

**INSTYTUT TELEKOMUNIKACJI TELEINFORMATYKI I
AKUSTYKI
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ**

RAPORT nr I28/05/P-010

Rozprawa doktorska

**ANALIZA WPŁYWU
PARAMETRÓW I TOPOLOGII
SIECI TELEWIZJI KABLOWEJ
NA POJEMNOŚĆ INFORMACYJNĄ
TORU ZWROTNEGO**

Rafał Królikowski

Promotor: prof. dr hab. inż. Tadeusz Więckowski

**Słowa kluczowe: telewizja kablowa, tor zwrotny, modelowanie pojemności
informacyjnej, sieci hybrydowe HFC, transmisja danych**

Wrocław sierpień 2005

SPIS TREŚCI

<i>Nazwa rozdziału</i>	<i>Strona</i>
1. Wprowadzenie	5
1.1 Podstawowe definicje przyjęte w pracy	9
1.2 Spis ważniejszych oznaczeń i skrótów stosowanych w pracy i literaturze przedmiotu	14
2. Tor zwrotny w sieci telewizji kablowej	17
2.1 Podział pasma częstotliwościowego w systemach telewizji kablowej	18
2.2 Budowa, elementy i parametry część współosiowej sieci HFC	20
2.2.1 Charakterystyka ogólna części współosiowej sieci HFC	20
2.2.2 Elementy bierne sieci współosiowej i ich podstawowe parametry	24
2.2.3 Budowa i parametry sieci budynkowej	32
2.2.4 Wzmacniacze szerokopasmowe-wzmocnienie i korekcja toru zwrotnego	35
2.2.5 Budowa i parametry współosiowej sieci dystrybucyjnej	39
2.2.6 Zasilanie urządzeń aktywnych części współosiowej sieci HFC	42
2.3 Budowa, elementy i parametry część światłowodowej sieci HFC	43
2.3.1 Kierunek dosyłowy (z sieci do abonenta) – charakterystyka ogólna	44
2.3.2 Kierunek zwrotny (od abonenta do sieci) – charakterystyka ogólna	44
2.3.3 Kable i włókna światłowodowe	45
2.3.4 Elementy bierne sieci światłowodowej	47
2.3.5 Elementy aktywne sieci światłowodowej	48
2.4 Metody zwielokrotnienia torów zwrotnych	50
2.4.1 Sumowanie kanałów zwrotnych w węźle dystrybucyjnym w paśmie podstawowym	51
2.4.2 Przeniesienie platformy modemowej CMTS do węzła dystrybucyjnego	51
2.4.3 Zastosowanie techniki multipleksacji falowej DWDM (<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>)	52
2.4.4 Zastosowanie techniki hybrydowej, multipleksacji falowej z multipleksacją czasową strumieni zwrotnych	54
2.4.5 Metody zwielokrotniania torów zwrotnych - podsumowanie	54
3. Współosiowy tor zwrotny w sieciach HFC	56
3.1 Warunki transmisji w części współosiowej sieci HFC	56
3.1.1 Szumy i zakłócenia w torze zwrotnym	56
3.1.2 Stosunek mocy sygnału do mocy szumów i zakłóceń w torze zwrotnym	57
3.2 Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$	60
3.2.1 Model sieci budynkowej dla systemu z jednym częstotliwościowym kanałem zwrotnym	66

3.2.2	Badania symulacyjne zmian odstepu mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od typu zabudowy i parametrów sieci budynkowej dla systemu z jednym kanałem częstotliwościowym	68
3.2.3	Sieć budynkowa z system wielokanałowym w torze zwrotnym	74
3.3	Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla sieci dystrybucyjnej $CINR_{ONU}$	77
3.3.1	Sieci budynkowe włączone do danego węzła dostępowego ONU	78
3.3.2	Stosunek mocy nośnej do mocy szumów termicznych CNR_{wzm} dla pojedynczego wzmacniacza	78
3.3.3	Transmisja sygnału zwrotnego przez bierną sieć dystrybucyjną	82
3.3.4	Stosunku mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{kaskady}$ na wyjściu kaskady wzmacniaczy	84
3.3.5	Wypadkowy poziom mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń na wejściu węzła optycznego $CINR_{ONU}$	85
3.3.6	Określenie wpływu zniekształceń nieliniowych wzmacniaczy dystrybucyjnych na pracę toru zwrotnego	91
3.4.	Pozostałe zakłócenia sygnału powstające w sieci współosiowej	106
3.4.1	Zakłócenia wąskopasmowe	106
3.4.2	Zakłócenia impulsowe	109
3.4.3	Zakłócenia od systemu zdalnego zasilania – modulacja HUM)	114
3.4.4	Zniekształcenia współnośnościowe CPD (<i>Common Path Distortions</i>)	117
3.4.5	Odbicia sygnału (<i>microreflections</i>) i opóźnienia grupowe	121
3.5	Porównanie wyników symulacji pracy toru zwrotnego z pomiarami sieci dystrybucyjnej	124
4.	Optyczny tor zwrotny w sieci HFC	128
4.1	Modulacja natężenia światła (modulacja analogowa)	129
4.1.1	Bezpośrednia modulacja światła (<i>direct modulation</i>) – małosygnałowy niskoczęstotliwościowy model diody laserowej	130
4.1.2	Modulacja światła z zewnętrznym modulatorem (<i>external modulation</i>) małosygnałowy niskoczęstotliwościowy model modulatora Macha-Zehndera	136
4.1.3	Wpływ temperatury na pracę diody laserowej	139
4.2	Charakterystyka transmisyjna toru optycznego	140
4.3	Odbiornik optyczny – małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model fotodiody	143
4.4	Małosygnałowy model łącza optycznego z modulacją natężenia światła	146
4.4.1	Długość światła a wzmocnienie naturalne łącza optycznego	151
4.4.2	Wzmocnienie naturalne łącza dla dużych sygnałów	152
4.5	Charakterystyka częstotliwościowa łącza optycznego	154
4.5.1	Charakterystyka częstotliwościowa diody laserowej	154
4.5.2	Uproszczony szerokopasmowy model diody laserowej sprzężonej ze źródłem sygnału	155
4.5.3	Charakterystyka częstotliwościowa fotodiody PIN	160
4.5.4	Charakterystyka częstotliwościowa łącza optycznego	163

4.6 Analiza i optymalizacja zakresu dynamiki optycznego łącza zwrotnego	166
4.6.1 Odstęp mocy nośnej sygnału od mocy szumów łącza optycznego CNR_{LINK}	166
4.6.2 Sumaryczny wpływ szumów na jakość łącza optycznego	177
4.6.3 Odstęp mocy nośnej od mocy szumów łącza optycznego CNR_{LINK} w zależności od parametrów sygnału wejściowego RF	181
4.6.4 Analiza zniekształceń nieliniowych łącza optycznego – obliczenie odstepu nośnej od skumulowanych szumów i produktów zniekształceń nieliniowych $CINR_{LINK}$ optycznego łącza zwrotnego	182
4.6.4.1 Modelowanie zniekształceń nieliniowych łącza optycznego powodowanych zjawiskiem obcinania sygnału na wejściu nadajnika toru zwrotnego	187
4.6.5 Oszacowanie pojemności łącza optycznego wykorzystywanego do zwrotnej transmisji wielokanałowej sygnałów z modulacjami M-QAM	190
4.6.6 Zakres dynamiki optycznego łącza zwrotnego	201
4.6.7 Porównanie źródeł światła wykorzystywanych do realizacji optycznego toru zwrotnego	203
4.7 Pojemność informacyjna kompletnego toru zwrotnego w sieci HFC	204
4.7.1 Potencjalna pojemność informacyjna toru zwrotnego	204
4.7.2 Obliczenie rzeczywistej pojemności informacyjnej toru zwrotnego	205
5. Podsumowanie i wnioski końcowe	209
5.1. Wnioski praktyczne wynikające z niniejszej pracy	210
5.1.1 Wnioski dotyczące sieci budynkowej	210
5.1.2 Wnioski dotyczące współosiowej sieci dystrybucyjnej	212
5.1.3 Wnioski dotyczące optycznego łącza zwrotnego	216
5.1.4 Wnioski dotyczące kompletnego systemu zwrotnego	221
6. Spis literatury	223

1. Wprowadzenie

Operatorzy telewizji kablowych, aby sprostać rosnącej konkurencji na rynku usług telekomunikacyjnych przeznaczonych dla abonentów indywidualnych, dokonali w ostatnich latach rewolucyjnych zmian dotyczących zwiększenia zakresu i jakości oferowanych usług telekomunikacyjnych. Oprócz standardowej usługi dostarczania pakietu programowego kanałów telewizji analogowej, wprowadzono na szeroką skalę, od końca lat 90-tych ubiegłego wieku, usługi interaktywne wymagające dwukierunkowej transmisji w oparciu o cyfrowy kanał dosyłowy i cyfrowy kanał zwrotny.

Wprowadzenie nowych usług wymaga stopniowej modernizowanej infrastruktury technicznej sieci telewizji kablowej. Modernizacja sieci prowadzi do realizacji struktur światłowodowo-współosiowych HFC (*Hybrid Fiber-Coax*) umożliwiających transmisję w kierunku do abonenta (*downstream*) w paśmie dosyłowym i do sieci (*upstream*) w paśmie zwrotnym. Zastosowanie dwukierunkowych wzmacniaczy szerokopasmowych i dostępowych węzłów światłowodowych pozwoliło na utworzenie fizycznego toru zwrotnego, który dla systemów europejskich obejmuje pasmo w zakresie częstotliwości od 5 MHz do 65 MHz. Optymalne wykorzystanie tego pasma możliwe jest dzięki poznaniu i zrozumieniu zjawisk, które decydują o ograniczeniach w transmisji w torze zwrotnym. Problem ten mimo, że był przedstawiany w wielu publikacjach, nigdzie nie znalazł pełnego rozwiązania. Najczęściej w literaturze przedstawione są zagadnienia dotyczące realizacji toru optycznego, systemów zwielokrotniania lub wzmacniaczy szerokopasmowych. Nigdzie jednak nie można znaleźć analizy zjawisk zachodzących w sieci budynkowej i dystrybucyjnej oraz próby ujęcia kompletnego łańcucha transmisyjnego toru zwrotnego i pokazania ograniczeń całego systemu zwrotnego.

Tor zwrotny został szeroko wprowadzony do systemów telewizji kablowej w latach 1995-1997 w celu umożliwienia przesyłania różnych sygnałów od urządzeń abonenckich do urządzeń zlokalizowanych w stacji czołowej. Tor zwrotny stanowi ścieżkę zwrotną dla realizacji w pełni interaktywnych usług komunikacyjnych takich jak szybki transfer danych, komunikacja głosowa (VOIP), wideo na żądanie, video-call i połączenia konferencyjne. Do czasu wprowadzenia transmisji zwrotnej projektowanie systemów telewizji kablowej było podporządkowane w całości wymaganiom realizacji kanału dosyłowego. Nie brano wówczas pod uwagę przyszłego zapotrzebowania na transmisję dwukierunkową, co spowodowało powstanie nieoptymalnych (z punktu widzenia transmisji dwukierunkowej) struktur sieci, w których wprowadzenie wprost kanału zwrotnego jest niemożliwe albo przynajmniej nieefektywne. Dodatkowo należy stwierdzić, że stosowanie wprost metod znanych z projektowania toru dosyłowego do projektowania toru zwrotnego prowadzi do błędnych wyników. Istnieje więc pilna potrzeba przeanalizowania zjawisk występujących przy transmisji kanałów zwrotnych i rozwiązania problemu projektowania sieci telewizji kablowej z pełni efektywnym torem zwrotnym.

We współczesnych sieciach TVK pierwszoplanowym problemem jest również efektywna ekonomicznie modernizacja istniejącej infrastruktury w celu realizacji w pełni interaktywnych, dwukierunkowych cyfrowych usług teleinformatycznych, za pośrednictwem sieci o skalowanych parametrach transmisyjnych. Niniejsza praca ma w swoich założeniach przyczynić się również do rozwiązania tego problemu i stanowić znaczący krok w celu lepszego poznania zjawisk występujących przy transmisji kanałów zwrotnych w nowoczesnych sieciach telewizji kablowej zbudowanych w technologii HFC.

Kanał zwrotny jest „wąskim gardłem” systemów transmisji danych w sieciach TVK, ze względu na znacznie mniejsze dostępne pasmo w porównaniu do toru dosyłowego oraz duży poziom szumów i zakłóceń. Pierwotnie miał służyć jedynie do przekazywania sygnałów sterujących kanałem dosyłowym, co zapewniał strumień o przepływności kilku kb/s od jednego abonenta wysyłającego w danej chwili rozkaz do sieci. Jednak wprowadzenie usług szybkiego dostępu do Internetu, usług głosowych i usług typu *video-call*, wymaga znacznie większej przepływności, rzędu 1Mb/s na jednego abonenta, a w niedalekiej przyszłości nawet większych. Konieczne jest więc znalezienie optymalnych parametrów i topologii sieci kablowej pozwalających na zwiększenie przepustowości systemu.

Autor rozprawy w swojej pracy zawodowej jako projektant wielokrotnie stawał przed problemem optymalnego zaplanowania systemu telewizji kablowej z aktywnym torem zwrotnym. Mimo zgromadzenia obszernej literatury przedmiotu wiele pytań dotyczących toru zwrotnego wciąż pozostawało bez odpowiedzi. Podczas prac projektowych brakowało narzędzi matematycznych wiążących pojemność informacyjną (usługową) sieci z jej topologią i układem przestrzennym. Prace publikowane na ten temat to głównie dokumenty normalizacyjne, które podając warunki pracy systemów nie precyzują w jaki sposób należy zaprojektować sieć by umożliwić prawidłową pracę urządzeń komunikujących się w paśmie zwrotnym. Istnieje więc potrzeba opracowania w miarę prostego modelu toru zwrotnego umożliwiającego powiązanie różnych jego parametrów z parametrem jakościowym jakim jest stosunek mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń, który wiąże się bezpośrednio ze stopą błędów dla danego sposobu modulacji cyfrowych o założonej szybkości transmisji. Stworzenie takiego modelu pozwoli na przeprowadzenie szeregu badań symulacyjnych dla typowych układów i parametrów sieci. Efektem tych badań ma być określenie wpływ różnych parametrów sieci na jakość toru zwrotnego określonego stosunkiem mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń.

Podstawowe cele postawione przy otwarciu przewodu doktorskiego były następujące:

- 1) wyodrębnienie parametrów sieci telewizji kablowej mających najbardziej istotny wpływ na jakość toru zwrotnego, charakteryzowanej odstępem mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń,
- 2) przeanalizowanie zaburzeń transmisji zwrotnej w sieci budynkowej, dystrybucyjnej i światłowodowej,
- 3) opracowanie modelu symulacyjnego toru zwrotnego pozwalającego oszacować odstęp mocy nośnej sygnału od mocy skumulowanych szumów i zakłóceń w danym częstotliwościowym kanale transmisyjnym w istotnych punktach sieci w zależności od konfiguracji sieci i parametrów poszczególnych elementów budujących tę sieć,
- 4) przeprowadzenie symulacji pracy sieci mającej na celu zbadanie zmian stosunku mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń na zmiany wartości istotnych parametrów i topologii sieci budynkowej, dystrybucyjnej i światłowodowej,
- 5) weryfikacja modelu symulacyjnego przez porównanie z wynikami pomiarów sieci telewizji kablowej,
- 6) sprawdzenie ograniczeń systemu zwrotnego dla różnych wartości parametrów sieci współosiowej i optycznej,
- 7) przeanalizowanie sposobu sprzężenia sieci współosiowej z siecią optyczną,
- 8) określenie pojemności informacyjnej toru zwrotnego w sieci HFC w zależności od struktury parametrów poszczególnych elementów sieci,
- 9) przedstawienie metod zwiększenia przepływności i jakości transmisji w kanale zwrotnym TVK dla zakłóceń wąskopasmowych i impulsowych,

- 10) określenie sposobów minimalizacji lub eliminacji źródeł zakłóceń sygnałów transmitowanych w kanale zwrotnym,
- 11) przedstawienie sposobów minimalizacji błędów transmisji w przekazie cyfrowym,
- 12) opracowanie optymalnych struktur sieci HFC dla transmisji dwukierunkowej,
- 13) sformułowanie praktycznych wniosków mających zastosowanie w projektowaniu systemów z aktywnym kanałem zwrotnym.

Realizacja przedstawionych powyżej celów pracy umożliwi odpowiedzi na pytania:

- 1) Jakie parametry sieci wpływają w sposób decydujący na możliwości transmisji w torze zwrotnym?
- 2) Jakie są ograniczenia systemu zwrotnego?
- 3) Czy topologia sieci ma wpływ na parametry transmisyjne toru zwrotnego?
- 4) W jaki sposób zmodernizować sieć by w sposób zwiększyć dostępne pasmo w kanale zwrotnym?
- 5) Jak dopasować rozmiar (wielkość) współosiowej sieci dystrybucyjnej do potrzebnej przepływności przypadającej na abonenta?
- 6) Jaka strategię przyjąć w trakcie modernizacji sieci?

Na początku rozważań postawiono następującą tezę:

Pojemność informacyjna toru zwrotnego zależy głównie od głębokości segmentacji sieci współosiowej oraz od topologii i parametrów sieci, które są związane z rozkładem przestrzennym abonentów w rozpatrywanym obszarze

Dla udowodnienia powyższej tezy przeprowadzono wnikliwą analizę toru zwrotnego mającą na celu opracowanie modelu matematycznego, który przy ograniczonej liczbie parametrów i założeń będzie w sposób wiarygodny odzwierciedlał zjawiska występujące podczas transmisji sygnału użytecznego przez sieć hybrydową współosiowo-światłowodową HFC o założonej pojemności i topologii. W rozdziale drugim, przedstawiono typową konfigurację sieci HFC i elementy z których te sieci są zbudowane. Celem tego rozdziału było przedstawienie parametrów sieci i elementów ją budujących, które są istotne z punktu widzenia transmisji w torze zwrotnym. W tym miejscu pracy pokazano również, że istnieje związek parametrów współosiowej sieci budynkowej z rozkładem przestrzennym abonentów w danym obszarze sieci.

W rozdziale trzecim na początku scharakteryzowano i sklasyfikowano zakłócenia wnikające do toru zwrotnego podając ich typowe poziomy mocy i charakterystyki. Określono także wpływ poszczególnych zaburzeń na możliwości transmisji sygnałów użytecznych. Analizę transmisji w torze zwrotnym rozpoczęto od określenia wpływu parametrów i pojemności współosiowej sieci budynkowej na odstęp mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń na wejściu wzmacniacza budynkowego toru zwrotnego dla systemu z jednym kanałem zwrotnym. Następnie rozszerzono analizę sieci budynkowej przez zbadanie pracy sieci dla systemu wielokanałowego. W dalszej części rozdziału rozpatrywano sieć dystrybucyjną. Opracowano model matematyczny wiążący topologię i parametry systemowe sieci dystrybucyjnej z parametrem jakościowym jakim jest odstęp mocy nośnej od mocy skumulowanych szumów i zakłóceń na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU. Przeprowadzono również analizę nieliniowości wzmacniaczy toru zwrotnego, pokazując ograniczenia systemu.

Następnie wykonano szereg badań symulacyjnych mające na celu określenie, jak pojemność sieci liczona ilością gniazd abonenckich włączonych do optycznego węzła dostępowego ONU oraz jak gęstość zabudowy mieszkaniowej w obszarze w którym zbudowana jest sieć dystrybucyjna, wpływa na odstęp mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń na wejściu nadajnika optycznego toru zwrotnego. Opracowany model matematyczny poddano weryfikacji podczas pomiarów dwudziestu obszarów sieci współosiowej o zróżnicowanych pojemnościach i topologii. Porównanie wyników symulacji pracy sieci kablowej przeprowadzonych w oparciu o zaproponowany model z wynikami pomiarów wykazało dobrą zgodność, szczególnie dla sieci budowanych w obszarach o dużej gęstości zabudowy. Dowodzi to, że opracowany model być pomocny przy projektowaniu i modernizowaniu systemów telewizji kablowej z aktywnym torem zwrotnym.

Ideą pracy było przedstawienie kompletnego toru zwrotnego w sieciach hybrydowych współosiowo-światłowodowych. W związku z tym w rozdziale czwartym opracowano zagadnienie analogowego łącza optycznego z bezpośrednią modulacją i detekcją światła. W rozdziale tym na początku podjęto zagadnienie optymalnego sprzężenia współosiowej sieci elektrycznej ze światłowodową siecią optyczną. Pokazano, że przez zastosowanie dopasowania transformatorowego można poprawić przeniesienie mocy elektrycznej przez łącze optyczne. Przeanalizowano także różne typy źródeł światła możliwe do zastosowania w transmisji zwrotnej pod względem wzmocnienia naturalnego łącza optycznego, które określa efektywność przeniesienia mocy elektrycznej sygnału przez łącze optyczne. Następnie przeprowadzono analizę szumów i zniekształceń nieliniowych łącza optycznego. Pokazano w jaki sposób i na podstawie jakich parametrów należy konfigurować tor optyczny. Przedstawiono zagadnienie doboru parametrów nadajnika i odbiornika optycznego oraz parametrów systemowych toru optycznego w zależności od tłumienia linii światłowodowej i ilości jednocześnie transmitowanych podnośnych sygnałów zwrotnych zmodulowanych cyfrowo. Pokazano, że głównym ograniczeniem optycznego łącza zwrotnego jest zjawisko obcinania wypadkowego sygnału zwrotnego z wieloma podnośnymi RF zmodulowanymi cyfrowo na wejściu nadajnika optycznego.

W końcowej części pracy wyznaczono potencjalną i rzeczywistą pojemność informacyjną (przepływność) toru zwrotnego. Udowodniono, że pojemność informacyjna toru zwrotnego zależy głównie od ilości gniazd abonenckich włączonych po sieci współosiowej do wspólnego optycznego węzła dostępowego oraz od gęstości zabudowy w obszarze, w którym jest zrealizowana sieć. Określono także liczbę częstotliwościowych kanałów zwrotnych, które można jednocześnie transmitować w torze zwrotnym w sieci HFC przy określonej pojemności sieci dystrybucyjnej liczonej ilością gniazd abonenckich włączonych do węzła dostępowego ONU i dla założonej modulacji cyfrowej podnośnych RF.

1.1 Podstawowe definicje przyjęte w pracy

Definicje przyjęte w niniejszej pracy zaczerpnięto w większości z obowiązujących polskich norm PN-EN 50083-10:2004 „Sieci kablowe służące do rozprowadzania sygnałów: telewizyjnych, radiofonicznych i usług interaktywnych Część 10: Parametry systemowe dotyczące toru zwrotnego” [62] i PN-EN 50083-3:2004 „Sieci kablowe służące do rozprowadzania sygnałów: telewizyjnych, radiofonicznych i usług interaktywnych Część 3: Aktywne urządzenia szerokopasmowe dla współosiowych sieci kablowych” [58].

system telewizji kablowej – jest to system kablowy umożliwiający dystrybucję w paśmie dosyłowym kanałów telewizji analogowej, radia analogowego, telewizji cyfrowej i kanałów dosyłowych systemów transmisji danych, a w paśmie zwrotnym kanałów interakcyjnych i kanałów zwrotnych systemów transmisji danych

kierunek dosyłowy (*downstream direction*) – kierunek transmisji sygnału w sieci kablowej od stacji głównej lub każdego innego punktu centralnego (węzła) sieci do segmentu abonenckiego sieci

kierunek zwrotny (*upstream direction*) - kierunek transmisji sygnału w sieci kablowej od abonenta do każdego innego punktu centralnego (węzła) sieci kablowej

tor dosyłowy (*forward path, downstream*) – część sieci kablowej, w której sygnały są przesyłane w kierunku dosyłowym od stacji głównej lub od każdego innego punktu centralnego (węzła) sieci kablowej do poziomu abonenckiego sieci

tor zwrotny (*return path, upstream*) – część sieci kablowej, w której sygnały są przesyłane w kierunku zwrotnym od każdego abonenta dołączonego do sieci, do stacji głównej lub do każdego innego punktu centralnego (węzła) sieci kablowej

pasmo dosyłowe (*downstream band*) – pasmo częstotliwości w którym odbywa się transmisja w torze i kierunku dosyłowym (np. 87-862 MHz)

pasmo zwrotne (*upstream band*) – pasmo częstotliwości w którym odbywa się transmisja w torze i kierunku zwrotnym (np. 5-65 MHz)

węzeł (*node*) – punkt centralny odcinka sieci, do którego mogą dochodzić sygnały przesyłane w torze dosyłowym lub mogą się zbiegać sygnały przesyłane torem zwrotnym od pewnej liczby abonentów

stacja główna, stacja czołowa (*headend*) – zespół urządzeń, który jest włączony między anteny odbiorcze lub inne źródła sygnałów a dalszą część sieci kablowej, służący do obróbki rozprowadzanych sygnałów

hybrydowa sieć światłowodowo-współosiowa HFC (*hybrid fibre coaxial network*) – sieć kablowa, której różne poziomy zawierają urządzenia optyczne i kable światłowodowe oraz urządzenia współosiowe i kable współosiowe

część światłowodowa sieci HFC (*optical part of HFC network*) – część sieci HFC w której są transmitowane sygnały optyczne po kablach światłowodowych

część współosiowa sieci HFC (*coaxial part of HFC network*) – część sieci HFC w której są transmitowane sygnały elektryczne po kablach współosiowych

kanal zwrotny (*upstream chaannel*) – pojedyncze łącze transmisyjne o określonej szerokości pasma sposobie modulacji oraz częstotliwości środkowej z zakresu pasma zwrotnego, umożliwiające efektywne przekazywanie sygnałów przez tor zwrotny w kierunku zwrotnym

kanal dosyłowy (*downstream chaannel*) – pojedyncze łącze transmisyjne o określonej szerokości pasma sposobie modulacji oraz częstotliwości środkowej z zakresu pasma dosyłowego, umożliwiające efektywne przekazywanie sygnałów przez tor dosyłowy w kierunku dosyłowym

poziom mocy (*power level*) – poziom danej mocy P_1 w dBm jest to wyrażony w decybelach stosunek tej mocy do mocy odniesienia p_0 np. ($p_0 = 1mW$):

$$P_1 = 10 \log \left(\frac{P_1}{p_0} \right) [dBm]$$

poziom napięcia (*voltage level*) – poziom napięcia u_1 w $dBmV$ w danym punkcie sieci o impedancji $z = 75 \Omega$ jest to wyrażony w decybelach stosunek tego napięcia do napięcia odniesienia u_0 np. ($u_0 = 1mV$):

$$U_1 = 20 \log \left(\frac{u_1}{u_0} \right) [dBmV]$$

$$1 dBm = U[dBmV] - 30 - 10 \log(z)$$

tłumienie (*attenuation*) – stosunek mocy wejściowej do mocy na wyjściu urządzenia lub sieci, zazwyczaj wyrażony w decybelach

wzmocnienie (*gain*) – stosunek mocy wyjściowej do mocy na wejściu urządzenia lub sieci, zazwyczaj wyrażony w decybelach

charakterystyka amplitudy w funkcji częstotliwości (*amplitude frequency response*) – przebieg wzmocnienia lub tłumienia urządzenia lub sieci w funkcji częstotliwości

nachylenie charakterystyki amplitudy w funkcji częstotliwości (*slope*) – różnica wzmocnienia lub tłumienia dla dwóch określonych częstotliwości, występująca między dwoma dowolnymi portami urządzenia lub sieci

stosunek fali nośnej do szumu *CNR (carrier to noise ratio)* – różnica, wyrażona w decybelach, między poziomem fali nośnej w określonym punkcie urządzenia lub sieci, a poziomem szumu w tym punkcie (mierzona w danym kanale częstotliwościowym)

stosunek fali nośnej do szumu *SNR (carrier to noise ratio)* – różnica, wyrażona w decybelach, między poziomem sygnału i poziomem szumu na wejściu detektora, po przejściu przez wejściowy filtra pasmowy

współczynnik szumów (*noise factor/noise figure*) – iloraz stosunku sygnału fali nośnej do szumu na wejściu do stosunku sygnału fali nośnej do szumu na wyjściu, przy założeniu, że sygnał wejściowy fali nośnej jest pozbawiony szumu

$$f = \frac{cnr_{we}}{cnr_{wy}}$$

Współczynnik szumów jest bezwymiarowy, często jest oznaczony (F) i wyrażony w dB jako:

$$F = 10 \log(f) [dB]$$

zniekształcenia nieliniowe/nielinearne (*distortion*) – zniekształcenia sygnału transmitowanego przez urządzenie powodowane nieliniowymi składnikami funkcji wzmocnienia (o potęgze dwa lub większej)

produkty zniekształceń nieliniowych – składniki sygnału wyjściowego generowane w wyniku zniekształceń nieliniowych takie jak: produkty zniekształceń harmonicznych i produkty zniekształceń intermodulacyjnych

produkty zniekształceń harmonicznych – produkty zniekształceń nieliniowych będące całkowitą wielokrotnością pulsacji pojedynczej nośnej wejściowej

produkty zniekształceń intermodulacyjnych – produkty zniekształceń nieliniowych złożone z co najmniej dwóch składników (np. $2\omega_1 - \omega_2$, gdzie ω_1 i ω_2 są pulsacjami nośnych sygnału na wejściu)

promieniowanie elektromagnetyczne (*electromagnetic radiation*) – zjawisko, w którym energia fal elektromagnetycznych rozchodzi się ze źródła do otaczającej przestrzeni

odporność (*immunity*) – właściwość urządzenia lub systemu charakteryzująca zdolność do działania bez obniżenia jakości w obecności zakłócenia elektromagnetycznego

zakłócenie elektromagnetyczne (*electromagnetic disturbance*) – zjawisko elektromagnetyczne, które może obniżyć jakość działania przyrządu, urządzenia lub systemu

skuteczność ekranowania (*screening effectiveness*) – zdolność urządzenia lub systemu do osłabienia wpływu zewnętrznych pól elektromagnetycznych lub do tłumienia promieniowania pól elektromagnetycznych z wnętrza urządzenia lub systemu

zakłócenia elektromagnetyczne *EMI* (*electromagnetic interference EMI*) – obniżenie jakości działania urządzenia, kanału transmisyjnego lub systemu spowodowane przez zakłócenia elektromagnetyczne

stosunek fali nośnej do zakłóceń *CIR* (*carrier-to-interference ratio*) – minimalna różnica poziomu na wyjściu urządzenia czynnego lub na innym dowolnym interfejsie w sieci pomiędzy sygnałem użytecznym i

- produktem intermodulacji sygnału użytecznego i/lub sygnałów niepożądanych powstałych wskutek nielinearności,
- harmonicznymi wytworzonymi przez sygnał niepożądany,
- sygnałami niepożądanymi, które przeniknęły do zakresu częstotliwości roboczych,

- sygnałami niepożądanymi, które zastały przeniesione do ochranianego zakresu częstotliwości (zakresu częstotliwości roboczych).

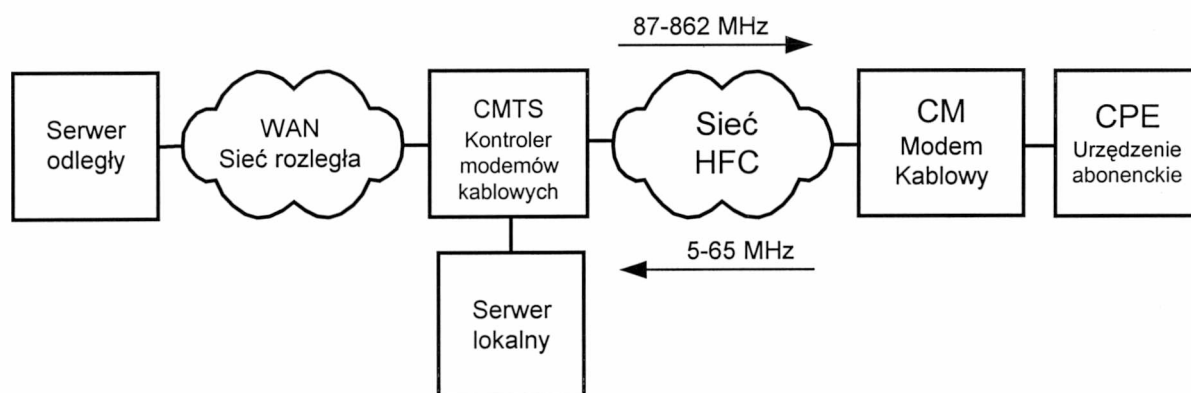
stosunek fali nośnej do skumulowanych szumów i zakłóceń *CINR* (*carrier-to-interference-and-noise ratio*) – minimalna różnica poziomu na wyjściu urządzenia czynnego lub na innym dowolnym interfejsie w sieci pomiędzy sygnałem użytecznym a poziomem skumulowanych szumów i zakłóceń

szybkość modulacji s_r (*symbol rate*) – ilość symboli przesyłanych z modulatora do demodulatora w czasie jednej sekundy

szybkość transmisji b_r (*bit rate*) – ilość wszystkich bitów przesyłana przez łącze transmisyjne w czasie jednej sekundy

szybkość transmisji netto b_{r_netto} – ilość bitów informacyjnych przesyłana w ciągu jednej s przez łącze transmisyjne

odporność zewnętrzna (*external immunity*) – zdolność przyrządu, urządzenia lub systemu do działania bez obniżenia jakości w obecności zaburzeń elektromagnetycznych działających inną drogą niż przez jego zaciski wejściowe lub antenę



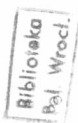
Rys.1.1 Model odniesienia dla transmisji w standardzie DOCSIS (*Data Over Cable Service Interface Specifications*)

kontroler modemów kablowych (*Cable Modem Termination System CMTS*) – urządzenie umieszczone na stacji czołowej lub w węźle dystrybucyjnym, które realizuje dwukierunkową komunikację przez sieć kablową z modemami kablowymi, zapewniając wielodostęp do toru dosyłowego i zwrotnego oraz interfejsy do sieci rozległej, inna używana nazwa platforma modemowa

modem kablowy (*Cable Modem CM*) – urządzenie abonenckie które realizuje dwukierunkową komunikację przez sieć kablową z kontrolerem modemów kablowych CMTS zapewniając interfejsy do urządzeń abonenckich

urządzenie abonenckie (*Customer Premises Equipment CPE*) – urządzenie abonenckie (komputer lub przystawka telewizyjna STB *Set Top Box*) komunikująca się przez system kablowy z serwerami usług

przystawka telewizyjna STB (*Set Top Box*) – urządzenie umożliwiające wizualizację sygnału dosyłowego na ekranie standardowego odbiornika telewizyjnego oraz przesyłanie sygnałów interakcyjnych w torze zwrotnym



1.2 Spis ważniejszych oznaczeń i skrótów stosowanych w pracy i literaturze przedmiotu

AC	Prąd przemienny (<i>Alternating Current</i>),
AM	Modulacja amplitudy (<i>Amplitude Modulation</i>),
BER	Bitowa stopa błędów (<i>Bit Error Rate</i>),
BW	Pasmo, równoważne pasmo szumów (<i>Bandwidth, equivalent noise bandwidth</i>),
CATV	Telewizja kablowa (<i>Community Antenna Television</i>),
CB	Pasmo obywatelskie (<i>Citizen Band</i>),
CDMA	Dostęp ze zwielokrotnieniem z podziałem kodowym (<i>Code Division Multiple Access</i>),
C	Fala nośna sygnału (<i>Carrier</i>),
CIN	Złożone zakłócenia szumowe i intermodulacyjne (<i>Composite Intermodulation and Noise</i>),
CINR	Stosunek mocy fali nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń (<i>Carrier-to-Interference-and-Noise Ratio</i>),
CNR	Stosunek mocy fali nośnej do mocy szumu (<i>Carrier-to-Noise Ratio</i>)
CPE	Urządzenia abonenckie (<i>Customer Premises Equipment</i>),
CPD	Zakłócenia wspólnościeżkowe (<i>Common Path Distortions</i>),
CSO	Złożone zakłócenia intermodulacyjne drugiego rzędu (<i>Composite Second Order Intermodulation Distortions</i>),
CTB	Złożone zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu (<i>Composite Triple Beat Intermodulation Distortions</i>),
DC	Prąd stały (<i>Direct Current</i>),
DeMUX	Demultiplekser (<i>Demultiplexer</i>),
DRP	Cyfrowy tor zwrotny (<i>Digital Reverse Path</i>),
DSP	Cyfrowy procesor sygnałowy (<i>Digital Signal Processor</i>),
DVB	Telewizja cyfrowa (<i>Digital Video Broadcasting</i>),
DVB-C	Telewizja cyfrowa w systemach kablowych (<i>Digital Video Broadcasting -Cable</i>),

DWDM	Gęsta optyczna multipleksacja falowa (<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>),
EDFA	Wzmacniacz optyczny domieszkowany erbem (<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>),
EMC	Kompatybilność elektromagnetyczna (<i>Electromagnetic Compatibility</i>),
FM	Modulacja częstotliwości (<i>Frequency Modulation</i>),
HFC	Hybrydowa sieć kablowa światłowodowo-współosiowa (<i>Hybrid Fiber Coaxial</i>),
ICF	Filtr zakłóceń wąskopasmowych (<i>Ingress Cancellation Filter</i>),
IF	Częstotliwość pośrednia (p.cz.) (<i>Intermediate Frequency</i>),
IM	Intermodulacja (<i>Intermodulation</i>),
I/Q	Sygnały w fazie/kwadraturowe (<i>In-Phase/Quadrature signals</i>),
IP	Protokół internetowy (<i>Internet Protocol</i>),
LPF	Filtr dolnoprzepustowy (<i>Low-Pass Filter</i>),
MF	Filtr dopasowany (<i>Matched Filter</i>),
MMN	Zakłócenia radioelektryczne spowodowane działalnością człowieka (<i>Man Made Noise</i>),
M-QAM	M-wartościowa kwadraturowa modulacja amplitudy (<i>M-order Quadrature Amplitude Modulation</i>),
MUX	Multiplekser (<i>Multiplexer</i>),
N	Szum (<i>Noise</i>),
PAL	System telewizji kolorowej PAL (<i>Phase Alternating Line</i>),
QPSK	Kwadraturowe kluczowanie z przesuwem fazy (<i>Quaternary Phase Shift Keying</i>),
R	Radio (<i>Radio</i>),
RF	Częstotliwość radiowa (<i>Radio Frequency</i>),
RMS	Wartość skuteczna (<i>Root Mean Square</i>),
RBW	Rozdzielczość częstotliwościowa (<i>Resolution Bandwidth</i>),
S	Sygnał użyteczny (<i>Signal</i>),
SNR	Stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy szumu (<i>Signal-to-Noise ratio</i>),

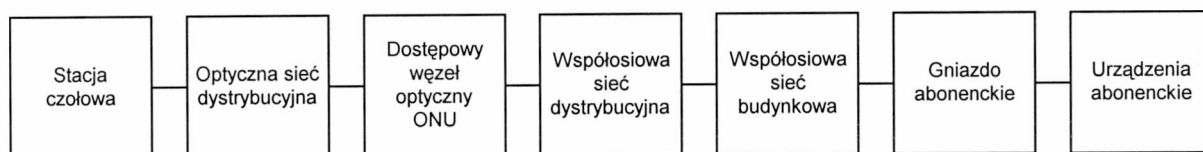
STB	Przystawka do telewizora umożliwiająca odbieranie kanałów telewizji cyfrowej lub systemów VoD lub transmisji danych (<i>Set Top Box</i>),
TV	Telewizja (<i>Television</i>)
VBW	Pasmo sygnału wizji (<i>Video Bandwidth</i>),
VoD	Usługa wideo na żądanie (<i>Video on Demand</i>),
VoIP	Usługa transmisji głosowej w pakietach IP (<i>Voice over IP</i>),

2. Tor zwrotny w sieciach telewizji kablowej

Celem tego rozdziału jest wprowadzenie pt. Czytelnika, w zagadnienie nowoczesnych systemów telewizji kablowej, tak by osoba nie znająca tego zagadnienia miała podstawę do zrozumienia rozdziałów merytorycznych. Włączenie tego rozdziału do pracy jest podyktowane brakiem publikacji w języku polskim na ten temat.

W rozdziale tym zostanie opisana w sposób możliwie dokładny budowa systemu transmisyjnego kanału zwrotnego w sieci telewizji kablowej z uwzględnieniem poszczególnych elementów łańcucha transmisyjnego toru zwrotnego począwszy od urządzeń włączonych do gniazdka abonenckiego, a skończywszy na wejściu urządzeń transmisyjnych zlokalizowanych w stacji czołowej. Opis i analiza poszczególnych elementów toru będzie miała na celu określenie wpływu tych elementów i ich parametrów na podstawowe parametry transmitowanego sygnału użytecznego w paśmie zwrotnym, co zostanie w dalszej części wykorzystane do opracowania modelu toru zwrotnego. Model, z kolei, pozwoli na przeprowadzenie badań symulacyjnych, mających na celu określenie wpływu parametrów i topologii sieci telewizji kablowej na pojemność informacyjną i jakość toru zwrotnego.

W tej części pracy zostaną przedstawione typowe układy połączeń elementów sieci telewizji kablowej takich jak kable, elementy bierne, urządzenia aktywne. Rozpatrywane będą elementy sieci elektrycznej i optycznej. Następnie zostaną wyodrębnione charakterystyczne parametry elementów sieci mające istotne znaczenie na pracę toru zwrotnego oraz określone punkty sieci dla których wyznaczone będą parametry transmisyjne takie jak np. odstęp nośnej od szumu i zakłóceń. W podpunkcie 2.5 przedstawiono także metody zwielokrotniania torów zwrotnych pozwalające na zwiększenie pojemności systemu zwrotnego. Rozważania te będą stanowić podstawę do opracowania modelu toru zwrotnego i idąc dalej zwrotnego systemu transmisyjnego.



Rys. 2.1 Schemat ideowy systemu telewizji kablowej z podziałem na części funkcjonalne

Na rys.2.1 przedstawiono funkcjonalny schemat ideowy systemu telewizji kablowej. Sieć kablowa łączy de facto urządzenia stacji czołowej z urządzeniami abonenckimi. W sieci kablowej są realizowane dwa torы transmisyjne: tor dosyłowy, w którym przesyłane są sygnały ze stacji czołowej do urządzeń abonenckich i tor zwrotny w którym są przesyłane sygnały zwrotne od urządzeń abonenckich do urządzeń stacji czołowej. Wszystkie elementy pomiędzy urządzeniami stacji czołowej i urządzeniami abonenckimi składają się na sieć telewizji kablowej.

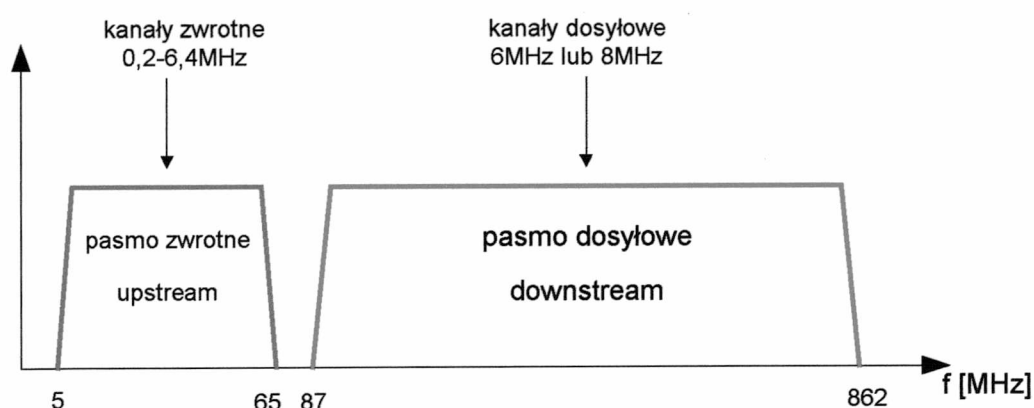
W skład systemu nowoczesnej telewizji kablowej wchodzi:

- 1) urządzenia abonenckie takie jak odbiorniki TV, R, modemy kablowe i inne,
- 2) gniazda abonenckie umożliwiające podłączenie do sieci współosiowej urządzeń abonenckich,
- 3) współosiowa sieć abonencka zapewniająca bierny podział sygnału dosyłowego i zebranie sygnałów zwrotnych z poszczególnych gniazd abonenckich,

- 4) współosiowa sieć dystrybucyjna, która umożliwia transmisję (również wzmocnienie i korekcję) sygnałów elektrycznych w obu kierunkach pomiędzy węzłem optycznym i siecią budynkową,
- 5) dostępowy węzeł optyczny ONU, w którym następuje zamiana sygnału optycznego na elektryczny dla toru dosyłowego i odwrotnie dla toru zwrotnego, i który stanowi miejsce włączenia systemu zdalnego zasilania sieci współosiowej,
- 6) optyczna sieć dystrybucyjna, która zapewnia transmisję (również wzmocnienie optyczne) i multipleksację sygnałów optycznych i bierny podział mocy optycznej dla kierunku dosyłowego oraz transmisję (również wzmocnienie optyczne) i multipleksację sygnałów optycznych dla kierunku zwrotnego,
- 7) stacja czołowa, w której następuje przygotowanie pakietów kanałów dosyłowych dla poszczególnych segmentów sieci, nadanie sygnału dosyłowego do poszczególnych węzłów optycznych, odebranie optycznych sygnałów torów zwrotnych, zamiana ich na sygnał elektryczny i odbiór poszczególnych kanałów częstotliwościowych. Stacja czołowa zapewnia także interfejsy do sieci rozległej i odbiór treści programowej z różnych źródeł.

