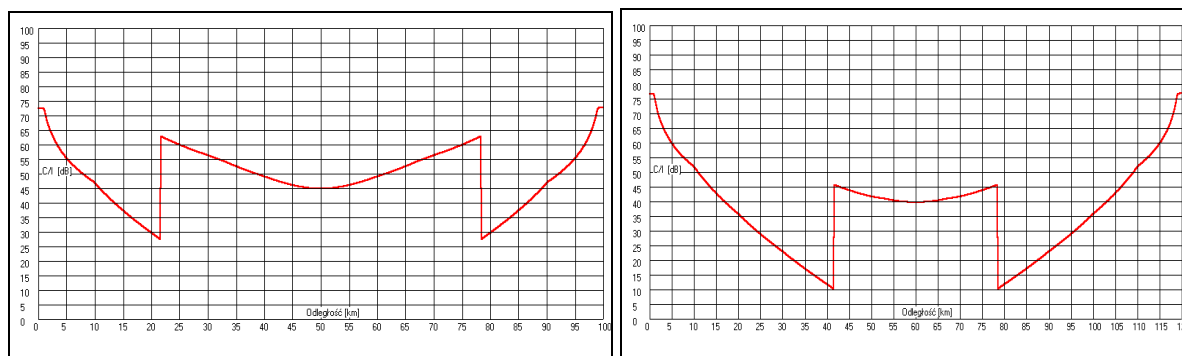


Rys. 3.2. Rozkład C/I w centralnej części obszaru SFN  
okno po lewej - kierunkowe anteny odbiorcze, okno po prawej - dookólna antena odbiorcze

Zastosowanie dookólnej anteny odbiorczej odpowiada przypadkowi odbioru przenośnego, natomiast anteny kierunkowej odbiorowi stacjonarnemu. Porównując oba rysunki wyraźnie widać mniejszy poziom stosunku C/I oraz duże przestrzenne zróżnicowanie poziomu sygnału dla anteny dookólnej. Przy odbiorze przenośnym należy liczyć się ze znacznymi wahaniami wartości C/I w zależności od miejsca, w którym znajduje się odbiornik. Oznacza to, że znacznie trudniej jest zapewnić dobry odbiór ruchomy.

#### 3.2.1. Przykładowe rozkłady C/I dla różnych odległości pomiędzy nadajnikami

Na zamieszczonych rysunkach przedstawiony jest rozkład C/I wzdłuż linii łączącej dwa nadajniki w przypadku sieci składającej się z dwóch nadajników. Parametry sieci są następujące: moc nadajników – 1kW, Hsk – 300m, Tg - 224μs. Analizę przeprowadzono dla dwóch różnych odległości między nadajnikami.

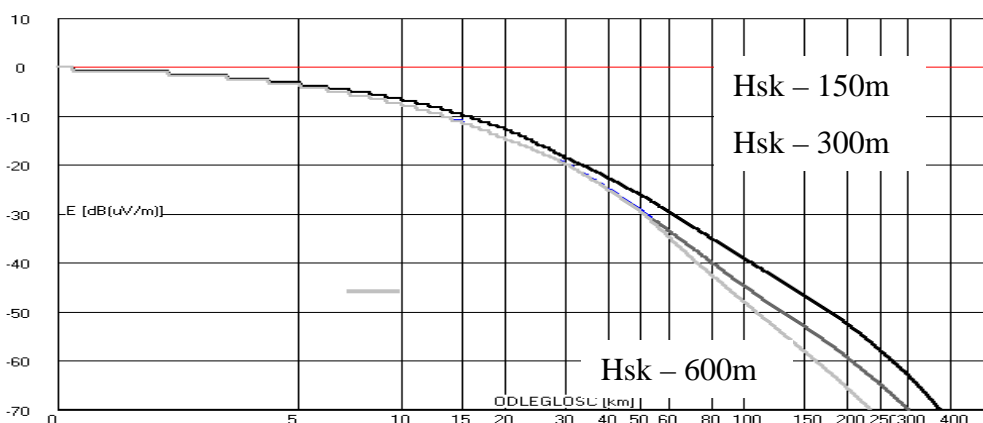


Rys. 3.3. Rozkład C/I pomiędzy dwoma nadajnikami  
Odl = 100km okno lewe i 200km okno prawe

Widoczne skoki poziomu sygnału występują w miejscach, w których sygnał pochodzący od sąsiedniego nadajnika dociera do miejsca odbioru poza przedziałem ochronnym i staje się zakłóceniem.

### 3.3. Degradacja sygnału na zewnątrz obszaru SFN

W celu oszacowania wpływu analizowanej sieci na sieci znajdujące się w sąsiedztwie należy przeanalizować degradację sygnału wypadkowego emitowanego przez całą sieć. Na rys. 2.2.3 pokazano degradację sygnału w funkcji odległości od krawędzi sieci SFN dla różnych wysokości skutecznych. Można zauważyć, że zwiększenie wysokości skutecznej anten nadawczych powoduje szybszy względny spadek zakłóceń poza siecią. Ten paradoks bierze się stąd, że krzywe propagacyjne dla różnych wysokości skutecznych początkowo rozbiegają się, a przy odległościach powyżej kilkudziesięciu kilometrów ponownie zaczynają się zbliżać. Interesujący nas przedział odległości zaczyna się bowiem tam, gdzie kończy się zasięg użyteczny, tj. w miejscu gdzie krzywe propagacyjne dla różnych wysokości skutecznych są najbardziej od siebie oddalone.