2.1 Podział pasma częstotliwościowego w systemach telewizji kablowej

Większość obecnie pracujących systemów telewizji kablowej wykorzystuje dwukierunkową sieć transmisyjną. Sygnały do abonenta, w kierunku dosyłowym (tzw. *downstream*) przesyłane są w kanałach częstotliwościowych, takich jak: kanały telewizji programowej analogowej lub cyfrowej, kanały radia FM i kanały cyfrowej transmisji. W przeciwnym kierunku, od abonenta do sieci, w paśmie zwrotnym (tzw. *upstream*), przesyłane są, w poszczególnych kanałach częstotliwościowych, sygnały cyfrowej transmisji danych, czasami analogowe lub cyfrowe kanały telewizji dozorowej, a często także wąskopasmowe sygnały systemu nadzoru. Na rys. 2.2. przedstawiono typowy podział pasma dla systemów europejskich, wykorzystywanych również w Polsce.



Rys. 2.2 Podział pasma transmisyjnego w systemach telewizji kablowej w Polsce

W tabeli 2.1 zestawiono obecnie stosowane podziały pasm w sieciach telewizji kablowych, przy czym w systemach europejskich stosowany jest niemal wyłącznie podział na częstotliwości 76 MHz. Rozszerzenie pasma kanału zwrotnego do 60 MHz pozwala zmieścić w tym paśmie więcej kanałów zwrotnych pracujących we wspólnym torze z podziałem częstotliwości.

Tabela 2.1 Podział pasma transmisyjnego w systemach telewizji kablowej

Tor zwrotny [MHz]	Tor dosyłowy [MHz]	Częstotliwość podziału [MHz]
5÷30	47÷862	38,5
5÷42	67÷862	54,5
5÷55	75÷862	65
5÷65	87÷862	76

Podział pasma odbywa się przy pomocy filtrów dipleksowych we wzmacniaczach szerokopasmowych, węzłach światłowodowych i w gniazdach abonenckich.

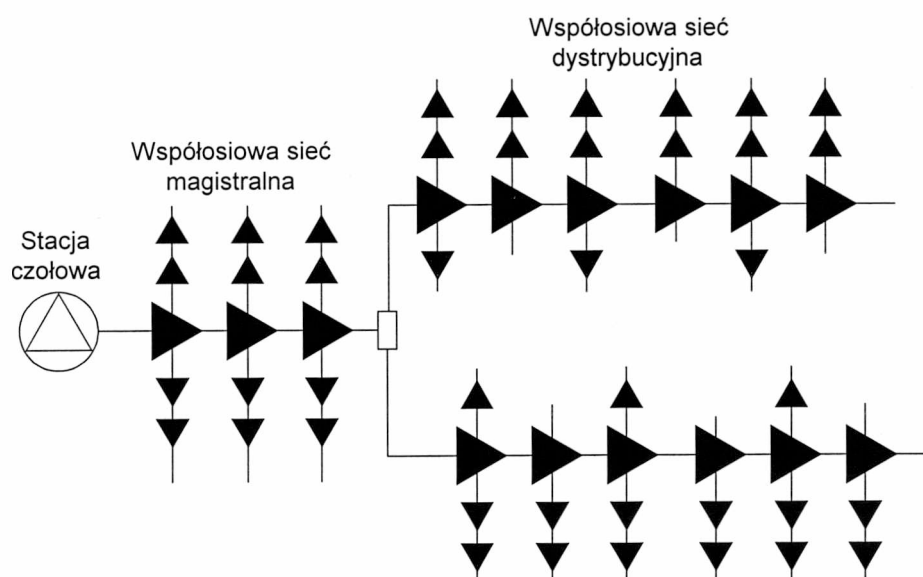
2.2 Budowa, elementy i parametry części współosiowej sieci HFC

2.2.1 Charakterystyka ogólna części współosiowej sieci HFC

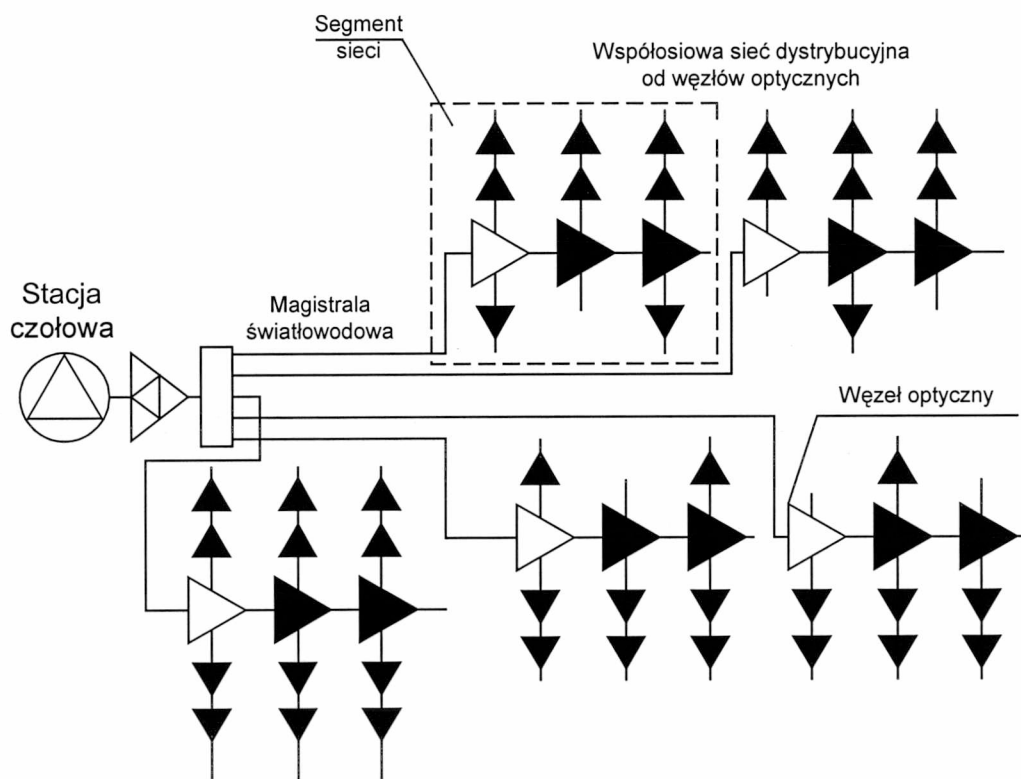
Sieci telewizji kablowej wywodzą się z ciągle rozbudowywanych i udoskonalanych systemów dystrybucji sygnałów telewizyjnych odbieranych za pomocą anten i transmitowanych do gniazd abonenckich przez sieć koncentryczną w architekturze drzewa z odgałęzieniami (*tree and branch architecture* T&B). Zwiększenie zasięgu systemu poza pojedynczy budynek umożliwiła dostępność wzmacniaczy szerokopasmowych o dobrych parametrach szumowych i intermodulacyjnych. Jednak stosowanie długich kaskad wzmacniaczy magistralnych powoduje z jednej strony znaczny spadek niezawodności systemu, ze względu na dużą ilość urządzeń aktywnych, a z drugiej strony prowadzi nieuchronnie do degradacji jakości sygnału, postępującej wraz z długością kaskady. Kolejnym argumentem przemawiającym za redukcją ilości wzmacniaczy w kaskadzie jest konieczność ciągłych regulacji punktów pracy wzmacniaczy, ze względu na zmiany warunków środowiska np. temperatury. W praktycznych systemach maksymalne zasięgi sieci koncentrycznej ze wzmacniaczami szerokopasmowymi sięgały ok. 30km.

Od połowy lat 90-tych dzięki rozwojowi techniki światłowodowej (transmisji sygnału przy zastosowaniu włókien jednomodowych, laserów półprzewodnikowych i fotodetektorów) zastąpiono tradycyjną współosiową strukturę drzewiastej sieci z odgałęzieniami (T&B) na sieć hybrydową światłowodowo-koncentryczną HFC (*hybrid fiber-coax network*). W klasycznej sieci HFC segmenty (obszary) sieci współosiowej są połączone bezpośrednio ze stacją czołową za pomocą dwukierunkowych łączy optycznych utworzonych na dwóch włóknach światłowodowych. Na rysunku 2.4. przedstawiono „starą” strukturę sieci T&B a na rys.2.5. „nową” strukturę sieci HFC.

Jak łatwo można zauważyć porównując rys. 2.4. i 2.5. zmiana struktury sieci polega na zastąpieniu kaskady wzmacniaczy magistralnych łączem optycznym. Sieć współosiowa zostaje wówczas podzielona na segmenty, których wielkość, mierzona rozpiętością przestrzenną sieci i liczbą abonentów przypadającą na jeden węzeł optyczny, jak zostanie udowodnione w niniejszej pracy, ma zasadniczy wpływ na pracę systemów w torze zwrotnym.

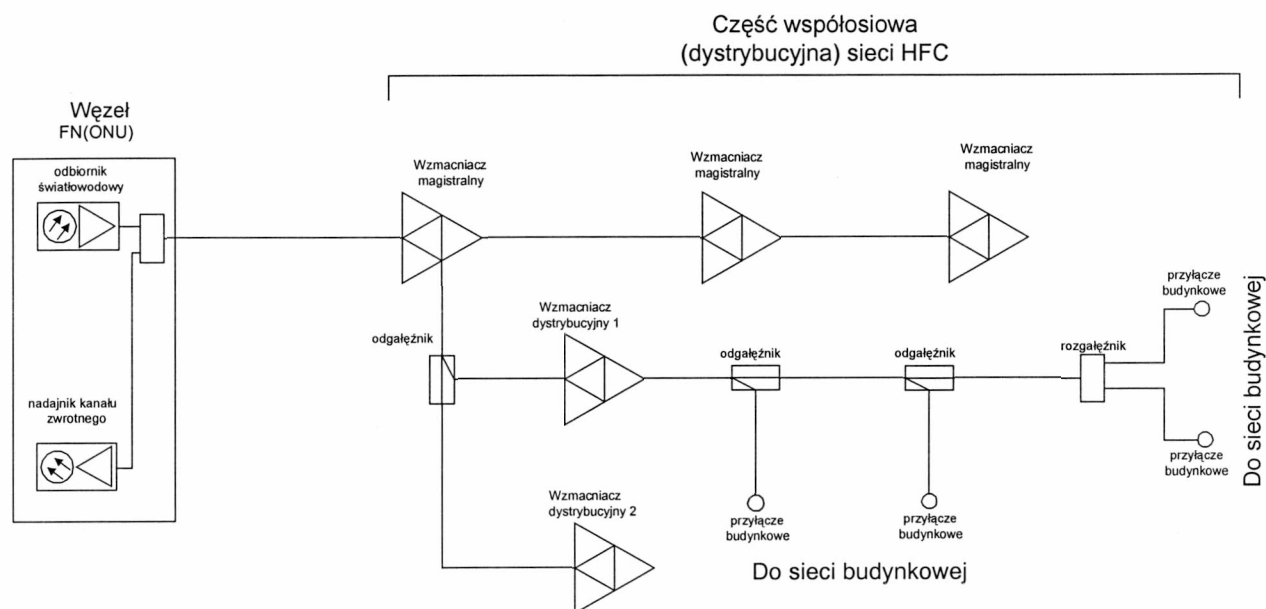


Rys. 2.4 Struktura klasycznej sieci w architekturze drzewa z odgałęzieniami (T&B)



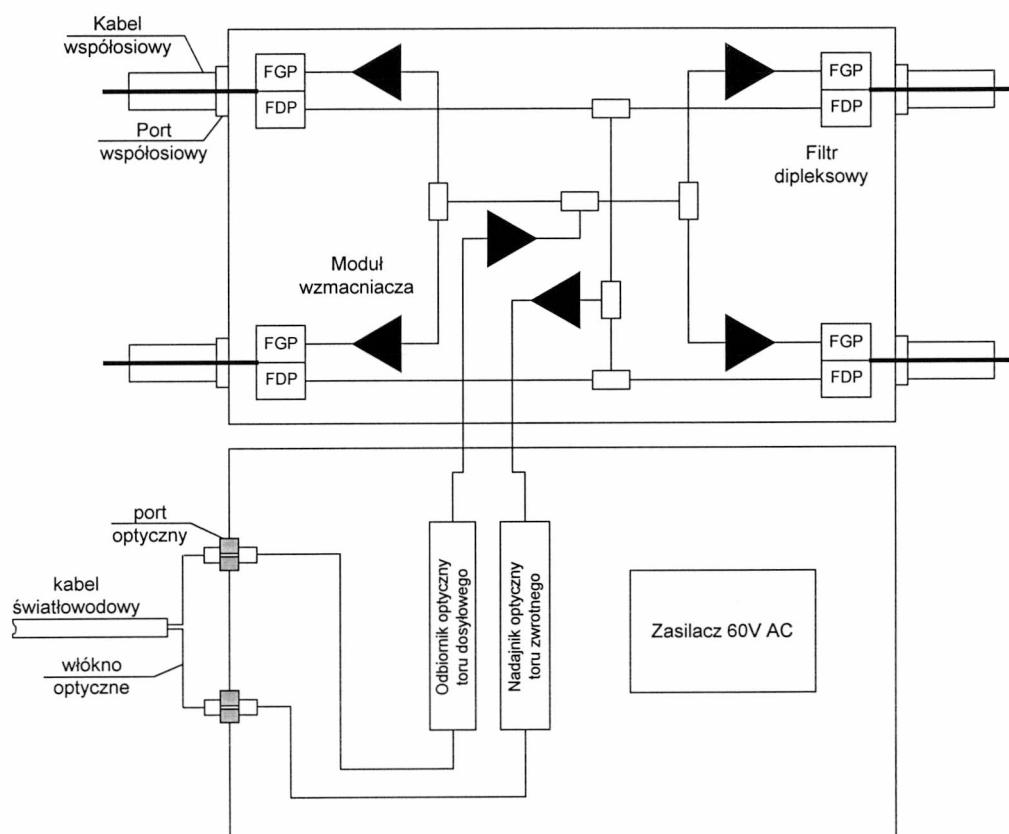
Rys. 2.5 Struktura sieci hybrydowej światłowodowo-współosiowej (HFC)

Na rys. 2.6 pokazano typowy układ współosiowej sieci dystrybucyjnej. Część współosiowa sieci HFC rozpoczyna się na wyjściu (dla toru dosyłowego) i wejściu (dla toru zwrotnego) węzła optycznego FN (*Fiber optic Node*) zwanym też węzłem ONU (*Optical Network Unit*). Głównym zadaniem węzła optycznego ONU jest zamiana sygnału optycznego docierający siecią światłowodową na odpowiadający mu sygnał elektryczny transmitowany dalej w kierunku gniazd abonenckich (kierunek dosyłowy – *downstream*) po sieci koncentrycznej. Odwrotnie dla kierunku zwrotnego (do sieci - *upstream*) następuje konwersja sygnału elektrycznego docierającego od gniazd abonenckich w odpowiadający mu sygnał optyczny przesyłany dalej torem światłowodowym. Węzeł optyczny jest zwykle tak zaprojektowany by zasilać kilka torów współosiowych. Na rys. 2.7 pokazano typową strukturę węzła optycznego o czterech portach elektrycznych (współosiowych) oraz dwóch portach światłowodowych: jednym dosyłowym i jednym zwrotnym.

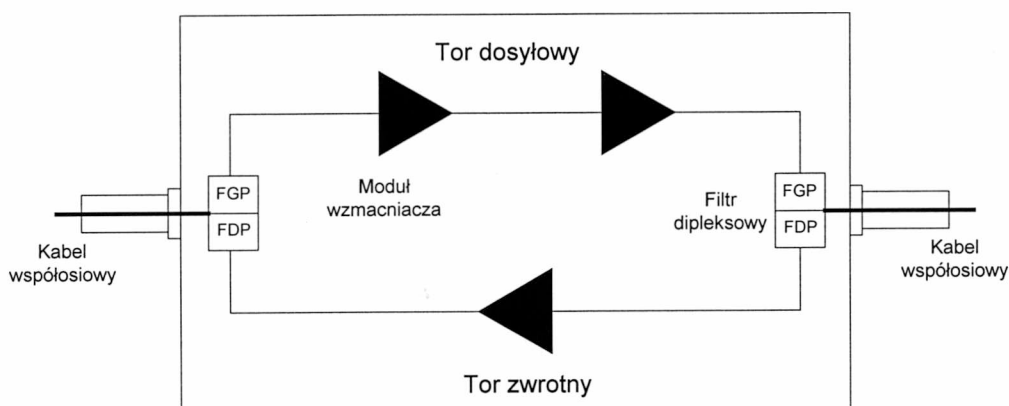


Rys. 2.6 Część współosiowa (dystrybucyjna) sieci HFC

W budowę węzłów optycznych wpisana jest funkcja rozgałęziania sygnału dosyłowego i sumowania sygnałów zwrotnych. Począwszy od portów elektrycznych węzła optycznego ONU tory dosyłowy i zwrotny prowadzone są w tym samym kablu współosiowym. Ma to zasadnicze konsekwencje dla pracy toru zwrotnego, ze względu na możliwość pojawienia się produktów intermodulacji kanałów dosyłowych w paśmie zwrotnym i odwrotnie, produktów intermodulacji kanałów zwrotnych w paśmie dosyłowym. Rozdział torów dosyłowego i zwrotnego konieczny w celu wzmocnienia i korekcji częstotliwościowej sygnału następuje we wzmacniaczach szerokopasmowych. Schemat blokowy typowego wzmacniacza szerokopasmowego pokazano na rys.2.8. Elementami rozdzielającym tory dosyłowy i zwrotny są filtry dipleksowe (*diplexer*) zawierające filtry górno i dolno przepustowy o częstotliwości środkowej 76 MHz i nachyleniu ok. 10dB/1MHz. (patrz rys.2.9).

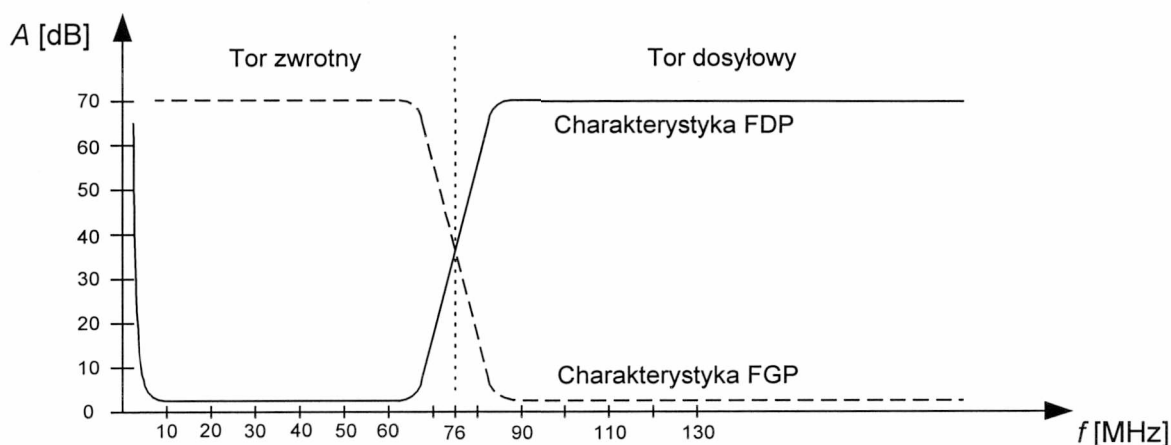


Rys. 2.7 Budowa węzła optycznego



Rys. 2.8 Schemat blokowy dwukierunkowego wzmacniacza szerokopasmowego

Pomiędzy kolejnymi stopniami wzmocnienia ułożone są kable współosiowe połączone z elementami biernego podziału mocy (rozgałęźniki i odgałęźniki), które dla toru zwrotnego spełniają funkcję sumatorów z wagami odpowiadającymi tłumienności wtrąceniowej danego elementu. Dla poprawnej (optymalnej) pracy kanału zwrotnego, jak zostanie wykazane, niezwykle ważny jest sposób zaprojektowania dystrybucji współosiowej. Zaproponowanie optymalnych struktur sieci współosiowych zapewniających dobre warunki transmisji dla sygnałów zwrotnych stanowi jeden z celów tej pracy. Drugą bardzo ważną kwestią jest ilość końcowych gniazd abonenckich przypadających na jeden węzeł optyczny ONU. Jak zostanie wykazane w dalszej części pracy liczba ta w powiązaniu z przestrzennym rozkładem abonentów w stosunku do lokalizacji węzła optycznego w decydujący sposób wpływa na pojemność informacyjną toru zwrotnego.



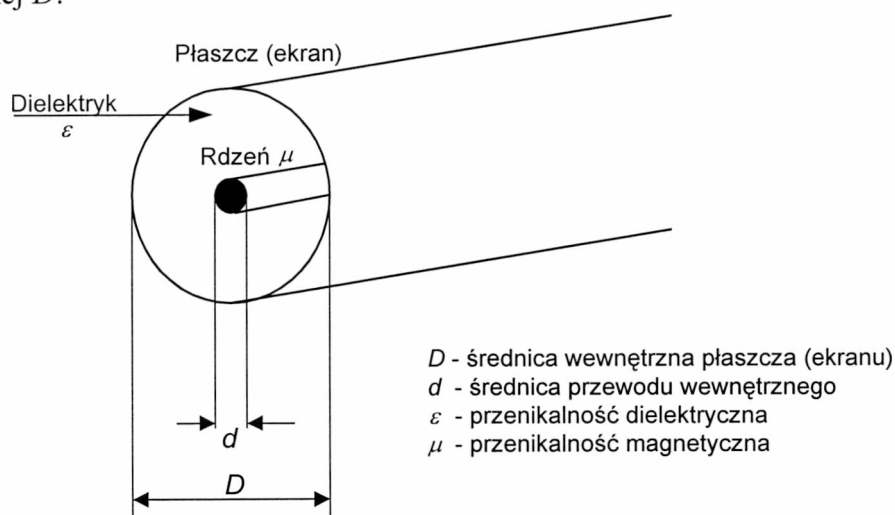
Rys. 2.9 Charakterystyka filtra dupleksowego

Próba znalezienia zależności pomiędzy ilością gniazd przypadającą na węzeł optyczny, dostępnością poszczególnych usług i przyczynami ograniczeń jakości transmisji stanowią zasadniczy cel tej pracy. Zagadnienia te zostaną dogłębnie przedstawione w rozdziałach 3 i 4.

2.2.2 Elementy bierne sieci współosiowej i ich podstawowe parametry

Kable współosiowe

Kabel współosiowy zbudowany jest (rys. 2.10) z żyły środkowej o średnicy zewnętrznej d , która jest wykonana z miedzi lub aluminium pokrytego na zewnątrz powłoką miedzianą, dielektryka oddzielającego żyłę środkową od ekranu oraz aluminiowego ekranu o średnicy wewnętrznej D .



Rys. 2.10 Budowa kabla współosiowego

Cała sieć koncentryczna powinna mieć jednakową impedancję charakterystyczną $Z_0 = 75 \Omega$. Dla kabli koncentrycznych impedancja charakterystyczna zależy od średnicy zewnętrznej przewodu wewnętrznego d , średnicy wewnętrznej ekranu D oraz przenikalności dielektrycznej ϵ materiału wypełniającego przestrzeń pomiędzy nimi i przenikalności magnetycznej μ .

Dla linii małostratnej możemy zapisać:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln\left(\frac{D}{d}\right). \quad (2.1)$$

Z punktu widzenia transmisji w torze zwrotnym najbardziej istotną cechą kabla jest tłumienie. Tłumienie kabli współosiowych zależy od:

- 1) wymiarów geometrycznych kabli i właściwości elektrycznych przewodnika i dielektryka,
- 2) częstotliwości,
- 3) temperatury (spowodowane zmianą przewodności).

Tłumienie A przewodnicy współosiowej wyraża się wzorem:

$$A = 20 \log\left(\frac{U_1}{U_2}\right) = \alpha \cdot l \cdot 20 \log(e), \quad (2.2)$$

gdzie α jest tłumiennością jednostkową podawaną zwykle w dB/100m składających się ze strat w metalu α_m i strat w dielektryku α_d :

$$\alpha = \alpha_m + \alpha_d, \quad (2.3)$$

$$\alpha_m = \sqrt{\frac{\omega \varepsilon}{4\sigma_m}} \frac{1}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)} + \frac{1}{d}, \quad (2.4)$$

$$\alpha_d = \frac{\sqrt{\mu \varepsilon}}{2} \omega \tan \delta, \quad (2.5)$$

gdzie: σ_m - przewodność metalu,

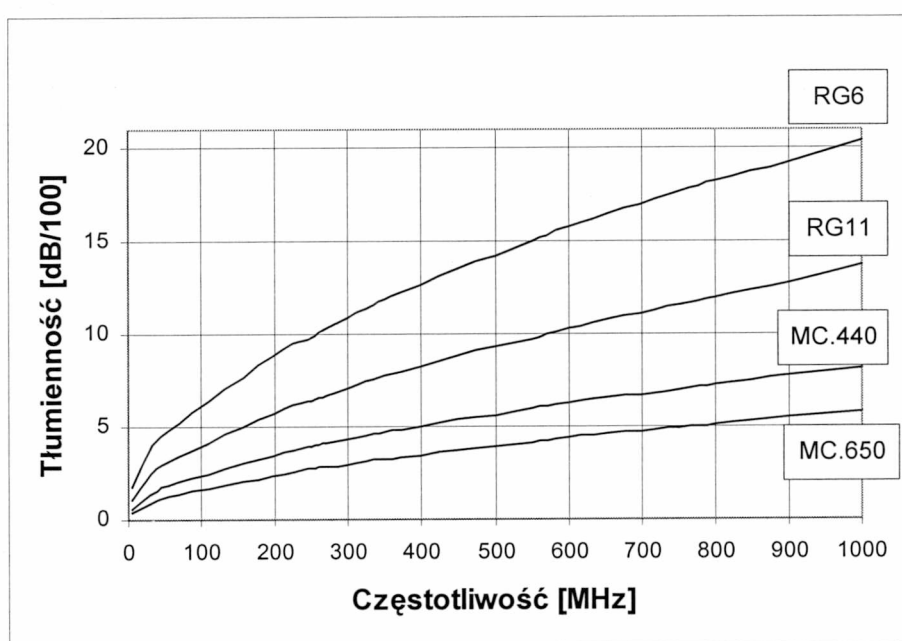
$\tan \delta$ - tangens kąta stratności dielektryka (ma stałą wartość do kilku GHz).

Na rys.2.11 pokazano wykresy tłumienności jednostkowej w funkcji częstotliwości sygnału dla różnych typów kabli współosiowych stosowanych obecnie w systemach telewizji kablowej. Kable typu RG6 (średnica zewnętrzna 6mm) i RG11 (średnica zewnętrzna 11mm) są typowymi kablami stosowanymi w sieciach budynkowych, natomiast kable MC².440 (średnica zewnętrzna 14 mm) i MC².650 (średnica zewnętrzna 19 mm) są typowymi kablami stosowanymi w sieci dystrybucji współosiowej (sieci zewnętrzne).

Pierwsza uwaga, która nasuwa się w tym miejscu, jest taka, że tłumienie kabli współosiowych dla częstotliwości z zakresu pasma zwrotnego (ok. 55 MHz) jest około 4-krotnie (w mierze decybelowej) mniejsze niż tłumienie dla częstotliwości z zakresu pasma dosyłowego (ok. 850 MHz). Przypomnijmy, że sieć współosiowa jest torem dwukierunkowym, a elementy bierne mają w przybliżeniu jednakową tłumienność wtrąceniową dla całego pasma od 5÷862 MHz. Powoduje to, że zapewnienie wyrównanych poziomów sygnału dla pasma dosyłowego dla wszystkich gniazd abonenckich nie oznacza automatycznie wyrównania poziomów sygnałów w torze zwrotnym z transmitowanych różnych gałęzi sieci.

Przeciwnie różnice tłumień kabli dla pasma dosyłowego i zwrotnego powodują powstanie znacznych różnic tłumienia sygnału zwrotnego, w zależności od miejsca w sieci z którego sygnał jest nadawany. Kompensacja różnicy tłumień może odbywać się wyłącznie we wzmacniaczach toru zwrotnego, które mogą zapewnić wyrównanie różnic tłumień jedynie dla współosiowej sieci dystrybucyjnej. **Dla biernej sieci budynkowej spełnienie warunku wyrównanych poziomów na gniazdach abonenckich dla pasma dosyłowego powoduje powstanie znacznych różnic tłumień sygnałów zwrotnych nadawanych z różnych gałęzi sieci.**

Rozrzut tłumień sieci budynkowej dla kierunku zwrotnego, jak zostanie wykazane w dalszej części pracy, zależy głównie od przestrzennego rozproszenia gniazd abonenckich w stosunku do lokalizacji wzmacniacza budynkowego, czyli pierwszego wzmacniacza współosiowej sieci dystrybucyjnej patrząc od strony gniazda abonenckiego.



Rys. 2.11 Tłumiennosc jednostkowa rzeczywistych kabli współosiowych w funkcji częstotliwości

W szerokim zakresie temperatur tłumienie (wyrażone w dB) zależy liniowo od temperatury:

$$A(\varpi, T) = A(\varpi, T_0) \cdot \left[1 + \frac{T_{WR} \cdot (T - T_0)}{2} \right], \quad (1.6)$$

gdzie: T_{WR} jest temperaturowym współczynnikiem rezystywności (dla miedzi $T_{WR} = 3,9 \cdot 10^{-3} [1/^{\circ}\text{C}]$, dla aluminium $T_{WR} = 4,3 \cdot 10^{-3} [1/^{\circ}\text{C}]$).

W zakresie pracy systemów HFC od -20°C do 40°C , tłumienie zmienia się o około 12 %, co ma określone konsekwencje dla poziomów sygnałów w ważnych punktach sieci i powoduje konieczność okresowych regulacji punktów pracy wzmacniaczy dystrybucyjnych.

Drugim ważnym parametrem kabli współosiowych, mającym wpływ na możliwość wnikania zakłóceń (szczególnie impulsowych i wąskopasmowych) do sieci w paśmie zwrotnym jest skuteczność ekranowania. Zakłócenia transmitowane drogą radiową w postaci silnych zmiennych pól elektromagnetycznych przy niedostatecznym ekranowaniu kabla powodują indukowanie prądów zakłóceń w poszczególnych gałęziach sieci (najczęściej budynkowej). W przypadku indukowania się prądów w wielu gałęziach sieci od pól elektromagnetycznych mających wspólne źródło, zakłócenia te będą się dodawać napięciowo, ze względu na dodatnią korelację wzajemną indukowanych prądów. Może to powodować znaczne zmniejszenie odstepu nośnej od zakłóceń w danym przedziale czasu (dla zakłóceń impulsowych) lub dla danego pasma częstotliwości (dla zakłóceń wąskopasmowych).

Skuteczność ekranowania kabla zależy od budowy ekranu i jego grubości. Dla kabli magistralnych, dla których ekran wykonany jest w postaci jednolitej stosunkowo grubej rury aluminiowej lub spawanej taśmy miedzianej, uzyskuje się skuteczności ekranowania powyżej 110 dB. Takie rozwiązanie ekranu powoduje znaczną sztywność kabla i duży promień gięcia powyżej 20 średnic kabla. Jednak kable te przeznaczone są do układania w kanalizacji kablowej, gdzie znaczna giętkość nie jest wymagana. Przeciwnie kable budynkowe muszą być odpowiednio giętkie ze względu na możliwość układania kabla w budynku, i z tego powodu nie mogą mieć jednolitego ekranu w postaci rury aluminiowej jak to jest w przypadku kabli magistralnych. Dla kabli budynkowych opracowano ekrany warstwowe w postaci cynowanych opłotów i warstw folii metalizowanych aluminium. Kable o trójwarstwowym ekranie pozwalają spełnić kryterium giętkości kabla (mały promień gięcia ok. 5 cm) i skuteczności ekranowania powyżej 110 dB.

Dla zapewnienia szczelności elektromagnetycznej sieci bardzo istotne jest używanie dobrej jakości kabli także do podłączenia urządzeń do gniazda abonenckiego. Budowanie sieci dostępowej z kabli o współczynniku ekranowania powyżej 110 dB i jednocześnie stosowanie do połączeń w mieszkaniu abonenta kablami o współczynniku ekranowania poniżej 80 dB mija się z celem, bowiem o odporności systemu na zakłócenia decyduje jego najsłabsze ogniwo.

Kolejnym istotnym elementem wpływającym na skuteczność ekranowania systemu są złącza kablowe. Przede wszystkim złącza kablowe muszą być dostosowane mechanicznie do stosowanych kabli, co zapewni dobry i trwały styk pomiędzy ekranem i złączem oraz żyłą środkową i pniem złącza. Zbyt duża rezystancja styków spowodowana luźnymi złączami jest często powodem utleniania powierzchni styku. Prowadzi to do powstania zjawisk nieliniowych na styku i w efekcie do generacji współnościeżkowych zakłóceń intermodulacyjnych typu CPD (*Common Path Distortion*). Złącza magistralne powinny zapewnić skuteczność ekranowania powyżej 110 dB (złącza typu 5/8" lub PG-11), a złącza budynkowe powyżej 100 dB (złącza typu F zaciskane specjalną zaciskarką do złączy).

Elementy bierne sieci współosiowej

Oprócz kabli współosiowych, drugą ważną grupą elementów pozwalających na budowę sieci telewizji kablowej w jej części elektrycznej, są elementy bierne. Elementy bierne, podobnie jak kable, dzielimy na elementy bierne magistralne i budynkowe. Elementy bierne magistralne przystosowane do montażu na zewnątrz budynków i w związku z tym powinny być odporne na zmienne warunki atmosferyczne. Elementy bierne magistralne posiadają złącza typu 5/8" lub PG11 i przenoszą prąd zasilania.

Natomiast elementy bierne budynkowe mają małe rozmiary, przystosowane są do montażu w skrzynkach na klatkach budynków, posiadają złącza typu F i nie przenoszą prądu zasilania.

Elementy bierne powinny przenosić cały zakres częstotliwości używanych obecnie w systemach telewizji kablowych i wносить jak najmniejsze, stałe w funkcji częstotliwości tłumienie wtrąceniowe. Powinny też zapewnić dobre dopasowanie impedancji. Głównym zadaniem tych elementów jest podział mocy sygnału dosyłowego transmitowanego w sieci współosiowej na kilka (od 2 do 10 części w jednym elemencie biernym), co umożliwia odbiór tego samego sygnału elektrycznego przez grupę abonentów włączonych do tego samego węzła optycznego, czyli znajdujących się w tym samym segmencie sieci. Dla kierunku zwrotnego elementy te spełniają odwrotną rolę. W torze zwrotnym w części współosiowej na elementach biernych następuje sumowanie sygnałów zwrotnych z wagami odpowiadającymi tłumienności wtrąceniowej pomiędzy wyjściami i wejściem. Umownie wejściem (podobnie jak dla wzmacniaczy) elementu biernego nazywamy jego wejście dla sygnału dosyłowego, a wyjściem jego wyjście dla sygnału dosyłowego. W sieciach telewizji kablowej używane są następujące elementy bierne:

- 1) sprzęgacze kierunkowe (*directional couplers*),
- 2) rozgałęźniki (*splitters*),
- 3) odgałęźniki (*taps*),
- 4) odgałęźniki wielokrotne (*multitaps*),
- 5) zwrotnice prądowe.

Do podstawowych parametrów elementów biernych istotnych z punktu widzenia transmisji w torze zwrotnym, zaliczamy:

- 1) tłumienie wtrąceniowe pomiędzy wejściem i danym wyjściem (tłumienie to zależy od współczynnika podziału mocy i strat wewnętrznych danego elementu – wynosi od 3,8 dB dla rozgałęźników 2-krotnych do 19,5 dB dla odgałęźników wielokrotnych 10-wyjściowych),
- 2) nierównomierność tłumienia wtrąceniowego w paśmie zwrotnym (zwykle $\pm 0,5$ dB),
- 3) tłumienności niedopasowania na wejściu i na wyjściach (od tłumienności tej zależy wartość mocy sygnału odbitego, typowo ok. 20 dB, elementy wysokiej klasy powyżej 22 dB),
- 4) skuteczność ekranowania (zależnie od jakości wykonania obudowy i ilości wyjść od 70 do 85 dB).

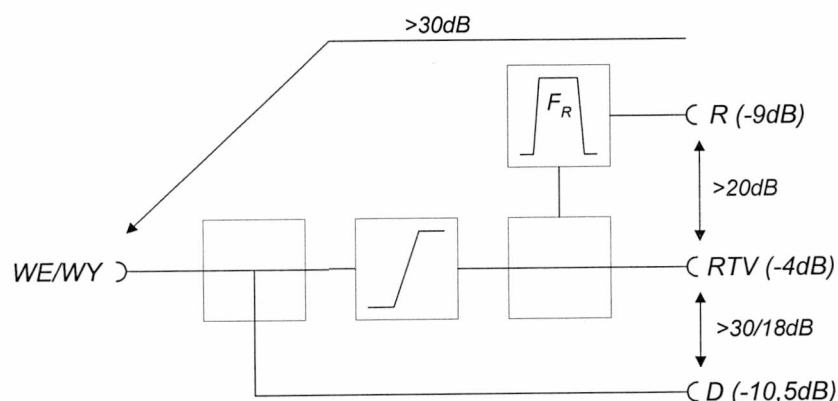
Gniazda abonenckie

Kolejnym elementem sieci współosiowej, którego parametry są niezwykle istotne z punktu widzenia transmisji w torze zwrotnym jest gniazdo abonenckie. Gniazdo abonenckie powinno zapewnić odseparowanie od siebie portów służących do podłączenia urządzeń abonenckich takich jak odbiorniki TV i R oraz modemy kablowe lub przystawki telewizyjne STB (*Set Top Box*). Typowo więc w gniazdach abonenckich mamy trzy porty:

- 1) jednokierunkowy port TV do podłączania odbiorników telewizyjnych, magnetowidów lub nagrywarek DVD o paśmie od 87 do 862 MHz,
- 2) jednokierunkowy port R do podłączania odbiorników radiowych o paśmie od 87,5 MHz do 108 MHz,
- 3) dwukierunkowy port D do podłączania modemów kablowych lub urządzeń typu STB o paśmie od 5 do 862 MHz.

Z uwagi na znaczny wpływ budowy wewnętrznej gniazda na parametry transmisyjne toru zwrotnego omówiona zostanie poniżej budowa dwóch typowych gniazd trójwyjściowych tzw. gniazd multimedialnych.

1) Gniazdo abonenckie multimedialne typu GMF-336 firmy Telmor Telkom



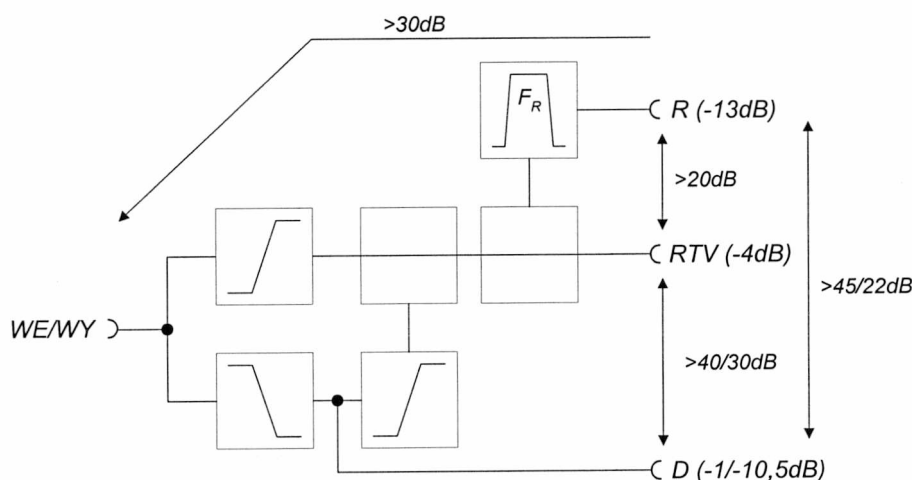
Rys. 2.12 Schemat budowy wewnętrznej gniazda abonenckiego multimedialnego typu GMF-336 firmy Telmor Telkom

W gnieździe tym (rys.2.12) na wejściu zastosowano odgałęźnik o tłumieniu odgałęźnym ok.10 dB i tłumieniu przelotowym ok. 1 dB. Wyjście odgałęźnika jest włączone do portu D i w związku z tym port ten ma w obu kierunkach transmisji tłumienność 10,5 dB. Na wyjście przelotowe odgałęźnika wejściowego włączono filtr górnoprzepustowy zapewniający tłumienie w paśmie zwrotnym sygnałów zakłócających z portów RTV i R o wartości powyżej 30 dB. Sygnał dosyłowy po przejściu przez filtr jest rozdzielany na odgałęźniku o tłumieniu odgałęźnym ok. 6 dB i tłumieniu przelotowym ok. 2 dB. Do wyjścia odgałęźnego włączony jest port R przez filtr środkowoprzepustowy o paśmie od 87,5 do 108 MHz, a do wyjścia przelotowego dołączony jest port R (na rysunku RTV). W poniższej tabeli zestawiono parametry gniazda GMF-336.

Tabela 2.2 Parametry gniazda abonenckiego typu GMF-336 Telmor Telkom

PARAMETR	WARTOŚĆ
Pasmo zaporowe (TV i R => WE)	5 ÷ 65 MHz
Pasmo toru TV (WE => RTV)	87 ÷ 862 MHz
Pasmo toru R (WE => R)	87 ÷ 140 MHz
Pasmo toru WE => D (WE <=> D)	5 ÷ 862 MHz
Tłumienie zaporowe (TV i R => WE)	min. 30 dB
Tłumienie strat w torze TV (WE => RTV)	4 dB
Tłumienie strat w torze R (WE => R)	9 dB
Tłumienie strat torze D (WE <=> D)	max. 10,5 dB (oba kierunki)
Separacja wyjść D <=> TV	min. 30 dB (w paśmie zaporowym) min. 18 dB (w paśmie toru TV)
Separacja wyjść D <=> R	min. 40 dB (w paśmie 5÷65 MHz) min. 35 dB (w paśmie 87÷108 MHz)
Separacja wyjść TV <=> R	min. 20 dB (w paśmie R i TV)
Złącza	4 szt., F żeńskie

2) Gniazdo abonenckie multimedialne typu GMF-351 firmy Telmor Telkom



Rys. 2.13 Schemat budowy wewnętrznej gniazda abonenckiego typu GMF-351 firmy Telmor Telkom

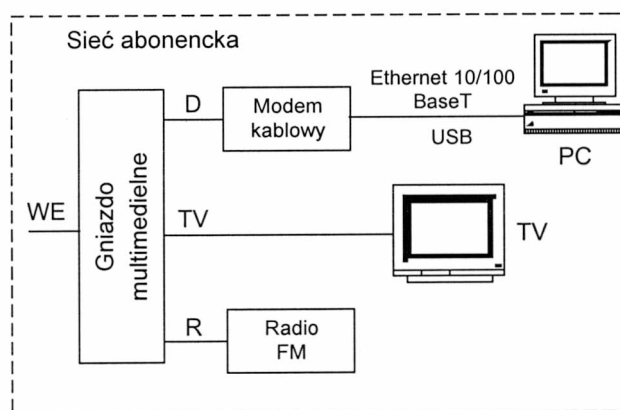
W gnieździe tym (rys. 2.13), w celu minimalizacji tłumienia gniazda dla kierunku zwrotnego dla portu D, zastosowano na wejściu filtr dipleksowy rozdzielający pasmo transmisji na kierunek dosyłowy i zwrotny. Następnie na pierwszym odgałęźniku na odgałęzieniu 7 dB włączono port danych przez filtr górnoprzepustowy, a na następnym odgałęźniku na odgałęzieniu 9 dB przez filtr środkowoprzepustowy o paśmie 87,5 do 108 MHz włączono port R. Port RTV jest dołączony do wyjść przelotowych kolejnych odgałęźników. Takie rozwiązanie gniazda abonenckiego zaowocowało uzyskaniem separacji pomiędzy portem D i portem R i TV wynoszącą 45 dB. Parametr ten jest niezwykle istotny z punktu widzenia możliwości przesterowania wejścia odbiorników R i TV sygnałem zwrotnym z modemu kablowego, który może mieć poziom napięcia wynoszący nawet 118 dB/μV. W poniższej tabeli zestawiono parametry gniazda GMF-351.

Tabela 2.3 Parametry gniazda abonenckiego typu GMF-351 Telmor Telkom

PARAMETR	WARTOŚĆ
Pasmo zaporowe (RTV => WE)	5-65 MHz
Pasmo toru TV (WE => TV)	87 ÷ 862 MHz
Pasmo toru R (WE => R)	87 ÷ 140 MHz
Pasmo toru WE => D	87 ÷ 862 MHz
Pasmo toru D => WE	5 ÷ 65 MHz
Tłumienie zaporowe (TV i R => WE)	min. 30 dB
Tłumienie strat toru TV	4 ±1dB
Tłumienie strat toru R	13 ±1 dB
Tłumienie strat toru WE => D	max. 10,5 dB
Tłumienie strat toru D => WE	max. 1,0 dB
Separacja wyjść D <=> TV	min. 30 dB (w paśmie TV) min. 40 dB (w paśmie 5÷65 MHz)
Separacja wyjść D <=> R	min. 45 dB (w paśmie 5÷65 MHz) min. 22 dB (w paśmie R)
Separacja wyjść R <=> TV	min. 20 dB (w paśmie TV)
Max. poziom sygnału podawanego z modemu na wyj. D	120 dBμV
Złącza	4 szt., F żeńskie

Urządzenia włączone do gniazdka abonenckiego i ich wpływ na transmisję w torze zwrotnym

Schemat ideowy gniazda abonenckiego wraz przyłączonymi do niego urządzeniami pokazano na rys. 2.14. Przyłącze abonentkie sieci telewizji kablowej zakończone gniazdem abonentkim jest portem dwukierunkowym z podziałem pasma na częstotliwości 76 MHz (dla systemów z torem zwrotnym od 5 do 65 MHz). Przy czym transmisja dla portów gniazda abonentkiego TV i R odbywa się jednokierunkowo tylko do abonenta. Z portu TV pobierany jest sygnał telewizji programowej analogowej lub cyfrowej o poziomie napięcia ok. 70 dB/ μ V w paśmie od 87 MHz do 862 MHz, natomiast z portu R pobierany jest sygnał radia FM o poziomie napięcia ok. 60 dB/ μ V w paśmie od 87,5 MHz do 108 MHz. Do gniazda TV mogą być dołączone za pośrednictwem kabla współosiowego (kabel abonentki) odbiorniki telewizyjne stacjonarne, komputerowe karty telewizyjne, magnetowidy lub inne urządzenia odbierające sygnał telewizyjny (np. nagrywarki DVD). Do gniazda radiowego za pośrednictwem kabla współosiowego mogą być dołączone odbiorniki radiowe stacjonarne lub komputerowe karty radiowe.



Rys. 2.14 Urządzenia dołączone do gniazda abonentkiego

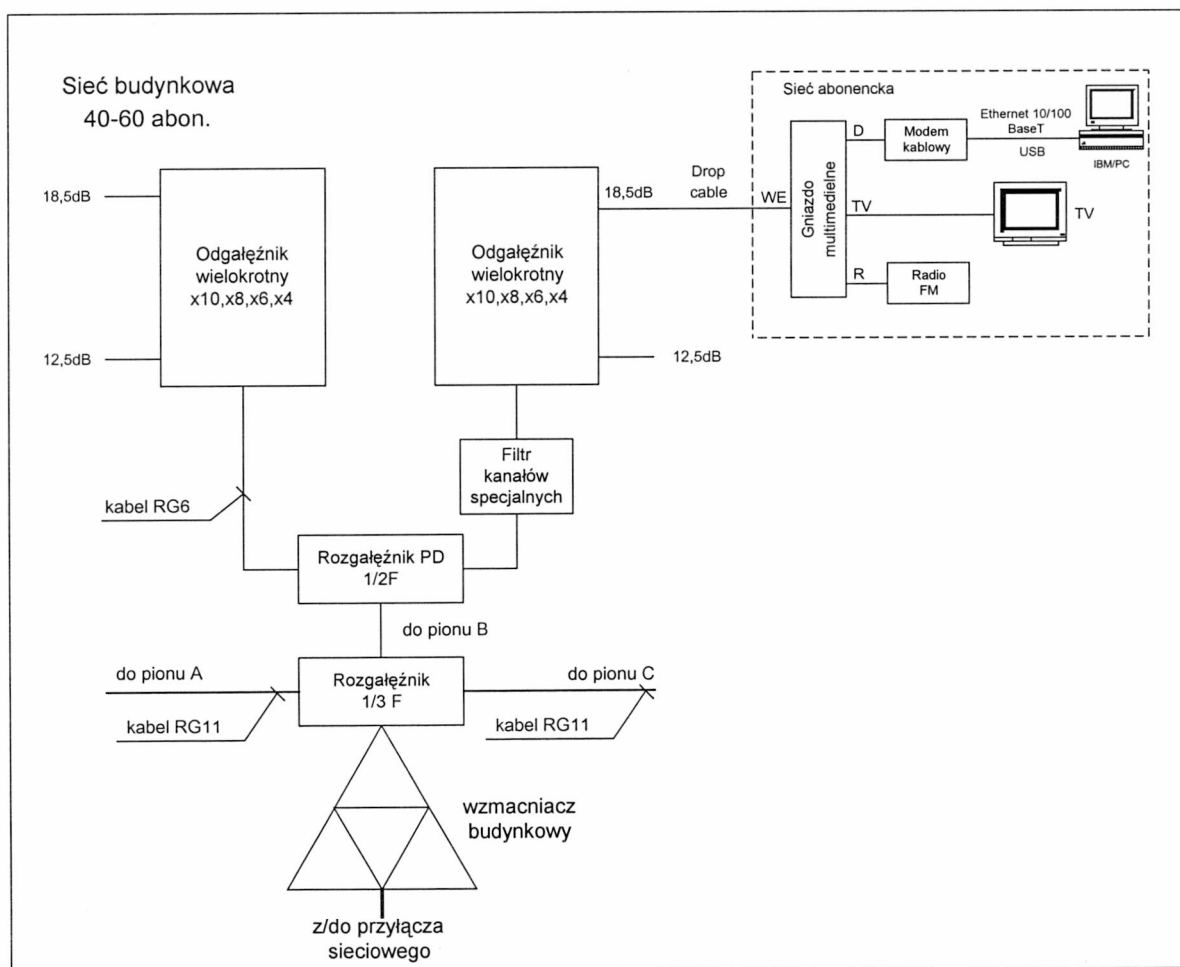
Z punktu widzenia transmisji w torze zwrotnym urządzenia te charakteryzuje niepożądana emisyjność w paśmie toru zwrotnego, która nie powinna przekraczać wartości normatywnych. Wartości te podano w punkcie 3.2. W tym miejscu warto zauważyć, że dla szczelności elektromagnetycznej sieci współosiowej niezwykle ważna jest skuteczność ekranowania kabla abonentkiego (i wszystkich złączy znajdujących się w mieszkaniu abonenta) ze względu na możliwość wnikania w tę część sieci zakłóceń z różnych urządzeń znajdujących się w mieszkaniu abonenta. Zakłócenia, które wnikają na odcinku abonentkim, są dalej transmitowane przez sieć w kierunku urządzeń stacji czołowej i podlegają procesowi „kumulacji” zakłóceń. Proces ten i jego konsekwencje na jakość toru zwrotnego zostanie dogłębnie przeanalizowana w punkcie 3.2 i punktach następnych.

Port D (dane) gniazda abonentkiego jest portem dwukierunkowym umożliwiającym odbiór sygnałów z pasma dosyłowego i nadawanie sygnałów w paśmie zwrotnym. Do portu D (dane) gniazda abonentkiego mogą być włączone modemy kablowe lub urządzenia typu STB (*Set Top Box*) będące przystawkami do odbiorników telewizyjnych umożliwiającymi realizację usług dostępu do Internetu na ekranie telewizora lub usługi wideo na żądania (VoD).

2.2.3 Budowa i parametry sieci budynkowej

W nowoczesnych dwukierunkowych sieciach telewizji kablowej, dla których przewiduje się realizację usług interaktywnych, niezwykle istotne jest odpowiednie zaprojektowanie sieci budynkowej. Sieć budynkowa jest siecią pasywną łączącą gniazda abonenckie z wyjściem/wejściem wzmacniacza budynkowego. Historycznie można rozróżnić dwie typowe architektury sieci budynkowych: sieć o architekturze szeregowej i sieć o architekturze gwiazdowej. Sieć o architekturze szeregowej składającej się z szeregowo połączonych gniazd abonenckich wyposażonych w odgałęźniki można stosować wyłącznie dla prostych sieci rozdziału sygnału antenowego o małej liczbie kanałów (np. w sieciach rozdziału sygnału telewizyjnego stosowanych w hotelach), ze względu na słabą separację pomiędzy gniazdami i znaczny rozrzut tłumień w paśmie zwrotnym.

Obecnie przy budowie nowoczesnych dwukierunkowych sieci telewizji kablowej w części budynkowej stosuje się wyłącznie architekturę gwiazdową, realizowaną w oparciu o odgałęźniki wielokrotne tzw. multitapy. Odgałęźniki wielokrotne przeznaczone są do rozdziału sygnału na większą liczbę wyjść odgałęźnych (4, 5, 8 lub 10) o nieco zróżnicowanych tłumieniach. Istotne jest przy tym zachowanie dopasowania impedancji oraz dużej wzajemnej separacji wyjść odgałęźnych.



Rys. 2.15 Typowy układ sieci budynkowej systemu telewizji kablowej

Typowy układ sieci budynkowej, zasilającej w sygnał telewizji kablowej trzy klatki budynku wielorodzinnego, pokazano na rys. 2.15. Sieć budynkowa rozpoczyna się na wyjściu wzmacniacza budynkowego, który zapewnia odpowiedni poziom sygnału w torze dosyłowym na poszczególnych gniazdach abonenckich. Do wyjścia wzmacniacza dołączony jest bierny system sieci budynkowej składający się z rozgałęźników, odgałęźników wielokrotnych tzw. multitapów i gniazd abonenckich połączonych kablami budynkowymi typu RG6 lub RG11. System ten dzieli moc sygnału dosyłowego na tyle części ile jest gniazd abonenckich włączonych do wzmacniacza, zapewniając odpowiedni poziom sygnału we wszystkich gniazdach. Najczęściej projektując dystrybucję budynkową dąży się do tego by rozrzut poziomów sygnałów na gniazdach abonenckich w paśmie dosyłowym nie był większy niż ± 2 dB. W odwrotnym kierunku transmisji (zwrotnym) następuje sumowanie sygnałów transmitowanych w paśmie zwrotnym z poszczególnych gniazdek abonenckich, aż do wyjścia wzmacniacza budynkowego, który dla pasma zwrotnego jest wejściem wzmacniacza toru zwrotnego.

Zapewnienie małego rozrzutu poziomów sygnału na gniazdach abonenckich w paśmie dosyłowym powiązane z dużą różnicą tłumienia kabla dla częstotliwości górnej pasma dosyłowego (zwykle 862 MHz) i górnej częstotliwości pasma zwrotnego (najczęściej 65 MHz), powoduje powstanie znacznego rozrzutu tłumień odcinków sieci budynkowej w paśmie zwrotnym na odcinku gniazdo abonenckie – wejście wzmacniacza toru zwrotnego. Przy czym rozrzut tych tłumień będzie zależał od rozkładu przestrzennego gniazd abonenckich w stosunku do lokalizacji wzmacniacza budynkowego i co się z tym wiąże od długości i rodzaju zastosowanych kabli w sieci budynkowej. Dla przykładu obliczmy teraz rozrzut tłumień dla typowej sieci budynkowej.

W poniższych tabelach przedstawiono średnie tłumienia gałęzek abonenckich i rozrzuty tłumień w ramach jednej sieci budynkowej dla trzech reprezentatywnych gęstości zabudowy (tabela 2.4, 2.5, 2.6). Wartości średniego tłumienia A_{sr} i rozrzut tłumienia od wartości średniej ΔA , jak się okaże, mają zasadniczy wpływ na jakość transmisji w torze zwrotnym charakteryzowaną odstępem nośnej C od szumów N i zakłóceń I ($CINR$).

Tabela 2.4 Tłumienie sieci budynkowej i jego rozrzut w torze zwrotnym dla obszarów o dużej gęstości zabudowy (wielorodzinne budynki wysokokonduktancyjne)

Lp.	Elementy sieci budynkowej	Tłumienie A_{sr}	Rozrzut tłumienia ΔA
1.	Kabel pomiędzy modemem kablowym i gniazdem abonenckim o długości od 2 do 20m	1 dB	$\pm 0,5$ dB
2.	Gniazdo abonenckie	5 dB	$\pm 0,8$ dB
3.	Kabel pomiędzy gniazdem abonenckim a odgałęźnikiem wielokrotnym (tzw. <i>drop cable</i>) o długości od 10 do 40 m	1,5 dB	kompensowany odgałęźnikiem wielokrotnym
4.	Odgałęźnik wielokrotny	15,5 dB	± 2 dB
5.	Filtr kanałów specjalnych	1 dB	± 1 dB
6.	Rozgałęźnik PD	4 dB	$\pm 0,5$ dB
7.	Kabel rozgałęźnikiem PD, a rozgałęźnikiem pionów o długości od 10 do 60 m	1,5 dB	$\pm 0,5$ dB
8.	Rozgałęźnik pionów	5,2 dB	$\pm 0,5$ dB
9.	Złącza typu F	1 dB	$\pm 0,5$ dB
10.	Tłumienie od wyjścia gniazdka abonenckiego do wejścia wzmacniacza budynkowego	30,7 dB	$\pm 5,5$ dB
11.	Tłumienie od wyjścia modemu kablowego do wejścia wzmacniacza budynkowego	35,7 dB	$\pm 6,3$ dB

Tabela 2.5 *Tłumienie sieci budynkowej i jego rozrzut w torze zwrotnym dla obszarów o średniej gęstości zabudowy (wielorodzinne budynki niskokondygnacyjne)*

Lp.	Elementy sieci budynkowej	Tłumienie A_{sr}	Rozrzut tłumienia ΔA
1.	Kabel pomiędzy modemem kablowym i gniazdem abonenckim o długości od 2 do 20 m	1dB	$\pm 0,5$ dB
2.	Gniazdo abonenckie	5 dB	$\pm 0,8$ dB
3.	Kabel pomiędzy gniazdem abonenckim a odgałęźnikiem wielokrotnym (tzw. <i>drop cable</i>) o długości od 10 do 60 m	2 dB	kompensowany odgałęźnikiem wielokrotnym
4.	Odgałęźnik wielokrotny	15,5 dB	± 2 dB (± 1 dB kompensowany)
5.	Filtr kanałów specjalnych	1 dB	± 1 dB
6.	Kabel rozgałęźnikiem PD, a rozgałęźnikiem pionów o długości od 10 do 120 m	3 dB	± 2 dB
7.	Rozgałęźnik pionów	5,2 dB	± 3 dB
8.	Złącza typu F	1 dB	$\pm 0,5$ dB
10.	Tłumienie od wyjścia gniazdka abonenckiego do wejścia wzmacniacza budynkowego	28,7 dB	$\pm 8,5$ dB
11.	Tłumienie od wyjścia modemu kablowego do wejścia wzmacniacza budynkowego	33,7 dB	9,3 dB

Tabela 2.6 *Tłumienie sieci budynkowej i jego rozrzut w torze zwrotnym dla obszarów o małej gęstości zabudowy (budynki jednorodzinne)*

Lp.	Elementy pasywne sieci budynkowej	Tłumienie A_{sr}	Rozrzut tłumienia ΔA
1.	Kabel pomiędzy modemem kablowym i gniazdem abonenckim o długości od 2 do 20 m	1dB	$\pm 0,5$ dB
2.	Tłumienia gniazda abonenckiego dla toru zwrotnego	5 dB	$\pm 0,8$ dB
3.	Kabel pomiędzy gniazdem abonenckim a słupkiem dystrybucji biernej (od 5 do 150m)	3 dB	kompensowany układem dystrybucji biernej w słupku
4.	Elementy biernego podziału mocy w słupku dystrybucji biernej	13 dB	$\pm 8,5$ dB
5.	Filtr kanałów specjalnych	1 dB	± 1 dB
6.	Kabel pomiędzy wzmacniaczem dystrybucyjnym i słupkiem dystrybucyjnym 10 do 120 m	3 dB	± 2 dB
7.	Rozgałęźnik linii do słupków dystrybucyjnych	4dB	$\pm 0,5$ dB
8.	Złącza typu F	1 dB	$\pm 0,5$ dB
9.	Tłumienie od wyjścia gniazdka abonenckiego do wejścia wzmacniacza budynkowego	26,0 dB	$\pm 13,0$ dB
10.	Tłumienie od wyjścia modemu kablowego do wejścia wzmacniacza budynkowego (pierwszego wzmacniacza od strony abonenta)	30,0 dB	$\pm 13,8$ dB

W tabeli 2.6 pozostawiono (dla wygody opisu) nazwę „sieć budynkowa” dla sieci dystrybucji biernej znajdującej się pomiędzy gniazdami abonenckimi i wyjściem ostatniego wzmacniacza, która dla tego typu zabudowy jest siecią zewnętrzną ze wzmacniaczem umieszczonym w szafce ulicznej.

Dla typowej sieci budynkowej w terenie o dużej gęstości zabudowy otrzymaliśmy średnie tłumienie w torze zwrotnym 35,7 dB z rozrzutem $\pm 6,3$ dB. Stawia to określone wymagania dotyczące źródła sygnału. Przede wszystkim źródło sygnału: modem kablowy lub STB (*Set Top Box*) powinien zapewnić odpowiedni poziom sygnału na wejściu wzmacniacza budynkowego toru zwrotnego.

Poziom odpowiedni to taki, dla którego wzmacniacz budynkowy (tzn. pierwszy wzmacniacz w kierunku od abonenta) będzie pracował przy odpowiednim odstępie od szumów własnych oraz taki by nie występowało zjawisko przesterowania na wzmacniaczach sieci współosiowej i na wejściu nadajnika optycznego. Dodatkowo rozrzut tłumień sieci budynkowej powoduje, że istnieje konieczność sterowania poziomem mocy wyjściowej modemu kablowego (i STB) w zakresie minimum $\pm 13,8$ dB (patrz tabela 2.6), w celu kompensacji tłumienia sieci budynkowej. Ponieważ tłumienia i wzmocnienia także innych elementów sieci kablowej podlegają zmianom między innymi pod wpływem temperatury (12%), oznacza to, że zakres sterowania mocą wyjściową w systemie zwrotnym musi być większy niż ± 16 dB.

Sterowanie mocą w systemie modemowym sieci TVK np. systemie DOCSIS odbywa się przez wysyłanie przez kontroler modemów kablowych CMTS (*Cable Modem Termination System*) wiadomości w kanale dosyłowym do poszczególnych modemów kablowych CM. Gdy modemy kablowe pracują w kanale zwrotnym w trybie z podziałem czasu TDMA, to wówczas kontroler modemów kablowych CMTS może zmierzyć moc sygnału otrzymaną od danego modemu kablowego CM. Kalibracja mocy ma na celu uzyskanie wyrównanego poziomu sygnału przychodzącego na port kontrolera CMTS ze wszystkich aktywnych w danym czasie modemów. Oznacza to, że poziom sygnału wyjściowego z danego modemu kablowego CM będzie największy dla modemów włączonych do gałęzi sieci o największym tłumieniu, a pozostałe modemy będą miały poziom wyjściowy mniejszy o różnicę tłumień między danym odgałęzieniem, a odgałęzieniem o maksymalnym tłumieniu.

2.2.4 Wzmacniacze szerokopasmowe - wzmocnienie i korekcja toru zwrotnego

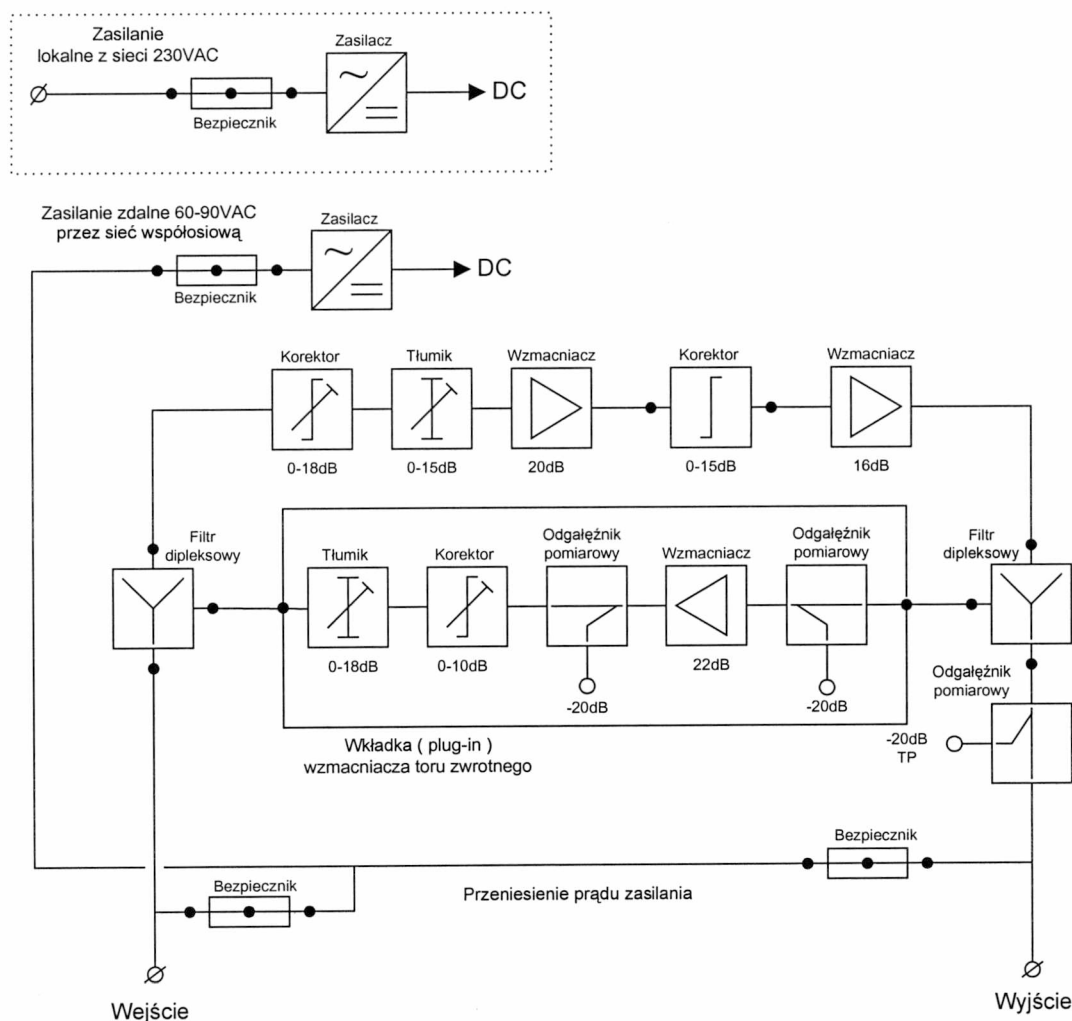
Wzmacniacze szerokopasmowe służą do wzmocnienia i korekcji charakterystyki częstotliwościowej sygnału w torze dosyłowym i zwrotnym. Oba kierunki transmisji są rozdzielane na wejściu i wyjściu wzmacniacza filtrami dupleksowymi. Filtry te decydują o podziale pasma dla kierunku dosyłowego i kierunku zwrotnego. Schemat blokowy typowego wzmacniacza szerokopasmowego pokazano na rysunku 2.16, a typowe parametry wzmacniacza toru zwrotnego podano w tabeli 2.7.

Tabela 2.7 Parametry typowego wzmacniacza toru zwrotnego

PARAMETRY	WARTOŚCI
Konfiguracja stopnia wzmocnienia toru	Push-Pull
Pasmo robocze	5÷30 MHz, 5÷42 MHz, 5÷55 MHz, 5÷65 MHz
Wzmocnienie toru	22 dB
Nierównomierność charakterystyki wzmocnienia toru	± 1 dB
Regulacja wzmocnienia toru	płynna 0÷18 dB lub wkładka JXP 0-20 dB
Regulacja nachylenia charakterystyki wzmocnienia toru	płynna 0÷15 dB lub wkładka JXP 0-20 dB
Wyjściowy poziom operacyjny	35 dBmV
Odstęp od zniekształceń CSO dla poziomu operacyjnego	>75 dBc
Odstęp od zniekształceń CTB dla poziomu operacyjnego	>87 dBc
Odstęp od zniekształceń XMOD dla poziomu operacyjnego	>90 dBc
Współczynnik szumów toru	7 dB

Wzmacniacze toru zwrotnego wykonywane są zwykle w postaci wkładki typu *plug-in* montowanej wewnątrz obudowy dwukierunkowego wzmacniacza szerokopasmowego. Wzmacniacze toru zwrotnego budowane najczęściej w oparciu układy *pull-push*, posiadają wzmocnienie od 20 do 25 dB i współczynnik szumów od 6 do 10 dB. W związku z budową stopnia wyjściowego, dla wzmacniaczy toru zwrotnego, przy pracy w pobliżu poziomów operacyjnych dominują zniekształcenia intermodulacyjne 2-go rzędu. Wzmacniacz toru zwrotnego posiada najczęściej regulowaną wkładkę tłumika i regulowaną wkładkę korektora charakterystyki częstotliwościowej oraz wyjścia kontrolne (na odgałęzieniach 20 dB), które umożliwiają regulację wzmacniania i korekcji toru. Zamiast wkładek o regulowanym wzmocnieniu i korekcji mogą być stosowane także wkładki *plug-in* o stałych wartościach tłumienia lub korekcji montowane w odpowiednie porty. Charakteryzują się one lepszą stabilnością parametrów w czasie.

Wzmacniacz szerokopasmowy może być zasilany zdalnie przez sieć koncentryczną z zasilacza prądu zmiennego o napięciu 60 lub 90 VAC. Dla wzmacniaczy budynkowych można zastosować także zasilanie lokalne z sieci 230 VAC. Zła filtracja prądów zasilania może powodować powstawanie pasożytniczej modulacji amplitudy sygnału (tzw. modulacja HUM) na częstotliwościach będących wielokrotnościami 50 Hz.



Rys. 2.16 Schemat blokowy typowego wzmacniacza szerokopasmowego

Dla wzmacniaczy toru zwrotnego typowy wyjściowy operacyjny poziom napięcia sygnału wynosi $L_{wy} = 35$ dBmV (przy odstępach od zniekształceń intermodulacyjnych wynoszącym $CTB > 87$ dBc i $CSO > 75$ dBc i wzmocnieniu $G = 22$ dB). Obliczmy teraz maksymalny i minimalny poziom wyjściowy z modemu kablowego, który zapewni optymalną pracę wzmacniacza budynkowego toru zwrotnego. Rozrzut tłumień sieci budynkowej oprócz konieczności sterowania mocą powoduje również niejednakowe tłumienie zakłóceń i szumów dostających się do sieci kablowej z mieszkań abonentów. Problem ten zostanie szeroko przedstawiony w następnych rozdziałach.

Tabela 2.8 Optymalne poziomy sygnału dla typowego wzmacniacza kanału zwrotnego i obliczone wymagane poziomy wyjściowe modemu kablowego dla typowej sieci budynkowej (duża gęstość zabudowy)

Lp.	Parametr	Wartość
1.	Typowy wyjściowy poziom operacyjny wzmacniacza toru zwrotnego	35 dBmV
2.	Wzmocnienie wzmacniacza toru zwrotnego	22 dB
3.	Typowy wejściowy poziom operacyjny wzmacniacza toru zwrotnego	13 dBmV
4.	Maksymalne tłumienie sieci budynkowej	42,5 dB
5.	Maksymalny poziom wyjściowy z modemu kablowego lub STB	55,5 dBmV
6.	Minimalne tłumienie sieci budynkowej	28,9 dB
7.	Minimalny poziom wyjściowy z modemu kablowego lub STB	41,9 dBV

Tabela 2.9 Optymalne poziomy sygnału dla typowego wzmacniacza kanału zwrotnego i obliczone wymagane poziomy wyjściowe modemu kablowego dla typowej sieci budynkowej (średnia gęstość zabudowy)

Lp.	Parametr	Wartość
1.	Typowy wyjściowy poziom operacyjny wzmacniacza toru zwrotnego	35 dBmV
2.	Wzmocnienie wzmacniacza toru zwrotnego	22 dB
3.	Typowy wejściowy poziom operacyjny wzmacniacza toru zwrotnego	13 dBmV
4.	Maksymalne tłumienie sieci budynkowej	43,5 dB
5.	Maksymalny poziom wyjściowy z modemu kablowego lub STB	56,5 dBmV
6.	Minimalne tłumienie sieci budynkowej	23,9 dB
7.	Minimalny poziom wyjściowy z modemu kablowego lub STB	36,9 dBmV

Tabela 2.10 Optymalne poziomy sygnału dla typowego wzmacniacza kanału zwrotnego i obliczone wymagane poziomy wyjściowe modemu kablowego dla typowej sieci budynkowej (mała gęstość zabudowy)

Lp.	Parametr	Wartość
1.	Typowy wyjściowy poziom operacyjny wzmacniacza toru zwrotnego	35 dBmV
2.	Wzmocnienie wzmacniacza toru zwrotnego	22 dB
3.	Typowy wejściowy poziom operacyjny wzmacniacza toru zwrotnego	13 dBmV
4.	Maksymalne tłumienie sieci budynkowej	43,8 dB
5.	Maksymalny poziom wyjściowy z modemu kablowego lub STB	56,8 dBmV
6.	Minimalne tłumienie sieci budynkowej	16,2 dB
7.	Minimalny poziom wyjściowy z modemu kablowego lub STB	29,2 dBmV

Analizując powyższe tabele można stwierdzić, że biorąc pod uwagę różne rodzaje zabudowy w danym obszarze sieci HFC i optymalne wystrojenie wzmacniacza budynkowego pożądanym jest by maksymalny wyjściowy poziom mocy sygnału z modemu kablowego wynosił 55,5 dBmV, a poziom minimalny 28 dBmV (W pracy poziom mocy sygnału w sieci kablowej będzie najczęściej podawany w dBmV, ze względu na ugruntowanie takiego nazewnictwa w literaturze przedmiotu (sieci o jednakowej impedancji 75 Ohm)). Odejmując te wartości okazuje się, że w zastosowaniach praktycznych modem kablówkowy powinien mieć możliwość sterowania mocą wyjściową w zakresie 27,5 dB ($\pm 13,75$ dB od wartości średniej), a biorąc pod uwagę zmiany temperaturowe i starzeniowe tłumienia elementów biernych, kabli i złączy zakres ten należy rozszerzyć do 30 dB (± 15 dB od wartości średniej). W poniższej tabeli zestawiono dla porównania poziomy mocy w dBmV dla sygnałów generowanych przez modemy kablówkowe zgodnie z normą DOCSIS 2.0.[40].

Tabela 2.11 Maksymalne i minimalne poziomy mocy sygnału na wyjściu modemu kablowego zgodnego ze standardem DOCSIS 2.0.

Konstelacja	Wzmocnienie konstelacji w stosunku do modulacji 64-QAM G_{const} [dB]	Minimalny poziom mocy sygnału wyjściowego P_{min} [dBmV]	Maksymalny poziom mocy sygnału wyjściowego tryb TDMA P_{max} [dBmV]	Maksymalny poziom mocy sygnału wyjściowego tryb CDMA P_{max} [dBmV]	$P_{min} - G_{const}$ [dBmV]	$P_{max} - G_{const}$ [dBmV] TDMA	$P_{max} - G_{const}$ [dBmV] CDMA
QPSK	-1,18	8	58	53	9,18	59,18	54,18
8-QAM	-0,21	8	55	53	8,21	55,21	53,21
16-QAM	-0,21	8	55	53	8,21	55,21	53,21
32-QAM	0,00	8	54	53	8,00	54,00	53,00
64-QAM	0,00	8	54	53	8,00	54,00	53,00
128-QAM	0,05	8	N/A	53	7,95	N/A	52,95

Porównując dane z tabeli 2.11 z wcześniejszymi rozważaniami można stwierdzić, że modemy spełniające wymagania tej normy będą poprawnie pracować w typowych sieciach kablówkowych. W tym miejscu należy dodatkowo zwrócić uwagę na ważny parametr sieci budynkowej jakim jest tłumienie gniazda abonenckiego dla toru zwrotnego A_d . Dla przykładowych obliczeń (tabele 2.8 do 2.10) przyjęto tłumienie wynoszące 5 dB. Dla rzeczywistych gniazd tłumienie zależnie od typu gniazda może się wynosić od 1 do 10,5 dB. Będzie to miało oczywiście istotne znaczenie dla pracy toru zwrotnego, co zostanie pokazane w rozdziale 3.

Standard DOCSIS 2.0. [40] określa także nominalne moce sygnałów na portach wejściowych kontrolera modemów kablowych CMTS, które zależą od szybkości modulacji, a więc od szerokości kanału transmisyjnego. Wartości normatywne poziomów mocy sygnału użytecznego na wejściu CMTM podano w tabeli 2.12, a ich zakres dla danej szybkości modulacji wynosi ± 15 dB.

Tabela 2.12 Zakres poziomów mocy sygnału na wejściu kontrolera modemów kablowych CMTS

Szybkość modulacji s_r [kHz]	Maksymalny zakres poziomów mocy sygnału na wejściu CMTS [dBmV]
160	-16 do +14
320	-13 do +17
640	-10 do +20
1280	-7 do +23
2560	-4 do +26
5120	-1 do +29

2.2.5 Budowa i parametry współosiowej sieci dystrybucyjnej

Budowę typowej współosiowej sieci dystrybucyjnej przedstawiono na rys. 2.6. Sieć ta ma za zadanie doprowadzenie sygnału dosyłowego z światłowodowego węzła dostępowego ONU do wzmacniaczy budynkowych WB i w przeciwnym kierunku zebranie sygnałów zwrotnych z poszczególnych sieci budynkowych i transmisję tych sygnałów do węzła optycznego ONU. Sieć dystrybucyjna jest siecią zewnętrzną zbudowaną z magistralnych kabli współosiowych, magistralnych elementów biernego podziału mocy i wzmacniaczy szerokopasmowych. Ilość wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej zależy w pierwszym rzędzie od ilości sieci budynkowych, które zasila dany węzeł optyczny oraz od odległości pomiędzy węzłem światłowodowym i lokalizacjami wzmacniaczy budynkowych. Odległość pomiędzy kolejnymi wzmacniaczami w kaskadzie jest ograniczona przez tłumienie kabla dla górnej częstotliwości pasma dosyłowego (czyli 862 MHz) i od tłumienia elementów biernych, które rozdzielają sygnał na tyle części ile wzmacniaczy mamy w niższym stopniu kaskady. Dla typowego podziału sygnału dosyłowego na 4 części (tłumienie ok. 8 dB) i typowego budżetu mocy wzmacniacza magistralnego (28 dB) przy zastosowaniu kabla o tłumienności 5,35 dB/100m ($MC^2.650$) dla $f = 862$ MHz, maksymalna odległość pomiędzy wzmacniaczami wynosi 374m. W torze zwrotnym tłumienie odcinka sieci pomiędzy wzmacniaczami będzie równe sumie tłumienia elementów biernych (8 dB) i tłumienia kabla dla częstotliwości górnej toru zwrotnego (4,9 dB), a więc łącznie 12,9 dB.

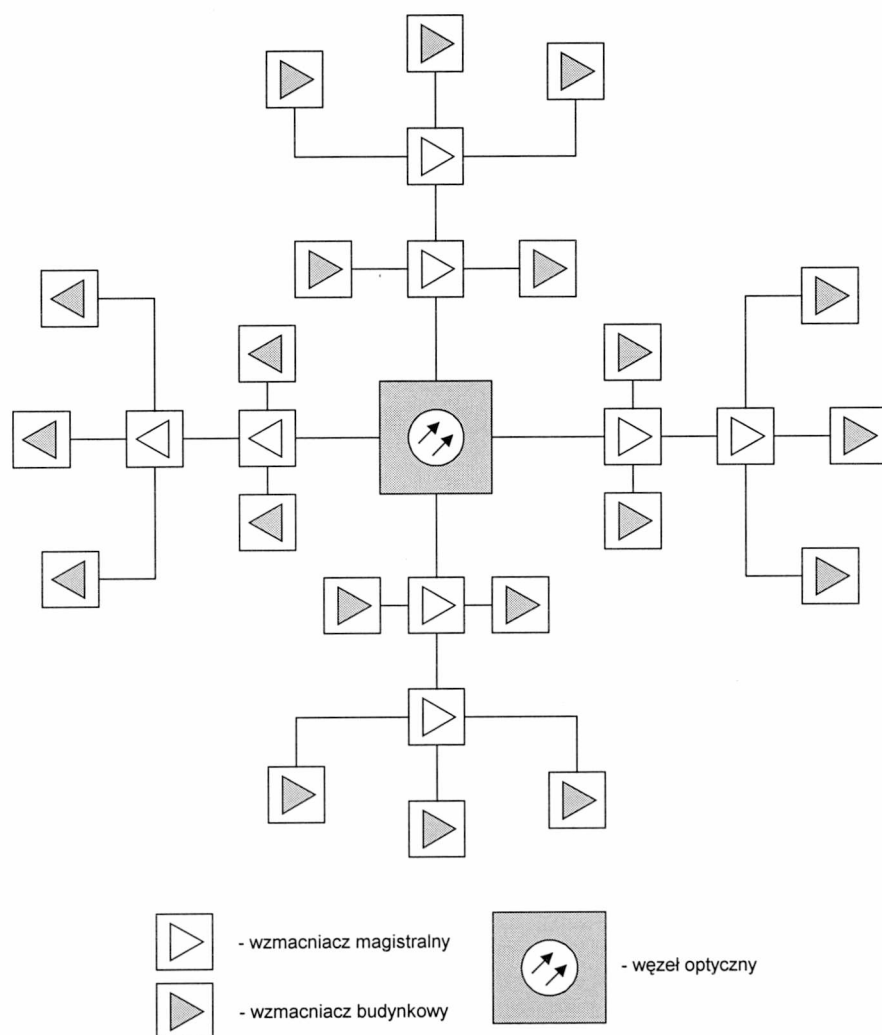
Dla nowoczesnych sieci o dużej liczbie kanałów telewizji programowej i kanałów danych ogranicza się do maksymalnie czterech liczbę wzmacniaczy współosiowych w kaskadzie, co w zestawieniu z maksymalną odległością pomiędzy wzmacniaczami daje obszar pokrycia o promieniu ok. 1,5 km. Oczywiście zasięg można wydłużyć o ok. 150 m na jeden odcinek, gdy połączymy wejścia i wyjścia kolejnych wzmacniaczy samym kablem magistralnym lub nawet o ok. 200 m przez zastosowanie kabla o mniejszym tłumieniu (np. $MC^2.1.00$ – średnica 27,8 mm, tłumienność jednostkowa dla $f = 862$ MHz wynosi 3,5 dB/km). Należy się jednak liczyć z znacznym zwiększeniem kosztu kabla. Trzeba także pamiętać, że istotą sieci telewizji kablowej jest rozgałęzienie sygnału, a nie osiąganie dużego zasięgu po sieci współosiowej.

Dla założonej ilości gniazd abonenckich N przypadających na jeden węzeł optyczny ONU ilość wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej będzie zależeć od średniej ilości gniazd abonenckich przypadających na jedną sieć budynkową n i od położenia węzła światłowodowego względem wzmacniaczy budynkowych. Dla obecnie budowanych sieci pojemność N dla pojedynczego węzła ONU wynosi od 300÷1000. Natomiast ilość gniazd abonenckich w sieci budynkowej n zależy od typu zabudowy:

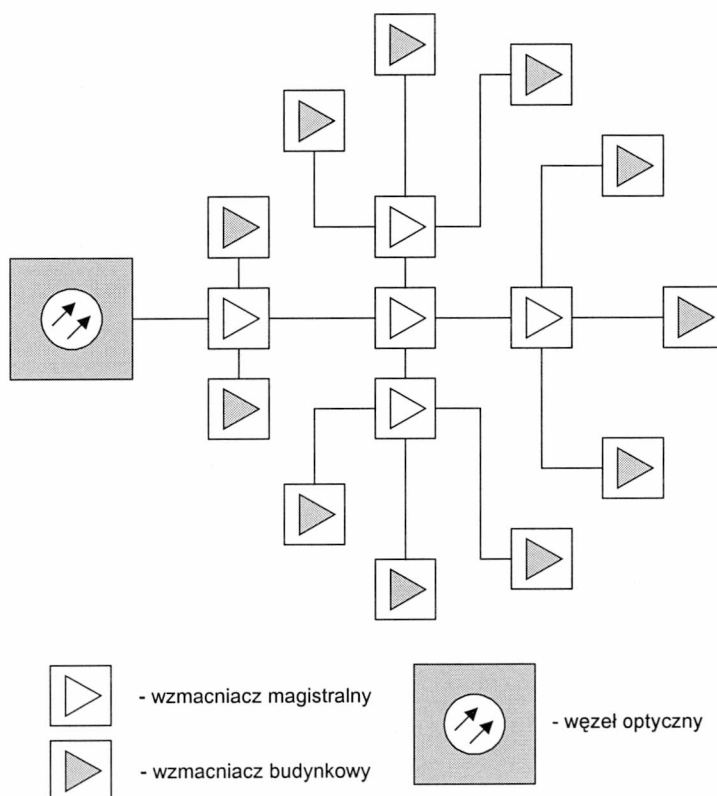
- 1) dla budynków wielokondygnacyjnych o dużej liczbie mieszkań na jednej kondygnacji, $n = 50÷60$,
- 2) dla budynków niskokondygnacyjnych o średniej liczbie mieszkań na jednej kondygnacji, $n = 35÷45$,
- 3) dla zabudowy rozproszonej (np. osiedla domów jednorodzinnych w zabudowie szeregowej i wolnostojącej), $n = 15÷25$.

Średnia odległość pomiędzy węzłem światłowodowym i poszczególnymi wzmacniaczami budynkowymi będzie najmniejsza w przypadku umieszczenia węzła ONU w środku geograficznym obszaru wyznaczonym przez obrys najdalej położonych względem siebie wzmacniaczy budynkowych. Taka konfiguracja sieci zapewni najkorzystniejsze warunki transmisyjne i najmniejszą z możliwych liczbę wzmacniaczy w stosunku do ilości zasilonych sieci budynkowych. W przypadku lokalizacji węzła optycznego na granicy obszaru liczba wzmacniaczy i kaskad potrzebnych dla zasilenia tego obszaru będzie największa. Na rys. 2.17 pokazano optymalną lokalizację węzła światłowodowego ONU (w środku obszaru), a na rysunku 2.18 pokazano lokalizację nieefektywną.

W tym miejscu trzeba wspomnieć także o problemie zdalnego zasilania elementów aktywnych sieci współosiowej. Zasilacz sieci dystrybucyjnej znajduje się zwykle w tej samej szafie dostępowej co węzeł światłowodowy. Zapotrzebowanie na moc elektryczną sieci dystrybucyjnej będzie zależeć od poboru mocy poszczególnych wzmacniaczy, ale również od położenia wzmacniaczy względem szafy dostępowej. Wzrost odległości pomiędzy wzmacniaczami i zasilaczem powoduje zwiększenie się mocy traconej na rezystancji kabli. Spadek napięcia na rezystancji kabli powoduje z kolei zwiększenie poboru prądu przez urządzenia aktywne. Od wartości prądów płynących przez elementy sieci dystrybucyjnej zależy z kolei zniekształceń nieliniowych spowodowanych modulacją amplitudy prądami zasilania (zniekształcenia HUM).



Rys. 2.17. *Optymalna konfiguracja sieci dystrybucyjnej (maksymalna długość kaskady wynosi 3 wzmacniacze, liczba wzmacniaczy magistralnych w stosunku do liczby sieci budynkowych wynosi 0,4, najkrótsze odcinki kabli magistralnych, maksymalna liczba gniazd abonenckich $N = 1200$)*



Rys. 2.18 Nieefektywna konfiguracja sieci dystrybucyjnej (maksymalna długość kaskady – 4 wzmacniacze, liczba wzmacniaczy magistralnych w stosunku do liczby sieci budynkowych wynosi 0,46, najkrótsze odcinki kabli magistralnych, maksymalna liczba gniazd abonenckich $N = 660$)

2.2.6 Zasilanie urządzeń aktywnych części współosiowej sieci HFC

Z uwagi na wymagania dotyczące niezawodności działania sieci w systemach zasilania sieci HFC dominuje zdalne zasilanie współosiowej sieci dystrybucyjnej. Mianowicie w szafie telekomunikacyjnej węzła optycznego (ONU – *Optical Network Unit*) znajduje się zasilacz prądu przemiennego AC z podtrzymaniem bateryjnym, który przez zwrotnicę prądową i kable współosiowe zasila aktywne elementy sieci koncentrycznej. Zasilacz dostarcza zwykle napięcia przemiennego o kształcie prostokąta i napięciu znamionowym 60 V lub 90 V. Konieczność przeniesienia zasilania przez elementy bierne i wzmacniacze powoduje dodatkowe trudności przy projektowaniu tych elementów. W nowszych rozwiązaniach systemów zdalnego zasilania stosuje się napięcie 90 V w celu obniżenia wartości prądu przenieszonego przez sieć, co zmniejsza straty mocy na rezystancji przewodów i pozytywnie wpływa na trwałość złączy kabli współosiowych. Wpływ systemów zdalnego zasilania jest widoczny w sygnale użytecznym jako niepożądana modulacja amplitudy z częstotliwością będącą wielokrotnością 50 Hz. Modulację tą określa się mianem modulacji HUM i podaje się w % dewiacji do amplitudy sygnału.

W rozległych sieciach dystrybucyjnych można zastosować rozwiązanie polegające na wprowadzeniu do sieci dodatkowego źródła zasilania zlokalizowanego poza węzłem ONU.

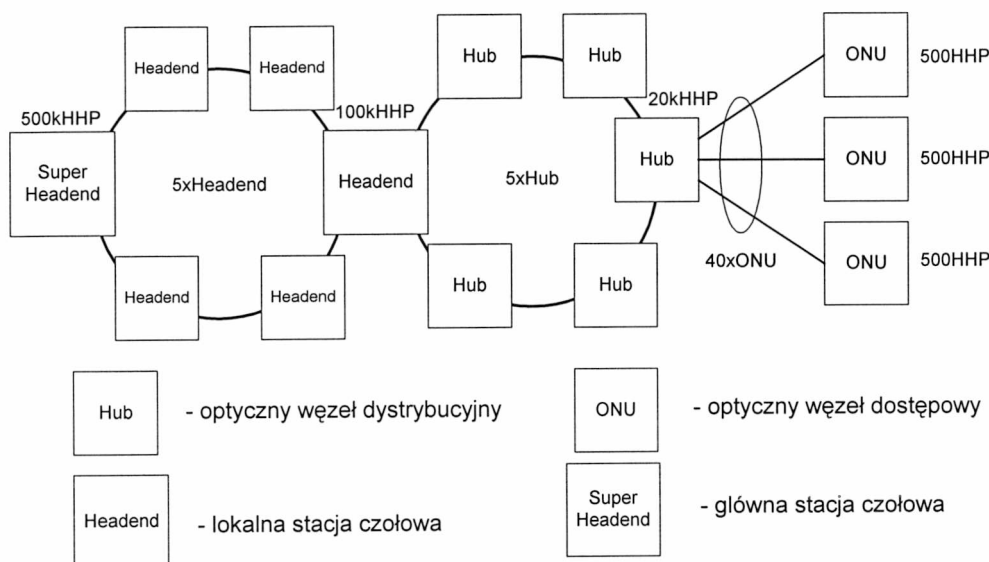
2.3 Budowa, elementy i parametry część światłowodowej sieci HFC

Dynamiczny rozwój systemów transmisji optycznej nie ominął również sieci telewizji kablowej. Co więcej, waga tej części sieci systematycznie wzrasta. Szczególne miejsce systemy optyczne zajmują w systemach realizujących transmisję wielu torów zwrotnych od węzłów optycznych ONU do stacji czołowej. Dokładne poznanie wpływu części optycznej na zasięg i jakość transmisji w torze zwrotnym ma fundamentalne znaczenie dla prób rozwiązania zadania budowy sieci optymalnych.