Rys. 3.4. Degradacja poziomu sygnału zakłócającego na zewnątrz SFN dla różnych wysokości skutecznych (Hsk)

Wnioski:

Degradacja sygnału pochodzącego od stacji o wyższym Heff przebiega szybciej. Korzystniejsze jest zatem użycie stacji o wyższej wysokości skutecznej lecz mniejszej mocy.

### 3.4. Podsumowanie

Sieci pojedynczej częstotliwości SFN mają istotne zalety w postaci dużej skuteczności wykorzystania widma. Cztery lub pięć programów telewizyjnych można nadawać w jednym kanale:

w sieciach dla dużych obszarów (np. część kraju lub cały kraj);

w sieciach regionalnych;

w sieciach SFN z uzupełnieniem luk pokrycia.

Sieci SFN wymagają jednak precyzyjnej techniki synchronizacji. Należy wyróżnić metody synchronizacji częstotliwości, czasu, bitów i rozpraszania energii.

**Synchronizacja częstotliwości** jest szczególnie krytyczna w systemach cyfrowych, w których wykorzystuje się modulację wielu nośnych. Wszystkie 2k/8k nośnych muszą być emitowane na tej samej częstotliwości RF we wszystkich nadajnikach należących do sieci SFN. Każda nośna musi być emitowana na częstotliwości równej  $f_k \pm (\Delta f/100)$ , gdzie  $f_k$  jest idealną częstotliwością k-tej nośnej,  $\Delta f$  jest odstępem nośnych (1116 Hz w systemie 8k).

**Synchronizacja czasu** jest także niezbędna do zapewnienia odporności na sygnały odbite wielodrożne, zapewnia ją modulacja COFDM (jeśli tylko czas opóźnienia odbicia jest krótszy od odstępu ochronnego). Jest to skuteczne tylko wtedy, gdy ten sam symbol jest emitowany przez wszystkie nadajniki w tej samej chwili. Uważa się, że prawidłowe działanie systemu może zapewnić dokładność czasowa  $T_n \pm 1 \mu s$  (gdzie  $T_n$  jest idealną próbką chwili dla n-tego symbolu).

**Synchronizacja bitów** oznacza emisję tego samego symbolu w tym samym czasie, tak aby wszystkie nośne były modulowane identycznie. Konsekwentnie ten sam bit powinien modulować taką samą nośną.

**Synchronizacja rozpraszania energii.** W celu zapewnienia odpowiedniej liczby przejść przez zero, dane strumienia MPEG-2 TS przed kodowaniem kanałowym są rozpraszane. Dla tego celu do strumienia bitów dodaje się sekwencję pseudo-przypadkową, rozpraszającą bity w ramach 8 pakietów MPEG-2.

### 3.5. Literatura

Smoleńska H., *Zagadnienia planowania naziemnej telewizji cyfrowej*, Przegląd Techniki. Radio i Telewizja, nr 2/1995.

Smoleńska H., *Naziemna telewizja cyfrowa – problematyka pokrycia terenu*, Przegląd Techniki. Radio i Telewizja, nr 4/1997.

Smoleńska H., *Przygotowania do wprowadzenia w Europie cyfrowych emisji naziemnych DVB-T*, Przegląd Techniki. Radio i Telewizja, nr 4/1997.

EBU, *Terrestrial Digital Television – Planning and Implementation Considerations*, Second Issue, EBU Doc. BPN 005, Geneva, July 1997.

## 4. Problematyka planowania naziemnej telewizji cyfrowej

25 lipca 1997 roku w Chester zakończyła się konferencja na której delegaci CEPT podpisali „Wielostronne Porozumienie Koordynacyjne dotyczące Kryteriów Technicznych, Zasad koordynacji i Procedur dla wprowadzenia Naziemnej Telewizji Cyfrowej DVB-T”. Przyjąć można, że od tej daty rozpoczął się rozwój telewizji cyfrowej w Europie. Pionierem we wdrażaniu DVB-T jest Wielka Brytania, która 15 listopada 1998 roku rozpoczęła pierwszą ciągłą emisję naziemnej telewizji cyfrowej. Niedawno w Szwecji i w Hiszpanii rozpoczęto nadawanie programów naziemnej telewizji cyfrowej.

Państwa sąsiadujące z Polską od kilku lat planują sieci DVB-T w kanałach od 21 do 60 np.: Dania ma zaplanowane cztery multipleksy, Litwa również cztery multipleksy a Czesi dwa multipleksy. Natomiast Niemcy zbudowali swój plan DVB-T w oparciu o kanały powyżej 60.

Problemy związane z planowaniem sieci naziemnej telewizji cyfrowej zależą od tego czy są dla okresu przejściowego tj., gdy sieć analogowa i cyfrowa będą musiały współistnieć czy dla okresu docelowego, gdy będzie istniała jedynie sieć telewizji cyfrowej a telewizja analogowa będzie całkowicie zlikwidowana.