Na rys. 2.19 przedstawiono schemat ideowy części światłowodowej rozległej sieci telewizji kablowej o pojemności 500 tysięcy gniazd abonenckich. Tak rozbudowana sieć składa się z 4 poziomów:

- 1) poziomu optycznych węzłów dostępowych ONU o pojemności od 300 do 1500 gniazd abonenckich, gdzie następuje zamiana sygnału optycznego na elektryczny i nadanie sygnału optycznego danego toru zwrotnego. Węzły ONU zasilają sygnałem dosyłowym wspólną sieć dystrybucyjną i zbierają sygnały z torów zwrotnych w ramach danego segmentu sieci, zwanego często obszarem dostępowym lub szafkowym,
- 2) poziomu dystrybucyjnych węzłów światłowodowych *Hub* o pojemności od 10 tys. do 30 tys. gniazd, gdzie następuje wzmocnienie, demultipleksacja sygnałów nadawanych na różnych długościach fal optycznych i podział mocy optycznej dla kierunku dosyłowego oraz sumowanie lub multipleksacja torów zwrotnych,
- 3) poziomu lokalnych stacji czołowych *Headend* o pojemności od 50 do 150 tys. gniazd, gdzie zlokalizowane są optyczne nadajniki toru dosyłowego i urządzenia kształtujące treść programową sygnału dosyłowego (odbiorniki satelitarne, modulatory, przemienniki itd.) oraz optyczne odbiorniki torów zwrotnych i urządzenia odbierające treść informacyjną z poszczególnych kanałów zwrotnych (kontrolery modemów kablowych i serwery VoD, VoIP). Lokalne stacje czołowe posiadają interfejsy do sieci rozległych WAN (*Wide Area Network*),
- 4) najwyższego poziomu, występującego jedynie w dużych sieciach budowanych dla rozległych aglomeracji - głównej stacji czołowej (*Super Headend*), gdzie zlokalizowane jest centrum odbiorczo-retransmisyjne dla danego regionu. Główna stacja czołowa posiada zwykle interfejs do sieci rozległej WAN (*Wide Area Network*) i połączenia do nadawców programów telewizyjnych za pomocą łącz cyfrowych. Główna stacja czołowa tworzy zazwyczaj podstawowy pakiet programowy uzupełniany następnie w stacjach lokalnych.

Wszystkie poziomy sieci połączone są ze sobą pasywną siecią światłowodową składającą się z jednodomowych włókien optycznych i optycznych elementów biernych.



Rys. 2.19 Schemat ideowy części światłowodowej rozległej sieci telewizji kablowej (HHP – liczba gniazd przypadająca na dany węzeł, ONU – światłowodowy węzeł dostępowy, Hub – światłowodowy węzeł dystrybucyjny, Headend – stacja czołowa, Super Headend – główna stacja czołowa)

2.3.1 Kierunek dosyłowy (z sieci do abonenta) – charakterystyka ogólna

Nadajniki optyczne toru dosyłowego znajdują się najczęściej w lokalnej stacji czołowej. Nadajnik zawiera laser półprzewodnikowy specjalnie zaprojektowany dla transmisji analogowej (modulacji ciągłej), gdzie elektryczny sygnał RF (*Radio Frequency*) moduluje wyjściowy sygnał optyczny lasera, w ten sposób, że zmiana amplitudy sygnału elektrycznego odpowiada zmianie amplitudy (natężenia) sygnału optycznego. Sygnał optyczny jest następnie wprowadzany do pojedynczego włókna optycznego w kablu światłowodowym. W systemach telewizji kablowej wykorzystuje obecnie się wyłącznie światłowodowe włókna jednomodowe. Używane są lasery półprzewodnikowe pracujące w drugim lub trzecim oknie transmisyjnym, odpowiednio z długością fali ok. 1310 nm i 1550 nm. W celu nadania różnych zestawów kanałów dosyłowych do różnych grup odbiorczych mogą być zastosowane nadajniki DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*), które wraz z zestawem multiplexerów DWDM umożliwiają transmisję kilku pakietów programowych w jednym włóknie optycznym. W węźle Hub następuje najczęściej optyczne wzmocnienie sygnału we wzmacniaczach EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*) i podział mocy optycznej na optycznych dzielnikach mocy. W węźle Hub może nastąpić także demultipleksacja sygnałów optycznych, w przypadku gdy do poszczególnych węzłów ONU ma trafić różna treść programowa. Następnie optyczny sygnał dosyłowy jest transmitowany do poszczególnych węzłów ONU przez bierną sieć optyczną.

2.3.2 Kierunek zwrotny (od abonenta do sieci) – charakterystyka ogólna

Nadajniki optyczne toru zwrotnego znajdują się w optycznych węzłach dostępowych ONU. Nadajnik zawiera laser półprzewodnikowy specjalnie zaprojektowany dla transmisji analogowej (modulacji ciągłej), gdzie elektryczny sygnał RF (*Radio Frequency*) z pasma zwrotnego moduluje wyjściowy sygnał optyczny z lasera, w ten sposób, że zmiana amplitudy sygnału elektrycznego odpowiada zmianie amplitudy (natężenia) fali świetlnej. Zwrotny sygnał optyczny jest następnie wprowadzana do pojedynczego włókna optycznego w kablu światłowodowym i transmitowana do węzła Hub.

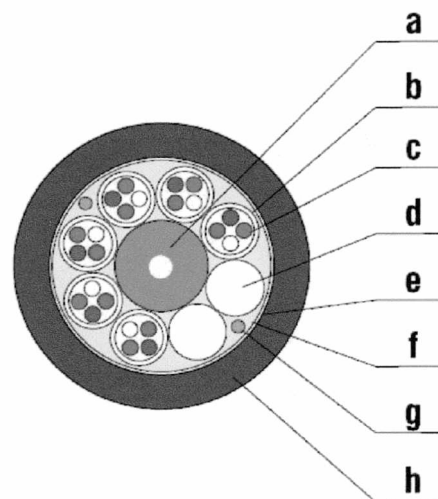
Jako nadajniki toru zwrotnego używane są lasery półprzewodnikowe pracujące w drugim lub trzecim oknie transmisyjnym, odpowiednio z długością fali ok. 1310 nm i ok. 1550 nm. W węźle *Hub* następuje najczystszej optyczna multipleksacja torów zwrotnych. W starszych rozwiązaniach w węźle *Hub* dokonywano często sumy torów zwrotnych, w ten sposób, że zamieniano sygnał optyczny na sygnał elektryczny i sumowano elektrycznie kilka torów zwrotnych, a sumę podawano na wejście kolejnego nadajnika optycznego toru zwrotnego.

Następnie zmultipleksowany optycznie sygnał zwrotny transmitowany jest do lokalnej stacji czołowej, gdzie jest najpierw demultipleksowany, a następnie odbierany przez zespół odbiorników torów zwrotnych. Wyjścia tych odbiorników podłączone są do portów kontrolerów modemów kablowych CMTS lub innych urządzeń odbierających sygnały z kierunku zwrotnego (np. odbiorników systemu nadzoru) lub kontrolerów systemów wideo na żądanie VoD.

2.3.3 Kable i włókna światłowodowe

W sieciach telewizji kablowej wykorzystuje się wyłącznie standardowe włókna jednomodowe o parametrach transmisyjnych zgodnych z rekomendacją ITU-T G.652. Głównym powodem zastosowania tego typu włókien jest mała tłumienność jednostkowa wynosząca dla używanych obecnie długości fali 1310 nm ok. 0,35 dB/km i 1550nm ok. 0,25 dB/km. Niska tłumienność włókna światłowodowego pozwala realizować łącza optyczne o długości do 75 km. Włókna światłowodowe umieszczenie są w tubach (maksymalnie po 12 włókien w tubie), które następnie są rozkładane w kablu symetrycznie wokół dielektrycznego elementu wytrzymałościowego i otaczane powłoką zewnętrzną. Przekrój typowego kabla światłowodowego pokazano na rys. 2.20.

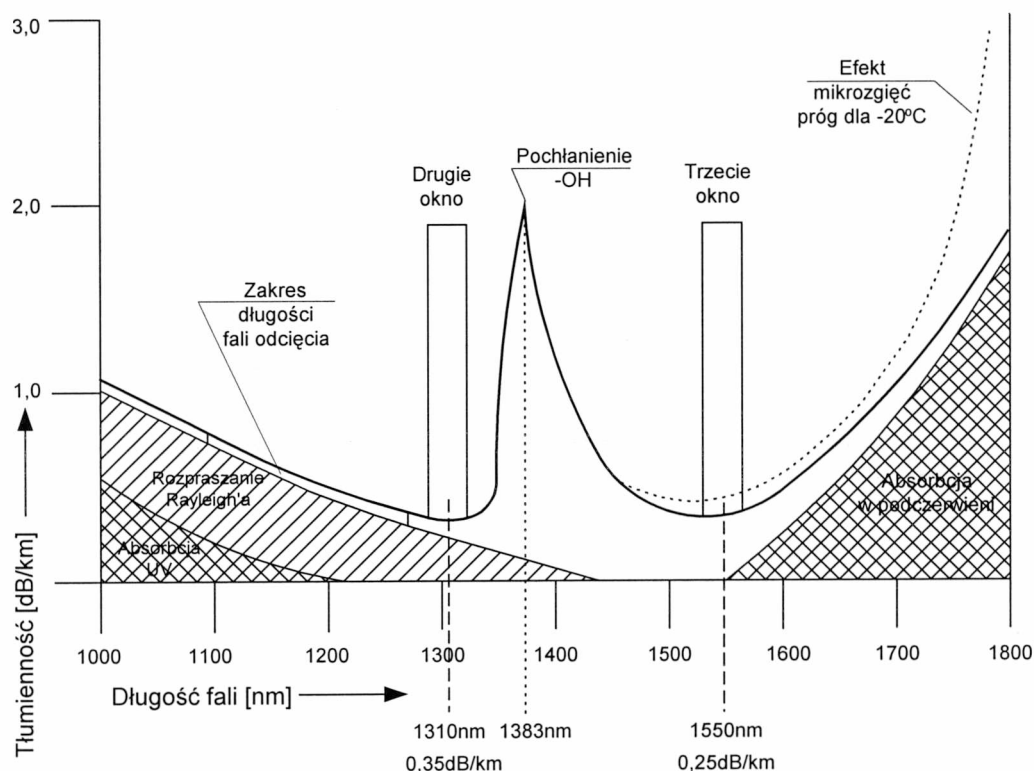
- | | |
|--|--|
| a) CENTRALNY ELEMENT WYTRZYMAŁOŚCIOWY: | dielektryczny pręt FRP w powłoce z polietylenu lub bez powłoki, luźna tuba ze światłowodami wypełniona żelem hydrofobowym |
| b) TUBA: | jednomodowe (J), jednomodowe z niezerową przesuniętą dyspersją (Jn), wielomodowe (G/50), wielomodowe (G/62,5) |
| c) WŁÓKNO OPTYCZNE: | polietylenowa |
| d) WKŁADKA: | tuby lub tuby i wkładki skręcone wokół centralnego elementu wytrzymałościowego; ośrodek składa się z 6, 8, 12, 18 lub 24 elementów |
| e) OŚRODEK KABLA: | suche |
| f) USZCZELNIENIE OŚRODKA: | 2 nitki do rozrywania powłoki |
| g) NITKI: | polietylenowa; czarna lub pomarańczowa |
| h) POWŁOKA: | |



Rys. 2.20 Przekrój typowego kanałowego kabla światłowodowego stosowanego w systemach telewizji kablowej [101]

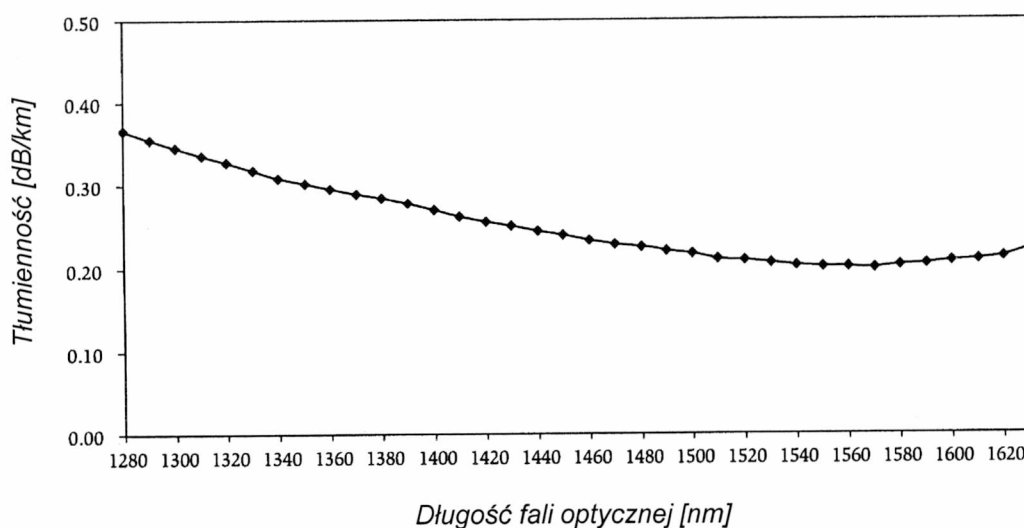
Tłumienność jednostkowa włókna światłowodowego jest podstawowym parametrem transmisyjnym włókien światłowodowych. Tłumienność ta zmienia się w funkcji długości (częstotliwości) fali świetlnej, osiągając dwa minima (dla standardowego włókna optycznego) pierwsze w pobliżu długości 1310 nm, a drugie w pobliżu częstotliwości 1550 nm. Wykres tłumienności optycznej w dB/km w funkcji długości fali optycznej pokazano na rys. 2.21.

Przy czym należy zaznaczyć, że obecnie są już produkowane włókna, w których zredukowano pochłanianie $-OH$. Przykładową tłumienność jednostkową takiego włókna w funkcji długości transmitowanej fali optycznej pokazano na rys. 2.22.



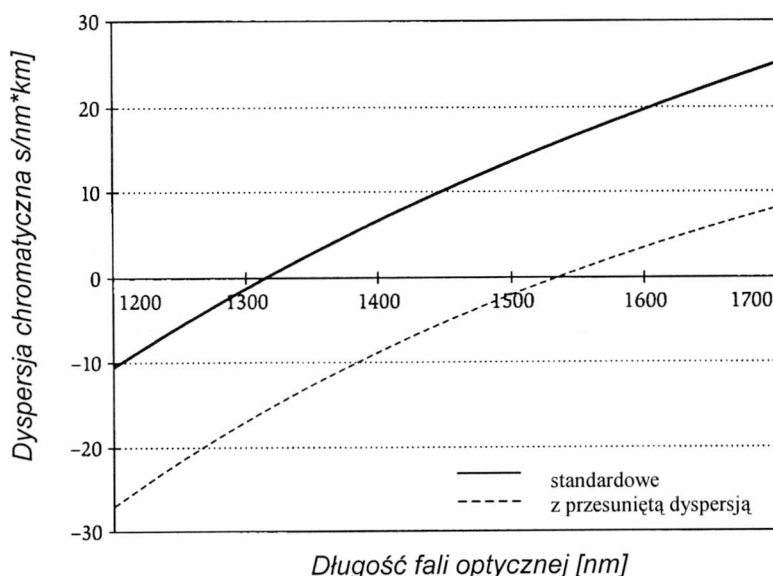
Rys. 2.21 Tłumienność jednostkowa standardowego światłowodu jednomodowego w funkcji długości fali [1]

Dla drugiego okna transmisyjnego zwiększenie tłumienności mogą powodować zagięcia kabla o małym promieniu, na co trzeba zwracać uwagę przy układaniu kabli.



Rys. 2.22 Typowa tłumienność włókna światłowodowego ZWP (redukcja absorpcji $-OH$)

Kolejnym istotnym parametrem charakteryzującym włókno optyczne jest dyspersja chromatyczna. Dyspersja chromatyczna powoduje, że optyczne fale o różnych długościach będą propagować z różną efektywną prędkością grupową, co z kolei w powiązaniu ze skończoną szerokością widmową źródła światła ogranicza pasmo transmisyjne. Na rysunku 2.23 zaprezentowano typowy przebieg dyspersji chromatycznej dla standardowego światłowodu jednomodowego i dla światłowodu z przesuniętą dyspersją.



Rys. 2.23 Dyspersja chromatyczna dla włókna światłowodowego standardowego (nonshifted) i z przesuniętą charakterystyką dyspersji (dispersion shift)

Dla typowego włókna jednomodowego w drugim oknie transmisyjnym dyspersja chromatyczna mieści się w przedziale od 2.8 do 3.2 ps/nm·km, natomiast dla trzeciego okna transmisyjnego dyspersja mieści się w przedziale od 17-18 ps/nm·km. Wpływ dyspersji na jakość transmitowanego sygnału będzie więc istotna dla długich linii optycznych pracujących w oknie 1550 nm. Dyspersja powoduje także powstawanie zjawisk nieliniowych, o których będzie mowa w rozdziale 4.

2.3.4 Elementy bierne sieci światłowodowej

Optyczne elementy bierne w sieciach telewizji kablowej spełniają podobne funkcje w odniesieniu do sygnału optycznego co elementy bierne sieci współosiowej w stosunku do sygnału elektrycznego. W sieciach telewizji kablowej wykorzystuje się następujące optyczne bierne elementy:

- 1) dzielniki mocy optycznej (sprzęgacze), które służą do podziału mocy optycznej na 2 lub więcej części i są używane głównie dla kierunku dosyłowego do podziału sygnału optycznego transmitowanego do wielu węzłów światłowodowych. Parametrami które je charakteryzują są: tłumienność przejścia pomiędzy portami wejściowym i wyjściowym, która zależy od stopnia podziału mocy i strat wewnętrznych (dla sprzęgacza 50/50 wynosi ok. 4 dB), tłumienność odbiciowa wynosząca ok. 40 dB, tłumienność przesłuchów pomiędzy portami, wynosząca ok. 40 dB,

- 2) złącza mechaniczne, które służą do połączenia pomiędzy włóknami na przełącznicach i stanowią porty urządzeń światłowodowych. Złącza charakteryzują dwa parametry: tłumienność przejścia (powinna być jak najmniejsza, zwykle wynosi ok. $0,1 \div 0,2$ dB) i tłumienność odbiciowa (powinna być jak największa ze względu na możliwość wzbudzania lasera światłem odbitym), która dla złączy kątowych wynosi ok. $80 \div 85$ dB, a dla zwykłych złączy czołowych $45 \div 50$ dB,
- 3) izolatory optyczne - są to elementy kierunkowe zapewniające tłumienie odbić wstecznych (ok. 30 dB). Stosuje się je standardowo na wyjściu laserów w celu ochrony wnęki lasera przed światłem odbitym, które może powodować niepożądaną emisyjność o charakterze impulsowym,
- 4) tłumiki optyczne służą do zmieszenia mocy sygnału optycznego przy pracy na łączach o małej długości, charakteryzuje je tłumienność przejścia i tłumienność odbiciowa,
- 5) multiplexery WDM służą do multipleksacji fal optycznych w celu równoległej transmisji wielu sygnałów w jednym włóknie optycznym,
- 6) demultiplexery WDM są filtrami optycznymi i służą do rozdzielania sygnałów transmitowanych na kilku długościach fal. Charakteryzują je parametry zestawione w poniższej tabeli.

Tabela 2.14 Parametry elementów biernych WDM

Parametr	Wartość
Izolacyjność dla kanału sąsiedniego	$27 \div 30$ dB
Izolacyjność dla pozostałych kanałów	$30 \div 40$ dB
Tłumienność przejścia (razem ze złączami)	$3,8 \div 4$ dB
Rozrzut tłumienności przejścia na poszczególnych wyjściach	1 dB
Rozrzut tłumienności w pojedynczym kanale	0,5 dB
Wariancja tłumienności w zależności od polaryzacji	0,5 dB

2.3.5 Elementy aktywne sieci światłowodowej

W sieciach telewizji kablowej w części optycznej wykorzystuje się następujące elementy aktywne:

- 1) nadajniki światowe z bezpośrednią lub z zewnętrzną modulacją, które zamieniają prąd o częstotliwości z zakresu RF na odpowiadający mu zmianę intensywności promieniowanego światła. Nadajniki światłowodowe charakteryzują następujące parametry zestawiano w tabeli 2.15.

Tabela 2.15 Parametry nadajników optycznych toru zwrotnego

Parametr	Jednostka	Wartość	Oznaczenie
Optyczna moc wyjściowa	dBm	0÷10	$P_{O,L}$
Długość emitowanej fali	nm	1310/1550/DWDM	λ
Szerokość spektralna źródła światła	MHz	10÷100	$\Delta\lambda$
Nominalny poziom mocy RF na wejściu	dBm/Hz	15-20 dBmV/kanal	P
Pasmo RF	MHz	5÷200 (ograniczane do 5-65)	B
Typ diody laserowej		FP/DFB	FP/DFB
Efektywność przemiany optycznej	A/W	0,05	s_L
Zakres dynamiki sygnału wejściowego dla NPR>40dB	dB	10÷15	DR

- 2) odbiorniki optyczne, które zamieniają sygnał optyczny padający na detektor na odpowiadający mu sygnał elektryczny. Odbiorniki światłowodowe charakteryzują następujące parametry zestawiano w poniższej tabeli:

Tabela 2.16 Parametry odbiorników optycznych toru zwrotnego

Parametr	Jednostka	Wartość	Oznaczenie
Zakres optycznej mocy wejściowej	dBm	0÷10	$P_{O,L}$
Pasmo RF	MHz	5÷200 (ograniczane do 5÷65)	B
Czułość fotodiody	W/A	0,5÷0,9	r_D
Ekwiwalentna gęstość prądu szumu na wyjściu	pA/Hz	7÷10	I_r

- 3) wzmacniacze optyczne, które wzmacniają sygnał świetlny bez konieczności zamiany sygnału na postać elektryczną. Wzmacniacze światłowodowe charakteryzują następujące parametry zestawiano w poniższej tabeli:

Tabela 2.17 Parametry wzmacniaczy optycznych

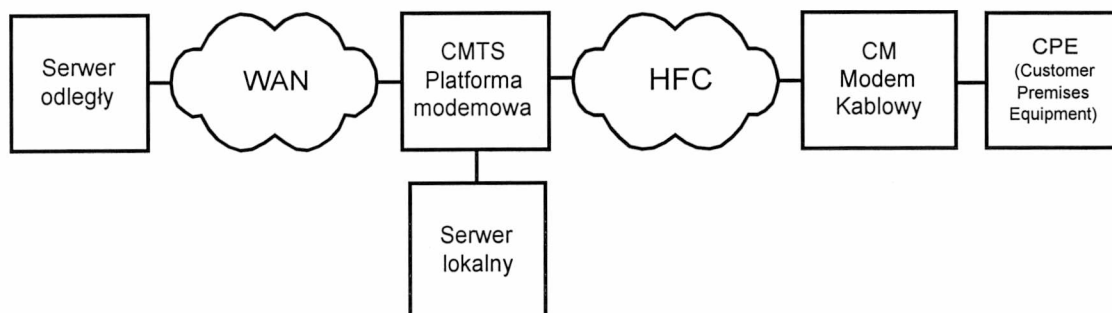
Parametr	Jednostka	Wartość	Oznaczenie
Zakres optycznej mocy wejściowej	dBm	-10÷5	$P_{O,L}$
Wzmocnienie	dB	10÷20 (zależnie od poziomu mocy syg. wej.)	G
Współczynnik szumów	dB	4÷8 (zależnie od poziomu mocy syg. wej.)	F

2.4 Metody zwielokrotniania torów zwrotnych

W celu zwiększenia opłacalności eksploatacji istniejących sieci kablowych następuje stopniowa integracja sieci drobnych, osiedlowych operatorów w sieci obejmujące swoim zasięgiem całe miasta, aglomeracje czy nawet regiony. Dodatkowo dynamiczny rozwój usług wykorzystujących transmisję dwukierunkową w sieciach szerokopasmowych telewizji kablowej (TVK) oraz rosnąca liczba odbiorców usług multimedialnych i interaktywnych powoduje konieczność zwiększenia dostępnego pasma transmisyjnego przypadającego na abonenta zarówno w kanale dosyłowym (*downstream*) jak i zwrotnym (*upstream*). Podstawową metodą zwiększenia efektywnego pasma transmisyjnego przypadającego na abonenta jest podział sieci HFC na segmenty, co realizuje się przez zbliżenie światłowodu do abonenta i zmniejszenie obszaru sieci współosiowej.

Zbliżenie światłowodu do abonenta z jednej strony w znacznym stopniu zmniejsza problemy związane z wnikaniem zakłóceń do sieci współosiowej (ze względu na zmniejszenie rozpiętości sieci współosiowej i zmieszenie liczby stopni wzmocnienia), ale z drugiej strony powoduje to znaczne zwiększenie liczby pojedynczych torów optycznych, które muszą być transmitowane w kierunku stacji czołowej, gdzie zlokalizowane są najczęściej serwery usługowe i router brzegowy do sieci rozległej WAN (*Wide Area Network*). Dlatego równolegle do zmian w architekturze sieci następują zmiany w działaniu urządzeń transmisyjnych – modemów kablowych, których zadaniem jest efektywne przesyłanie pakietów danych jak i pakietów usług głosowych, w środowisku o wysokim poziomie zakłóceń wąskopasmowych, szerokopasmowych i impulsowych. Analiza źródeł zakłóceń oraz przedstawienie efektywnych metod pozwalających na transmisję w tych warunkach stanowi jeden celów tej pracy.

Opisane powyżej tendencje rozwoju sieci TVK (segmentacja i łączenie sieci) mają swoje istotne implikacje w tworzeniu systemu transmisyjnego pomiędzy modemem abonenckim a platformą modemową (kontrolerem modemów kablowych CMTS *Cable Modem Termination System*) i szerzej rzecz biorąc pomiędzy urządzeniem abonenta CPE (*Customer Premise Equipment*) i serwerem usługowym (sytuację zobrazowano na rys.2.24). W przypadku, gdy CMTS znajduje się w stacji czołowej (*Headend*), w modelu sieci HFC jak na rys. 2.19, musimy przesłać 200 optycznych torów zwrotnych (każdy o paśmie 5÷65 MHz), bo tyle segmentów (obszarów ONU) jest włączonych do jednej podstacji czołowej. Przesłanie tak dużej liczby torów zwrotnych po osobnych włóknach nie ma uzasadnienia ekonomicznego ani technicznego, wobec czego istnieje konieczność sumowania lub multipleksacji torów zwrotnych.



Rys. 2.24 Model odniesienia dla transmisji w standardzie DOCSIS (*Data Over Cable Service Interface Specifications*)

2.4.1 Sumowanie torów zwrotnych w węźle dystrybucyjnym w paśmie podstawowym

Początkowo w celu przesłania wielu torów zwrotnych stosowano metodę retransmisji. Metoda polega na tym, że tzn. w węźle dystrybucyjnym (*Hub*) zamienia się sygnał optyczny pochodzący z węzłów ONU na sygnał elektryczny i sumuje się pasywnie tory zwrotne z poszczególnych części sieci w paśmie podstawowym. Po zsumowaniu sygnał zwrotny przesyła się dalej do stacji czołowej, gdzie jest odbierany i demodulowany. Proste sumowanie torów zwrotnych, nawet po kompensacji poziomów sygnałów i korekcji częstotliwości powoduje znaczne pogorszenie odstępu od szumów i zakłóceń ze względu na sumowanie się szumów i zakłóceń z całego segmentu sieci czyli efekt tzw. lejka (*funneling*), co zostało szeroko opisane w [33]. Sumowanie w paśmie podstawowym powoduje obniżenie stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumu o 3dB przy podwojeniu liczby sumowanych torów zwrotnych, nie licząc strat na przetwarzanie elektryczno-optyczne.

Podstawową wadą tego systemu jest mała pojemność systemu ze względu na kumulację szumów i zakłóceń. Ze względu na mały odstęp od zakłóceń, w systemach tego typu nie można stosować modulacji wielowartościowych i z konieczności stosuje się transmisję z modulacją QPSK, która wymaga dla transmisji ze stopą błędów BER 10^{-9} stosunku sygnału do szumu rzędu 16-18dB. Stosując metodę sumowania torów zwrotnych i retransmisji w praktycznych systemach można uzyskać przepływność nie większą niż kilkadziesiąt kb/s na jednego abonenta, co jest obecnie daleko niewystarczające. W praktyce metoda ta sprawdza się jedynie w małych sieciach z niewielką liczbą abonentów multimedialnych korzystających z toru zwrotnego. Drugą istotną wadą tego systemu jest obniżona niezawodność sieci ze względu na stosowanie dodatkowych urządzeń aktywnych w węzłach dystrybucyjnych.

2.4.2 Przeniesienie kontrolera modemów kablowych CMTS do węzła dystrybucyjnego

W obecnie implementowanych systemach budowanych w oparciu o standardy DOCSIS 2.0 i Euro-DOCSIS 2.0., gdzie sygnał w kanale zwrotnym jest przesyłany z modulacjami od QPSK do 64-QAM, konieczne jest zapewnienie odstępu sygnału do szumu na poziomie powyżej 30dB. Jak dowodzi praktyka, nie można tego uzyskać stosując sumowania wielu torów zwrotnych w paśmie podstawowym. W związku z powyższym konieczne stało się zaproponowanie innych rozwiązań, które zostaną kolejno zaprezentowane poniżej. Są to:

- 1) przeniesienie kontrolera modemów kablowych CMTS bliżej abonenta (do węzła dystrybucyjnego) i transmisja multipleksowanych sygnałów zwrotnych do stacji czołowej w systemie SDH (ATM),
- 2) przesłanie torów zwrotnych zwielokrotnionych falowo (DWDM) i dekodowanie na poziomie stacji czołowej,
- 3) zastosowanie techniki hybrydowej DWDM z multipleksacją czasową TDMA z zastosowaniem cyfrowego przetwarzania sygnałów w celu ograniczenia przepływności toru multipleksowanego strumienia zwrotnego.

Pierwszy sposób polega na zmianie lokalizacji kontrolera modemów kablowych CMTS ze stacji czołowej bliżej abonenta. W miarę zwiększania pojemności i wielkości sieci w pierwszej kolejności następuje przeniesienie kontrolera modemów kablowych CMTS do światłowodowego węzła dystrybucyjnego (HUB). W dalszej kolejności może lokalnie zaistnieć konieczność przeniesienia zredukowanego kontrolera CMTS do węzła dostępowego ONU (wyniesienie). Dzięki temu redukujemy liczbę włókien optycznych potrzebnych do przesłania sygnałów torów zwrotnych. Transmisja do stacji czołowej, gdzie zlokalizowane są serwery usług i router brzegowy, realizowana może być przez sieci SDH.

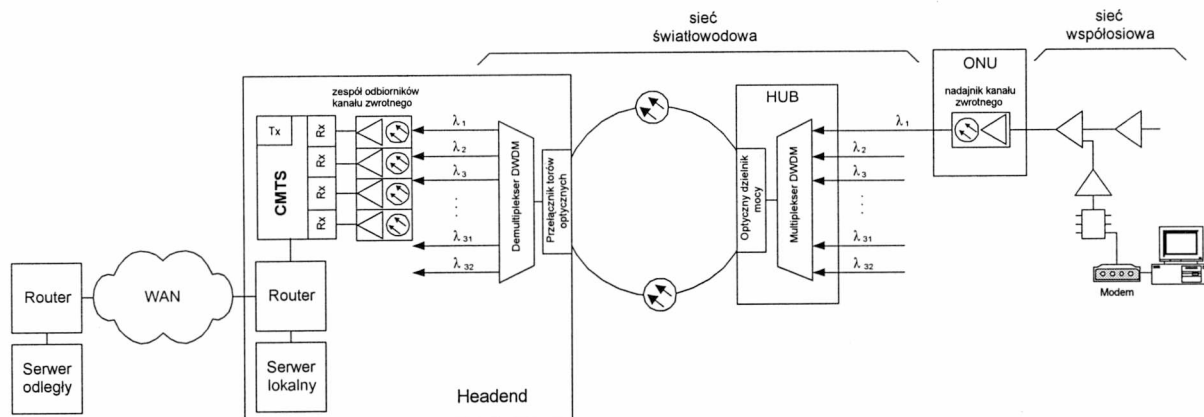
Systemy tego typu mimo dużej niezawodności wymagają tworzenia wielu węzłów aktywnych, co zwiększa znacznie koszty systemu. Dodatkowo należy zwrócić uwagę, że pojemność takiego systemu dla kanału dosyłowego może okazać się niewystarczająca.

Rozwiązanie to nie jest także dostosowane do realizacji podstawowej usługi w systemach telewizji kablowej, jakim jest dystrybucja pakietu kanałów telewizyjnych. W związku z powyższym metoda ta nie znalazła szerokiego zastosowania w sieciach telewizji kablowej, chociaż migracja serwerów usługowych i modemowych platform dostępowych do węzłów dystrybucyjnych wydaje się w przyszłości nieunikniona. Wiąże się to również ze zmianą idei włączenia sieci rozległej (WAN) z obecnie stosowanego systemu włączenia do WAN na poziomie stacji czołowej do systemu rozproszonego – włączenie do WAN lokalnie na poziomie węzłów dystrybucyjnych *Hub* lub idąc dalej na poziomie optycznych węzłów dostępowych *ONU*.

2.4.3 Zastosowanie techniki multipleksacji falowej DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*)

Drugą metodą, która obecnie przeżywa rozkwit w systemach telewizji kablowej jest optyczne zwielokrotnienie torów zwrotnych przesyłanych na różnych długościach fal w oknie transmisyjnym 1550 nm (pasmo L). Prosta implementację systemu z aktywnym kanałem zwrotnym z multipleksacją DWDM pokazano na rys.2.25. W systemie z multipleksacją falową DWDM sygnały kanałów zwrotnych są przesyłane z węzłów dostępowych *ONU* (*Optical Network Unit*) na kolejnych długościach fali z nadajników kanałów zwrotnych.

Długości fali nadajników muszą być zgodnie ze znormalizowaną siatką ITU-T (G.694.1) i są realizowane z odstępem 25 GHz, 50 GHz lub 100 GHz (odpowiednio 0,2 nm, 0,4 nm 0,8 nm). Zwielokrotniając falowo system zwrotny w sieciach telewizji kablowych postępuje się stopniowo. W pierwszym etapie wprowadza się transmisję zwrotną na 2, 4, 8 długościach fal zgęszczając stopniowo widmo optyczne, zgodnie z potrzebą zwiększenia przepustowości sieci. Ze względu na zmniejszające się odstępy optycznych nośnych systemu, projektując zwielokrotnianie falowe kanałów zwrotnych, założyć trzeba docelową pojemność systemu i do tego dobrać szerokość widmową nadajników kanału zwrotnego. W przeciwnym przypadku, gdy będziemy chcieli wprowadzać nowe nośne optyczne pomiędzy istniejącymi w systemie, może okazać się konieczna wymiana nadajników optycznych kanału zwrotnego umożliwiających pracę z mniejszym odstępem spektralnym. Dodatkowo projektując system z DWDM należy dostosować szerokość wykorzystywanego widma optycznego do zastosowanego lub planowanego wzmacniacza optycznego, o ile zachodzi taka potrzeba.



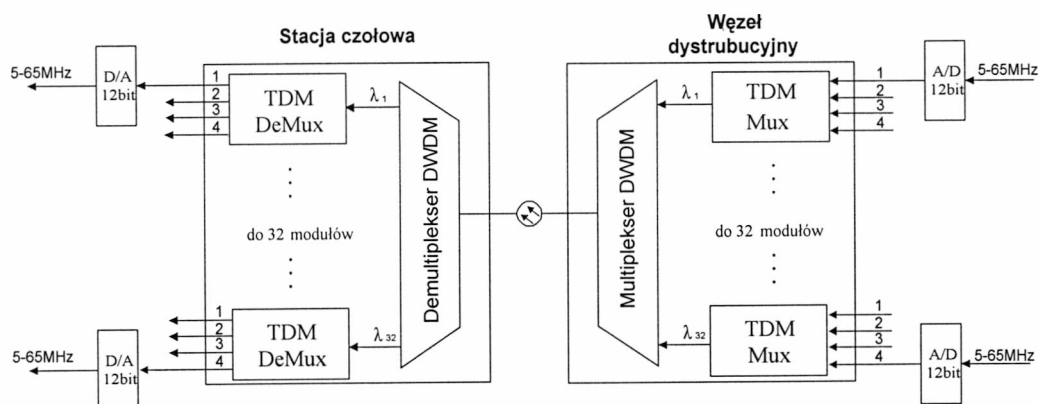
Rys. 2.25 Schemat ideowy systemu z kanałem zwrotnym zwielokrotnionym falowo

W systemie z DWDM można przesłać obecnie kilkadziesiąt strumieni zwrotnych. Najczęściej stosuje się jednak transmisję zwrotną z 24 lub 32 długościami fali. Wynika to z przyjętego odstępu falowego dla poszczególnych strumieni zwrotnych. Rozwiązanie to jest również dostosowane do typowych realizacji transmisji pasma dosyłowego, gdzie często stosuje się podział mocy optycznej na 24 lub 32 torów. W związku małym odstępem kolejnych nominalnych długości fali zgodnie z siatką ITU-T (G.694.1), konieczne jest zastosowanie jako nadajników kanałów zwrotnych chłodzonych laserów DFB (*Distribute Feed Back*), które charakteryzują się wąską linią spektralną i odpowiednią mocą potrzebną na kompensację strat na elementach biernych WDM. Lasery DFB stanowią główny koszt systemu. Jednak ze względu coraz szersze ich stosowanie w różnych systemach telekomunikacyjnych ich cena systematycznie spada.

W węźle dystrybucyjnym (*Hub*) następuje łączenie poszczególnych strumieni w pasywnym multiplekserze DWDM. Następnie zmultipleksowany falowo strumień zwrotny (w zaproponowanym systemie) po podziale w dzielniku mocy optycznej jest przesyłany do stacji czołowej po dwóch włóknach. Jednym włóknem jest przesyłany strumień podstawowy, a drugim (po fizycznie innej trasie) strumień rezerwowy. Ma to na celu zwiększenie niezawodności sieci HFC. System uzupełnia automatyczny przełącznik torów optycznych.

Następnie w stacji czołowej strumień zwrotny jest rozdzielany w pasywnym demultiplekserze DWDM i osobne kanały zwrotne podawane są na wejścia odbiorników kanału zwrotnego. W przypadku znacznej odległości stacji czołowej od węzła dystrybucyjnego konieczne może okazać się zastosowanie wzmacniacza optycznego, który kompensuje tłumienie toru optycznego. Kompensacja tłumienia toru optycznego między ONU a węzłem dystrybucyjnym (*Hub*) odbywa się przez dobór mocy nadajników toru zwrotnego.

Podstawową zaletą multipleksacji falowej DWDM jest pasywne łączenie i rozłączanie sygnałów kanałów zwrotnych, co wpływa pozytywnie na niezawodność systemu. Kolejną zaletą takich systemów jest łatwe zwiększenie pojemności systemu (skalowalność) i elastyczność pozwalająca na pasywne grupowanie torów transmisyjnych. Dodatkową pozytywną cechą jest proste zwiększenie zasięgu systemu przez zastosowanie wzmacniacza optycznego EDFA (*Erbium-doped fiber amplifier*) lub wzmacniacza Ramana, który wzmacnia jednocześnie całe okno transmisyjne w paśmie od 1530 do 1565 nm.



Rys. 2.26 Schemat ideowy systemu z torami zwrotnymi wielokrotnionymi czasowo i falowo (tzw. cyfrowy tor zwrotny DRP – Digital Reverse Path)

2.4.4 Zastosowanie techniki hybrydowej, multipleksacji falowej z multipleksacją czasową strumieni zwrotnych

Dalsze zwiększenie pojemności kanału zwrotnego można uzyskać przez zmniejszenie odstępów pomiędzy kolejnymi długościami fal w systemie DWDM. Najmniejszy standardowy zdefiniowany odstęp pomiędzy nośnymi optycznymi wynosi obecnie 12,5GHz. Przy zmniejszonym odstępnie i zastosowaniu szerszego pasma spektralnego np. 1530÷1560nm można by przesłać ponad 200 osobnych torów zwrotnych. Wymaga to jednak stosowania nadajników laserów o bardzo wąskiej linii spektralnej poniżej 0,1 nm, których ze względu na cenę nie stosuje się w systemach telewizji kablowej. Konieczne stało się więc opracowanie innej metody która zostanie przedstawiona poniżej.

Mianowicie zaproponowano [14] transmisję z tzw. cyfrowym kanałem zwrotnym DRP (*Digital Reverse Path*) z multipleksacją czasową TDM (*Time Division Multiplexing*) od 2 do 4 torów podstawowych. Schemat ideowy systemu pokazano na rys.2.25. W systemie tym kanał zwrotny w paśmie podstawowym jest przetwarzany na postać cyfrową w szybkich przetwornikach analogowo-cyfrowych (*A/D converters*). Ze względu na szerokość pasma częstotliwość próbkowania powinna wynosić ok.100 MHz dla systemów amerykańskich (pasmo 5÷42 MHz) i 140 MHz dla systemów europejskich (pasmo 5÷65 MHz). Natomiast dynamika kanału zwrotnego (30 dB) wymaga próbkowania w 12-bitowych przetwornikach A/D. Na wyjściu przetwornika A/D otrzymuje się strumień bitów o przepływnościach odpowiednio: 1,2 Gb/s i 1,68 Gb/s. Ze względu na stosunkowo duże otrzymane przepływności przed ich zmultipleksowaniem w dziedzinie czasu, sygnał poddaje się procesowi obróbki cyfrowej w procesorach sygnałowych. Obróbka ta ma na celu zmniejszenie przepływności strumieni cyfrowych z zachowaniem możliwości odtworzenia sygnału analogowego o odpowiedniej jakości.

Zmultipleksowane czasowo 2 lub 4 kanały zwrotne podawane są na wejście nadajnika kanału zwrotnego. Następnie kanały zwrotne z poszczególnych nadajników mogą być multipleksowane falowo (DWDM). W stacji czołowej następują procesy odwrotne: najpierw demultipleksacja falowa i zamiana na sygnał elektryczny, a następnie demultipleksacja czasowa. Zastosowanie łącznie systemu DWDM na 32 długościach fali oraz multipleksacji czasowej TDM 4 kanałów zwrotnych pozwala przesłać nawet 128 torów zwrotnych o łącznym paśmie 5,376 GHz z dynamiką 30 dB.

Podstawową zaletą przekształcenia torów zwrotnych na postać cyfrową jest możliwość osiągania potencjalnie nieograniczonych zasięgów transmisji. Zastosowania multipleksacji TDM pozwala także na zwiększenie przepustowości strumieni zwrotnych bez konieczności stosowania drogich laserów analogowych o wąskiej szerokości spektralnej. W ich miejsce stosuje się tańsze lasery impulsowe.

2.4.5. Metody zwielokrotniania kanałów zwrotnych - podsumowanie

Zwiększenie rozpiętości sieci telewizji kablowej i zwiększenie pasma transmisyjnego w torze zwrotnym powoduje konieczność wprowadzenia nowych rozwiązań w systemów zwielokrotniania torów zwrotnych. W pierwszym rzędzie rozwijane będą systemy ze zwielokrotnianiem falowym DWDM ze względu na ich skalowalność i niezawodność. Dodatkowo mogą rozwijać się równolegle systemy z tzw. cyfrowym torem zwrotnym, które umożliwiają dalsze zwiększenie pojemności systemu i osiąganie nieograniczonych zasięgów transmisji.

W miarę rozwoju usług multimedialnych konieczna będzie także realizacja rozproszonego połączenia sieci telewizji kablowej z siecią rozległą WAN najpierw na poziomie węzłów dystrybucyjnych *Hub*, a następnie także na poziomie węzłów dostępowych *ONU*.

We wszystkich jednak przypadkach do wejścia światłowodowego węzła dostępowego *ONU* mamy do czynienia z transmisją w analogowym torze zwrotnym realizowanego technice współosiowej, którego dogłębna analiza jest konieczna w celu określenia głębokości segmentacji niezbędnej do zastosowanego sposobu modulacji cyfrowej sygnału danych i wymaganej pojemności informacyjnej systemu. Jak zostanie wykazane ta część sieci HFC stanowi główne ograniczenie systemu. W rozdziale trzecim przedstawiono dogłębna analizę parametrów i topologii części współosiowej toru zwrotnego i ich wpływ na jakość toru mierzoną odstępem nośnej od szumów i zakłóceń. Następnie w rozdziale czwartym przedstawiono kompleksowo zagadnienie wpływu parametrów i konfiguracji toru optycznego na jakość transmisji w torze optycznym.

3. Współosiowy tor zwrotny w sieci HFC

Współczesną sieć telewizji kablowej zrealizowaną w technologii HFC w celu analizy metod realizacji zwrótnego toru transmisyjnego dzieli się na trzy części:

- 1) współosiową sieć dystrybucyjną i budynkową rozpoczynającą się od gniazda abonenckiego do którego włączony jest modem kablowy CM lub przystawka telewizyjna STB i kończącą się na wejściu optycznego nadajnika toru zwrótnego znajdującego się w optycznym węźle dostępowym ONU,
- 2) sieć optyczną rozpoczynającą się na wejściu nadajnika toru zwrótnego znajdującego się w węźle ONU i kończącą się na wyjściu odbiornika toru zwrótnego w stacji czołowej,
- 3) współosiową sieć stacyjną która łączy wyjścia elektryczne odbiorników toru zwrótnego z wejściami kontrolerów modemów kablowych CMTS lub innych urządzeń korzystających z transmisji zwrótniej.

Współosiowa sieć stacyjna w obecnie realizowanych systemach jest zwykle zredukowana do systemu biernego podziału mocy elektrycznej sygnałów toru zwrótnego. System biernego podziału mocy złożony jest z rozgałęźników i kabli współosiowych łączących wyjściowy port elektryczny odbiornika światłowodowego z kilkoma portami kontrolerów modemów kablowych CMTS lub innych urządzeń. Wpływ tej części sieci na pracę toru zwrótnego, wobec małych odległości między urządzeniami, jest zwykle pomijalna i tak zostanie przyjęte w niniejszej pracy.

W rozdziale tym zajmować się będziemy współosiową siecią dystrybucyjną przede wszystkim w celu określenia jakie parametry sieci i elementów, które ją budują oraz jakie konfiguracje tej sieci są najlepsze z punktu widzenia możliwości transmisji w torze zwrótnym wielu kanałów zwrótnych z podnośnymi zmodulowanymi cyfrowo. W rozdziale tym spróbujemy odpowiedzieć na pytanie jakie są relacje pomiędzy rozkładem przestrzennym abonentów sieci, związanym z gęstością zabudowy mieszkaniowej, typem i pojemnością współosiowej sieci dystrybucyjnej, odstępem nośnej sygnału użytecznego od skumulowanych szumów i zakłóceń i związaną z tym parametrem potencjalną przepływnością przypadającą na jeden modem kablowy (jednego abonenta). Inaczej mówiąc interesować nas będzie ile gniazd abonenckich (lub modemów kablowych) może przypadać na jeden węzeł optyczny ONU, aby możliwa był transmisja z określoną jakością, to znaczy z określoną średnią przepływnością przypadającą na abonenta i wymaganą stopą błędów, przy określonym natężeniu ruchu.

3.1 Warunki transmisji w części współosiowej sieci HFC

W tej części pracy zostaną określone rodzaje i poziomy zakłóceń sygnału użytecznego, które ograniczają zakres dynamiki poszczególnych kanałów zwrótnych.

3.1.1 Szumy i zakłócenia w torze zwrótnym

Zakłócenia są zawsze obecne podczas transmisji sygnałów elektromagnetycznych i ograniczają jakość transmitowanej informacji. Szumy i zakłócenia obecne w systemach telewizji kablowej można podzielić na dwie główne kategorie:

- a) naturalne, generowane spontanicznie, zgodnie z prawami fizyki np. szumy termiczne, szum kosmiczny, promieniowanie słońca i inne,
- b) wytworzone przez działalność człowieka (*man-made noise* - MMN).

Zakłócenia naturalne tworzą tak zwane tło szumowe (*noise floor*), które poziom stanowi dolne ograniczenie dynamiki toru zwrotnego. Cechę charakterystyczną tego typu zakłóceń jest stała (w rozpatrywanym paśmie częstotliwości) gęstość widmowa, która zależy głównie od temperatury.

Natomiast zakłócenia powodowane działalnością człowieka *MMN* generowane są przez różnego typu urządzenia techniczne, wytwarzające zmienne pole elektromagnetyczne o różnym natężeniu i częstotliwości. Tego typu zakłócenia można podzielić ze względu sposób oddziaływania na sieć telewizji kablowej i lokalizację źródła. Pierwszą grupę stanowią będą zakłócenia powodowane przez urządzenia włączone bezpośrednio do sieci telewizji kablowej (do gniazda abonenckiego), które emitują niepożądane sygnały w paśmie toru zwrotnego. Są to przede wszystkim odbiorniki telewizyjne i radiowe włączone do gniazd TVK oraz komputery, urządzenia sieci LAN lub urządzenia VoIP włączone do sieci za pośrednictwem modemów kablowych oraz same modemy kablowe, które mają pewien poziom niepożądaną emisyjności, nawet wówczas, kiedy nie nadają sygnału użytecznego.

Drugą grupę stanowią zakłócenia generowane przez urządzenia zlokalizowane poza siecią telewizji kablowej, które wytwarzają zmienne pole elektromagnetyczne w rozpatrywanym paśmie częstotliwości. Zakłócenia tego typu wnikają zawsze do sieci współosiowej, a w szczególności w miejscach o obniżonym współczynniku ekranowania. Do tej grupy zaliczymy:

- a) zakłócenia impulsowe powodowane przez sygnały niepożądane, na przykład: zakłócenia generowane przez układy zapłonowe silników samochodowych i silniki elektryczne, oświetlenie elektryczne, linie przesyłowe energii elektrycznej i sieci trakcyjne,
- b) zakłócenia wąskopasmowe dostające się do sieci współosiowej drogą radiową, a stanowiące sygnały użyteczne w innych systemach telekomunikacyjnych, takie jak:
 - nadajniki radiofoniczne fal krótkich pracujące w paśmie 6÷18MHz,
 - nadajniki CB radio pracujące w paśmie 26,96÷27,40 MHz.

3.1.2 Stosunek mocy sygnału do mocy szumów i zakłóceń w torze zwrotnym

Najbardziej istotnym parametrem, który decyduje o możliwości poprawnej detekcji sygnału użytecznego w odbiorniku jest wyrażony w decybelach stosunek mocy sygnału do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń *SINR* (*Signal-to-Interference-and-Noise Ratio*) określany w danym częstotliwościowym kanale transmisyjnym o szerokości pasma szumowego B_N na wejściu detektora. Aby obliczyć *SINR* potrzebujemy znać w danej chwili czasu moc sygnału użytecznego s [W] oraz moc szumu n i moc zakłóceń i [W] na wejściu detektora. Stosunek sygnału do szumu i zakłóceń wyrażony w decybelach [dB] definiuje się następująco:

$$SINR = 10 \log \left(\frac{s}{n + i} \right). \quad (3.1)$$

Sygnał użyteczny o poziomie mocy S jest transmitowany w sieci kablowej za pomocą fali nośnej o poziomie mocy C i częstotliwości z zakresu pasma zwrotnego. W sieci kablowej mierzymy zawsze poziom nośnych sygnałów cyfrowych i odnosimy je do równoważnego pasma szumowego, zwanego pasmem Nyquist'a B_N , równego szybkości modulacji w danym kanale s_r (*symbol rate*) [50,78].

Szybkość modulacji s_r [sym/s] określa ile symboli jest transmitowanych w ciągu jednej sekundy czasu. Aby obliczyć poziom mocy sygnału S znając poziom mocy nośnej C , korzystamy ze wzoru [29]:

$$S = C \text{ [dBm]} + 10 \log \left(1 - \frac{r}{4} \right), \quad (3.2)$$

gdzie: r (*roll-off factor*) jest współczynnikiem filtra wejściowego detektora o charakterystyce podniesionego kosinusa. Dla transmisji zwrotnej zgodnie ze standardem DOCSIS 2.0 przyjmuje się $r = 0,25$.

Korzystając z wzoru (3.2) i mając zmierzony lub obliczony stosunek nośnej do skumulowanych szumu i zakłóceń $CINR$, możemy obliczyć $SINR$ na wejściu detektora:

$$SINR = CINR[dB] + 10 \log \left(1 - \frac{r}{4} \right). \quad (3.3)$$

Poziomy nośnej sygnału użytecznego C nadawane przez modem kablowy lub urządzenia STB zgodnie ze standardem DOCSIS2.0 podano w tabeli 3.1.

Tabela 3.1 Poziomy nośnej sygnału użytecznego na wyjściu modemu kablowego mierzone w paśmie kanału zwrotnego – zgodnie ze standardem DOCSIS 2.0

Konstelacja	Minimalny poziom mocy nośnej sygnału C_{min} [dBmV]	Maksymalny poziom mocy nośnej sygnału tryb TDMA C_{max} [dBmV]	Maksymalny poziom mocy nośnej sygnału tryb S-CDMA C_{max} [dBmV]
QPSK	9,18	59,18	54,18
16QAM	8,21	55,21	53,21
64QAM	8,0	54,0	53,0

Różnice poziomów nośnej między trybami TDMA, i S-CDMA wynikają z tego że, w trybie TDMA w danym kanale częstotliwościowym nadaje tylko jeden modem z grupy modemów przydzielonych do tego kanału. Natomiast w trybie S-CDMA może nadawać kilka modemów (max.128) w zależności liczby aktywnych kodów. Poziom sygnału wyjściowego z modemu kablowego ustalany jest w procedurze kalibracji mocy i jest zależny od tłumienia sieci na odcinku wyjście modemu CM – wejście kontrolera modemów kablowych CMTS. W skrócie procedura ta zakłada, że po kalibracji poziom sygnału z modemu na wejściu CMTS powinien być jednakowy niezależnie od miejsca z którego jest wysłany. Oznacza to, że modemy pracujące na odgałęzieniach o znacznym tłumieniu będą pracować w zakresie zbliżonym do maksymalnych mocy wyjściowych, natomiast modemy z odgałęzień o mniejszym tłumieniu będą nadawać moc o poziomie zmniejszonym o różnicę tłumień pomiędzy danym odgałęzieniem, a odgałęzieniem o maksymalnym tłumieniu. Wyrównanie poziomów na wejściu CMTS jest konieczne do poprawnej detekcji sygnału i uśrednienia wpływu szumów i zakłóceń zarówno tych które są generowane przez modemy jak i innych. Zagadnienie to zostanie dokładniej przedstawione w dalszej części pracy. Do symulacji pracy sieci współosiowej przyjęto maksymalny poziom nośnej z modemu $C = 53 \text{ dBmV}$ niezależnie od rodzaju modulacji.

Pozwoli to wprost porównać transmisję w torze zwrotnym dla różnych wartościowości sygnałów użytecznych i jest zgodne z procedurami zakładającymi transmisję z jak najwyższym poziomem.

Rozróżnienie szumów i zakłóceń przy analizie jakości transmisji sygnałów w torze zwrotnym jest wygodne z tego powodu, że szумы mają charakter quasi stacjonarny i stanowią tzw. tło szumowe toru. Poziom szumów jest zwykle równomierny w całym paśmie toru zwrotnego i nie zależy od poziomu sygnału użytecznego. Natomiast zakłócenia można podzielić na:

- 1) związane z wypełnieniem sygnałem toru zwrotnego (tzn. ilością podnośnych RF transmitowanych jednocześnie w kanałach częstotliwościowych) i z poziomem sygnału w poszczególnych kanałach. Są to głównie zakłócenia powodowane zniekształceniami nieliniowymi urządzeń aktywnych (wzmacniaczy i nadajników światłowodowych) zwane zakłóceniami intermodulacyjnymi (*intermodulation distortion*) i harmonicznymi,
- 2) powodowane przez pojawienie się niepożądanych sygnałów w torze zwrotnym od źródeł wewnętrznych (od urządzeń włączonych do sieci) lub zewnętrznych (zakłócenia pochodzące od zewnętrznych silnych pól elektromagnetycznych indukowane torze współosiowym), które są niezależne od poziomu sygnału użytecznego.

Na moc szumu n składają się moce niepożądanych sygnałów, które zakłócają transmisję w torze transmisyjnym takie jak:

- 1) szумы termiczne,
- 2) szумы wzmacniaczy,
- 3) szумы modemów kablowych.

Na moc zakłóceń składać się będą moce:

- 1) zakłóceń powodowanych nieliniowość wzmacniaczy (zniekształcenia sygnału),
- 2) zakłóceń wąskopasmowych,
- 3) zakłóceń szerokopasmowych,
- 4) zakłóceń impulsowych.

W kolejnych punktach pracy przedstawię metodę wyznaczania stosunku nośnej do szumów i zakłóceń w części współosiowej sieci HFC. Podano także przykładowe obliczenia stosunków mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i mocy zakłóceń *CINR* (*Carrier-to-Interference-and-Noise Ratio*) w istotnych punktach sieci. Analiza ta będzie podstawą do opracowania zagadnienia pojemności transmisyjnej systemu zwrotnego w zależności od parametrów, konfiguracji i topologii sieci HFC, przedstawionego w końcowej części rozdziału 4 w punkcie 4.7.

3.2. Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$

Przypomnijmy, że sieć budynkowa rozpoczyna się od gniazda abonenckiego, a kończy na wyjściu wzmacniacza budynkowego (patrz rys.2.15). Do obliczenia stosunku nośnej do szumów i zakłóceń na wyjściu sieci budynkowej zostaną brane pod uwagę następujące składniki:

- 1) szумы termiczne związane z wartością rzeczywistą impedancji sieci n_t ,
- 2) szумы i zakłócenia od urządzeń włączonych do gniazd abonenckich e_{tv} , e_r ,
- 3) szумы własne modemów kablowych n_{mod} ,
- 4) zakłócenia od modemów pracujących w innych kanałach zwrotnych n_{mod_s} ,
- 5) zakłócenia z zewnętrznych pól elektromagnetycznych z_{zew} ,
- 6) szумы kabli połączeniowych n_k .

Na rys. 3.1 przedstawiono model szumowo-zakłóceniowy gniazda abonenckiego zastosowany w niniejszej pracy do obliczenia stosunku mocy fali nośnej sygnału użytecznego do sumarycznej mocy szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$, w danym kanale zwrotnym, dla sieci budynkowej. W pracy przyjęto, że modelowane będą sieci z gniazdami trójportowymi, które występują najczęściej w multimedialnych sieciach HFC. Analogiczną analizę można także przeprowadzić dla innego rodzaju gniazd.

Dla modelu z rys. 3.1, zakładając niezależność źródeł szumów i zakłóceń obecnych na wyjściu gniazda abonenckiego, można obliczyć moc skumulowanych szumów i zakłóceń $n_{g,i}$ na wyjściu pojedynczego gniazda abonenckiego w paśmie toru zwrotnego:

$$n_{g,i} = \frac{n_{mod}}{a_d} + \frac{e_{tv}}{a_{tv}} + \frac{e_r}{a_r} + n_t + z_{zew}, \quad (3.4)$$

gdzie: n_{mod} jest mocą szumów własnych modemów kablowych włączonych do portu D (dane) gniazda abonenckiego [W],

e_{tv} jest mocą zakłóceń mierzoną na porcie TV gniazda abonenckiego, których źródłem jest odbiornik telewizyjny [W],

e_r jest mocą zakłóceń mierzoną na porcie R gniazda abonenckiego, których źródłem jest odbiornik radiowy [W],

n_t jest mocą szumów termicznych na wyjściu gniazda abonenckiego [W],

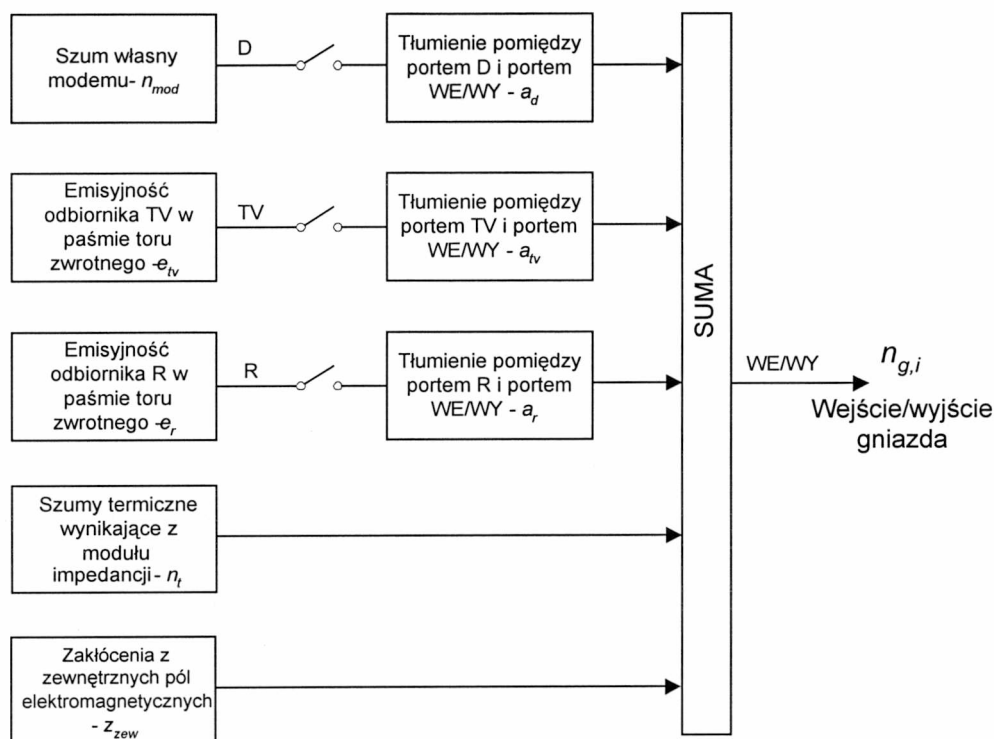
z_{zew} jest mocą zakłóceń z zewnętrznych pól elektromagnetycznych wnikających do sieci abonenckiej i mierzonych na wyjściu gniazda abonenckiego [W],

a_d jest tłumieniem wtrąceniowym pomiędzy portem D dane i wyjściem gniazda abonenckiego mierzonym dla pasma zwrotnego [W/W],

a_{tv} jest tłumieniem wtrąceniowym pomiędzy portem TV i wyjściem gniazda abonenckiego mierzonym dla pasma zwrotnego [W/W],

a_r jest tłumieniem wtrąceniowym pomiędzy portem R i wyjściem gniazda abonenckiego mierzonym dla pasma zwrotnego [W/W].

Dla nieskorelowanych źródeł zakłóceń można zakładać mocowe dodawanie sygnałów. Znaczący to, że przy sumowaniu zakłóceń nie będziemy brać pod uwagę fazy poszczególnych sygnałów zakłócających, a do sumy przyjmować będziemy można wartości skuteczne mocy (RMS) odniesione do szerokości widmowej kanału B_N związanej z szybkością modulacji s_r .



Rys. 3.1 Model szumowo-zakłóceńowy gniazda abonenta

1) Szumy termiczne w sieci współosiowej (n_t)

Szumy cieplne generowane przez losowy ruch wolnych nośników we wszystkich przewodnikach (elektronów) o temperaturze powyżej absolutnego zera stopni Kelvina czyli $-273\text{ }^{\circ}\text{C}$. Szum taki jest szumem szerokopasmowym o poziomie równomiernym w szerokim zakresie częstotliwości zależnym temperatury. Interesować nas będzie wartość skuteczna (*RMS*) mocy szumów. W telewizji kablowej poziomy sygnałów odnosimy zwykle do wartości skutecznej napięcia.

Wartość skuteczna napięcia *RMS* jest definiowana następująco (w pracy wartości skalarne mocy i napięcia będziemy oznaczać małą literą (np. u - napięcie w woltach V), poziomy sygnałów dużą literą (np. U - poziom napięcia w dBmV):

$$u_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} u^2(t) dt} \equiv \sqrt{\langle u^2(t) \rangle}, \quad (3.5)$$

gdzie: t_0 jest przedziałem czasu w którym sygnał jest stacjonarną zmienną losową.

Dodatkowo w dalszej części pracy będziemy zwykle posługiwać się najczęściej ekwiwalentem mocy – poziomem napięcia wyrażonym w dBmV, który dla dopasowanej sieci o impedancji falowej $75\ \Omega$ jednoznacznie określa moc sygnału i podlega jednoznacznemu przekształceniu:

$$P [\text{dBm}] = U [\text{dBmV}] - 48,75. \quad (3.6)$$

Nyquist pokazał, że wartość skuteczna napięcia szumu u_{RMS} generowana na rezystancji R w temperaturze absolutnej T w wąskim przedziale częstotliwości B_N będącym pasmem szumowym odbiornika (detektora) wynosi:

$$u_{RMS} = \sqrt{4kTRB_N}, \quad (3.7)$$

gdzie: k – jest stałą Boltzmana, która wynosi $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K.

W warunkach dopasowania impedancji źródła sygnału do impedancji odbiornika moc szumu wynosi:

$$n_t = kTB_N \text{ [W]}, \quad (3.8)$$

a gęstość widmowa szumu wynosi:

$$n_0 = kT \text{ [W/Hz]}. \quad (3.9)$$

Jeżeli przyjmiemy pasmo szumowe $B_N = 1$ Hz i temperaturę pokojową $T_0 = 290$ K to otrzymamy wówczas widmową gęstość mocy wynoszącą $n_0 = 4 \times 10^{-21}$ W/Hz o poziomie $N_0 = -174$ dBm. Dla sieci telewizji kablowej zakładając dopasowanie do impedancji normatywnej (75 Ohm) możemy podać wzór na poziom napięcia tła szumowego (*noise floor level*) N_t :

$$N_t = 10 \log(B_N) - 125,2 \text{ [dBmV]}. \quad (3.10)$$

Dla transmisji zwrotnej przyjmujemy szerokości pasma szumów zależnie od szybkości modulacji. W tabeli 3.2 obliczono moc szumów termicznych dla kanałów zwrotnych zgodnych ze standardem DOCSIS/Euro-DOCSIS 2.0 w zależności od szybkości modulacji s_r .

Tabela 3.2 Poziom napięcia tła szumowego N_t w dB/mV dla realizacji usług zwrotnych o różnej szybkości modulacji s_r

Lp.	Szybkość modulacji s_r (ksyb/s)	Szerokość pasma B kanału zwrotnego (kHz) dla poziomu -30dBc	Moc szumów termicznych dla pasma (-30dBc) (dBmV)	Moc szumów termicznych N_t dla pasma Nyquist'a B_N (dBmV)
1.	160	200	-72,22	-73,19
2.	320	400	-69,21	-70,18
3.	640	800	-66,20	-67,17
4.	1280	1600	-63,19	-64,16
5.	2560	3200	-60,18	-61,14
6.	5120	6400	-57,17	-58,13

2) Szumy i zakłócenia od urządzeń włączonych do gniazd abonenckich (e_{tv} , e_r)

Do tej grupy zaburzeń zaliczymy szumy i zakłócenia wytwarzane przez:

- a) odbiorniki telewizyjne lub inne urządzenia (np. magnetowidów) włączane do gniazdka abonenckiego (port TV, oznaczenie e_{tv}), których poziom w paśmie toru zwrotnego zgodnie z normą EN 55013:2001 [53] (mierzony na wejściu gniazda abonenckiego) nie powinien być większy niż **46 dB/μV** dla odbiorników TV lub **54 dB/μV** dla magnetowidów z lokalnym modulatorem,
- b) odbiorniki radiowe włączone do gniazdka abonenckiego (port R, oznaczenie e_r), których poziom w paśmie toru zwrotnego zgodnie z normą EN 55013:2001 [53] (mierzony na wejściu gniazda abonenckiego) nie powinien być większy niż **54 dB/μV**.

Do symulacji pracy toru zwrotnego przyjmowane będą wartości podawane jako graniczne dla spełnienia norm emisyjności mimo, że w rzeczywistych systemach emisyjność pojedynczych odbiorników TV i R w paśmie toru zwrotnego może mieć indywidualny rozkład na osi częstotliwości i różny poziom związany z parametrami danego odbiornika. Okazuje się jednak, że moce zakłóceń na kolejnych węzłach sieci, z uwagi na sumowanie dużej liczby źródeł zakłóceń (tzw. zakłócenia skumulowane), mają rozkład zbliżony do szumu. W związku z tym uzasadnione jest modelowanie zakłóceń toru zwrotnego przyjmując jednakowe poziomy mocy zakłóceń z różnych źródeł. Przy czym konieczne jest przyjęcie poziomu zakłóceń zależnie od typu urządzenia. Założenie powyższe dla dużej liczby źródeł zakłóceń daje zgodnie wyniki symulacji pracy toru zwrotnego z wynikami pomiarów. Porównanie wyników symulacji sieci współosiowej z wynikami pomiarów stosunku $CINR$ na wejściu nadajnika optycznego zostanie przedstawione w p. 3.5. Przy prognozowaniu odstepu mocy nośnej od mocy zakłóceń i szumów dla systemu zwrotnego przyjęto także założenie, że źródła zakłóceń są od siebie niezależne, a więc można sumować moce zakłóceń bez uwzględniania ich fazy i amplitudy.

Poziom zakłóceń na wyjściu gniazda abonenckiego pochodzących od źródeł włączonych bezpośrednio do gniazda i mających pewną niepożądaną emisyjność w paśmie zwrotnym, będzie zależał także od parametrów gniazda, a konkretnie od tłumienia pomiędzy portem TV i wyjściem/wejściem gniazda A_{TV} i tłumienia pomiędzy portem R i wyjściem/wejściem gniazda abonenckiego A_r . Typowo tłumienia te wynoszą ok. 30 dB i wartość ta zostanie przyjęta do symulacji pracy systemu zwrotnego.

3) Szumy własne modemów kablowych (n_{mod} , n_{mod_s})

Sygnał użyteczny o poziomie mocy nośnej C nadawany przez modem jest zakłócony szumem wewnętrznym danego urządzenia n_{mod} . Odstęp mocy nośnej od mocy szumu wewnętrznego modemu CNR_{mod} mierzony na wyjściu modemu wynosi zwykle ok. **60dB** i taką wartość przyjęto do dalszych obliczeń i we wszystkich symulacjach. Przy pracy systemu zwrotnego z wielodostępem z podziałem czasu TDMA w danej chwili i w danym kanale częstotliwościowym nadaje tylko jeden modem, a pozostałe modemy w danym segmencie sieci generują szum tła. Poziom szumu aktywnych modemów kablowych znajdujących się w danym segmencie sieci, które w danej chwili nie nadają n_{mod_s} , dla modemów zgodnych ze standardem DOCSIS2.0 [40], jest zależny od poziomu sygnału w sieci i nie powinien przekraczać poziomu **-72 dBc** w stosunku do poziomu nośnej nadawanej przez modem lub maksymalnie wartości bezwzględnej poziomu mocy wynoszącej **-59 dBmV**. Obie wartości poziomów granicznych mierzone są w paśmie szumowym 160 kHz na wyjściu modemu.

W celu obliczenia poziomu mocy zakłóceń N_{mod_s} od jednego modemu nadającego ostatnią ramkę sygnału o poziomie mocy nośnej równym C w paśmie B_N wyrażonej w MHz, korzystamy z zależności:

$$N_{mod_s} = C - 72 + 10 \log \left(\frac{B_N}{0,16} \right), \quad (3.11)$$

lub

$$N_{mod_s} = -59 + 10 \log \left(\frac{B_N}{0,16} \right) [\text{dBmV}]. \quad (3.12)$$

Do obliczeń przyjmuje się zawsze większą z wartości obliczonych z powyższych równań.

4) Zakłócenia od modemów pracujących w innych kanałach zwrotnych (z_{sk} , z_{hk})

Oprócz wymienionych powyżej zakłóceń kanału zwrotnego w systemach wielokanałowych należy uwzględniać zakłócenia od aktywnych modemów nadających w sąsiednich kanałach (tzw. zakłócenia sąsiedniokanałowe) o mocy z_{sk} [W] oraz od kanałów z dolnego zakresu pasma zwrotnego, które mogą emitować część mocy na częstotliwościach harmonicznym względem częstotliwości pracy danego kanału o mocy z_{hk} [W].

Poziom mocy zakłóceń w danym kanale powodowanych pracą sąsiedniokanałową zależy od: poziomu mocy sygnału w sąsiednim kanale C_{sk} , szybkości modulacji w kanale sąsiednim s_r i związanej z nim szerokości pasma. Poziom zakłóceń sąsiedniokanałowych podaje się jako wartość względną odniesioną do mocy sygnału w danym kanale. W poniższej tabeli podano wartości poziomów zakłóceń sąsiednio-kanałowych dla systemów zgodnych ze standardem DOCSIS2.0 dla różnych szybkości modulacji w kanale sąsiednim.

Tabela 3.3 Względne poziomy mocy zakłóceń sąsiedniokanałowych Z_{sk} w zależności od szybkości modulacji s_r w kanale sąsiednim zgodnie ze standardem DOCSIS 2.0

Szybkość modulacji danym kanale [kHz]	Względne poziomy mocy zakłóceń sąsiedniokanałowych $Z_{sk}(s_r)$ [dBc]	Odległość od granicy kanału w zależności od szybkości transmisji w sąsiednim kanale [kHz]	Szybkość modulacji w sąsiednim kanale s_r [kHz]
Dowolna	-47	20 – 180	160
	-47	40 – 360	320
	-46	80 – 720	640
	-45	160 – 1440	1280
	-44	320 – 2880	2560
	-42	640 - 5760	5120

Bezwzględny poziom mocy zakłóceń od sąsiedniego kanału Z_{sk} [dBmV] jest zależny od poziomu nośnej C_{sk} [dBmV] w sąsiednim kanale i od prędkości modulacji s_r w sąsiednim kanale:

$$Z_{sk} [\text{dBmV}] = C_{sk} [\text{dBmV}] - Z_{sk}(s_r) [\text{dBc}]. \quad (3.13)$$

Względny poziom mocy zakłóceń harmonicznych Z_{hk} [dBc] od kanałów z dolnego pasma, zgodnie z standardem DOCSIS 2.0 [40], nie powinien przekraczać wartości 50dBc w stosunku do poziomu mocy sygnału użytecznego C_{hk} w niższym kanale. Znając wartość C_{hk} możemy obliczyć poziom mocy zakłóceń harmonicznych:

$$Z_{hk} [dBmV] = C_{hk} [dBmV] - Z_{hk} [dBc]. \quad (3.14)$$

5) Szumy termiczne kabli połączeniowych (n_k)

W modelu sieci budynkowej należy uwzględnić szumy kabli wynikające z rozłożonej tłumienności kabla a_k . Przypomnijmy, że dla pasma zwrotnego tłumienie poszczególnych gałęzi sieci a_i wynika głównie z tłumienia elementów biernych, które dla toru dosyłowego dzielą sygnał na tyle części, ile jest gniazd abonenckich dołączonych do wyjścia wzmacniacza budynkowego, a dla toru zwrotnego działają jak sumatory z wagami odpowiadającymi tłumienności wtrąceniowej. Przypomnijmy, że tłumienie elementów biernych wynika nie tylko z podziału mocy, lecz także wewnętrznych strat mocy w tych elementach. Tłumienie kabli dla toru zwrotnego stanowi tylko ułamek tłumienia gałęzi sieci budynkowej a_i wobec czego ich wpływ na odstęp $CINR$ powinien być niewielki. Szumy kabli n_k (3.15) uwzględnia się przez obliczenie współczynnika szumu kabla odniesionego do jego wejścia. Współczynnik szumów kabla jest równy jego tłumieniu ($f_k = a_k$).

$$n_k = \frac{(a_k - 1)}{a_k} \cdot n_t = \frac{(a_k - 1)}{a_k} \cdot (kTB_N). \quad (3.15)$$

6) Zakłócenia od zewnętrznych pól elektromagnetycznych (z_r)

Zakłócenia pochodzące od źródeł zewnętrznych będą zawsze wnikać do sieci kablowej ze względu na ograniczoną skuteczność ekranowania kabli i urządzeń. Przy czym poziom zakłóceń ze źródeł zewnętrznych indukowany w sieci budynkowej jest znacznie większy w porównaniu z poziomem zakłóceń indukowanych w sieci dystrybucyjnej, ze względu na dużą liczbę elementów biernych i złączy kablowych i znaczną sumaryczną długość kabli współosiowych i ich gorsze ekranowanie w porównaniu do kabli magistralnych.

Zgodnie z normą EN 50083-8 [61] w celu oszacowania poziomu sygnału zakłóceń indukowanego na gnieździe abonenckim przyjmuje się graniczną wartość natężenia zewnętrznego pola elektrycznego równą 106dBμV/m. Uwzględnia się także tłumienie przenikania budynku i współczynnik sprzężenia sieci koncentrycznej związany z kierunkowością pola względem kabli i ich średnią długością oraz skuteczność ekranowania elementów biernych. Wartość natężenia pola na zewnątrz budynku odpowiada, zgodnie z normą EN50083-7 [60], maksymalnej dopuszczalnej wartości natężenia pola elektromagnetycznego.

Tabela 3.4 Oszacowanie maksymalnego poziomu zakłóceń od zewnętrznych pól elektromagnetycznych indukowanych w sieci budynkowej (z_r)

Parametry	Wartość
Maksymalne natężenie pola na zewnątrz budynku	106dB μ V/m
Straty przenikania budynku	8dB
Maksymalne natężenie pola wewnątrz budynku	98dB μ V/m
Współczynnik sprzężenia (stratność)	11dB/m
Skuteczność ekranowania urządzeń biernych	85
Średnia długość sieci budynkowej wraz z gałązką abonencką	30m (14dB)
Maksymalny poziom zakłóceń w na wyjściu gniazda abonenckiego z_r	16 dB μ V

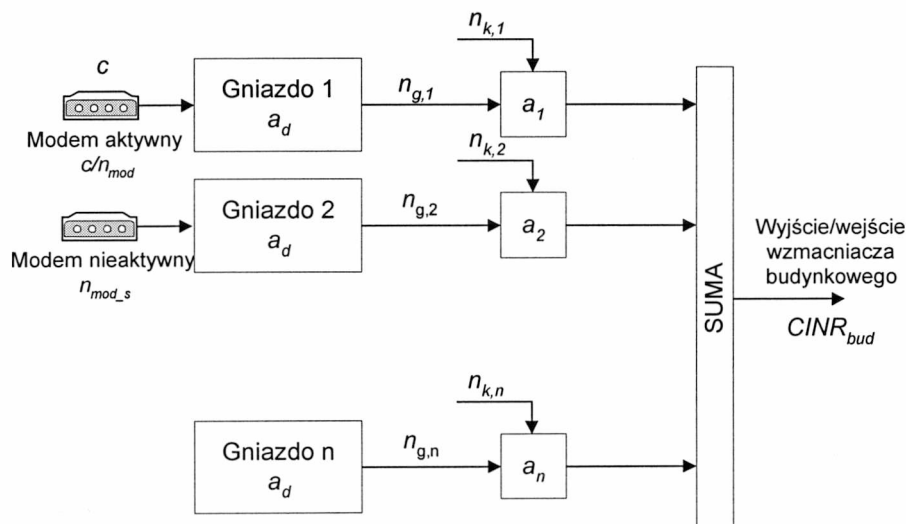
W praktycznych systemach występują miejsca o obniżonym współczynniku ekranowania, takie jak:

- 1) źle zarobione lub luźne złącza kablowe,
- 2) uszkodzenia ekranu kabla np. załamania,
- 3) zbyt mały promień gięcia kabla.

Można wówczas zaobserwować wyższe poziomy zakłóceń radioelektrycznych indukowanych w sieci koncentrycznej dla znacznie mniejszych natężeń pola elektromagnetycznego. Miejsca o obniżonym współczynniku ekranowania są także źródłem promieniowania energii transmitowanej w torze kablowym na zewnątrz i dzięki temu miejsca te mogą być łatwo wykryte kierunkowymi miernikami pola elektrycznego. Dbanie o szczelność elektromagnetyczną sieci kablowej stanowi podstawowy element utrzymania gotowości sieci TVK. Szczelność elektromagnetyczna sieci kablowej jest niezwykle istotna dla poprawnej pracy toru zwrotnego i dlatego powinna być stale monitorowana przez służby utrzymania sieci.

3.2.1 Model sieci budynkowej dla systemu z jednym częstotliwościowym kanałem zwrotnym

Na rys. 3.2. przedstawiono model transmisyjny sieci budynkowej. Model ten ma służyć do obliczenia stosunku mocy nośnej c do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń $n+i$ na wejściu wzmacniacza budynkowego ($CINR_{bud}$). W pierwszym podejściu zaproponowano model dla systemu jednokanałowego, czyli bez uwzględnienia zakłóceń sąsiedniokanałowych i harmonicznych. Pozwoli to przeanalizować wpływ parametrów sieci budynkowej na stosunek $CINR_{bud}$ w pojedynczym kanale, bez efektu maskowania zaburzeń o niskim poziomie zakłóceniami o poziomie wyższym. W dalszych punktach zostanie przedstawiony model dla pracy wielokanałowej. W modelu moce szumów i zakłóceń z poszczególnych gniazd abonenckich $n_{g,i}$ są sumowane na wejściu wzmacniacza budynkowego z wagami odpowiadającymi tłumieniu poszczególnych gałęzi a_i . Uwzględniono także szumy wynikające z tłumienia kabli poszczególnych gałęzi abonenckich $n_{k,i}$. Model dla pracy jednokanałowej może być także stosowany dla systemów wielokanałowych, w których co drugi kanał jest wolny (brak zakłóceń sąsiedniokanałowych) i nie ma kanałów o częstotliwościach dla których pierwsza harmoniczna zakłóca kanał o wyższej częstotliwości środkowej.



Oznaczenia:

a_i	- tłumienie i -tej gałęzi sieci	c	- moc nośnej sygnału użytecznego
n	- liczba gałęzi abonenckich	c/n_{mod}	- stosunek nośnej do szumu modemu
k	- liczba odbiorników TV	$n_{g,i}$	- szumy i zakłócenia i -tego gniazda
l	- liczba odbiorników R	$n_{k,i}$	- szumy kabla i -tej gałęzki abonenckiej
a_d	- tłumienie gniazda dla portu D	$CINR_{bud}$	- stosunek nośnej do szumów i zakłóceń na wejściu wzmacniacza budynkowego

Rys. 3.2 Model transmisyjny sieci budynkowej

Na podstawie powyższego modelu sieci budynkowej i uwzględniając warunek wyrównanych mocy sygnałów użytecznych na wejściu wzmacniacza budynkowego (proces kalibracji mocy w systemie DOCSIS 2.0) można zapisać:

$$CINR_{bud} = 10 \log \left(\frac{\frac{c}{\max(a_i) \cdot a_d}}{\sum_{i=1}^n \frac{n_{g,i}}{a_i} + \sum_{i=1}^n \frac{n_{k,i}}{a_i}} \right). \quad (3.16)$$

Podstawiając teraz do równania (3.16) w miejsce $n_{g,i}$ prawą stronę równania (3.4) i uwzględniając ilości urządzeń wpiętych do gniazd abonenckich (k odbiorników TV, l odbiorników R oraz m modemów) w danej sieci budynkowej, oraz różnicując szum własny nadającego modemu n_{mod} od szumów modemów, które w danej chwili nie nadają n_{mod_s} , możemy zapisać zależność (3.16) w postaci:

$$CINR_{bud} = 10 \log \left(\frac{\frac{c}{\max(a_i) \cdot a_d}}{\sum_{i=1}^n \frac{n_t}{a_i} + \sum_{i=1}^k \frac{e_{tv}}{a_i \cdot a_{tv}} + \sum_{i=1}^l \frac{e_r}{a_i \cdot a_r} + \sum_{i=1}^{m-1} \frac{n_{mod_s}}{\max(a_i) \cdot a_d} + \frac{n_{mod}}{\max(a_i) \cdot a_d} + \sum_{i=1}^n \frac{n_{k,i}}{a_i} + \sum_{i=1}^n \frac{z_r}{a_i}} \right). \quad (3.17)$$

3.2.2 Badania symulacyjne zmian odstepu mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od typu zabudowy i parametrów sieci budynkowej dla systemu z jednym kanałem częstotliwościowym

Na podstawie równania (3.17), po przyjęciu wartości poziomów mocy zakłóceń i mocy sygnału z modemów zgodnych z normami lub typowych dla toru zwrotnego, zostały przeprowadzone symulacje pracy toru zwrotnego dla sieci budynkowej. Symulacje te mają na celu poznanie jak zmieni się odstęp nośnej do szumu na wejściu wzmacniacza budynkowego $CINR_{bud}$ w zależności od typu zabudowy i parametrów sieci budynkowej takich jak:

- 1) średnie tłumienie sieci budynkowej $a_{sr}(A_{sr})$,
- 2) liczby gniazd abonenckich w sieci budynkowej n ,
- 3) odchylenia standardowego tłumienia sieci budynkowej dla poszczególnych gniazd abonenckich $\Delta a(\Delta A)$,
- 4) tłumienia gniazda abonenckiego $a_d(A_d)$ w paśmie zwrotnym dla portu dane,
- 5) liczby aktywnych modemów w sieci budynkowej w stosunku do liczby gniazd abonenckich $\%mod$.

Na początku wyznaczony zostanie odstęp mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń na wejściu wzmacniacza budynkowego $CINR_{bud}$ (pierwszego wzmacniacza patrząc od strony gniazd abonenckich), przy założeniu, że na danym terenie występuje 50% nasycenie usługą odbioru telewizji programowej i 30% nasycenie usługą transmisji danych. Symulacje przeprowadzono dla następujących typów zabudowy:

- 1) dla obszarów gęsto zabudowanych osiedli mieszkaniowych wysokokondygnacyjnych,
- 2) dla obszarów o średniej gęstości zabudowy i osiedli mieszkaniowych niskokondygnacyjnych,
- 3) dla obszarów o małej gęstości zabudowy - osiedli mieszkaniowych budynków jednorodzinnych z pojedynczymi budynkami wielorodzinnymi niskokondygnacyjnymi.

Dane do obliczeń i wyniki symulacji zestawiono w tabeli 3.5.

Tabela 3.5 Przykładowe obliczenie stosunku nośnej do szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego w zależności od gęstości zabudowy

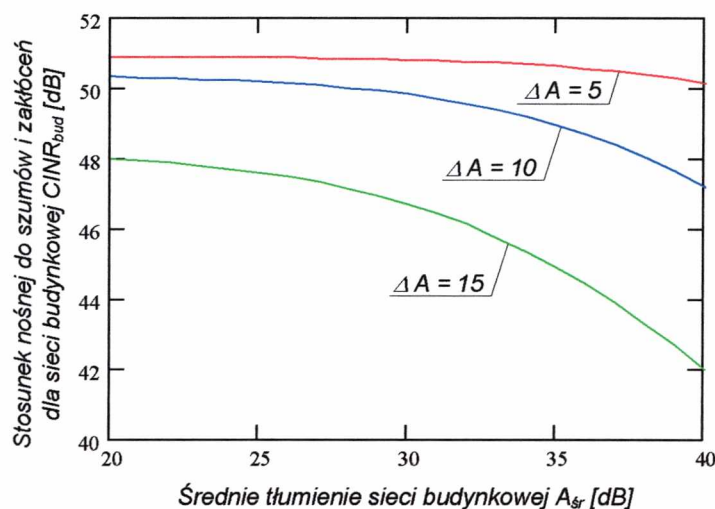
Lp.	Parametr (w danym segmencie sieci)	Duża gęstość zabudowy	Średnia gęstość zabudowy	Mała gęstość zabudowy
1.	Liczba gniazd przypadająca na wzmacniacz budynkowy	60	40	20
2.	Liczba włączonych odbiorników TV (nasycenie 50%)	30	20	10
3.	Liczba włączonych modemów (nasycenie 30%)	18	12	6
4.	Liczba włączonych odbiorników R (nasycenie 10%)	6	4	2
5.	Tłumienie gniazda abonenckiego pomiędzy portem DANE i wyjściem a_d	5	5	5
6.	Średnie tłumienie odcinka wyjście modemu kablowego – wejście wzmacniacza budynkowego A_{sr} [dB]	35,7	33,7	31,0
7.	Maksymalne tłumienie odcinka wyjście modemu kablowego – wejście wzmacniacza budynkowego A_{max} [dB]	42,0	43,0	44,8
8.	Odchylenie standardowe tłumienia odcinka wyjście modemu kablowego – wejście wzmacniacza budynkowego ΔA [dB]	6,3	9,3	13,8
9.	Poziom wyjściowy sygnału z modemu kablowego C [dBmV]	53	53	53
10.	Poziom sygnału z modemu kablowego na wejściu wzmacniacza budynkowego $C_{mod\ bud}$ [dBmV]	11,0	10,0	8,2
11.	Pasmo szumowe dla szybkości modulacji 2,56 Msymb/s B_N [MHz]	2,56	2,56	2,56
12.	Poziom szumów termicznych na gnieździe abonenckim N_t [dBmV]	-61,14	-61,14	-61,14
13.	Średni poziom zakłóceń od odbiornika TV na wejściu gniazda abonenckiego E_{tv} [dBmV]	-14,0	-14,0	-14,0
14.	Tłumienie pomiędzy portem TV i wyjściem gniazda abonenckiego A_{tv} [dB]	30	30	30
15.	Średni poziom zakłóceń od odbiornika R na wejściu gniazda abonenckiego E_r [dBmV]	-6,0	-6,0	-6,0
16.	Tłumienie pomiędzy portem TV i wyjściem gniazda abonenckiego A_r [dB]	30	30	30
17.	Średni poziom zakłóceń z modemów kablowych które nie nadają sygnału użytecznego mierzony na wyjściu modemu kablowego $n_{mod\ s}$ [dBmV]	-19,0	-19,0	-19,0
18.	Średni poziom zakłóceń radioelektrycznych indukowanych w sieci abonenckiej na wyjściu gniazda abonenckiego z_r [dBmV]	-44,0	-44,0	-44,0
19.	Odstęp nośnej sygnału nadanego przez modem do szumu CNR_{mod} [dB]	60,0	60,0	60,0
20.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB]	50,6	51,8	52,7

Porównując wyniki symulacji odstepu mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń w sieci budynkowej $CINR_{bud}$ można poczynić następujące obserwacje:

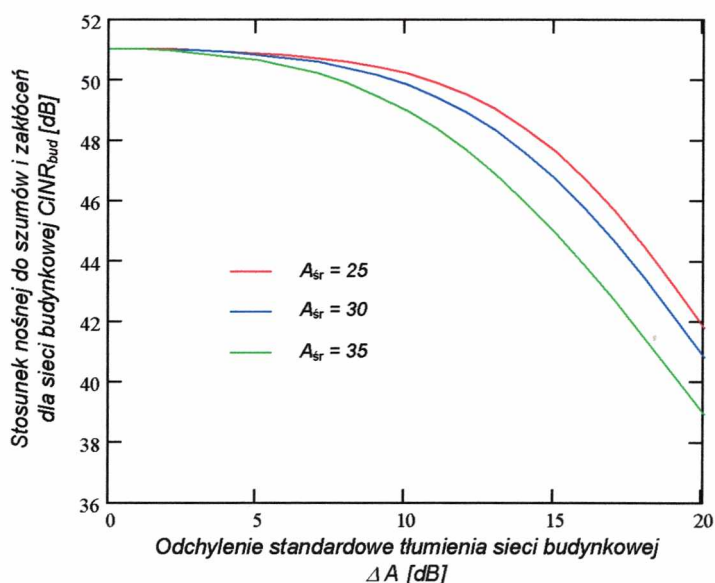
- 1) uzyskano zbliżone wartości $CINR_{bud}$ dla trzech typów zabudowy, mimo różnych wartości średniego tłumienia sieci budynkowej A_{sr} i odchylenia standardowego tłumienia sieci budynkowej ΔA . Wynika to przede wszystkim ze zbliżonej wartości maksymalnego tłumienia sieci budynkowej A_{max} i różnej ilości gniazd abonenckich w sieci budynkowej dla danego typu zabudowy, a im więcej gniazd w sieci budynkowej tym więcej źródeł zakłóceń,

- 2) najwięcej gniazd abonenckich, przy danym odstępzie $CINR_{bud}$, może znajdować się w sieciach budynkowych w obszarach o dużej gęstości zabudowy. Dzieje się tak ze względu na mniejsze rozmiary fizyczne sieci budynkowej dla takich obszarów, a co za tym idzie ze względu na mniejsze odchylenie standardowe tłumienia sieci budynkowej ΔA , przy większym średnim tłumieniu sieci A_{sr} .