Przystępując do planowania sieci DVB-T istotne jest sprecyzowanie wymagań, jakie ma ona spełniać. Od nich zależy sposób podejścia do planowania DVB-T. Istotne jest:

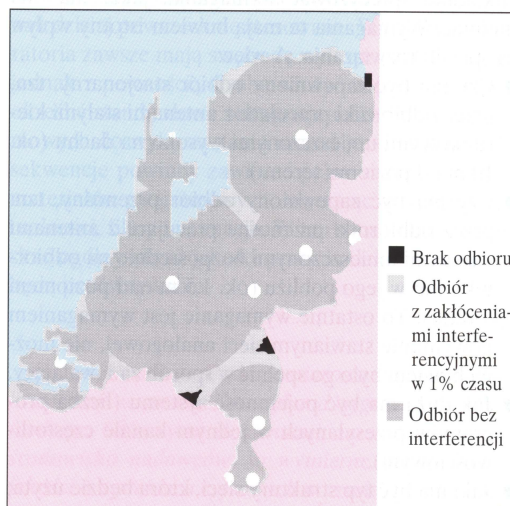
- czy zapewniony jest jedynie odbiór stacjonarny, tzn. odbiornik pracuje z anteną stałą kierunkową umieszczoną na dachu budynku (przyjmuje się 10 m od poziomu terenu),
- czy zapewniony jest odbiór przenośny, tzn. odbiornik pracuje z anteną własną umieszczoną na odbiorniku (około 1.5 m nad poziomem terenu),
- jak duża ma być pojemność systemu tzn. jaka ma być liczba programów przesyłanych w jednym kanale częstotliwościowym,
- jaka ma być struktura sieci, czy ma być sieć wieloczęstotliwościowa MFN, czy jednoczęstotliwościowa SFN czy mieszana.

### 4.1. *Problem planowania DVB-T na przykładzie Holandii*

Problemy związane z planowaniem sieci naziemnej telewizji cyfrowej można prześledzić na modelowym kraju jakim jest Holandia. Wyniki badań zostały przedstawione podczas spotkania Zgromadzenia Techniki EBU w Krakowie. Holandii jest krajem niemalże płaskim. Wyeliminowany jest tutaj praktycznie wpływ ukształtowania terenu na mechanizm propagacji fal. Jest to również małe państwo, więc liczba nadajników analogowych pokrywających cały kraj jest niewielka.

#### 4.1.1. Pokrycie terenu przy emisji analogowej

Na rys. 4.1 przedstawiono obszar pokrycia terenu przez dziesięć nadajników telewizji analogowej dla odbioru stacjonarnego. Ze względu na istnienie interferencji (w czasie mniejszym niż 1 %) z sygnałami nadajników sąsiednich państw, występują niewielkie obszary, gdzie odbiór może okazać się niemożliwy.

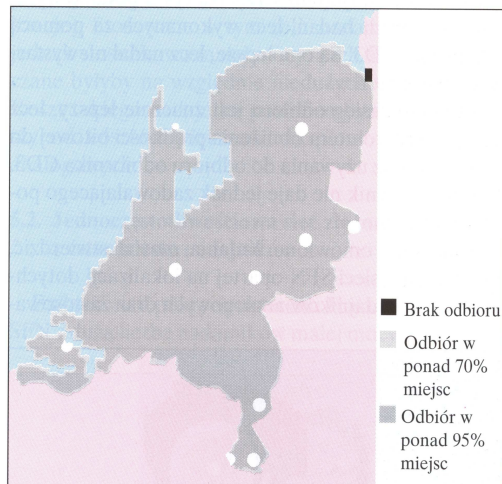


Rys. 4.1. Pokrycie terytorium Holandii emisją sieci analogowej – 10 nadajników pracujących na różnych częstotliwościach. Odbiór stacjonarny.

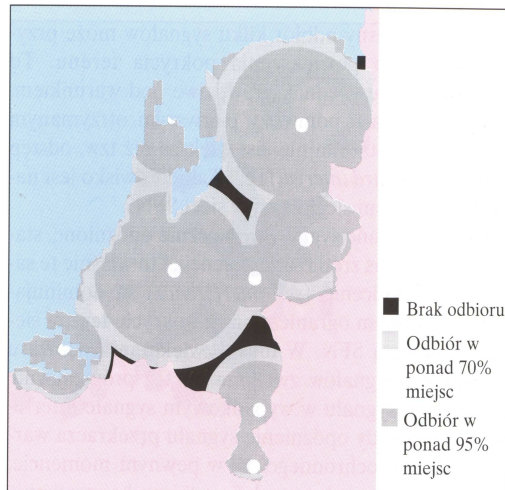
#### 4.1.2. Pokrycie terenu przy emisji cyfrowej siecią MFN

Na rys.4.2 przedstawiono pokrycie obszaru Holandii przy stacjonarnym odbiorze DVB-T. Poniższe pokrycie uzyskano przy użyciu sieci nadajników cyfrowych emitujących sygnał o prędkości bitowej 20 Mbit/s, rozmieszczonych w dotychczasowej lokalizacji nadajników analogowych. Zgodnie z postanowieniami posiedzenia CEPT, Chester 1997 [2] przyjęto, że pracują one z mocą mniejszą o 7 dB niż moc istniejących nadajników analogowych. Osiągnięto pokrycie kraju w stopniu znacznie większym niż dla służby analogowej.

Dla odbioru przenośnego, ze względu na wymagany wyższy poziom sygnału, pokrycie okazuje się mniejsze. Zwiększenie obszaru pokrycia można uzyskać kosztem obniżenia prędkości bitowej, np. do 10 Mbit/s (rys. 4.3). Pociąga to za sobą zmniejszenie liczby nadawanych programów. Na rys. 4.3 przedstawiono obszary, w których odbiór przenośny jest możliwy w 95 % miejsc lokalizacji na zewnątrz budynków. Wewnątrz budynku na poziomie parteru odbiór ma ten sam zasięg, lecz jest możliwy tylko dla 70 % miejsc lokalizacji, jednak na poziomach leżących powyżej poziomu parteru odbiór przenośny jest możliwy również w 95 % miejsc.



Rys.4.2. Pokrycie terytorium Holandii emisją sieci cyfrowej MFN – odbiór stacjonarny. Liczba nadajników 10, kanały i lokalizacja jak w sieci analogowej (rys. 4.1). Prędkość bitowa 20 Mbit/s



Rys.4.3. Pokrycie terytorium Holandii emisją sieci cyfrowej MFN – odbiór przenośny. Liczba nadajników 10, kanały i lokalizacja jak w sieci analogowej (rys. 4.1). Prędkość bitowa 10 Mbit/s.

#### 4.1.3. Pokrycie terenu przy emisji cyfrowej siecią SFN

Jednoczesny odbiór kilku sygnałów w sieci jednoczęstotliwościowej SFN może przyczynić się do powiększenia pokrycia terenu. Istnieje przy tym warunek, że różnica czasu pomiędzy pierwszym otrzymanym sygnałem a ostatnim nie jest większa niż odstęp ochronny (*guard interval*)  $T_g$ . Zjawisko to określa się mianem zysku sieciowego w sieci SFN. Gdy opóźnienie sygnału przekracza wartość odstepu ochronnego, następuje gwałtowny zanik odbioru (w momencie określonym przez konstrukcję odbiornika) określany jako efekt *cliff-edge*). Efekt ten musi zostać uwzględniony przy projektowaniu pokrycia terenu siecią SFN.

W większości dużych i średnich sieci SFN przyjmuje się wartość odstepu ochronnego  $T_g = 224 \mu s$  i efektywnego czasu symbolu  $T_u = 896 \mu s$  (system 8k). Oznacza to, że dopuszczalne

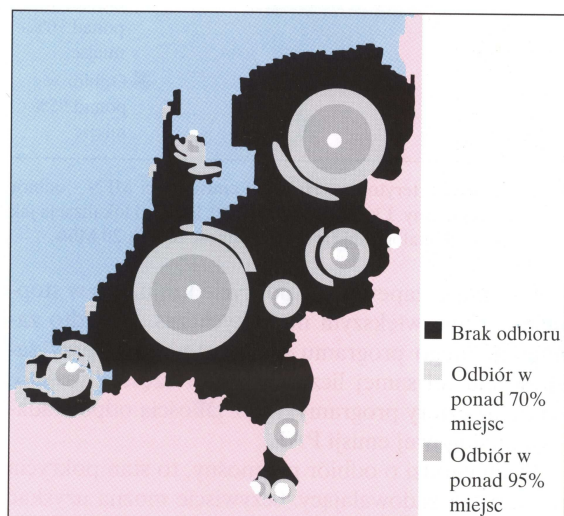
czasy opóźnienia sygnału są większe od opóźnienia sygnału między sąsiednimi stacjami nadawczymi, gdy te są odległe od siebie mniej niż 67 km. Jednak większość obecnie produkowanych odbiorników jest tak zaprojektowana, że efekt *cliff-edge* występuje wówczas, gdy najpóźniej docierający sygnał przychodzi z opóźnieniem wynoszącym  $1,1 T_g$ . Ma to na celu powiększenie powierzchni pokrycia.

W odbiornikach typu CD3 (*Coded Decision-Directed-Demodulation*) efekt *cliff-edge* występuje wówczas, gdy opóźnienie sygnału wynosi  $2 T_g$ . Akceptowanie tak dużego opóźnienia możliwe jest z uwagi na fakt, że sygnały przychodzące z bardziej oddalonych nadajników mają mniejsze poziomy. W tym przypadku poprawa w wielkości pokrycia powierzchni jest znaczna. Nowy algorytm modulacji, nazwany CD3-OFDM nie wymaga przesyłania sygnałów pilota wykorzystując informację po dekodowaniu Viterbi'ego do odtworzenia charakterystyki częstotliwościowej kanału i zapewnia korekcję i koherentną demodulację. Zastosowanie CD3-OFDM nie wymaga zmian w specyfikacji, a jedynie eliminuje tony pilotujące. Symulacje komputerowe pokazały, że CD3-OFDM daje m.in. wzrost pojemności kanału przesyłowego, przy takiej samej odporności na szumy, o 14 % przy  $T_g/T_u = 1/4$  oraz 7 % przy  $T_g/T_u = 1/8$  i  $1/32$ . Oznacza to większą pojemność użytkową kanału, np. 24,17 Mbit/s w porównaniu z 21,15 Mbit/s oferowaną przez tryb 64 QAM- $3/4$  [3].