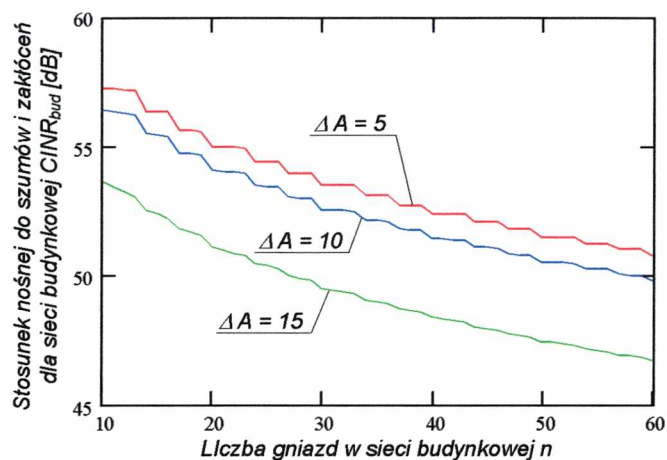
Aby pokazać, które parametry sieci budynkowej i w jakim stopniu wpływają na odstęp mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{bud}$ przeprowadzono dalsze symulacje systemu zwrotnego w którym wszystkie modemy w obrębie sieci budynkowej pracują w jednym kanale częstotliwościowym. Wyniki obliczeń przedstawiono w postaci wykresów poniżej i na następnej stronie. Parametry do obliczeń nie podane na poniższych rys. 3.3 - 3.10 lub w podpisach pod rysunkami, są zgodne z tabelą 3.5. Przyjęto także $n = 60$ i nasycenie usługą transmisji danych równą 30%.



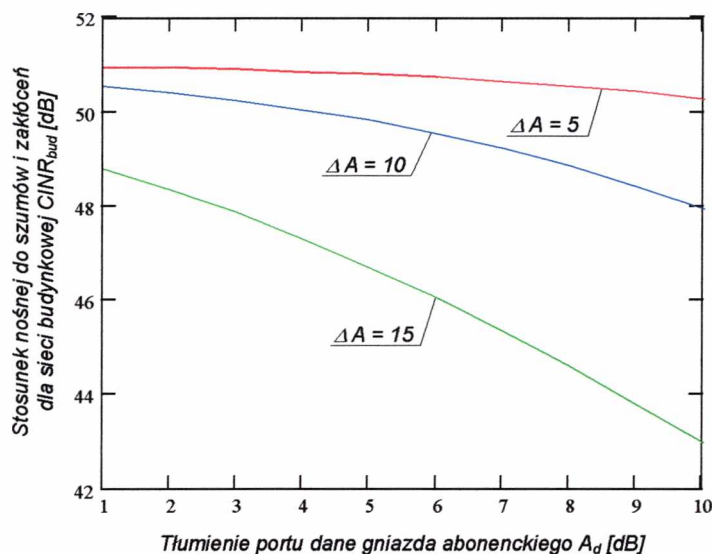
Rys. 3.3 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od średniego tłumienia sieci budynkowej dla różnych odchyleń standardowych tłumienia sieci ΔA i $A_d = 5$ dB



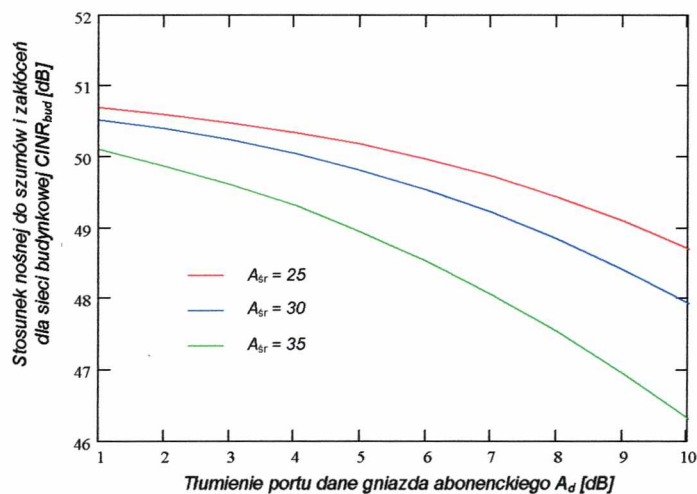
Rys. 3.4 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od odchylenia standardowego tłumienia sieci ΔA dla różnych średnich tłumień sieci budynkowej A_{sr} i $A_d = 5$ dB,



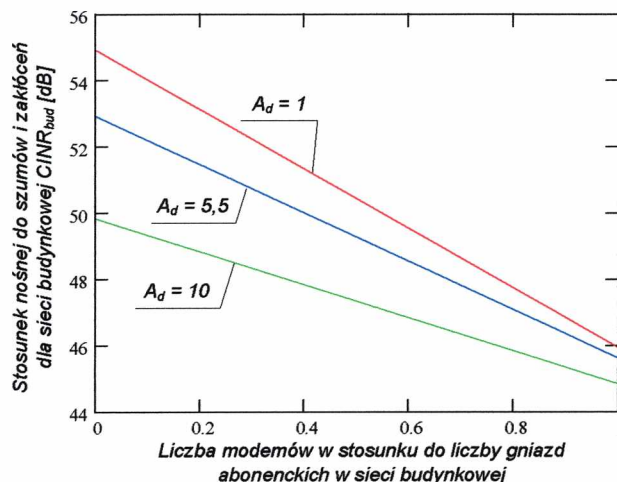
Rys. 3.5 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od liczby gniazd abonenckich n dla różnych odchyleń standardowych tłumienia sieci budynkowej ΔA i $A_{sr}=30\text{dB}$



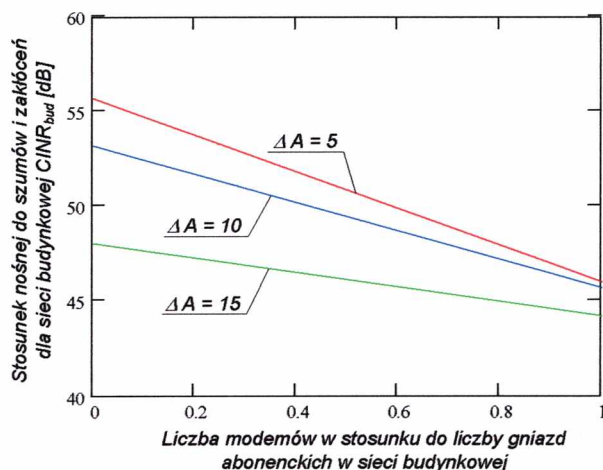
Rys. 3.6 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od tłumienia portu dane A_d dla różnych odchyleń standardowych tłumienia sieci ΔA i $A_{sr}=30\text{dB}$



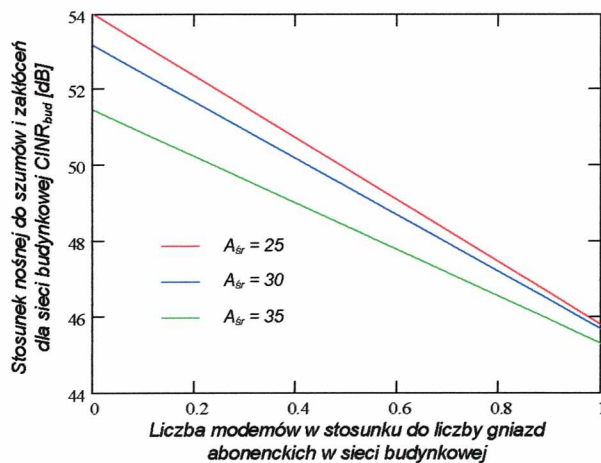
Rys. 3.7 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od tłumienia portu dane A_d dla różnych średnich tłumień sieci budynkowej A_{sr} i $\Delta A=10$



Rys. 3.8 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od liczby modemów w stosunku do liczby gniazd abonenckich dla różnych wartości tłumienia portu dane w gnieździe abonenckim A_d i dla $\Delta A = 10\text{dB}$, $A_{sr} = 30\text{dB}$



Rys. 3.9 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od liczby modemów w stosunku do liczby gniazd abonenckich dla różnych odchyleń standardowych tłumienia sieci budynkowej ΔA i $A_{sr} = 30\text{dB}$, $A_d = 5\text{dB}$



Rys. 3.10 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od liczby modemów w stosunku do liczby gniazd abonenckich dla różnych średnich tłumień sieci budynkowej A_{sr} i dla $\Delta A = 10\text{dB}$, $A_d = 5\text{dB}$

Analizując wykresy stosunku mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$, przedstawione na poprzednich stronach na rysunkach od 3.3 do 3.10, można wyciągnąć następujące wnioski:

- 1) odstęp $CINR_{bud}$ zmniejsza się nieznacznie przy zwiększaniu średniego tłumienia sieci budynkowej A_{sr} dla sieci budynkowej z niewielkimi różnicami tłumień poszczególnych gałęzi sieci ($\Delta A = 5$), natomiast dla dużych wartości $\Delta A = 15$, po pierwsze $CINR_{bud}$ będzie mniejszy dla danego A_{sr} od wartości obliczonej dla mniejszych ΔA , a po drugie będzie się zmniejszać najszybciej przy zwiększaniu A_{sr} porównaniu do sieci o mniejszym ΔA (rys. 3.3),
- 2) dla małych odchyłeń standardowych tłumienia sieci budynkowej ΔA w do $8 \div 9$ dB zmiany $CINR_{bud}$ są niewielkie ok. 1 dB i praktycznie niezależnie od A_{sr} , przy dalszym zwiększaniu ΔA odstęp $CINR_{bud}$ zmniejsza się proporcjonalnie o ok. 1 dB na każdy 1dB zwiększenia ΔA . Spadek wartości odstepu $CINR_{bud}$ jest największy dla sieci o największym tłumieniu średnim A_{sr} (rys. 3.4),
- 3) odstęp $CINR_{bud}$ zmniejsza się przy zwiększaniu ilości gniazd abonenckich n proporcjonalnie do $1/n$, w największym stopniu dla sieci o dużym ΔA , (rys. 3.5),
- 4) odstęp $CINR_{bud}$ zmniejsza się przy zwiększeniu tłumienia portu dane gniazda abonenckiego A_d w największym stopniu dla sieci o dużym średnim tłumieniu sieci budynkowej ΔA i dużym odchyleniu standardowym tłumień sieci A_{sr} (rys. 3.6, 3.7),
- 5) odstęp $CINR_{bud}$ zmniejsza się proporcjonalnie zwiększenia liczby modemów kablowych w stosunku do liczby gniazd sieci budynkowej. Przy dużej liczbie aktywnych modemów w sieci budynkowej ($> 60 \div 70$ %) szum z modemów będzie maskował pozostałe szумы i zakłócenia. Należy jednak zauważyć, że praktycznych systemach liczba modemów w stosunku do liczby gniazd abonenckich rzadko przekracza 30 % (rys. 3.8, 3.9, 3.10),
- 6) aby uzyskać największy odstęp $CINR_{bud}$ dla danego obszaru, należy:
 - stosować gniazda abonenckie o jak najmniejszym tłumieniu portu dane D w torze zwrotnym (dostępne są gniazda o tłumieniu równym ok. 1 dB) jednocześnie przy zachowaniu dużego tłumienia portów TV i R w torze zwrotnym (> 30 dB) oraz dobrej separacji pomiędzy portami D oraz TV i R (min. 40 dB), ze względu na możliwość przesterowania odbiorników TV lub R sygnałem z modemu, którego poziom wyjściowy może sięgać nawet 59 dBmV,
 - projektować i modernizować sieć w ten sposób by odchylenie standardowe tłumień sieci budynkowej ΔA względem tłumienia średniego A_{sr} dla poszczególnych gałęzi abonenckich było jak najmniejsze, jednocześnie zachowując jak najmniejsze tłumienie średnie A_{sr} w sieci budynkowej,
 - przy dużej liczbie abonentów korzystających z usług interaktywnych, nie należy przydzielać wszystkich do jednego częstotliwościowego kanału zwrotnego. Korzystnej jest rozdzielić proporcjonalnie abonentów na kilka częstotliwościowych kanałów zwrotnych.

3.2.3 Sieć budynkowa z system wielokanałowym w torze zwrotnym

Dla systemu wielokanałowego konieczne jest uwzględnienie, w stosunku do wcześniejszych obliczeń dla systemu z jednym kanałem częstotliwościowym, dwóch dodatkowych zaburzeń. Są to:

- 1) zakłócenia od sąsiednich kanałów z_{sk} ,
- 2) zakłócenia od harmonicznych kanałów z_{hk} .

Przy pracy wielokanałowego systemu transmisji zwrotnej możemy wyróżnić pięć przypadków:

- 1) gdy dany kanał jest zakłócany przez jeden kanał sąsiedni o mocy poziomie nośnej C_{sk} ,
- 2) gdy dany kanał jest zakłócany przez harmoniczną kanału o niższej częstotliwości i poziomie mocy C_{hk} ,
- 3) gdy dany kanał jest zakłócany przez jeden kanał sąsiedni o poziomie mocy nośnej C_{sk} i harmoniczną kanału o niższej częstotliwości i mocy C_{hk} ,
- 4) gdy dany kanał jest zakłócany przez dwa kanały sąsiednie o poziomach mocy nośnych odpowiednio C_{sk1} , C_{sk2} ,
- 5) gdy dany kanał jest zakłócany przez dwa kanały sąsiednie o poziomach mocy nośnych odpowiednio C_{sk1} , C_{sk2} i harmoniczną kanału o niższej częstotliwości i poziomie mocy C_{hk} .

Po uwzględnieniu zakłóceń dla systemów wielokanałowych równanie (3.17) można zapisać w nowej postaci:

$$CINR_{bud} = 10 \log \left(\frac{\frac{c}{\max(a_i) \cdot a_d}}{\sum_{i=1}^n \frac{n_i}{a_i} + \sum_{i=1}^k \frac{e_{iv}}{a_i \cdot a_{iv}} + \sum_{i=1}^l \frac{e_r}{a_i \cdot a_r} + \sum_i^{m-m_{sk}-m_{hk}} \frac{n_{mod_s}}{\max(a_i) \cdot a_d} + \frac{n_{mod}}{\max(a_i) \cdot a_d} + \sum_{i=1}^n \frac{n_{k,i}}{a_i} + \sum_{i=1}^n \frac{z_r}{a_i} + \frac{m_{sk} \cdot z_{sk}}{\max(a_i) \cdot a_d} + \frac{m_{hk} \cdot z_{sk}}{\max(a_i) \cdot a_d}} \right) \quad (3.18)$$

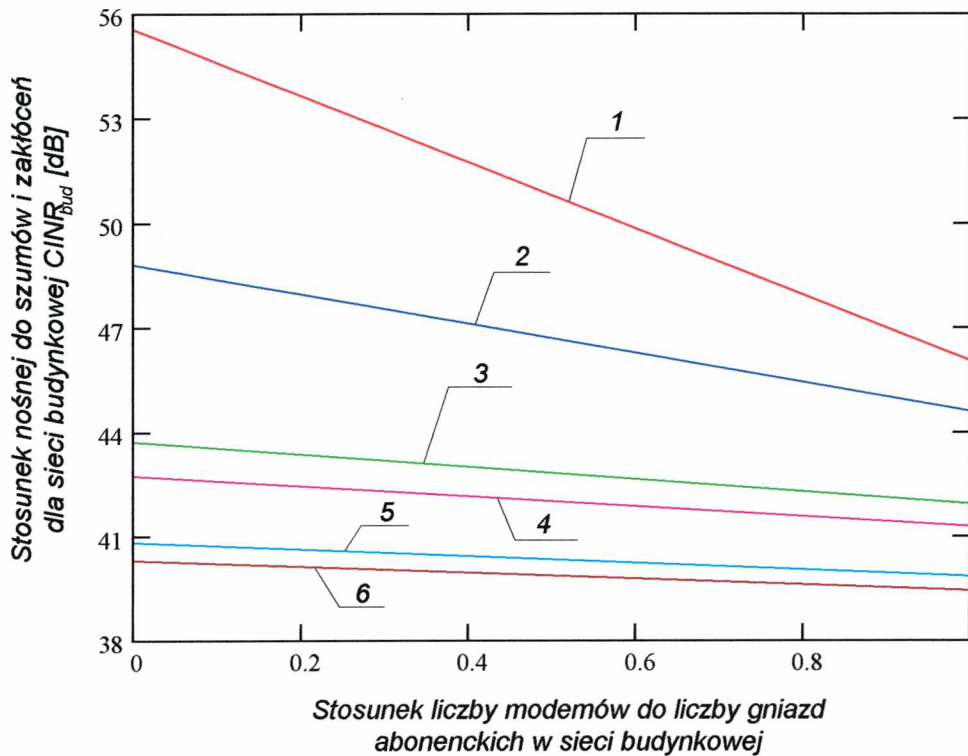
gdzie: $m_{sk} = 0,1,2$ jest liczbą kanałów sąsiednich,
 $m_{hk} = 0,1$ jest liczbą kanałów o częstotliwości $f/2$, gdzie f jest częstotliwością danego kanału.

W poniższej tabeli, która stanowi kontynuację tabeli 3.5 obliczono dla porównania odstępów nośnej od zakłóceń na wejściu wzmacniacza budynkowego $CINR_{bud}$ dla różnej konfiguracji kanałów sąsiednich i harmonicznych w stosunku do rozpatrywanego zwrotnego kanału częstotliwościowego. Symulacje pracy toru zwrotnego przeprowadzono przy założeniu, że wszystkie kanały zwrotne mają jednakowe szerokości widmowe $B_N = 2,56$ MHz i wszystkie modemy nadają sygnał o jednakowym poziomie mocy $C = 53$ dBmV.

Tabela 3.6 Przykładowe obliczenie stosunku nośnej do szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego w zależności od gęstości zabudowy i ilości kanałów sąsiednich i harmonicznych

Lp.	Parametr (w danym segmencie sieci)	Duża gęstość zabudowy	Średnia gęstość zabudowy	Mała gęstość zabudowy
1.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB], $m_{sk} = 0 \ m_{hk} = 0$	50,6	51,8	52,7
2.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB], $m_{sk} = 0 \ m_{hk} = 1$	47,5	48,1	48,8
3.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB], $m_{sk} = 1 \ m_{hk} = 0$	43,2	43,4	43,6
4.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB], $m_{sk} = 1 \ m_{hk} = 1$	42,4	42,6	42,8
5.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB], $m_{sk} = 2 \ m_{hk} = 0$	40,6	40,7	40,8
6.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB], $m_{sk} = 2 \ m_{hk} = 1$	40,1	40,3	40,3

Z kolei na rys. 3.11 przedstawiono wykresy odstepu mocy nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w funkcji stosunku liczby modemów do liczby gniazd abonenckich dla wszystkich przypadków zestawionych w powyższej tabeli. Analizując wykresy z rys. 3.11 i wyniki obliczeń zawarte w tabeli 3.6 można stwierdzić, że wpływ zakłóceń od kanałów sąsiednich i harmonicznych dla systemu z jednakowymi poziomami sygnału w poszczególnych kanałach częstotliwościowych jest znaczący bez względu stosunek liczby modemów do całkowitej liczby gniazd abonenckich. Im większe nasycenie sieci usługami transmisji danych tym wypadkowy stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń maleje proporcjonalnie do zwiększenia liczby modemów, z nachyleniem tym większym im niższy był poziom szumów i zakłóceń dla małego nasycenia sieci. Dla dużej ilości modemów zakłócenia od sąsiednich kanałów stają się dominujące. Mniejszy wpływ na $CINR_{bud}$ mają zakłócenia od kanałów harmonicznych w porównaniu do zakłóceń od kanałów sąsiednich (o ok. 5 dB).



Rys. 3.11 Stosunek nośnej do szumów i zakłóceń dla sieci budynkowej $CINR_{bud}$ w zależności od liczby modemów w stosunku do liczby gniazd abonenckich dla: 1) dla kanału zwrotnego bez zakłóceń od kanałów sąsiednich i harmonicznych 2) dla zakłóceń od jednego kanału harmonicznego, 3) dla zakłóceń od jednego kanału sąsiedniego, 4) dla zakłóceń od jednego kanału sąsiedniego i jednego kanału harmonicznego, 5) dla zakłóceń od dwóch kanałów sąsiednich, 6) dla zakłóceń od dwóch kanałów sąsiednich i kanału harmonicznego ($n=60$, $A_{sr}=30$, $\Delta A=5$, $A_d=5$)

W celu zwiększenia pasma transmisyjnego przypadającego na jednego abonenta najczęściej w pierwszym kroku uruchamia się kolejne zwrotne kanały częstotliwościowe i przydziela się proporcjonalnie grupę modemów do danego kanału. Kolejność i sposób zajmowania nowych kanałów częstotliwościowych jest istotna. W związku z powyższymi symulacjami i uwagami można sformułować następujące zalecenia odnośnie zajmowania nowych kanałów:

- 1) przy uruchamianiu nowych kanałów częstotliwościowych należy w pierwszej kolejności wybierać kanały nie będące kanałami sąsiednimi lub harmonicznymi dla istniejących kanałów,
- 2) następnie należy zajmować kanały z dolnego zakresu pasma, dla których pierwsza harmoniczna może zakłócać istniejące kanały,
- 3) w dalszej kolejności należy zajmować kanały sąsiednie, przy czym korzystnie jest obniżyć poziom sygnału w nowych kanałach w stosunku do kanałów sąsiednich tak by nie spowodować znaczącego pogorszenia jakości transmisji w istniejących kanałach. Obniżenie poziomu nośnej w nowych kanałach może spowodować konieczność zastosowania modulacji o niższej wartościowości.

3.3 Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla sieci dystrybucyjnej $CINR_{ONU}$

Począwszy od wejścia pierwszego wzmacniacza w kierunku zwrotnym zwanego zwykle, ze względu na lokalizację, wzmacniaczem budynkowym, mamy do czynienia, oprócz biernego tłumienia sieci, także ze wzmocnieniem i korekcją częstotliwościową sygnału użytecznego. Ponieważ sygnał użyteczny transmitowany jest nieodłącznie z szumami i zakłóceniami, które obecne są w danym torze zwrotnym, to również składniki zaburzeń sygnału zostają wzmocnione i skorygowane.

Ze względu na znaczną średnią tłumienność sieci budynkowej, wynoszącą typowo od 25 do 35 dB, konieczne jest wzmocnienie sygnału w celu dalszej transmisji w kierunku węzła optycznego ONU. Po, zwykle częściowej, kompensacji strat mocy sygnału w sieci budynkowej we wzmacniaczu budynkowym następuje dalsza transmisja sygnału przez bierną sieć dystrybucyjną i pewną ilość wzmacniaczy dystrybucyjnych pracujących w kaskadzie. Liczba wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej l_{wzm} , potrzebna do transmisji sygnału przez sieć i wystereowania węzła światłowodowego, zależy od odległości pomiędzy lokalizacją węzła optycznego i lokalizacjami poszczególnych wzmacniaczy budynkowych oraz od ilości gniazd abonenckich N przypadających na jeden węzeł optyczny ONU, powiązanej z gęstością zabudowy (parametr typ_sieci) i związanej z nią średnią ilości gniazd w sieci budynkowej n . Ilość wzmacniaczy w danym segmencie sieci w powiązaniu z ich parametrami szumowymi i zniekształceniowymi będą decydować o stopniu dodatkowej degradacji sygnału użytecznego transmitowanego w sieci dystrybucyjnej w torze zwrotnym. Liczbę wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej l_{wzm} możemy oszacować z poniższej zależności:

$$l_{wzm} = INT \left(\frac{N}{n} \cdot \left(1 + \frac{1}{typ_sieci} \right) \right), \quad (3.19)$$

gdzie: N jest liczbę gniazd abonenckich włączonych do danego optycznego węzła dostępowego,
 n jest średnią liczbą gniazd w sieci budynkowej w rozpatrywanym obszarze,
 typ_sieci jest parametrem związanym ze stopniem przestrzennego rozproszenia abonentów.

Reprezentatywne, przybliżone wartości parametru typ_sieci dla rozpatrywanych w pracy gęstości zabudowy wynoszą:

- 1) dla obszarów o dużej gęstości zabudowy 4,
- 2) dla obszarów o średniej gęstości zabudowy 2,
- 3) dla obszarów o małej gęstości zabudowy 1,5.

Wartości powyższe zostaną w dalszej części pracy przyjęte do symulacji pracy sieci dystrybucyjnej.

Przy analizie sieci dystrybucyjnej zwykle pomija się szumy kabli wobec znaczących wzmocnień wzmacniaczy toru zwrotnego (zwykle od 15-25dB) i stosunkowo małego odstepu mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń dla sygnałów wejściowych ($CINR_{bud} < 50$ dB, $C_{in} \cong 13$ dBmV). Pomija się także zakłócenia wnikaające do sieci dystrybucyjnej drogą indukcji, wobec bardzo dobrego ekranowania kabli magistralnych (skuteczność ekranowania powyżej 100 dB).

W niniejszej pracy to podejście będzie kontynuowane i pogorszenie jakości sygnału związane z transmisją w sieci dystrybucyjnej będzie modelowane wyłącznie pogorszeniem stosunku mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń przy transmisji przez elementy aktywne – wzmacniacze toru zwrotnego. Przy czym, dla wzmacniacza toru zwrotnego, będą analizowane jego szumy wewnętrzne, modelowane współczynnikiem szumów wzmacniacza i nieliniowości, modelowane produktami harmonicznymi i produktami intermodulacji drugiego i trzeciego rzędu. Dodatkowo uwzględnione zostaną efekty obcinania sygnału o dużym poziomie przez wzmacniacz (*clipping*) i efekty nasycenia wzmacniacza.

3.3.1 Sieci budynkowe włączone do danego węzła dostępowego ONU

Poszczególne sieci budynkowe są włączone do węzła dostępowego ONU, gdzie następuje zamiana sygnału elektrycznego w optyczny, przez sieć dystrybucyjną. Ilość sieci budynkowych l_{bud} włączonych do węzła ONU o pojemności N gniazd abonenckich będzie zależeć od średniej liczby gniazd n w sieci budynkowej w danym obszarze ONU. Liczbę sieci budynkowych l_{bud} , dla założonej pojemności węzła ONU, można obliczyć z następującej zależności:

$$l_{bud} = INT\left(\frac{N}{n}\right) \quad (3.20)$$

gdzie: funkcja $INT(x)$ wyznacza część całkowitą z argumentu x .

Liczba sieci budynkowych włączonych do jednego węzła dostępowego ONU, jak zostanie wykazane w dalszej części pracy, w znaczący sposób wpływa na pojemność informacyjną łącza zwrotnego.

3.3.2 Stosunek mocy nośnej do mocy szumów termicznych CNR_{wzm} dla pojedynczego wzmacniacza

Poza szumem termicznym i szumem własnym modemów kablowych w systemach TVK mamy do czynienia z szumem elementów aktywnych sieci – wzmacniaczy. Szum wzmacniacza odnosi się do jego wejścia i charakteryzuje się wielkością zwaną współczynnikiem szumów f lub F [dB] (*noise figure*) podawaną zwykle w dB i wynoszącą dla typowych wzmacniaczy toru zwrotnego ok. 5 dB. Współczynnik szumów definiuje się następująco:

$$f = \frac{\left(\frac{c}{n}\right)_{in}}{\left(\frac{c}{n}\right)_{out}} = \frac{n_{out}}{G \cdot n_{in}} = \frac{G \cdot n_{in} + n_{wzm}}{G \cdot n_{in}} = 1 + \frac{T_{sz}}{T_s}, \quad (3.21)$$

lub w mierze decybelowej:

$$F = 10 \cdot \log \frac{\left(\frac{c}{n}\right)_{in}}{\left(\frac{c}{n}\right)_{out}} = CNR_{in} - CNR_{out} \text{ [dB]}, \quad (3.22)$$

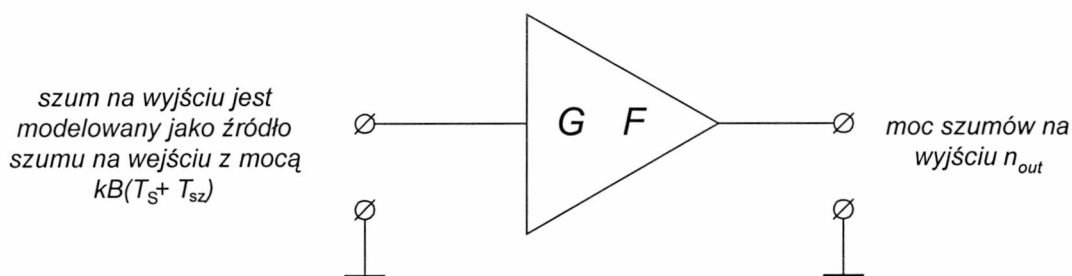
gdzie: $(c/n)_{in}$ jest stosunkiem mocy nośnej do mocy szumu na wejściu wzmacniacza,
 $(c/n)_{out}$ jest stosunkiem mocy nośnej do mocy szumu na wyjściu wzmacniacza,
 CNR_{in} jest stosunkiem mocy nośnej do mocy szumu na wejściu wzmacniacza wyrażonym w dB,

CNR_{out}	jest stosunkiem mocy nośnej do mocy szumu na wyjściu wzmacniacza wyrażonym w dB,
n_{out}	jest mocą szumu na wyjściu wzmacniacza,
n_{in}	jest mocą szumu na wejściu wzmacniacza,
n_{wzm}	jest mocą szumów wewnętrznych wzmacniacza,
G	jest wzmocnieniem wzmacniacza,
T_{sz}	jest temperaturą szumową wzmacniacza,
T_S	jest temperaturą źródła sygnału.

Współczynnik szumów f_0 mierzony jest przez producenta w standardowej temperaturze pokojowej $T_0 = 290$ K. Dla innej temperatury współczynnik szumów f wyniesie:

$$f = 1 + (f_0 - 1) \frac{T_0}{T_S}. \quad (3.23)$$

Zmiana temperatury pracy wzmacniacza powoduje zmianę współczynnika szumów, którą należy uwzględnić szczególnie dla wzmacniaczy zlokalizowanych w szafkach ulicznych, gdzie temperatura zewnętrzna może się wahać od -20 do 50°C . Takie wahania temperatury spowodują zmianę współczynnika szumów o ok.12%. W rozpatrywanym zakresie częstotliwości przyjmuje się zwykle stałą gęstości widmową szumów wzmacniacza i tak zostanie przyjęte w niniejszej pracy.



Rys.3.12 Model szumowy wzmacniacza

We wzmacniaczach wieloportowych, które są często stosowane w sieci dystrybucyjnej ze względu na wyrównanie poziomu podnośnych toru dosyłowego na różnych kierunkach sieci należy uwzględnić również [3]:

- 1) straty na wewnętrznym sumatorze (element bierny) A_C wynoszące dla wzmacniacza dwuwyjściowego ok. 3,5dB, trójwyjściowego ok. 5,2 dB i 7 dB dla wzmacniacza 4 wyjściowego lub 4-wyjściowego węzła optycznego.
- 2) straty na filtrach dupleksowych i portach testowych testowym $A_{DI} = 2$ dB (odgałęźnik 20 dB).

W związku z powyższym należy zawsze wyznaczyć tzw. efektywny współczynnik szumów który wynosi:

$$F_{eff} = F + A_C + A_{DI}. \quad (3.24)$$

W tabeli 3.7 podano efektywne współczynniki szumów wyznaczone dla typowych wzmacniaczy kanału zwrotnego.

Tabela 3.7 Efektywny współczynnik szumów wzmacniacza kanału zwrotnego w zależności od liczby portów

Parametry wzmacniacza	Typ wzmacniacza			
	Wzmacniacz 1-wyjściowy	Wzmacniacz 2-wyjściowy	Wzmacniacz 3-wyjściowy	Wzmacniacz 4-wyjściowy
A_C	0	3,5	5,2	7
A_{DI}	2	2	2	2
F	5	5	5	5
F_{eff}	7	10,5	12,2	15

Jeżeli niezakłócona nośna sygnału użytecznego o poziomie mocy C_{in} jest transmitowana przez wzmacniacz w kanale o ekwiwalentnej szerokości szumowej B_N , to wówczas stosunek nośnej do szumu na wyjściu wzmacniacza CNR_{wzm} przy temperaturze T możemy obliczyć z zależności:

$$CNR_{wzm} = C_{in} - F_{eff} - 10 \cdot \log(kTB_N) \text{ dB}, \quad (3.25)$$

$$\text{lub} \quad CNR_{wzm} = 10 \log \left[\frac{c_{in}}{kTB_N \cdot f_{eff}} \right] = 10 \log \left[\frac{c_{out}}{g \cdot kTB_N \cdot f_{eff}} \right], \quad (3.26)$$

gdzie: g jest wzmocnieniem mocy wzmacniacza w W/W.

Dla każdego wzmacniacza istnieje optymalny poziom wyjściowy sygnału tzw. poziom operacyjny dla którego zachowany jest wymagany odstęp od poziomu szumów i który nie powoduje przesterowania stopnia wyjściowego wzmacniacza, a tym samym nadmiernego wzrostu poziomu produktów zniekształceń intermodulacyjnych. Typowo dla wzmacniaczy kanału zwrotnego wyjściowy poziom operacyjny wynosi ok. 35 dBmV (przy odstępnie od poziomu zniekształceń intermodulacyjnych odpowiednio trzeciego i drugiego rzędu wynoszącym $CTB > 81\text{dBc}$ i $CSO > 75\text{dBc}$ i wzmocnieniu $G = 22 \text{ dB}$ i dla wypełnienia sygnałem pasma równego 35 MHz). Zakładając ten poziom możemy, dla przykładu, obliczyć wartości odstępów CNR_{wzm} na wyjściu pojedynczego wzmacniacza kanału zwrotnego, dla kanału zwrotnego o szerokości $B_N = 2,56 \text{ MHz}$, przy uwzględnieniu na wejściu tylko szumów termicznych wynikających z impedancji sieci:

Tabela 3.8 Odstęp mocy nośnej do mocy szumu CNR_{wzm} na wyjściu wzmacniacza w zależności od typu wzmacniacza dla operacyjnego poziomu wyjściowego równego 35dBmV

Parametry wzmacniacza	Typ wzmacniacza			
	Wzmacniacz 1-wyjściowy	Wzmacniacz 2-wyjściowy	Wzmacniacz 3-wyjściowy	Wzmacniacz 4-wyjściowy
$F_{eff} [\text{dB}]$	7	10,5	12,2	15
$G [\text{dB}]$	22	22	22	22
$C_{out\ opt} [\text{dBmV}]$	35	35	35	35
$C_{in\ opt} [\text{dBmV}]$	13	13	13	13
$N_{in} [\text{dBmV}]$	-61,14	-61,14	-61,14	-61,14
$CNR_{wzm} [\text{dB}]$	67,14	63,64	61,94	59,14

Porównując wyniki obliczeń zaprezentowane w tabeli 3.8 z wcześniejszymi obliczeniami przedstawionymi w tabeli 3.6 można stwierdzić, że szумы własne wzmacniaczy toru zwrotnego mają znikomy wpływ na jakość pracy toru zwrotnego. Okazuje się, że wszystkie istotne szумы i zakłócenia dostają się do sieci współosiowej w jej części budynkowej a dokładniej ich źródłem są urządzenia wpięte do gniazd abonenckich. Zjawisko sumowania się (kumulacji) zakłóceń i szumów w sieci budynkowej powoduje, że poziom szumów i zakłóceń sieci od sieci budynkowej na wejściu wzmacniacza budynkowego jest znacznie większy (od 10 dB do nawet 20 dB – dla poziomu operacyjnego) od poziomu szumów własnych wzmacniacza, niezależnie od typu sieci budynkowej i typu wzmacniacza. Wpływ szumów wzmacniacza można będzie zaobserwować jedynie w sieciach o dużej ilości wzmacniaczy, czyli w sieciach o rozproszonej zabudowie, gdzie dodatkowo przypada duża liczba abonentów na jeden węzeł optyczny.

W rzeczywistych systemach nośna podana na wejście wzmacniacza nie jest wolna od szumów i zakłóceń. Szczególnie dla systemów toru zwrotnego telewizji kablowej kumulacja szumów i zakłóceń w sieci budynkowej powoduje znaczne pogorszenie warunków transmisji mierzonych stosunkiem mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{bud}$. Jak zostało pokazane w analizowanym przykładzie w punkcie 3.2 odstęp od szumów i zakłóceń w pojedynczym kanale zwrotnym na wejściu wzmacniacza budynkowego może wynosić od 40 do 50 dB, przy czym na odstęp ten wpływa duża ilość parametrów. Dla opisu toru zwrotnego na wyjściu wzmacniacza konieczne jest więc uwzględnienie wcześniejszej degradacji nośnej sygnału użytecznego, a nie tylko szumów termicznych wynikających z impedancji sieci.

Założmy teraz, że znamy wartość mocy nośnej sygnału na wejściu wzmacniacza C_{in} oraz jej odstęp od mocy szumów i mocy zakłóceń, który będzie równy $CINR_{in}$ (mogą to być wartości zmierzone lub obliczone na podstawie wcześniejszych rozważań). Wówczas stosunek nośnej do szumów i zakłóceń na wyjściu wzmacniacza $CINR_{wzm}$ wyniesie:

$$CINR_{wzm} = 10 \log \left[\frac{c_{in}}{kTB_N \left(f_{eff} + \frac{c_{in}}{cinr_{in} \cdot kTB_N} - 1 \right)} \right] = 10 \log \left[\frac{c_{in}}{\left(kTB_N f_{eff} + \frac{c_{in}}{cinr_{in}} - kTB_N \right)} \right]. \quad (3.27)$$

W celu obliczenia stosunku mocy nośnej do mocy szumu i mocy zakłóceń $CINR_{wzm_bud}$ na wyjściu pierwszego wzmacniacza w sieci patrząc od gniazd abonenckich w kierunku węzła ONU dla rozpatrywanego toru zwrotnego w miejsce $cinr_{in}$ należy podstawić obliczoną lub zmierzoną wartość stosunku nośnej do szumów i zakłóceń na wejściu wzmacniacza budynkowego $cinr_{bud}$ oraz za wartość c_{in} podstawić moc nośnej sygnału wysłanego z modemu c stłumioną przez siecią budynkową i gniazdo abonenckie. Po podstawieniu otrzymujemy:

$$CINR_{wzm_bud} = 10 \log \left[\frac{\frac{c}{\max(a_i) \cdot a_d}}{\left(kTB_N f_{eff} + \frac{c}{\max(a_i) \cdot a_d \cdot cinr_{bud}} - kTB_N \right)} \right]. \quad (3.28)$$

3.3.3 Transmisja sygnału zwrotnego przez bierną sieć dystrybucyjną

Sygnały zwrotne transmitowane w sieci dystrybucyjnej, podobnie jak to miało miejsce dla sieci budynkowej, są sumowane na biernych elementach magistralnych, lub w przypadku wieloportowych wzmacniaczy i węzłów optycznych w elementach biernych na wejściu wzmacniacza. Jak zostanie pokazane poniżej, istotne z punktu widzenia jakości transmisji w torze zwrotnym jest takie kreowanie sieci dystrybucyjnej, by moce nośnych sygnałów zwrotnych w rozpatrywanym kanale częstotliwościowym, pochodzące z różnych gałęzi sieci, miały jednakowy poziom i zbliżony odstęp od mocy szumów i mocy zakłóceń na wejściu kolejnych wzmacniaczy w kaskadzie. Jednakowy poziom mocy nośnych sygnałów użytecznych w sieci uzyskujemy przez takie zaprojektowanie sieci budynkowych w obszarze ONU, by sieci te miały jednakowe tłumienie średnie oraz przez odpowiednie ustawienie wzmocnień i korekcji we wzmacniaczach sieci dystrybucyjnej. Zbliżony stosunek mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń dla sieci budynkowych uzyskamy projektując sieci budynkowe o zbliżonej liczbie gniazd dla obszarów o podobnej gęstości zabudowy.

Rozpatrzmy teraz sumowanie dwóch nośnych sygnałów o jednakowych poziomach i stosunkach mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń odpowiednio $CINR_1$ i $CINR_2$ na rozgałęźniku o jednakowych tłumiennościach wtarceniowych dla obydwu portów. Dla takiego przypadku wypadkowy odstęp mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{wypad}$ będzie wynosić, (przy założeniu niezależność źródeł zakłóceń):

$$CINR_{wypad} = -10 \cdot \log \left(10^{-\left(\frac{CINR_1}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CINR_2}{10}\right)} \right). \quad (3.29)$$

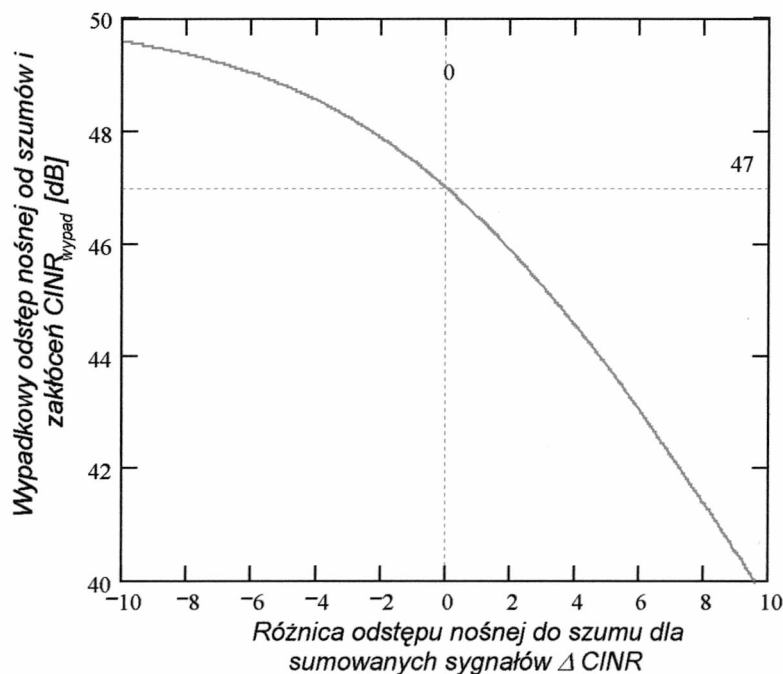
Równanie 3.29 można przepisać do postaci:

$$CINR_{wypad} = CINR_1 - 10 \cdot \log \left(1 + 10^{\frac{1}{10}(CINR_1 - CINR_2)} \right) = CINR_1 - 10 \log(1 + \Delta cinr), \quad (3.30)$$

gdzie:

$$\Delta cinr = \left(\frac{1}{\frac{c_1}{cinr_1} + \frac{c_2}{cinr_2}} \right) (c_1 - c_2). \quad (3.31)$$

Na rys. 3.13. w celu zobrazowania zależności (3.30) przedstawiono wykres funkcji dla $CINR_{wypad} = f(\Delta cinr)$ przy ustalonym $CINR_1 = 50$ dB.



Rys.3.13 Wypadkowy odstęp nośnej od szumów i zakłóceń $CINR_{wypad}$

Analizując wyrażenia (3.30) i (3.31) oraz rysunek 3.13 można stwierdzić, że minimalna wartość wypadkowego odstępnośnej do szumu i zakłóceń $CINR_{wyp}$ uzyskamy przy łącznym spełnieniu dwóch warunków:

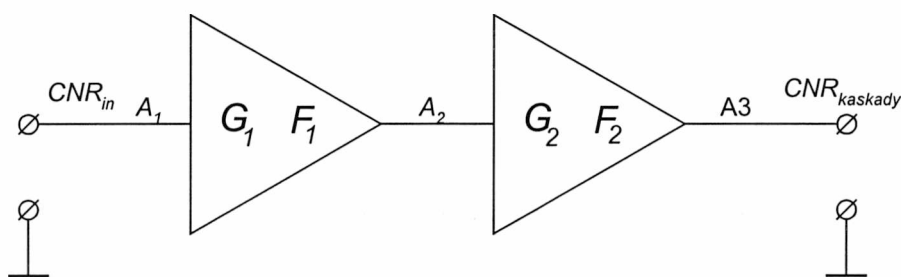
- 1) jednakowego poziomu mocy nośnych sygnału na wyjściu elementu sumacyjnego (dla elementów biernych magistralnych będzie to wejście dla toru dosyłowego, a dla wzmacniaczy wieloportowych lub wieloportowych węzłów optycznych będzie to wyjście wewnętrznego biernego sumatora torów zwrotnych, umieszczonego zwykle po filtrze dipleksowym),
- 2) zbliżonego stosunku sumowanych mocy nośnych do mocy szumów i mocy zakłóceń.

Przy czym w najlepszym przypadku pogorszenie jakości sygnału przy założeniu niezależności źródeł szumów i zakłóceń z obu gałęzi sieci wynosić będzie 3dB.