Poniżej przedstawiono rysunki obrazujące pokrycie siecią SFN, z zastosowaniem obu typu wymienionych odbiorników oraz dla różnych wariantów sieci. Dodatkowo zamieszczono na nich wyniki badań określające powierzchnie, na których odbiór jest możliwy w 95 % i 70 % miejsc odbioru. Analizę pokrycia przy odbiorze przenośnym ograniczono do zamieszczenia danych dotyczących odbioru wewnątrz budynków na poziomach wyższych od parteru. Przypadek ten odpowiada również odbiorowi na zewnątrz, gdy antena jest umieszczona na wysokości 1,5 m. powyżej powierzchni terenu. Natomiast w przypadku odbioru na poziomie parteru wewnątrz budynku zasięg nie zmienia się, ale odbiór okazuje się możliwy jedynie w 70 % miejsc.

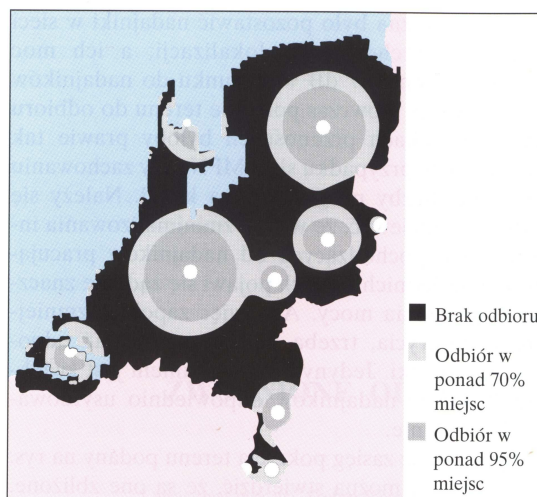
#### 4.1.4. Jednoczęstotliwościowa sieć złożona z dziesięciu nadajników

Na rys. 4.4 przedstawiono przypadek odbioru strumienia DVB-T o przepływności 20 Mbit/s przez przenośne odbiorniki inne niż CD3. Na rys. 4.5 podano wyniki tych samych badań, lecz wykonanych za pomocą odbiornika CD3. Daje się zauważyć tu niewielkie zwiększenie obszaru pokrycia. Na rys. 6 zasięg odbioru przez odbiornik CD3 jest znacznie większy, co uzyskano kosztem obniżenia prędkości bitowej do 10 Mbit/s.

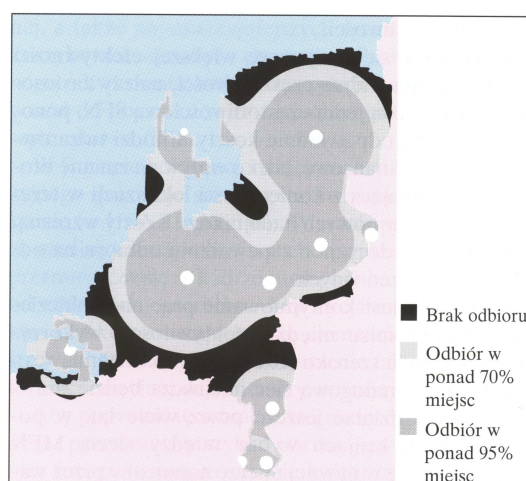


Rys. 4.4. Pokrycie Holandii emisją cyfrowej sieci SFN. Odbiór przenośny typu nie CD3 lecz z opóźnieniem 1,1 T<sub>g</sub>. Liczba nadajników 10, lokalizacja i moc nadajników taka sama jak w przypadku sieci MFN (rys. 4.3). Prędkość bitowa 20 Mbit/s.

Tworzenie sieci SFN opartej na lokalizacji dotychczasowych nadajników analogowych oraz zastosowanie podobnych mocy, może nie zapewnić wymaganego pokrycia. Należy więc rozważyć ewentualność dodania pewnej liczby dodatkowych nadajników (nowe lokalizacje). Użyte w tym celu nadajniki mogą mieć stosunkowo małą moc, a anteny nadawcze mogłyby być zawieszone na względnie niedużych wysokościach.



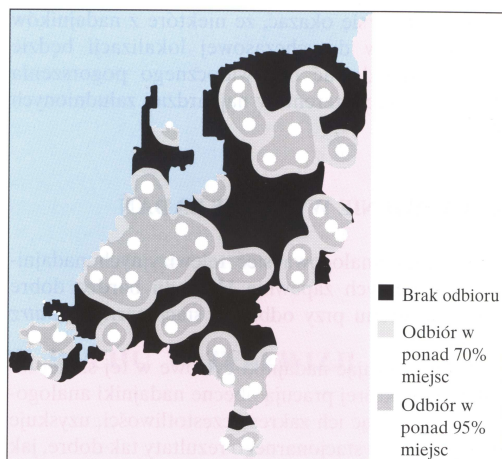
Rys. 4.5. Pokrycie Holandii emisją cyfrowej sieci SFN. Odbiór przenośny typu CD3. Liczba nadajników 10, lokalizacja i moc nadajników taka sama jak w przypadku sieci MFN (rys. 4.3). Prędkość bitowa 20 Mbit/s.



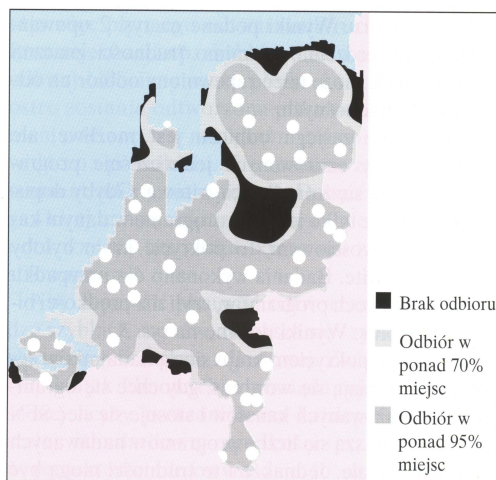
Rys. 4.6. Pokrycie Holandii emisją cyfrowej sieci SFN. Odbiór przenośny typu CD3. Liczba nadajników 10, lokalizacja i moc nadajników taka sama jak w przypadku sieci MFN (rys. 4.3). Prędkość bitowa 10 Mbit/s.

Jednoczęstotliwościowa sieć złożona z czterdziestu nadajników

Na rys. 4.7 przedstawiono przypadek odbioru strumienia 20 Mbit/s przez przenośne odbiorniki CD3. Jeśli porówna się te wyniki z wynikami podanymi na rys. 4.5, widać niewielką poprawę pokrycia kraju.



Rys. 4.7. Pokrycie Holandii emisją cyfrowej sieci SFN – odbiór przenośny typu CD3. Nadajniki małej mocy – 40 sztuk. Prędkość bitowa 20 Mbit/s.



Rys. 4.8. Pokrycie Holandii emisją cyfrowej sieci SFN – odbiór przenośny typu CD3. Nadajniki małej mocy – 40 sztuk. Prędkość bitowa 10 Mbit/s.

Dla tej samej sieci przedstawiono sytuację (rys. 4.8), gdy prędkość strumienia bitowego obniżono do 10 Mbit/s. Uzyskane pokrycie terenu zbliża się do idealnego dla wszystkich najbardziej zaludnionych obszarów kraju. Do całkowitego pokrycia będzie potrzebna jedynie niewielka liczba dodatkowych nadajników uzupełniających. Porównując te wyniki z wynikami podanymi na rys. 4.6, można stwierdzić, że są one zbliżone.

#### 4.1.5. Omówienie wyników badań

Istniejąca analogowa sieć telewizyjnych nadajników naziemnych zapewnia Holandii bardzo dobre pokrycie terenu przy odbiorze stacjonarnym (rys.4.1). Rozmieszczając nadajniki cyfrowe w tej samej lokalizacji, w której pracują obecne nadajniki analogowe, zmniejszając ich moc o 7 dB i zachowując przyznane częstotliwości, uzyskuje się dla odbioru stacjonarnego rezultaty jeszcze lepsze niż dla sieci analogowej (rys. 4.2). Dodatkowo zamiast jednego programu emitowanego w sieci analogowej, w sieci DVB-T można emitować cztery programy przy zachowaniu tej samej jakości technicznej. Taka wersja sieci naziemnej telewizji cyfrowej, mogłaby zostać zrealizowana dopiero po zaprzestaniu emisji telewizji analogowej na danym obszarze.

Ze względu na brak jakichkolwiek badań dotyczących pokrycia terytorium Holandii przy odbiorze sygnału analogowego za pomocą odbiorników przenośnych, nie można porównywać zasięgu sieci analogowej i cyfrowej. Odbiór przenośny będzie miał znacznie mniejszy zasięg ze względu na fakt, że anteny odbiorników przenośnych nie są kierunkowe i nie mają wzmocnienia. Z rys. 4.2 wynika, że mimo trudności znaczna część Holandii może mieć zapewniony odbiór na odbiornikach przenośnych. Zwiększenie zasięgu odbioru jest możliwe, ale kosztem zmniejszenia prędkości bitowej transmitowanego strumienia (zmniejsza się liczba emitowanych jednocześnie programów). Na rys. 4.3 pokazano wyniki badań dla prędkości bitowej 10 Mbit/s (wówczas emisja dwóch programów).

Nowa sieć SFN oparta na dotychczasowych lokalizacjach istniejącej sieci MFN, o mocach nadajników zmniejszonych o 7 dB w stosunku do nadajników analogowych, zapewniłaby odbiór na odbiornikach przenośnych o jakości, jak w przypadku sieci MFN przy zachowaniu tej samej liczby programów na kanał. Należy się jednak liczyć z koniecznością zmniejszenia mocy z uwagi na zminimalizowanie zakłóceń pochodzących od nadajników pracujących w sąsiednich kanałach. Może to pociągnąć za sobą zmniejszenie pokrycia, czemu można by próbować zaradzić jedynie poprzez zwiększenie liczby nadajników mniejszej mocy odpowiednio usytuowanych w terenie. Analizując zasięg pokrycia terenu podany na rys. 4.8 i na rys. 4.6 można stwierdzić, że są one zbliżone, przy czym w pierwszym przypadku pracuje aż czterokrotnie więcej nadajników (małej mocy).

Przeprowadzone badania pozwalają stwierdzić, że na stopień pokrycia istotny wpływ ma konstrukcja odbiornika. Bardziej złożony odbiornik CD3 zapewnia zwiększenie pokrycia.