Postulat wyrównanych poziomu sygnału użytecznego podczas operacji sumowania na elementach biernych, który to proces jest nieodłącznie związany ze strukturą sieci drzewiastej w praktyce realizuje się przez ustawienie wzmocnienia ścieżek zwrotnych (przez odpowiedni dobór wzmocnień i korekcji wzmacniaczy kanału zwrotnego i dobór elementów biernych). W tym miejscu trzeba zauważyć, że ze względu na zależność tłumienia kabla koncentrycznego od częstotliwości i wykorzystanie kabli współosiowych jako medium dwukierunkowego istnieje sprzeczność pomiędzy optymalnym ustawieniem parametrów tłumieniowych toru dosyłowego i zwrotnego. W szczególności powyższa uwaga dotyczy wykorzystania biernych elementów magistralnych do uzyskania wyrównanych poziomów na wejściach wzmacniaczy dystrybucyjnych w kierunku dosyłowym. Stosowanie w takim przypadku odgałęźników o dużej wartości tłumienia odgałęzień na krótkich odcinkach sieci powoduje powstanie trudnych do kompensacji we wzmacniaczach toru zwrotnego różnic tłumień sieci w kierunku zwrotnym.

Wobec czego do rozgałęziania sygnału w sieci dystrybucyjnej powinno się stosować wyłącznie rozgałęźniki o jednakowym tłumieniu wtrąceniowym dla wszystkich portów wyjściowych, a ewentualny zbyt wysoki poziom sygnału na wejściu wzmacniaczy dystrybucyjnych kompensować tłumikiem wejściowym wzmacniacza, umieszczonym po filtrze dupleksowym rozgałęziającym kierunki transmisji (patrz rys.1.15).

3.3.4 Stosunku mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{kaskady}$ na wyjściu kaskady wzmacniaczy



Rys.3.14 Kaskada wzmacniaczy

Aby obliczyć wypadkowy stosunek mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń na wyjściu kaskady wzmacniaczy $CINR_{kaskady}$ w pojedynczym kanale zwrotnym na wyjściu kaskady wzmacniaczy (przy założeniu szumowego charakteru zakłóceń), należy postępować w następującej kolejności:

- 1) określamy poziomy mocy nośnych sygnału na wejściach poszczególnych wzmacniaczy,
- 2) wyznaczamy odstęp mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń $CINR_{wzm_i}$ dla kolejnych i wzmacniaczy w kaskadzie korzystając ze wzoru (3.27),
- 3) wyznaczamy sumę ważoną odstępów mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń $CINR_{wzm_i}$ wzmacniaczy stosując wzór (3.29),
- 4) uwzględniamy moc szumów związaną z tłumieniem kabli odcinków kabli współosiowych pomiędzy wzmacniaczami.

Powyższa procedura pozwala uzyskać dokładną wartość odstęp mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń na wyjściu kaskady wzmacniaczy. Jednak dla wielu przypadków (np. przy analizie toru dosyłowego), przy spełnieniu określonych założeń, można się posługiwać uproszczonym wzorem:

$$CINR_{kaskady} = CINR_{wzm} - 10 \log k, \quad (3.32)$$

gdzie: k jest liczbę wzmacniaczy w kaskadzie.

Stosowanie wzoru (3.32) jest ograniczone do przypadków spełniających następujące warunki:

- 1) wszystkie wzmacniacze mają identyczne parametry szumowe,
- 2) na wejściu pierwszego wzmacniacza w kaskadzie mamy do czynienia jedynie z szumem termicznym,
- 3) wzmacniacze mają duże wzmocnienie ($>20\text{dB}$),
- 4) wzmocnienie kompensuje tłumienie kolejnych odcinków sieci odcinków.

W analizie toru zwrotnego, ze względu na brak spełnienia drugiego warunku uproszczony wzór na kaskadę wzmacniaczy nie znajduje bezpośredniego zastosowania. Należy zawsze dodatkowo uwzględnić skumulowane szumy i zakłócenia sieci budynkowej na wejściach poszczególnych wzmacniaczy.

3.3.5 Wypadkowy poziom mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń na wejściu węzła optycznego $CINR_{ONU}$

Przy realizacji torów zwrotnych dąży się do uzyskania wzmocnienia równego 1 (0dB) w całym zakresie częstotliwości począwszy od wyjścia wzmacniacza budynkowego do wejścia portu platformy modemowej CMTS z przytoczonych wyżej powodów. Uzyskuje się to przez ustawienie jednakowych poziomów sygnału na wejściu elementów węzłowych dla wszystkich gałęzi sieci dochodzących do danego węzła.

Takie rozwiązanie znakomicie ułatwia projektowanie i utrzymanie sieci i jak wykazuje praktyka pozwala uzyskać dobre warunki transmisji niezależnie z której gałęzi sieci następuje transmisja. Zastosowanie jednakowych poziomów na wejściu wszystkich wzmacniaczy toru zwrotnego będzie zastosowane również w niniejszej pracy do symulacji pracy toru zwrotnego i obliczenia wypadkowego mocy stosunku nośnej do mocy szumu i mocy zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu nadajnika optycznego toru zwrotnego znajdującego się w węźle dostępowym ONU.

Obliczmy teraz wypadkowy stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń o charakterze szumowym $CINR_{ONU}$ na wejściu nadajnika optycznego węzła ONU, dla różnych typów zabudowy, upraszczając podaną wyżej procedurę obliczeniową dla kaskady, przy następujących założeniach:

- 1) w sieci dystrybucyjnej zastosowane są wzmacniacze toru zwrotnego o identycznych parametrach,
- 2) tłumienia kolejnych odcinków sieci są kompensowane przez wzmocnienia, poszczególnych wzmacniaczy toru zwrotnego,
- 3) zastosowania wzmacniaczy o dużym wzmocnieniu,
- 4) uwzględnieniu jedynie szumów wzmacniacza (zniekształcenia nieliniowe zostaną uwzględnione w dalszej części pracy),
- 5) jednakowych sieci budynkowych dla danego typu zabudowy (jednakowa liczba gniazd abonenckich n , A_{sr} i ΔA),
- 6) statystycznej niezależności źródeł zakłóceń z poszczególnych gałęzi sieci.

Wszystkie powyższe założenia (oprócz podpunktu piątego) są uzasadnione w odniesieniu do rzeczywistych sieci TVK. Uproszczenia przyjęto w celu oszacowania jak zmienia się $CINR_{ONU}$ w zależności od typu zabudowy i ilości gniazd abonenckich przypadających na węzeł optyczny oraz innych parametrów systemowych. W obliczeniach dla praktycznego systemu zwrotnego konieczne jest najpierw wyznaczenie odstępów mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{bud}$ osobno dla wszystkich sieci budynkowych z uwzględnieniem ich pojemności i rozpiętości, a następnie uwzględnienie zastosowanej struktury sieci dystrybucyjnej i parametrów wzmacniaczy dystrybucyjnych.

Uproszczoną zależność na $CINR_{ONU}$ można zapisać następująco:

$$CINR_{ONU} = -10\log \left[10^{\frac{CINR_{bud} - 10\log(l_{bud})}{10}} + 10^{\frac{CINR_{wzm} - 10\log(l_{wzm})}{10}} \right], \quad (3.33)$$

gdzie: l_{bud} jest ilością sieci budynkowych włączonych do węzła ONU,
 l_{wzm} jest ilością wzmacniaczy włączonych do węzła ONU.

Podstawiając w miejsce l_{bud} prawą stronę równania (3.20) i w miejsce l_{wzm} prawą stronę równania (3.19), otrzymujemy:

$$CINR_{ONU} = -10\log \left[10^{\frac{CINR_{bud} - 10\log \left(INT \left(\frac{N}{n} \right) \right)}{10}} + 10^{\frac{CINR_{wzm} - 10\log \left[INT \left(\frac{N}{n} \left(1 + \frac{1}{typ_sieci} \right) \right) \right]}{10}} \right]. \quad (3.34)$$

W tabeli 3.9 zestawiono wyniki obliczeń wypadkowego odstępu mocy nośnej od skumulowanych mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{ONU}$ dla obszarów o trzech różnych gęstości zabudowy, dla sieci współosiowej o pojemności $N = 500$ gniazd abonenckich przypadających na jeden optyczny węzeł dostępowy ONU, przeprowadzonych na podstawie równania (3.34). Pozostałe parametry potrzebne do obliczeń są identyczne jak w tabeli 3.5 i w związku z tym nie będą powtarzane.

Tabela 3.9 Przykładowe obliczenie stosunku nośnej do szumów i zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu węzła optycznego ONU w zależności od gęstości zabudowy dla $N=500$ bez uwzględnienia zakłóceń od kanałów sąsiednich i kanałów harmonicznych

Lp.	Parametr (w danym segmencie sieci)	Duża gęstość zabudowy	Średnia gęstość zabudowy	Mała gęstość zabudowy
1.	Wypadkowy odstęp nośnej sygnału od szumów i zakłóceń $CINR_{bud}$ na wejściu wzmacniacza budynkowego [dB]	50,6	51,8	52,7
2.	Liczba sieci budynkowych l_{bud}	8	12	25
3.	Odstęp nośnej sygnału od szumów $CINR_{bud}$ na wyjściu wzmacniacza budynkowego obliczony dla niezakłóconego sygnału wejściowego [dB]	67,14	67,14	67,14
4.	Liczba wzmacniaczy sieci dystrybucyjnej (łącznie ze wzmacniaczami budynkowymi) l_{wzm}	11	19	42
5.	Wypadkowy odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń na wejściu węzła optycznego ONU $CINR_{ONU}$	41,2	40,4	38,0

Analizując wyniki obliczeń przedstawione w tabeli 3.9 można zauważyć, że wypadkowy odstęp mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu węzła dostępowego ONU dla sieci o ilości gniazd abonenckich N równej 500 jest zbliżony dla wszystkich rodzajów sieci. Potwierdza to, z jednej strony mały wpływ szumów wzmacniaczy na pracę toru zwrotnego. Z drugiej jednak strony niewielka, zaledwie 3dB różnica w $CINR_{ONU}$ pomiędzy siecią w obszarze o dużej gęstości zabudowy w porównaniu z siecią w obszarze o małej gęstości zabudowy wynika z idealności przyjętych założeń, między innymi, co do poziomów występowania wzmacniaczy dystrybucyjnych i utrzymania tłumienia równego 0dB w całej sieci dystrybucyjnej.

W praktycznie realizowanych systemach istnieje zawsze pewien błąd występowania wzmacniaczy, różnice we wzmacnieniach, okresowe zmiany tłumienia kabli (np. z temperaturą), co ma swoje następstwa w dodatkowych różnicach tłumienia trasy dla różnych odgałęzień sieci. Nieidealność toru dystrybucyjnego będzie proporcjonalna do wielkości sieci dystrybucyjnej liczoną np. ilością wzmacniaczy. W związku z różnicami w tłumieniu toru zwrotnego i w poziomach mocy nośnej w sieci dystrybucyjnej będą występować różnice pomiędzy odstępem mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla sygnałów transmitowanych z różnych sieci budynkowych. Można więc mówić jedynie o średnim odstępem mocy nośnej do mocy szumu dla sieci dystrybucyjnej i pewnym zakresie niepewności. Zakres ten będzie tym większy im więcej wzmacniaczy znajduje się w rozpatrywanej sieci dystrybucyjnej. Także błąd oszacowania odstepu $CINR_{ONU}$ za pomocą równania (3.34) będzie się zwiększał dla sieci o większej rozpiętości i pojemności. Średni odstęp $CINR_{ONU}$ będzie niższy od poziomu idealnego o poprawkę K związaną z liczbą dróg sygnału w sieci dystrybucyjnej, a więc z liczbą sieci budynkowych l_{bud} włączonych do danego węzła ONU. Po uwzględnieniu poprawki, równanie 3.34 można zapisać następująco:

$$CINR_{ONU} = -10 \log \left[10^{\frac{CINR_{bud} - 10 \log \left(INT \left(\frac{N}{n} \right) \right)}{10}} + 10^{\frac{CNR_{wzm} - 10 \log \left[NT \left(\frac{N}{n} \left(1 + \frac{1}{typ_sieci} \right) \right) \right]}{10}} \right] - K(l_{bud}). \quad (3.35)$$

Na podstawie pomiarów odstepu mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń na wejściu nadajnika optycznego toru zwrotnego ($CINR_{ONU}$), przeprowadzonych w praktycznych sieciach telewizji kablowej, których wyniki przedstawiono w punkcie 3.5, określono, że poprawkę K można przybliżyć funkcją liniową:

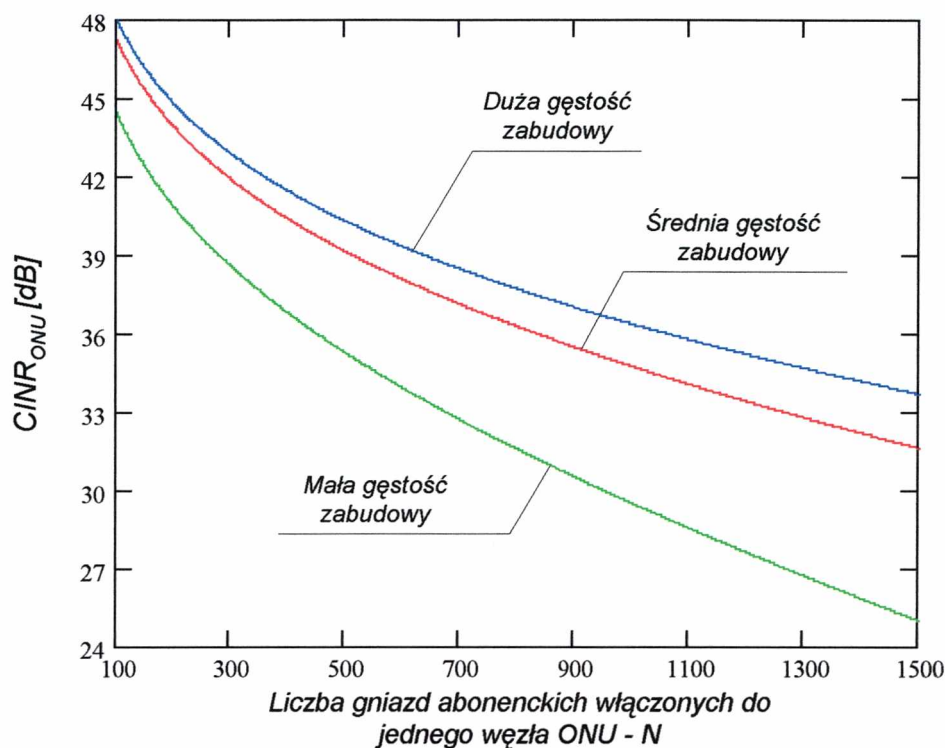
$$K(l_{bud}) = k \cdot l_{bud}, \quad (3.36)$$

gdzie: k jest stałą z zakresu 0,08-0,14.

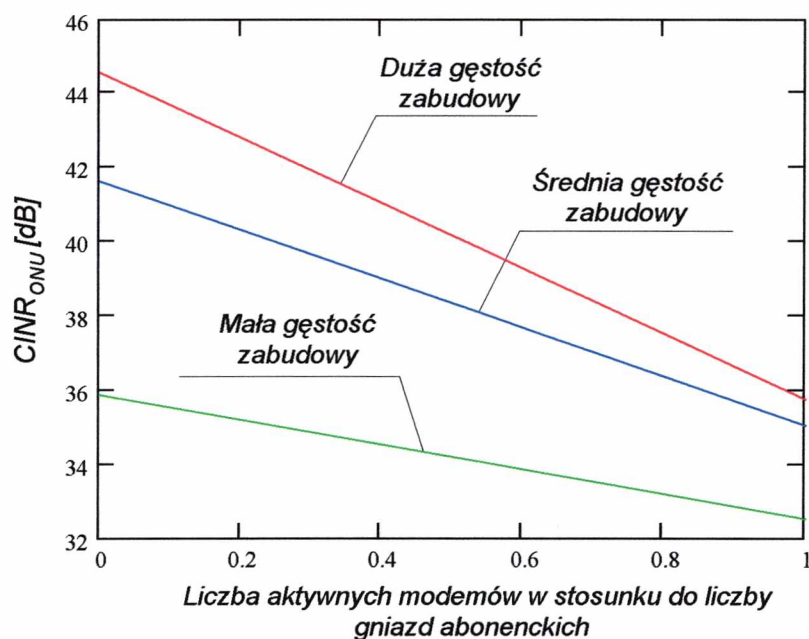
Do dalszych obliczeń przyjęto średnią wartość $k = 0,11$.

Na rys. 3.15 do 3.20 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych pracy sieci dystrybucyjnej przeprowadzonych w celu:

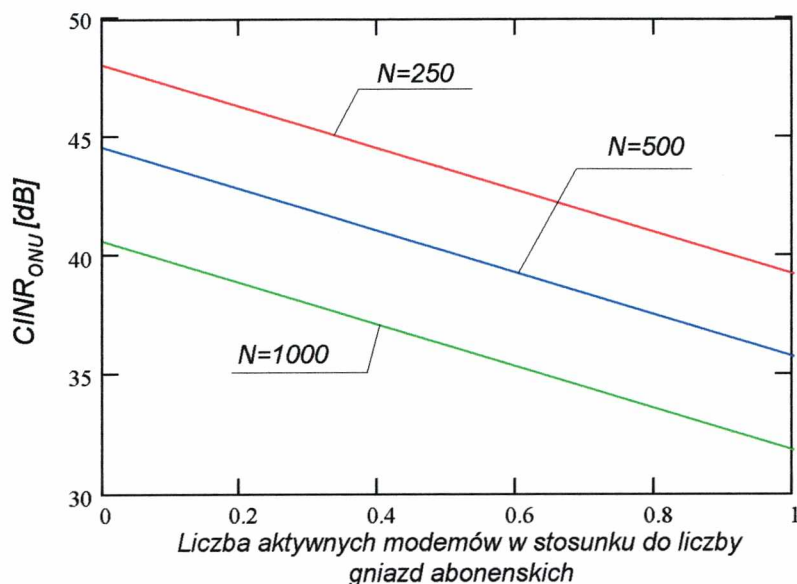
- 1) określenia jak zmienia się średni odstęp $CINR_{ONU}$ przy zmianie liczby gniazd abonenckich N przypadających na jeden węzeł optyczny ONU dla obszarów o różnych gęstości zabudowy,
- 2) określenia, które parametry sieci wpływają w największym stopniu na średni odstęp $CINR_{ONU}$,
- 3) pokazania możliwości optymalizacji sieci dystrybucyjnej i budynkowej prowadzącej do zwiększenia średniego odstepu $CINR_{ONU}$ i co za tym idzie potencjalnej pojemności informacyjnej toru zwrotnego.



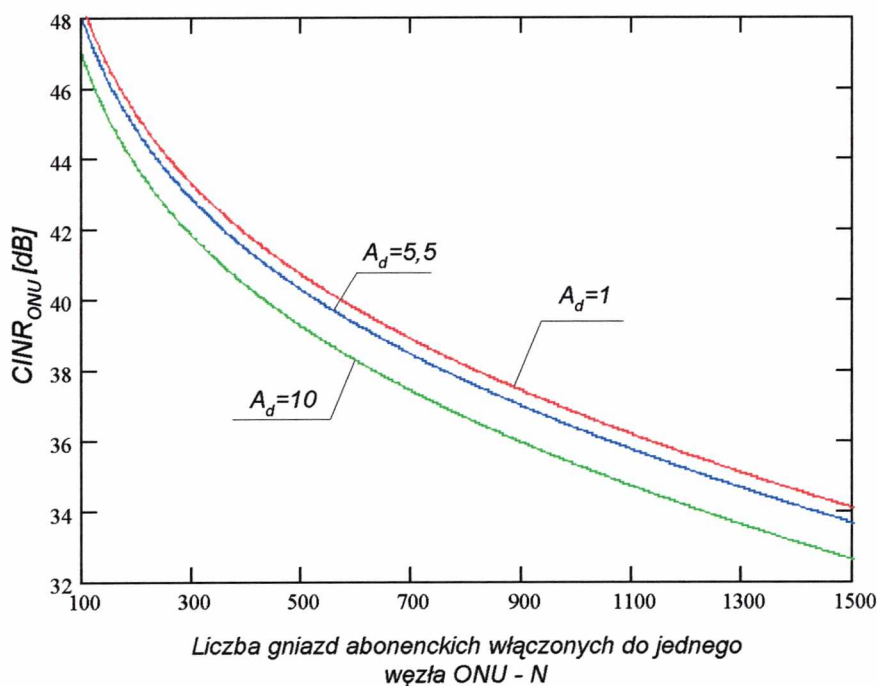
Rys. 3.15 Średni odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU w zależności od ilości gniazd abonenckich włączonych do ONU dla obszarów o różnej gęstości zabudowy



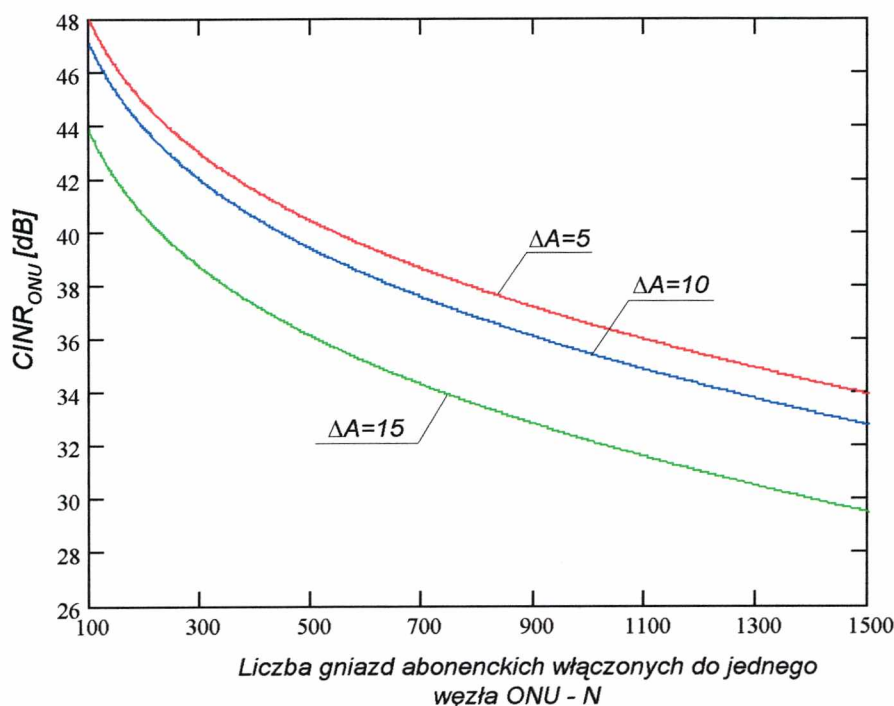
Rys. 3.16 Średni odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU w zależności od liczby aktywnych modemów w stosunku do liczby gniazd abonenckich dla obszarów o różnej gęstości zabudowy ($N=500$)



Rys. 3.17 Średni odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU w zależności od liczby aktywnych modemów w stosunku do liczby gniazd abonenskich dla różnej ilości N gniazd abonenskich włączonych do węzła ONU (sieć w obszarze o dużej gęstości zabudowy)



Rys. 3.18 Średni odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU w zależności od ilości gniazd abonenskich włączonych do ONU dla różnej wartości tłumienia portu dane gniazda abonenskiego A_d (dla sieci o dużej gęstości zabudowy)



Rys.3.19 Średni odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR_{ONU}$ na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU w zależności od ilości gniazd abonenckich włączonych do węzła ONU dla różnych wartości odchylenia standardowego tłumienia sieci budynkowej ΔA (sieć w obszarze o dużej gęstości zabudowy i $A_d = 5\text{dB}$)

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych pracy sieci dystrybucyjnej z uwzględnieniem niezależnych, addytywnych szumów i zakłóceń oraz poprawki korekcyjnej, można wyciągnąć następujące wnioski dotyczące jakości sygnału użytecznego na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU, charakteryzowanej średnim odstępem mocy nośnej od mocy skumulowanych szumów i zakłóceń sieci współosiowej $CINR_{ONU}$:

- 1) odstęp $CINR_{ONU}$ zmniejsza się proporcjonalnie do odwrotności liczby gniazd abonenckich (proporcjonalnie do q/N , gdzie q jest stałą) przy zwiększeniu liczby abonentów N włączonych do optycznego węzła dostępowego ONU (rys.3.15), przy czym wartość stałej q będzie wprost proporcjonalna gęstość zabudowy w danym obszarze ONU i jest związana z liczbą wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej i liczbą sieci budynkowych. Wartość q będzie największa dla sieci o dużej gęstości zabudowy, a najmniejsza dla sieci rozproszonych w obszarach o małej gęstości zabudowy,
- 2) przy jednakowej liczbie gniazd abonenckich włączonych do węzła ONU i jednakowym stosunku liczby aktywnych modemów do liczby gniazd abonenckich, odstęp $CINR_{ONU}$ będzie tym mniejszy im mniejsza jest gęstość zabudowy w danym obszarze ze względu na mniejszą liczbę abonentów włączonych do jednej sieci budynkowej i większą ilość wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej (rys.3.15 i 3.16),
- 3) odstęp $CINR_{ONU}$ maleje liniowo wraz ze wzrostem ilości abonentów korzystających z usługi transmisji danych w stosunku do liczby gniazd abonenckich włączonych do węzła ONU, przy czym nachylenie charakterystyki $CINR_{ONU}(\%mod)$ jest zależne od gęstości zabudowy (rys.3.16),
- 4) przez podział sieci współosiowej na segmenty o mniejszej liczbie gniazd abonenckich włączonych do optycznego węzła dostępowego ONU można zwiększyć odstęp $CINR_{ONU}$, a co za tym idzie pojemność informacyjną łącza zwrotnego (rys.3.17) i jest to najbardziej efektywna metoda poprawy warunków transmisji w torze zwrotnym,

- 5) w celu uzyskania zbliżonych warunków transmisji dla różnej gęstości zabudowy głębokość segmentacji sieci powinna być tym większa, im bardziej rozproszona jest zabudowa w danym obszarze sieci TVK,
- 6) dla ustalonej liczby gniazd abonenckich włączonych do węzła dostępowego ONU, liczby aktywnych modemów oraz dla danego typu zabudowy obszaru, który obejmuje dana sieć współosiowa można poprawić odstęp $CINR_{ONU}$, a co za tym idzie pojemność informacyjną łącza zwrotnego w następujący sposób:
 - a) przez zastosowanie w całej sieci gniazd abonenckich o minimalnym tłumieniu dla portu dane, przy zachowaniu pozostałych parametrów (rys.3.18),
 - b) przez zastosowanie kompensacji tłumień sieci budynkowej, powodującego zmniejszenie różnic tłumienia dla poszczególnych gałęzi abonenckich w sieci budynkowej (rys.3.19).

Zastosowanie kompensacji tłumień gałęzi sieci budynkowej w istniejącej sieci najłatwiej jest przeprowadzić na podstawie obliczonych wartości tłumień wkładek typu *plug-in* instalowanych w specjalnych rozgałęźnikach wielokrotnych wyposażonych dipleksowe rozdzielacze kierunków transmisji [1]. Spowoduje to jednak niepożądany efekt w postaci zwiększenia opóźnienia grupowego sygnału zwrotnego.

Można również tak zaprojektować sieć budynkową by dopuścić większy rozrzut poziomów sygnału dla toru dosyłowego na gniazdach abonenckich ($\pm 6\text{dB}$ zamiast $\pm 3\text{dB}$), np. przez zastosowanie w sieci budynkowej rozgałęźników wielokrotnych (multitapów) o jednakowym tłumieniu. Zmniejszyśmy wówczas o ok. 3dB odchylenie standardowe tłumień sieci budynkowej dla toru zwrotnego. Zwiększenie różnic poziomów w torze dosyłowym na gniazdach abonenckich będzie kompensowane układami automatycznej kontroli wzmocnienia na wejściu odbiorników RTV i modemów kablowych lub przystawek STB.

Kolejną metodą poprawy warunków transmisji w torze zwrotnym szeroko stosowaną przez operatorów sieci telewizji kablowej jest ograniczenie liczby źródeł zakłóceń przez zastosowanie filtrów górnoprzepustowych odcinających pasmo zwrotne na wejściu gniazdek abonenckich lub na wyjściu rozgałęźników wielokrotnych dla wszystkich abonentów, którzy nie korzystają z usług dwukierunkowych. Metoda ta jest efektywna, szczególnie dla systemów gdzie dominują usługi retransmisji kanałów telewizji analogowej i tam gdzie na jeden węzeł ONU przypada duża liczba (>1000) gniazd abonenckich. Lecz przy szybko rosnącej liczbie abonentów usług interaktywnych nie ma alternatywy dla metod poprawy jakości toru zwrotnego polegających na segmentacji sieci współosiowej i kompensacji tłumień sieci budynkowych. Zastosowanie filtrów powoduje, że dla uruchomienia każdego nowego modemu konieczna jest ingerencja pracowników utrzymania sieci i nie można stosować instalacji modemu przez samego abonenta jak urządzenie typu *plug-and-play*. Dodatkowo przy uruchamianiu kolejnych modemów następuje stopniowe pogorszenie warunków transmisji dla pozostałych urządzeń, co w efekcie spowoduje konieczność podziału sieci na mniejsze segmenty (obszary).

3.3.6 Określenie wpływu zniekształceń nieliniowych wzmacniaczy dystrybucyjnych na pracę toru zwrotnego

Drugim ważnym czynnikiem powodującym degradację sygnału użytecznego są zniekształcenia powodowane nieliniowością elementów aktywnych w sieci. Sygnał przechodząc przez wzmacniacz ulega wzmocnieniu jednak kształt sygnału na wyjściu nie jest idealnie taki sam jak na wejściu.

Nielinearność funkcji przenoszenia wzmacniacza powoduje, że sygnał w dziedzinie czasu zostaje zniekształcony, przy czym na ogół stopień tych zniekształceń jest zależny od poziomu sygnału na wyjściu wzmacniacza. W dziedzinie częstotliwości nielineowości są widoczne w postaci produktów nielineowych, które powstają na częstotliwościach będących kombinacją liniową częstotliwości sygnału sterującego wzmacniacz. Poziom mocy produktów zniekształceń nielineowych jest zależny od poziomu mocy sygnału użytecznego. Są dwie główne przyczyny nielineowości: nieuniknione drobne małosygnałowe nielineowości elementów półprzewodnikowych oraz kompresja, która objawia się, gdy zbliżamy się do napięcia nasycenia wzmacniacza. Kompresja powoduje obcinanie sygnału na wyjściu (*clipping*). Drobne fluktuacje od funkcji liniowej małosygnałowej funkcji przenoszenia wzmacniacza definiują poziom tła zniekształceń, jednak zdecydowanie większa część mocy zniekształceń jest spowodowana efektem nasycenia.

Zniekształcenia nielineowe mogą one przybrać cztery formy:

- 1) parzystych zniekształceń nielineowych *ID2* (*even-order distortion*),
- 2) nieparzystych zniekształceń nielineowych *ID3* (*odd-order distortion*),
- 3) zniekształceń intermodulacyjnych *XMOD* (*cross modulation*)
- 4) zniekształceń powodowanych nasyceniem wzmacniacza objawiające się obcinaniem sygnału *NLD* (*clipping distortion*).

Parzyste zniekształcenia nielineowe (Composite Second Order – CSO)

Nielineową funkcję przenoszenia wzmacniacza półprzewodnikowego możemy zapisać następująco:

$$e_o = A \cdot e_i + B \cdot e_i^2 + C \cdot e_i^3 + D \cdot e_i^4 + \dots, \quad (3.37)$$

gdzie: e_o – napięcie wyjściowe,
 e_i – napięcie wejściowe,
 $A, B, C, D, \dots$ – współczynniki wzmocnienia dla kolejnych potęg napięcia wejściowego.

Składniki powyższej sumy opisującej sygnał wyjściowy wzmacniacza z potęgami parzystymi są nazywane zniekształceniami parzystymi, a składniki z potęgami nieparzystymi są nazywane zniekształceniami nieparzystymi.

Rozważmy teraz sygnał sinusoidalny $e_i = a_i \sin(\omega_i t)$ wzmocniony przez wzmacniacz wprowadza zniekształcenia drugiego i czwartego rzędu, wówczas napięcie wyjściowe będzie wynosić:

$$e_o = A \cdot [a_i \sin(\omega \cdot t)] + B \cdot [a_i \sin(\omega \cdot t)]^2 + [a_i \sin(\omega \cdot t)]^4 \quad (3.38)$$

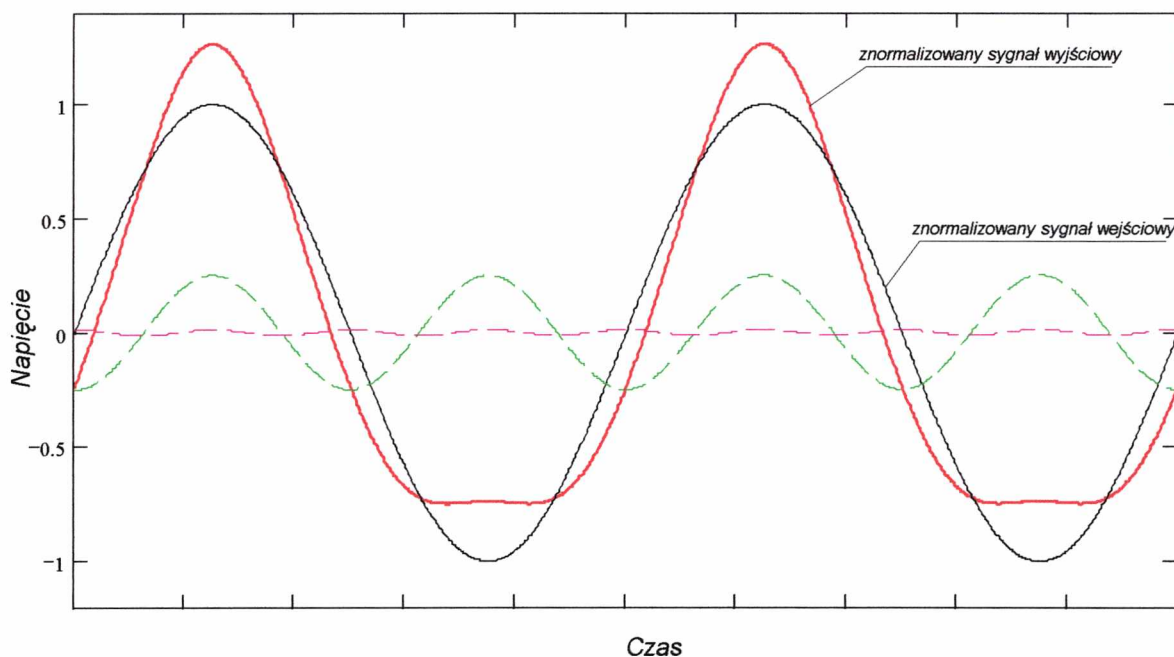
Przekształcając równanie (3.38) używając standardowych przekształceń trygonometrycznych otrzymujemy:

$$e_o = \frac{Ba_i^2}{2} + \frac{3Da_i^4}{8} + Aa_i \sin(\omega \cdot t) - \frac{(Ba_i^2 + Da_i^4)}{2} a_i \cos(2\omega \cdot t) + \frac{Da_i^4}{8} \cos(4\omega \cdot t) \quad (3.39)$$

Analizując otrzymane wyrażenie (3.39) można stwierdzić, że:

- 1) dwa pierwsze składniki reprezentują zmianę średniego napięcia stałego, która nie jest dalej transmitowana w systemie AC,
- 2) trzeci składnik reprezentuje pożądany sygnał wyjściowy wzmacniony A razy,
- 3) czwarty składnik reprezentuje dodatkowy sygnał o częstotliwości dwa razy większej niż sygnał wejściowy i o fazie przesuniętej o $\omega = \pi/2$ radianów. W rzeczywistych wzmacniaczach współczynnik B jest znacznie większy niż D . Z tego powodu dla małych wartości a_i amplituda i -tego składnika będzie rosła z kwadratem napięcia wejściowego. Przy dalszym wzroście napięcia wejściowego od pewnego poziomu składnik z czwartą potęgą a_i zaczyna dominować i wówczas zniekształcenia drugiego rzędu zaczynają rosnąć szybko. Do tego poziomu stosunek sygnału do zniekształceń drugiego rzędu zmienia się liniowo ze wzrostem poziomu wejściowego,
- 4) ostatni składnik sumy jest czwartą harmoniczną sygnału wejściowego. Podobnie jak składnik czwartego stopnia dla drugiej harmonicznej produkt ten jest relatywnie niewielki przy normalnych poziomach operacyjnych. Jego poziom jest przynajmniej o 12 dB ($1/4$ napięcia) poniżej drugiej harmonicznej. Faza czwartej harmonicznej jest również przesunięta o $\omega = \pi/2$.

Jeżeli zobrazujemy przebieg czasowy sygnału wyjściowego wzmacniacza ze zniekształceniami 2-rzędu to można zauważyć, że powodują one niesymetryczne odkształcenie przebiegu tzn. podbicie szczytów sygnału dla napięć dodatnich i obcięcie szczytów sygnału dla napięć ujemnych. Na rys. 3.20 przedstawiono przebiegi czasowe dla 2 i 4 harmonicznej oraz dla porównania przebieg nieznkształcony.



Rys.3.20 Przebieg czasowy sygnału sinusoidalnego ze zniekształceniami drugiego rzędu ID2

Przy transmisji wielu nośnych przez wzmacniacz wprowadzający zniekształcenia 2-go rzędu, w widmie sygnału wyjściowego możemy obserwować następujące produkty intermodulacji na częstotliwościach Ω_{int} :

$$\Omega_{int} = 2f_{nm} \quad (3.40)$$

i

$$\Omega_{int} = f_n \pm f_m, \quad (3.41)$$

gdzie: f_n i f_m są częstotliwościami środkowymi sygnałów wejściowych z poszczególnych kanałów zwrotnych.

Dla systemu wielokanałowego z podziałem częstotliwościowym *FDMA*, przy założeniu równego odstępu pomiędzy nośnymi możemy obliczyć liczbę produktów zniekształceń nieliniowych drugiego rzędu wpadających do rozpatrywanego kanału częstotliwościowego. Dla zniekształceń *ID2* liczbę produktów intermodulacyjnych N_L dla częstotliwości różnicowych i N_U dla częstotliwości sumacyjnych, które oddziałują na kanał o numerze x możemy obliczyć z zależności [1]:

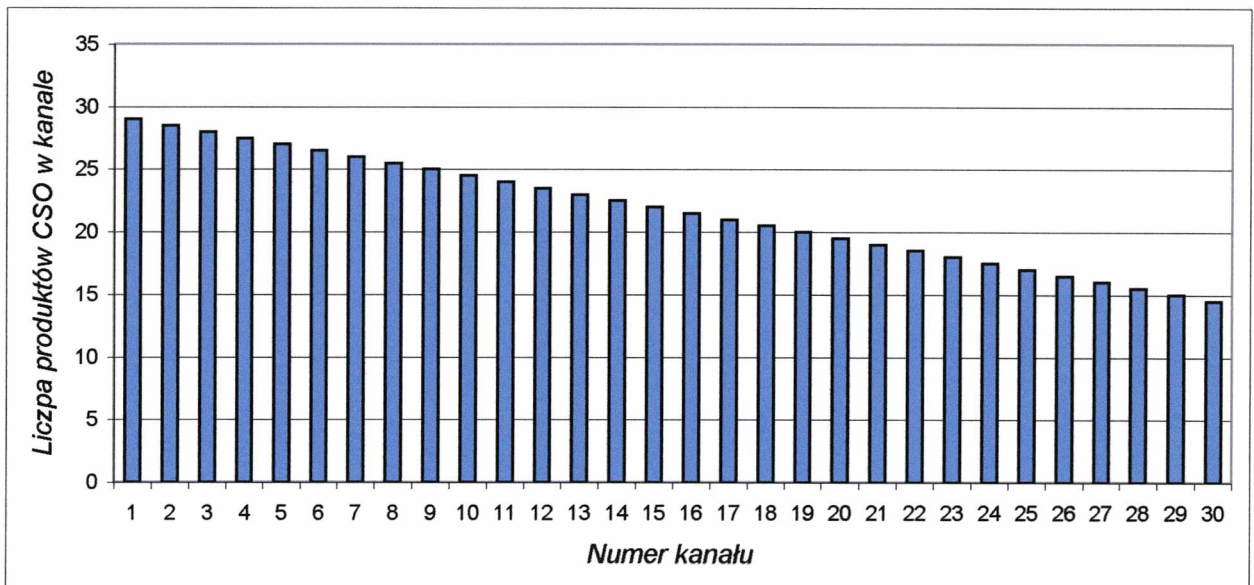
$$N_U = INT\left[\frac{x+1}{2}\right] - \begin{cases} 0 & x \leq n \\ x - l_{kz} - 1 & x > n \end{cases} \quad (3.42)$$

i

$$N_L = l_{kz} - x + 1, \quad (3.43)$$

gdzie: l_{kz} jest liczbą kanałów w paśmie zwrotnym.

Korzystając z (3.40) i (3.41) dla systemu zwrotnego o 30 kanałach zwrotnych przedstawiono na rys. 3.21 liczbę produktów zniekształceń nieliniowych, które zakłócają dany kanał częstotliwościowy.



Rys. 3.21 Liczba produktów zniekształceń drugiego rzędu ID2 zakłócająca dany częstotliwościowy kanał zwrotny, dla systemu z 30 kanałami częstotliwościowymi

Dla systemu z jednakowymi poziomami sygnałów i kanałami zwrotnymi o jednakowej szerokości poziom zniekształceń intermodulacyjnych w dolnym zakresie pasma będzie o ok. 3dB wyższy od poziomu w górnej części pasma zwrotnego, ze względu na dwukrotnie większą liczbę produktów zniekształceń nieliniowych.

Przy wzrastającej liczbie podnośnych sygnałów zwrotnych w systemie następuje wzrost liczby produktów zniekształceń nieliniowych, które zakłócają dany kanał zwrotny oraz proporcjonalny do liczby produktów intermodulacyjnych wzrost poziomu mocy zniekształceń. Jeżeli zmierzylśmy poziom mocy zniekształceń intermodulacyjnych CSO_1 w danym torze zwrotnym przy l_{kz1} podnośnych RF to przy wzroście liczby podnośnych RF sygnałów zwrotnych (o jednakowym poziomie mocy nośnej i jednakowej szerokości pasma) do l_{kz2} poziom mocy zniekształceń drugiego rzędu CSO_2 wyniesie:

$$CSO_2 = CSO_1 + 10 \log \left(\frac{N_L(l_{kz2}) + N_U(l_{kz2})}{N_L(l_{kz1}) + N_U(l_{kz1})} \right) \approx CSO_1 + 10 \log \left(\frac{l_{kz2}}{l_{kz1}} \right). \quad (3.42)$$

Moc produktów intermodulacji drugiego rzędu zależy nie tylko od liczby kanałów, lecz także od częstotliwości intermodulacyjnej Ω_{int} . Dla systemu z jednakowymi poziomami nośnych w poszczególnych kanałach $a = a_i = const.$ stosunek sumy zniekształceń intermodulacyjnych drugiego rzędu w danym kanale do nośnej wyniesie [32]:

$$id2(\Omega_{int}) = d_2(\Omega_{int}) a \sqrt{n} = \frac{B(\Omega_{int})}{A(\Omega)} a \sqrt{(N_U + N_L)} \quad (3.43)$$

lub w mierze logarytmicznej:

$$CSO(\Omega_{int}) = 20 \log[id2(\Omega_{int})] = 20 \log \left[\frac{B(\Omega_{int})}{A(\Omega)} a \sqrt{(N_U + N_L)} \right]. \quad (3.44)$$

Współczynnik $d_2(\Omega_{int})$ wyznacza się przez pomiar standardową metodą dwusygnałową, stosując dwie nośne sinusoidalne.

Nieparzyste zniekształcenia nieliniowe (Composite Triple Beat – CTB)

Jeżeli pojedynczy sygnał sinusoidalny jest transmitowany przez wzmacniacz, który wprowadza tylko zniekształcenia 3-go rzędu wówczas otrzymujemy:

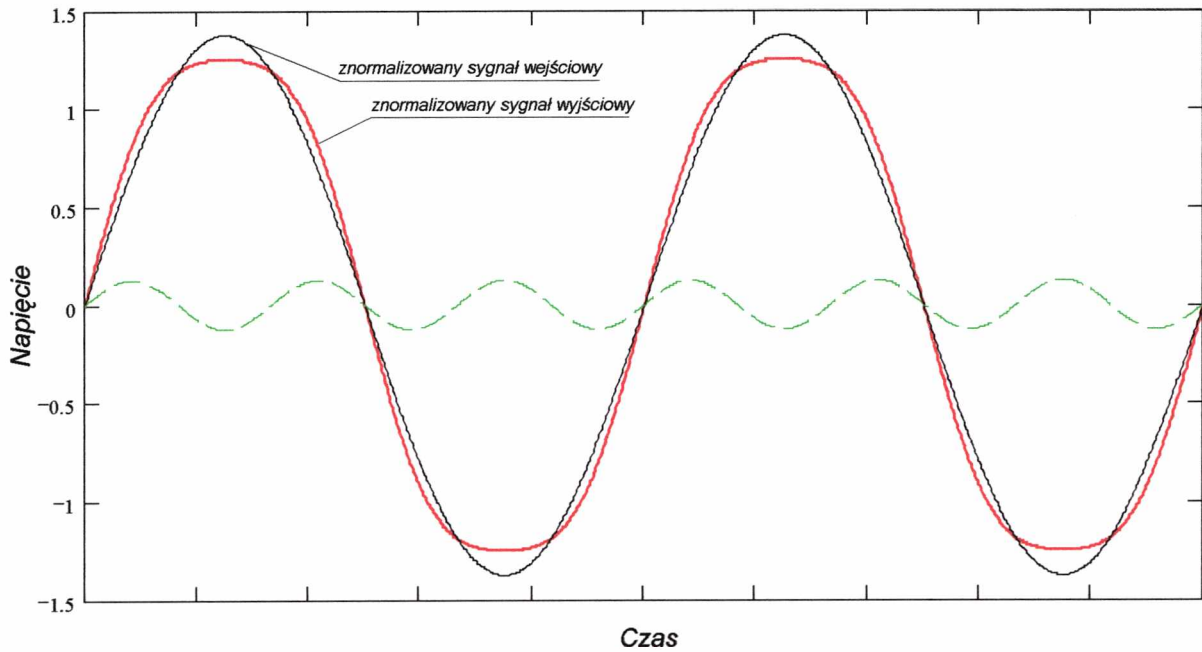
$$e_o = A \cdot [a_i \sin(\omega \cdot t)] + C \cdot [a_i \sin(\omega \cdot t)]^3. \quad (3.45)$$

Przekształcając równanie (3.45) używając standardowych przekształceń trygonometrycznych otrzymujemy:

$$e_o = \left(A a_i + \frac{3 C a_i^3}{4} \right) \sin(\omega \cdot t) - \left(\frac{C a_i^3}{2} \right) \sin(3\omega \cdot t). \quad (3.46)$$

Współczynnik C może być dodatni lub ujemny. W przypadku gdy nieliniowości są spowodowane kompresją współczynnik C jest ujemny i wówczas zniekształcenia powodują redukcję amplitudy fali podstawowej oraz dodają produkty na częstotliwości 3 razy większej niż częstotliwość sygnału wejściowego.