#### 4.2. *Problem planowania DVB-T w Polsce*

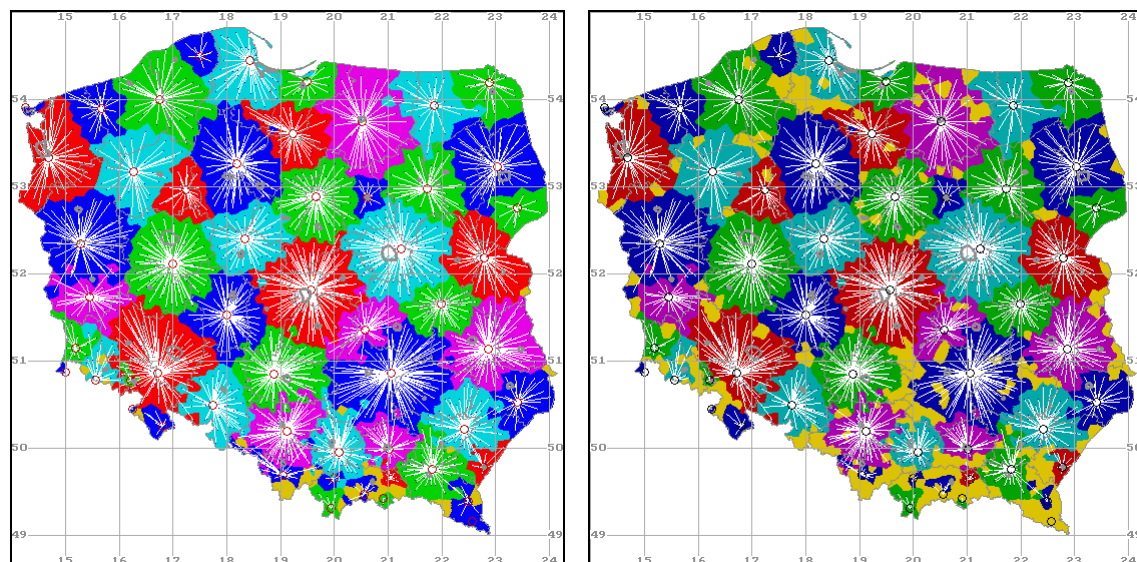
Polska dla okresu przejściowego, w którym współistnieć będzie telewizja cyfrowej i analogowej, przygotowała plan dla 4 sieci DVB-T. W 1998 roku pod nazwą Plan 1-2 DVB-T zaplanowano dwie sieci MFN, składające się z 56 stacji, które pokrywają kraj niemal w całości. Natomiast w listopadzie 2000 roku, w celu uatrakcyjnienia oferty programowej DVB-T w miastach, powstał Plan 3-4 DVB-T, obejmujący dwie sieci po 55 stacji małej mocy w dużych miastach. W Planie 3-4 DVB-T niektóre stacje tworzą lokalne sieci jednoczęstotliwościowe. Plan 3-4 DVB-T powinien zapewnić pokrycie ponad połowy ludności i nie więcej niż 1/3 powierzchni kraju.

#### 4.2.1. Plan 5 DVB-T w kanałach 61-69 dla Polski

Brak wspólnego stanowiska państw europejskich w sprawie zaplanowania obszarów rezerwacji dla SFN w kanałach 61-69, oraz przesłanki wskazujące na pewne zagrożenia wynikające ze stosowania rozległych sieci jednoczęstotliwościowych zdecydowały o podjęciu próby stworzenia w Instytut Łączności Oddział we Wrocławiu kolejnego 5-tego planu dla sieci stacji DVB-T (MFN) z wykorzystaniem kanałów 61-69.

Przyjęto, że lokalizacje stacji będą takie same jak w Planie 1-2 DVB-T. W związku z tym można było wykorzystać wyniki obliczeń symulacyjnych przeprowadzonych przy tworzeniu Planu 1-2 DVB-T, a w szczególności można było wykorzystać tabelę wzajemnych kolizji. Tabela zawiera informacje o różnicy sygnału użytecznego i zakłócającego w punkcie krytycznym dla każdej pary stacji dzięki temu jest skalowalna ze względu na moc tych stacji. W kanałach 61-69 poziom minimalnego chronionego natężenia pola wynosi 57-58dB i jest wyższy o 4-5dB w stosunku do przyjętego w Planie 1-2 DVB-T. Żeby uzyskać ten sam efekt należałoby podnieść wszystkim stacjom o 4-5dB moce promieniowania. Nie ma to znaczenia dla wyniku doboru kanałów jeśli nie uwzględnimy zakłóceń zewnętrznych. Zakłócenia zewnętrzne w pierwszym przybliżeniu można pominąć, ponieważ kraje z nami sąsiadujące, za wyjątkiem Danii i Szwecji nie uzgodniły swoich planów w tym zakresie. Uwzględnienie zaś zgłaszanych lecz nie uzgodnionych parametrów stacji niemieckich i litewskich jest dla Polski niekorzystne, ponieważ dotyczą one kanałów, które w Polsce byłyby do wykorzystania w pierwszej kolejności.

Na podstawie tabeli wzajemnych kolizji dokonano przydziału symbolicznych kanałów K1-K9 dla 55 stacji tworzących sieć MFN. Procedura przydziału minimalizuje liczbę użytych kanałów. W tym przypadku wystarczyło 5 kanałów K1-K5. Mogą istnieć rozwiązania równoważne o zupełnie innej konfiguracji. Poniżej przedstawiono mapki dla takiego symbolicznego rozdziału.

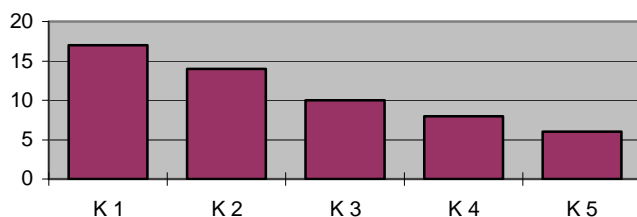


Rys. 4.9. Mapki pokrycia Polski przez planowaną sieć MFN telewizji cyfrowej.

Warunek dobrego odbioru stacjonarnego ( $E_{gr} = 53 \text{ dB}$  - mapka po lewej) i odbioru przenośnego ( $E_{gr} = 65 \text{ dB}$  - mapka po prawej)

Jak pokazano na mapkach do zrealizowania takiej sieci wystarczy 5 kanałów oznaczonych różnymi kolorami (K1 - niebieski, K2 - zielony, K3 - błękitny, K4 - czerwony i K5 - fioletowy) kolorem żółtym oznaczono gminy, do których nie dociera sygnał na zadanym poziomie od (53dB lub 65dB) żadnej z planowanych stacji. Pokrycie Polski dla podwyższonej do 58-59dB minimalnej chronionej wartości natężenia pole będzie przy niezmiennych mocach stacji będzie większe niż na mapce prawej i mniejsze niż na mapce lewej.

Na zrealizowanie jednej pełnej sieci MFN DVB-T potrzeba zaledwie 5 kanałów. Wykorzystanie poszczególnych kanałów jest różne co pokazuje zamieszczony diagram. Zasadnym wydaje się więc skojarzenie kanałów najczęściej występujących z kanałami udostępnianymi dla DVB-T w pierwszej kolejności.



Rys.4.10. Liczba stacji w kanałach

Zastosowane kanały to:

- K1 – kanał 64 (wolny)
- K2 – kanał 65 (CDMA)
- K3 – kanał 67 (wolny, NATO)
- K4 – kanał 68 (po 2005)
- K5 – kanał 69 (po 2005)
- K6 – kanał 61 (po 2009)
- K7 – kanał 62 (po 2009)
- K8 – kanał 63 (po 2009)
- K9 – kanał 66 (po 2015)

### 4.3. *Lieratura*

[1] Kurpiewska G., Naziemna telewizja cyfrowa a problemy pokrycia terenu, Przegląd Techniki Radio i Telewizja, nr 2/1999 – artykuł opracowany na podstawie : Planning of digital terrestrial TV services, Ken Hunt (EBU) – dokument TA 067 zgłoszony i przedstawiony na 4 Zgromadzeniu Techniki EBU, Kraków 28-29 kwiecień 1998.

[2] Wielostronne Porozumienie Koordynacyjne dotyczące kryteriów technicznych, zasad koordynacji i procedur dla wprowadzania naziemnej telewizji cyfrowej (DVB-T), Chester, 25 lipca 1997.

[3] Siwicka W, Perspektywy cyfrowych emisji telewizyjnych w Europie, Przegląd Techniki Radio i Telewizja, nr 1/1996.

## 5. Wykaz skrótów:

ACI	interferencje w kanale sąsiednim (ang. Adjacent Channel Interference)
BER	bitowa stopa błędów (ang. Bit Error Rate)
CDMA	wielodostęp kodowy (ang. Code Division Multiple Access)
COFDM	kodowane ortogonalne zwielokrotnienie częstotliwościowe (ang. Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
C/N	Stosunek sygnału do szumu (ang. Carrier-to-Noise Ratio)
C/I	Stosunek sygnału do zakłócenia, współczynnik ochronny (ang. Carrier-to-Interference Ratio)
DVB	nadawanie cyfrowych sygnałów wizyjnych (ang. Digital Video Broadcasting)
DVB-T	naziemne DVB (ang. DVB-Terrestrial)
ETS	europejska norma telekomunikacyjna (ang. European Telecommunication Standard)
FEC	korekcja błędów w przód (ang. Forward Error Correction)
HDTV	telewizja o dużej rozdzielczości (ang. High Definition TeleVision)
IS-95	standard amerykański CDMA o numerze IS-95 (ang. Industry Standard 95)
MFN	sieć wieloczęstotliwościowa (ang. Multi Frequency Network)
MPEG	grupa ekspertów do spraw obrazów ruchomych (ang. Moving Picture Experts Group)
OFDM	ortogonalne zwielokrotnienie częstotliwościowe (ang. Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
PAL	Phase Alternating Line
QAM	modulacja kwadraturowa amplitudy (ang. Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	modulacja z czterostanowym kluczowaniem przesunięcia fazy (ang. Quaternary Phase Shift Keying)
RF	częstotliwość radiowa (ang. Radio Frequency)
RS	Reed-Solomon (kod cyfrowy)
SDTV	telewizja o standardowej rozdzielczości (ang. Standard Definition TeleVision)
SECAM	Systeme Sequentiel Couleur A Mémoire
SFN	sieć jednoczęstotliwościowa (ang. Single Frequency Network)
TV	telewizja (ang. TeleVision)
TVA	telewizja analogowa
UVF	częstotliwość ultra-wysoka (ang. Ultra-High Frequency)
VHF	częstotliwość bardzo-wysoka (ang. Very-High Frequency)