Poziom produktów zniekształceń 3-go rzędu rośnie z kwadratem sygnału wejściowego (tzn. o 3dB na 1dB wzrostu poziomu wejściowego sygnału), a stosunek nośnej do produktów 3-rzędu CTB maleje o 2 dB dopóki stosunek CTB jest odpowiednio duży. Kiedy redukcja amplitudy fali podstawowej staje się znacząca, wówczas zmniejszenie staje się szybsze (efekt nasycenia wzmacniacza). Na poniższym rysunku przedstawiono znormalizowany sinusoidalny sygnał wejściowy, trzecią harmoniczną sygnału wyjściowego i znormalizowany sygnał wyjściowy. Jak widać zniekształcenia 3-go rzędu powodują symetryczne spłaszczenie sygnału na wyjściu wzmacniacza, podobnie będzie dla wyższych rzędów zniekształceń nieparzystego stopnia.



Rys.3.22 Przebieg czasowy sygnału sinusoidalnego ze zniekształceniami trzeciego rzędu ID3

W przypadku wielu sygnałów (nośnych) transmitowanych przez wzmacniacz o transmitancji (3.43) powstaną następujące produkty intermodulacyjne na częstotliwościach intermodulacyjnych Ω_{int} :

$$\Omega_{int} = 3f_n, \quad (3.47)$$

$$\Omega_{int} = 2f_n \pm f_m, \quad (3.48)$$

$$\Omega_{int} = f_n \pm f_m \pm f_r, \quad (3.49)$$

gdzie: f_n, f_m, f_r są częstotliwościami środkowymi sygnałów wejściowych z poszczególnych kanałów zwrotnych.

W celu obliczenia liczby produktów zniekształceń 3-go stopnia w systemie FDM, które wpadają w pasmo rozpatrywanego kanału, korzystamy z następującej zależności [1]:

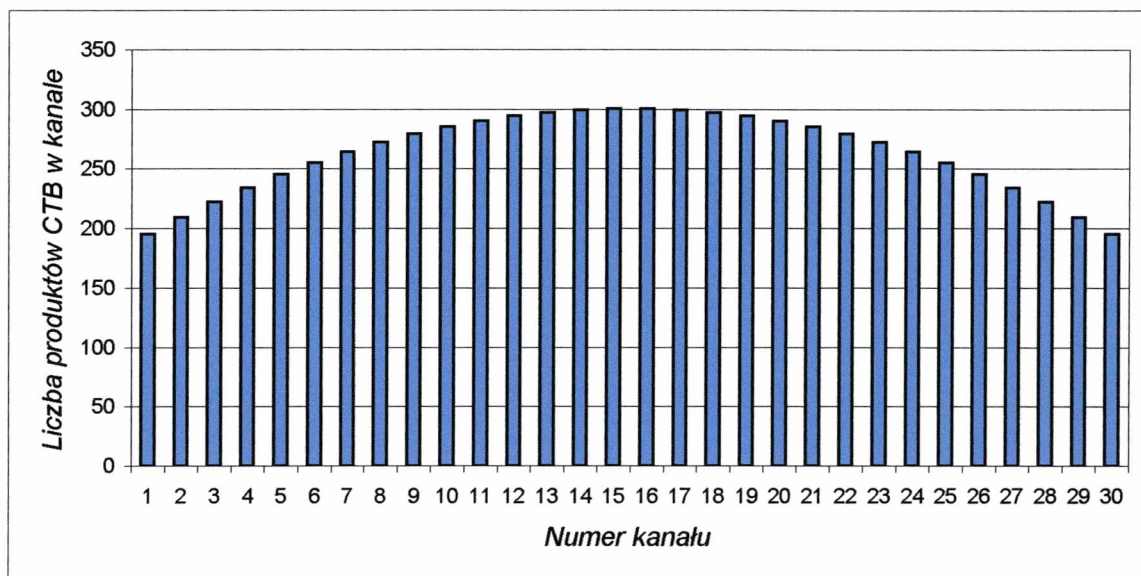
$$N_{CTB} = \frac{(l_{kz} - 1)^2}{4} + \frac{(l_{kz} - x)(x - 1)}{2} - \frac{l_{kz}}{2}, \quad (3.50)$$

gdzie: N_{CTB} - jest liczbą produktów intermodulacji trzeciego rzędu CTB „wpadającą” w pasmo kanału o numerze b ,

l_{kz} - jest całkowitą liczbą częstotliwościowych kanałów zwrotnych w systemie,

x - jest numerem rozpatrywanego kanału.

Korzystając z (3.50) dla systemu zwrotnego o 30 kanałach zwrotnych przedstawiono na rys.3.23 liczbę produktów zniekształceń nieliniowych, które zakłócają dany kanał częstotliwościowy.



Rys. 3.23 Liczba produktów zniekształceń trzeciego rzędu ID3 zakłócająca dany częstotliwościowy kanał zwrotny, dla systemu z 30 kanałami częstotliwościowymi

Z powyższej analizy wynika, że produkty zniekształceń nieliniowych trzeciego rzędu będą najmocniej zakłócać środkowe kanały zwrotne w systemie o równomiernym poziomie sygnału w poszczególnych kanałach i o jednakowej szerokości. Różnica poziomów mocy produktów zniekształceń intermodulacyjnych będzie wynosić ok. 1,8dB.

Przy wzrastającej liczbie kanałów zwrotnych w systemie następuje wzrost liczby produktów zniekształceń nieliniowych, które zakłócają dany kanał zwrotny oraz proporcjonalny do liczby produktów intermodulacyjnych wzrost poziomu mocy zniekształceń. Jeżeli zmierzylśmy poziom mocy zniekształceń intermodulacyjnych CTB_1 w danym kanale o numerze x przy liczbie kanałów zwrotnych l_{kz1} to przy wzroście liczby kanałów (podnosnych RF) w systemie (o jednakowym poziomie mocy sygnału i jednakowej szerokości) do l_{kz2} poziom mocy zniekształceń CTB_2 wyniesie:

$$CTB_2 = CTB_1 + 10 \log \left(\frac{N_{CTB}(l_{kz2})}{N_{CTB}(l_{kz1})} \right) \approx CTB_1 + 20 \log \left(\frac{l_{kz2}}{l_{kz1}} \right) \quad (3.51)$$

Porównując wyrażenia (3.42) i (3.51) można zauważyć, że przy rosnącej liczbie kanałów zwrotnych w systemie szybciej będą rosły zakłócenia od produktów zniekształceń nieliniowych trzeciego rzędu CTB.

Moc produktów intermodulacji trzeciego rzędu zależy nie tylko od liczby kanałów, lecz także od częstotliwości intermodulacyjnej Ω_{int} . Dla systemu z jednakowymi poziomami nośnych w poszczególnych kanałach $a = a_i = const.$ moc sumy zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu w danym kanale do nośnej wyniesie [32]:

$$id3(\Omega_{int}) = d_3(\Omega_{int}) a^2 \sqrt{n} = \frac{B(\Omega_{int})}{A(\Omega)} a^2 \sqrt{(N_{CTB})} \quad (3.52)$$

lub w mierze logarytmicznej:

$$CTB(\Omega_{int}) = 20 \log[id_3(\Omega_{int})] = 20 \log \left[\frac{B(\Omega_{int})}{A(\Omega)} a^2 \sqrt{N_{CTB}} \right] \quad (3.53)$$

Współczynnik $d_3(\Omega_{int})$ wyznacza się przez pomiar standardową metodą trójsygnałową, stosując trzy nośne sinusoidalne o jednakowym poziomie i mierząc poziom sygnału na częstotliwościach różnicowych..

Modulacja skrośna XMOD (Cross Modulation)

Jak pokazano wyżej (wyrażenie 3.46) zniekształcenia 3-go rzędu wpływają na wzmocnienie fali podstawowej dla pojedynczej nośnej. Podobnie jest, gdy wiele nośnych systemu z podziałem częstotliwości FDM (*Frequency Division Multiplexing*) jest transmitowanych w torze ze zniekształceniami 3-go rzędu. Przy modulacji poszczególnych nośnych zmiany ich amplitudy powodują modulację efektywnego współczynnika wzmocnienia innych nośnych. Zjawisko to nazywamy modulacją skrośną.

Ponieważ modulacja skrośna jest powodowana przez zniekształcenia 3-go rzędu, odstęp od zniekształceń modulacji skrośnej zmienia się tak samo jak CTB czyli zmniejsza się o 2 dB przy 1dB wzroście poziomu operacyjnego. Poziom zniekształceń intermodulacyjnych powodowanych modulacją skrośną $XMOD$ dla systemu o małej liczbie kanałów jest zwykle znacznie niższy o poziomu zniekształceń trzeciego rzędu CTB , co powoduje maskowanie produktów $XMOD$ przez produkty CTB .

W związku z powyższym w dalszej analizie systemu zwrotnego tego typu zakłócenia zostaną pominięte.

Efekty zmiany poziomu operacyjnego na odstęp od zniekształceń

Poziom zniekształceń intermodulacyjnych zmienia się przy zmianie poziomu sygnału na wyjściu wzmacniacza. Zmiany poziomów wyjściowych zwykle odnosi się do poziomu operacyjnego wzmacniacza. Wyjściowy poziom operacyjny wzmacniacza określany przez producenta wzmacniacza jest poziomem, który jest optymalny z punktu widzenia odstępu mocy nośnej od mocy szumów (termicznych i szumu wzmacniacza) i odstępu mocy nośnej od mocy zniekształceń intermodulacyjnych dla systemu z określoną liczbę kanałów częstotliwościowych. W przypadku zmiany poziomów wyjściowych należy przeliczyć poziomy zniekształceń, korzystając z następujących zależności [30]:

$$CSO_{nowy} = CSO_{oper} - (L_{nowy} - L_{oper}), \quad (3.54)$$

$$CTB_{nowy} = CTB_{oper} - 2(L_{nowy} - L_{oper}), \quad (3.55)$$

gdzie: CSO_{nowy} , CTB_{nowy} , są poziomami zniekształceń intermodulacyjnych przy nowym wyjściowym poziomie mocy sygnału L_{nowy} ,

CSO_{oper} , CTB_{oper} są poziomami zniekształceń intermodulacyjnych zmierzonych (podanych przez producenta wzmacniacza) przy wyjściowym operacyjnym poziomie mocy sygnału L_{oper} .

Zniekształcenia nieliniowe spowodowane obcinaniem sygnału na wyjściu wzmacniacza

Po przekroczeniu pewnego poziomu mocy sygnału wyjściowego zwanego limitem obcinania (*clipping limit*) następuje gwałtowny wzrost poziomu zniekształceń nieliniowych, i wówczas zmiany poziomu zniekształceń nieliniowych nie można modelować równaniami (3.54, 3.55).

Moc produktów zniekształceń nieliniowych spowodowanych obcinaniem sygnału *nld* dla stacjonarnego procesu Gaussowskiego o zerowej wartości średniej może być zapisany następująco [31]:

$$nld = \frac{\sigma^2}{\sqrt{\pi}} \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2} (1 + 2\rho) \operatorname{erfc} \sqrt{\rho} - \sqrt{\rho} \cdot e^{(-\rho)} \right] \quad (3.56)$$

gdzie:

$$\rho = \frac{(cl)^2}{2\sigma^2}, \quad (3.57)$$

- cl - limit obcinania sygnału (*clipping limit*),
- σ^2 - moc sygnału na wyjściu wzmacniacza,
- $\operatorname{erfc}(x)$ - komplementarna funkcja błędu.

Limit obcinania sygnału na wyjściu wzmacniacza cl najłatwiej wyznaczyć podając na wejście wzmacniacza sygnał sinusoidalny o częstotliwości ze środka pasma zwrotnego i tak długo zwiększać amplitudę sygnału na wyjściu, aż otrzyma się zniekształcony przebieg sinusoidy na ekranie oscyloskopu. Typowo cl dla wzmacniaczy toru zwrotnego wynosi od 3 nawet do 14V.

Stosunek mocy sygnału do mocy produktów zniekształceń nieliniowych spowodowanych obcinaniem sygnału *nldr* wyniesie:

$$nldr = \frac{nld}{\sigma^2} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2} (1 + 2\rho) \operatorname{erfc} \sqrt{\rho} - \sqrt{\rho} \cdot e^{(-\rho)} \right] \quad (3.58)$$

lub w mierze logarytmicznej:

$$NLDR = 10 \log(nldr) = 10 \log \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2} (1 + 2\rho) \operatorname{erfc} \sqrt{\rho} - \sqrt{\rho} \cdot e^{(-\rho)} \right] \right]. \quad (3.59)$$

Dla systemu wielokanałowego o l_{kz} kanałów zwrotnych o jednakowej szerokości pasma B_N moc sygnału σ^2 na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego, będzie równa widmowej gęstości mocy sygnału w pojedynczym kanale ρ_P pomnożonej przez szerokość pasma w danym kanale i ilość kanałów zwrotnych l_{kz} :

$$\sigma^2 = \rho_P \cdot B_N \cdot l_{kz}. \quad (3.60)$$

Po podstawieniu (3.60) do (3.57) i następnie wyniku do (3.59) ostatecznie otrzymujemy:

$$NLDR = 10 \log \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2} \left(1 + \frac{(cl)^2}{\rho_P \cdot B_N l_{kz}} \right) \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{(cl)^2}{2 \rho_P \cdot B_N l_{kz}}} - \sqrt{\frac{(cl)^2}{2 \rho_P \cdot B_N l_{kz}}} \cdot e^{\left(-\frac{(cl)^2}{2 \rho_P \cdot B_N l_{kz}} \right)} \right] \right] \quad (3.61)$$

Zniekształcenia intermodulacyjne w zwrotnym torze współosiowym – koncepcja CIN (Composite Intermodulation Noise), wyznaczenie optymalnego punktu pracy wzmacniacza

W torze zwrotnym poza sygnałami nadawanymi przez urządzenia systemu nadzoru, nadawane są wyłącznie sygnały z modulacjami QPSK i M-QAM dla których widmo jest zbliżone do widma szumu wypełniającego dany kanał transmisyjny. Wobec czego produkty zniekształceń nieliniowych powstałe w wyniku interakcji sygnałów z podnośnymi cyfrowymi będą także miały widmo zbliżone do szumu i będą się sumować z innymi zakłóceniami na zasadzie sumowania wartości skutecznej mocy, czyli bez konieczności uwzględnienia fazy i amplitudy. Stwierdzenie to leży u podstawy koncepcji modelowania zakłóceń w torze zwrotnym wprowadzanych przez elementy aktywne sieci, wzmacniacze i nadajniki światłowodowe przez szum CIN (Composite Intermodulation Noise) będący złożeniem szumów wzmacniacza i jego produktów intermodulacyjnych przy wysterowaniu sygnałem złożonym FDM z podnośnymi cyfrowymi.

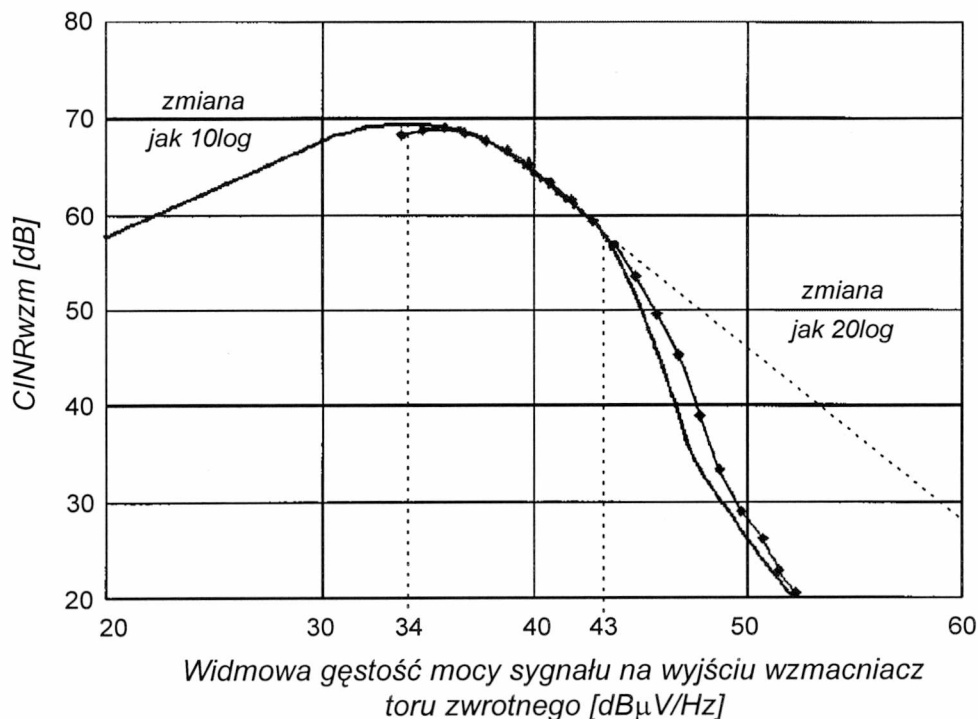
Odstęp mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń spowodowanych zniekształceniami nieliniowymi w danym kanale zwrotnym dla pojedynczego wzmacniacza kanału zwrotnego $cinr_{wzm}$ możemy, wobec powyższego, zapisać [32]:

$$\frac{1}{cinr_{wzm}} = \frac{1}{cnr_{wzm}} + nldr + (id2)^2 + (id3)^2 \quad (3.62)$$

lub w mierze logarytmicznej:

$$CINR_{wzm} = -10 \log \left[10^{-\left(\frac{CNR_{wzm}}{10} \right)} + 10^{-\left(\frac{NLDR}{10} \right)} + 10^{-\left(\frac{CSO}{10} \right)} + 10^{-\left(\frac{CTB}{10} \right)} \right]. \quad (3.63)$$

Określony przez równania (3.62) i (3.63) model szumowo-zakłóceńowy wzmacniacza toru zwrotnego zachowuje dobrą zgodność z wynikami pomiarów w pełnym zakresie mocy wyjściowych. Na rys. 3.24 przedstawiono wykresy odstepu $CINR_{wzm}$ w zależności od gęstości mocy sygnału wyjściowego dla pomiaru metodą NPR (Noise Power Ratio) i symulacji pracy wzmacniacza toru zwrotnego [32].



Rys. 3.24 Zmierzony i obliczony stosunek nośnej do szumów i zakłóceń $CINR_{wzm}$ w funkcji widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu typowego wzmacniacza toru zwrotnego z $cl=2,9V$

Na podstawie równań (3.62) i (3.63) oraz przedstawionego na rys.3.24 typowego przebiegu stosunku mocy nośnej do szumów i zakłóceń wzmacniacza $CINR_{wzm}$ w funkcji widmowej gęstości mocy na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego można poczynić następujące obserwacje:

- 1) w zakresie małych widmowych gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego (w tym przypadku do ok. 34 dB μ V/Hz) $CINR_{wzm}$ rośnie proporcjonalnie do wzrostu poziomu sygnału wyjściowego. W tym zakresie dominują szумы wzmacniacza, szумы termiczne i szумы sygnału wejściowego (tutaj nie uwzględnione),
- 2) dla średnich wartości widmowych gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego (w tym przypadku od ok. 34 dB μ V/Hz do ok. 43 dB μ V/Hz) będą dominować zakłócenia powodowane przez zniekształcenia intermodulacyjne najpierw drugiego CSO, a następnie także trzeciego rzędu CTB. W tym zakresie $CINR_{wzm}$ będzie początkowo malał jak o 1 dB na każdy 1 dB wzrostu gęstości widmowej mocy (wpływ CSO) a następnie o 2 dB na każdy 1 dB wzrostu gęstości widmowej mocy (wpływ CTB),
- 3) dla dużych wartości widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego po przekroczeniu limitu obcinania (w tym przypadku po przekroczeniu wartości widmowej gęstości mocy równej ok. 43 dB μ V/Hz) następuje gwałtowny spadek $CINR_{wzm}$ spowodowany nasyceniem wzmacniacza i efektem obcinania szczytów sygnału.
- 4) optymalny punkt pracy wzmacniacza toru zwrotnego dla sygnałów z modulacjami cyfrowymi dla których produkty zniekształceniowe mają widmo zbliżone do szumu będzie się znajdował w pobliżu maksymalnej wartości $CINR_{wzm}$ w funkcji gęstości

widmowej mocy na wyjściu wzmacniacza. Dla omawianego przykładu będzie to dla wartości ok. 34 dBμV/Hz,

- 5) ze względu na duży poziom szumów i zakłóceń sygnału użytecznego na wejściu wzmacniacza budynkowego ($CINR_{bud} = 40 \div 50$), o górnym ograniczeniu dynamiki sygnału na wyjściu wzmacniacza będą decydować zniekształcenia powodowane nasyceniem wzmacniacza, czyli *NLD*.

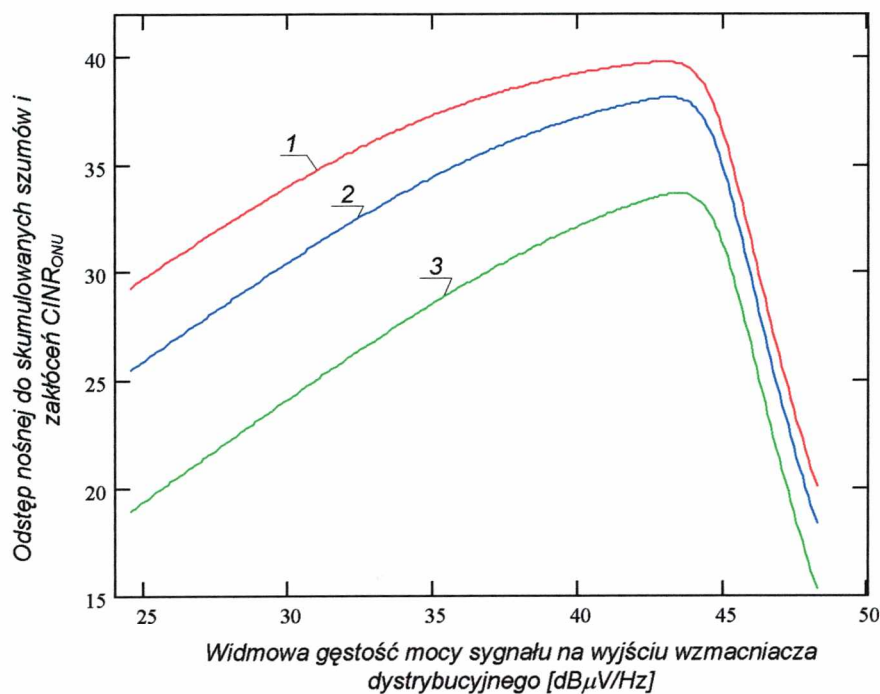
Po uwzględnieniu zakłóceń powodowanych zniekształceniami nieliniowymi, można podać poprawioną zależność pozwalającą wyznaczyć szacunkowy stosunek nośnej do skumulowanych szumów i zakłóceń na wejściu węzła światłowodowego ONU, przy zachowaniu założeń upraszczających podanych w p.3.3.5 oraz przy założeniu braku korelacji wzajemnej produktów zniekształceń nieliniowych wzmacniaczy w kaskadzie, ze względu na ich szumowy charakter :

$$CINR_{ONU} = -10 \log \left[10^{\frac{CINR_{bud} - 10 \log \left(INT \left(\frac{N}{n} \right) \right)}{10}} + 10^{\frac{CINR_{wzm} - 10 \log \left[NT \left(\frac{N}{n} \left(1 + \frac{1}{typ_sieci} \right) \right) \right]}{10}} \right] - K(l_{bud}), \quad (3.64)$$

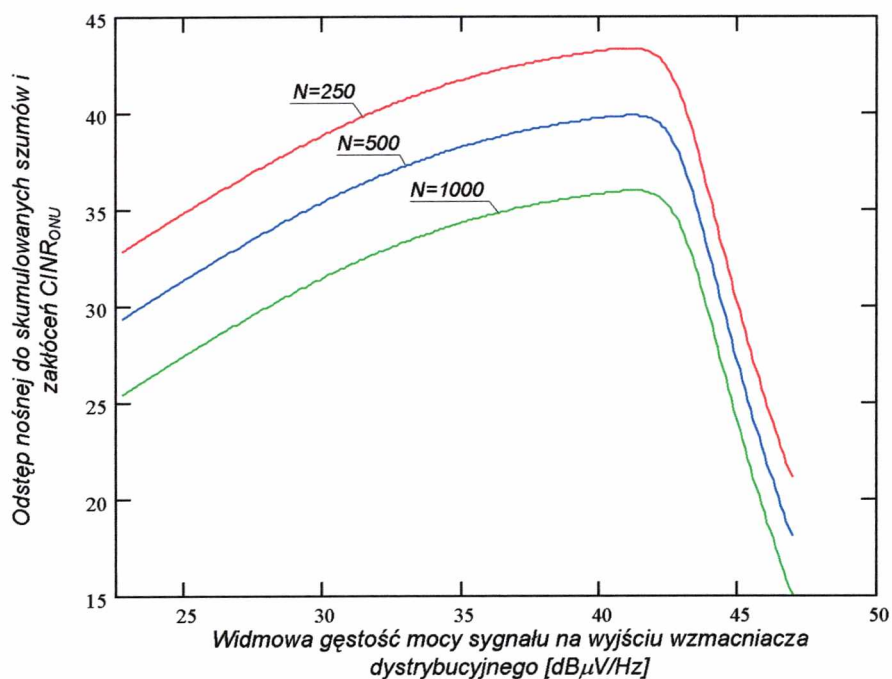
gdzie: $CINR_{bud}$ wyznaczamy z równania 3.18, a $CINR_{wzm}$ z równania 3.63.

Na podstawie zależności (3.64) przeprowadzono symulacje pracy sieci dystrybucyjnej w celu określenia jak będzie zmieniać się stosunek nośnej do szumów i zakłóceń na wejściu nadajnika światłowodowego znajdującego się w optycznym węźle dostępowym ONU ($CINR_{ONU}$) w zależności od:

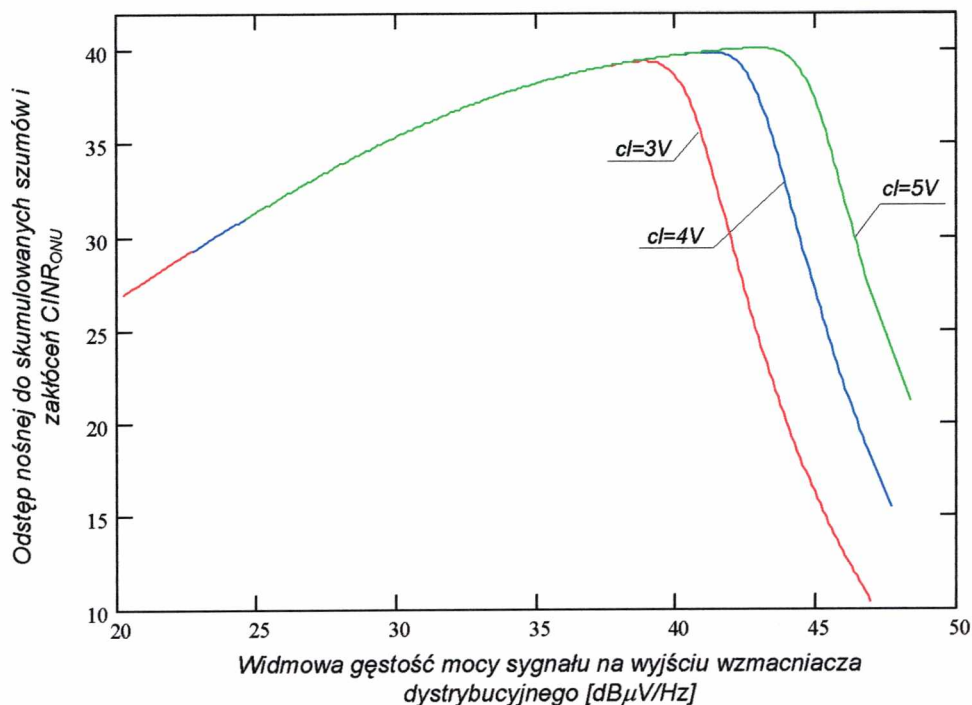
- 1) widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego,
- 2) gęstości zabudowy na obszarze w którym jest zrealizowana sieć współosiowa,
- 3) ilości gniazd abonenckich N przypadających na jeden optyczny węzeł dostępowy ONU,
- 4) wartości limitu obcinania sygnału przez wzmacniacz dystrybucyjny cl ,
- 5) ilości częstotliwościowych kanałów zwrotnych l_{kz} .



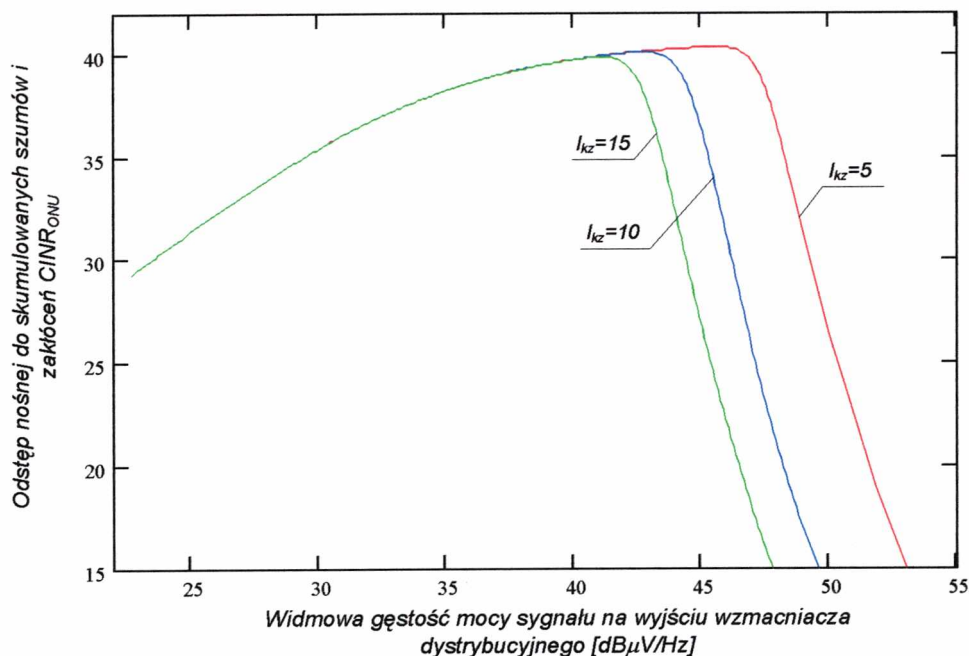
Rys. 3.25 Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń na wejściu nadajnika światłowodowego $CINR_{ONU}$ w funkcji widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego toru zwrotnego dla: 1) obszaru o gęstej zabudowie, 2) obszaru o średniej gęstości zabudowy i 3) obszaru o małej gęstości zabudowy i dla $N = 500$, $cl = 4$ V, $l_{kz} = 15$, $B_N = 2,56$ MHz



Rys. 3.26 Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń na wejściu nadajnika światłowodowego $CINR_{ONU}$ w funkcji widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego toru zwrotnego w zależności od ilości gniazd abonenckich przypadających na jeden węzeł ONU dla obszaru o dużej gęstości zabudowy i $cl = 4$ V, $l_{kz} = 15$, $B_N = 2,56$ MHz



Rys. 3.27 Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń na wejściu nadajnika światłowodowego $CINR_{ONU}$ w funkcji widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego toru zwrotnego w zależności od wartości limitu obcinania wzmacniacza cl dla obszaru o dużej gęstości zabudowy i $N = 500$, $I_{kz} = 15$, $B_N = 2,56$ MHz



Rys. 3.28 Stosunek mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń na wejściu nadajnika światłowodowego $CINR_{ONU}$ w funkcji widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego toru zwrotnego w zależności od liczby kanałów zwrotnych I_{kz} dla obszaru o dużej gęstości zabudowy, $N = 500$, $cl = 4$ V, $B_N = 2,56$ MHz

Wyniki symulacji potwierdzają przedstawioną w punkcie 3.3.5 tezę, że najbardziej efektywną metodą poprawy warunków transmisji w torze zwrotnym będzie zmniejszenie ilości gniazd abonenckich przypadających na optyczny węzeł dostępowy ONU (rys. 3.26). Analiza zniekształceń nieliniowych systemu zwrotnego pokazała dodatkowo, że istnieje optymalna gęstość widmowa sygnału złożonego dla której odstęp mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń będzie największy (rys. od 3.25 do 3.28). Pokazano także, że ze względu na duży poziom zakłóceń dla sieci budynkowej i małą liczbę kanałów transmisyjnych małosygnałowe zniekształcenia nieliniowe funkcji przenoszenia wzmacniacza dystrybucyjnego mają znikomy wpływ na pracę systemu. Natomiast ważnym ograniczeniem dynamiki systemu zwrotnego okazało się nasycenie wzmacniacza, które powoduje obcinanie wierzchołków wielokanałowego sygnału o dużej mocy. Zwiększenie limitu obcinania wzmacniacza *cl* powoduje zwiększenie zakresu dynamiki sygnału na wyjściu wzmacniacza (rys. 3.27). Istotny okazał się również związek liczby kanałów zwrotnych l_{kz} i gęstości widmowej sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego (rys. 3.28). Mianowicie zwiększenie ilości kanałów zwrotnych powoduje zmniejszenie zakresu dynamiki sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego i konieczną redukcję gęstości widmowej sygnału przy wzroście liczby jednocześnie transmitowanych kanałów. Zmniejszenie gęstości widmowej sygnału użytecznego z kolei powoduje zmniejszenie odstepu nośnej od szumów i zakłóceń i zmniejsza potencjalną przepływność toru zwrotnego.

Wyznaczenie wartości potencjalnej i rzeczywistej przepływności toru zwrotnego zostanie przedstawione w końcowej części rozdziału 4, gdzie zostanie przedstawiona praca kompletnego systemu zwrotnego w sieci HFC, łącznie części współosiowej i światłowodowej.

3.4. Pozostałe zakłócenia sygnału powstające w sieci współosiowej

W sieci współosiowej oprócz zakłóceń o charakterze szerokopasmowym, ze źródeł niezależnych, które tworzą tło szumowe dla transmisji sygnałów użytecznych, występują także zakłócenia innego typu, które mogą, w określonych warunkach, czasowo zakłócać niektóre zwrotne kanały częstotliwościowe. Są to:

- 1) zakłócenia wąskopasmowe,
- 2) zakłócenia impulsowe,
- 3) zakłócenia od systemu zdalnego zasilania,
- 4) zakłócenia wspólnościeżkowe,
- 5) odbicia sygnału i opóźnienia grupowe.

3.4.1 Zakłócenia wąskopasmowe

Nadajniki CB radio i nadajniki fal krótkich emitują zmodulowany amplitudowo sygnał radiowy o dużym natężeniu, o szerokości pasma poniżej 30kHz i częstotliwości z zakresu pracy toru zwrotnego. Silne pole elektromagnetyczne powoduje indukcję zakłóceń wąskopasmowych w poszczególnych gałęziach sieci budynkowej. Moc zakłóceń indukowana w poszczególnych gałęziach sieci sumuje się w kolejnych węzłach sieci współosiowej w zwrotnym kierunku transmisji. W przeciwieństwie do zakłóceń szumowych i zakłóceń od urządzeń włączonych do sieci współosiowej, zakłóceń wąskopasmowych, mających wspólne źródło (np. nadajnik fal krótkich), nie można uznać za zakłócenia nieskorelowane ze sobą. Wobec czego przy sumowaniu, na kolejnych węzłach sieci, zakłóceń tego typu, trzeba wziąć pod uwagę korelację wzajemną sygnałów zakłóceń wąskopasmowych. Zakłócenia wąskopasmowe od źródeł leżących poza siecią współosiową będą się sumować na kolejnych węzłach sieci zgodnie z regułą:

$$Z_{wyp} = 10(1 + k) \log \left(\sum_i 10^{\frac{Z_i - A_i}{10}} \right), \quad (3.65)$$

gdzie: k - jest współczynnikiem korelacji wzajemnej sygnałów zakłóceń,

Z_i - jest poziomem mocy zakłóceń w i -tej gałęzi sieci w dBm,

A_i - jest tłumieniem i -tej gałęzi sieci w dB.

Przy czym, współczynnik korelacji wzajemnej k dla sygnałów zakłócających może wynosić maksymalnie 1, dla sygnałów zgodnych w fazie i wówczas sumuje się amplitudy napięcia sygnałów. Dla sygnałów nieskorelowanych np. szumów termicznych $k = 0$.

Dla zakłóceń nieskorelowanych o jednakowych mocach występujących w każdej gałęzi sieci budynkowej możemy określić „wzmocnienie” sygnału zakłóceń biorąc pod uwagę sumowanie mocy zakłóceń w kolejnych węzłach sieci. Wzmocnienie mocy zakłóceń nieskorelowanych ($k = 0$) dla N gałęzi włączonych do węzła dostępowego ONU wyniesie:

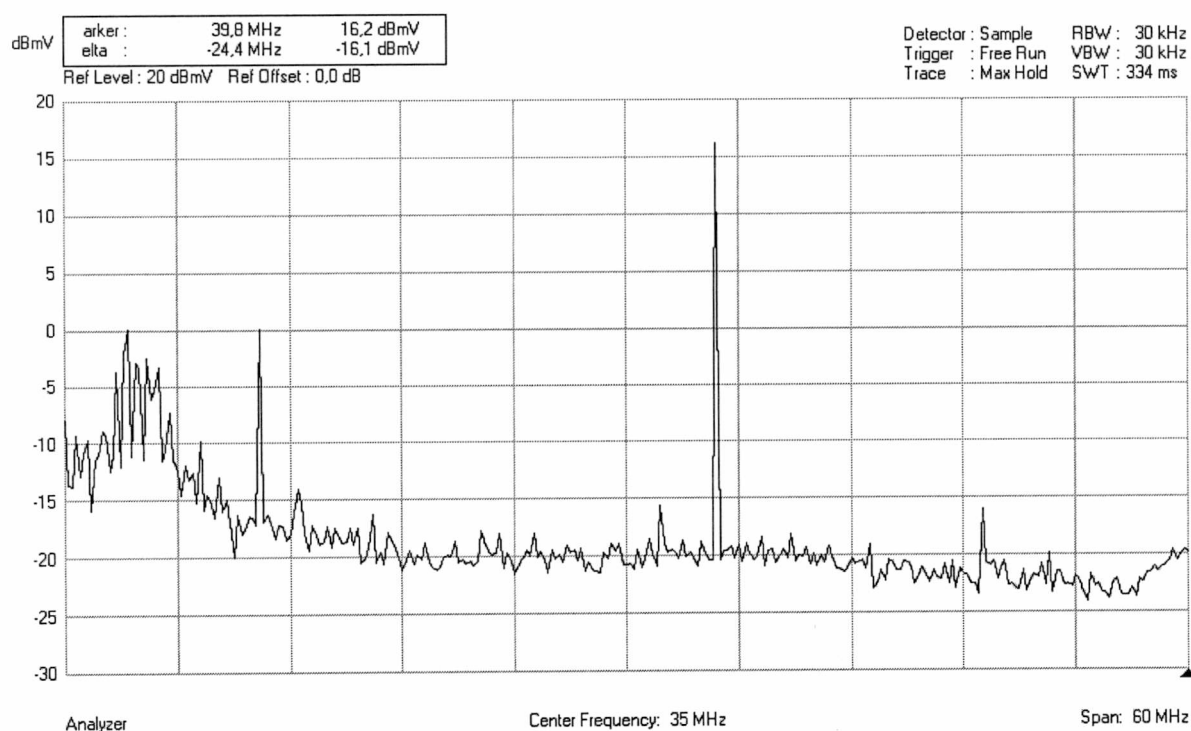
$$G_{Z,k=0} = 10 \log N. \quad (3.66)$$

Natomiast wzmocnienie zakłóceń skorelowanych ($k=1$) dla N gałęzi włączonych do węzła dostępowego ONU wyniesie:

$$G_{Z,k=1} = 20 \log N. \quad (3.67)$$

Dla typowej liczby gałęzi sieci włączonej do jednego węzła ONU $N = 500$: $G_{Z,k=0} = 27$ dB, $G_{Z,k=1} = 54$ dB. Korelacja wzajemna sygnałów zakłóceń wąskopasmowych mieści się w zakresie $0,3 \div 0,7$. Wobec czego wzmocnienie dla $N = 500$ będzie się mieścić w zakresie $G_Z = 27 \div 45$ dB [33]. W praktycznych sieciach kablowych w gałęziach sieci budynkowej można zaobserwować zakłócenia wąskopasmowe indukowane w sieci budynkowej o poziomie mocy $-45 \div -30$ dBmV. Oznacza to, że ze względu na sumowanie się częściowo skorelowanych zakłóceń, wypadkowa moc zakłóceń na częstotliwości nadajnika wąskopasmowego o dużej mocy może wynieść od -18 do nawet 15 dBmV, przy typowym poziomie sygnału na wejściu nadajnika optycznego toru zwrotnego ok. 15 dBmV. Zmniejszony do 0 dB odstęp nośnej od zakłóceń powoduje, że w kanale z zakłóceniami wąskopasmowymi nie będzie możliwa transmisja nawet z modulacją QPSK. Wówczas takie kanały muszą pozostać wolne, co zmniejsza pojemność informacyjną toru zwrotnego. Jednak istnieją metody przetwarzania sygnałów umożliwiające transmisję w częstotliwościowym kanale zwrotnym z zakłóceniami wąskopasmowymi.

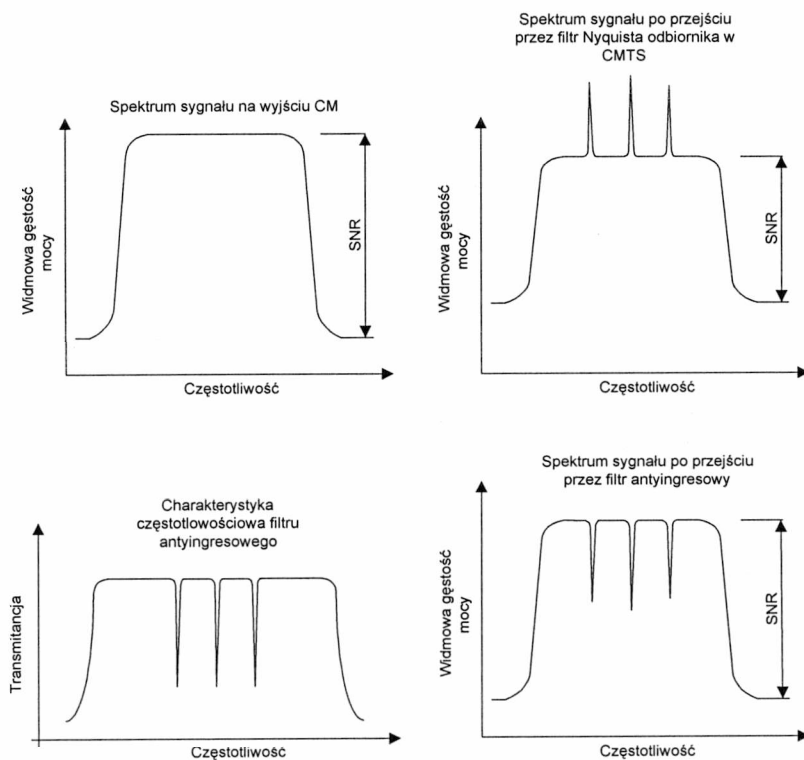
Przykładowe widmo zakłóceń dla toru zwrotnego na wejściu nadajnika optycznego w węźle ONU zaprezentowano na rys. 3.29. Na częstotliwości $39,8$ MHz i częstotliwości $15,2$ MHz można zaobserwować zakłócenia wąskopasmowe. Podniesienie poziomu zakłóceń dla pasma poniżej 12 MHz jest spowodowane występowaniem zakłóceń impulsowych.



Rys. 3.29 Przykładowe widmo mocy szumów i zakłóceń toru zwrotnego na wejściu nadajnika optycznego w węźle ONU z widocznymi zakłóceniami wąskopasmowymi

Najbardziej znaczącą poprawę odporności systemu zwrotnego na zakłócenia wąskopasmowe można uzyskać dzięki zastosowaniu na wejściu odbiornika cyfrowego filtru adaptacyjnego ICF (*Ingress Cancellation Filter*) wycinającego (odfiltrowującego) z kanału zwrotnego prążki wąskopasmowych sygnałów zakłócających, a także zakłóceń spowodowanych zniekształceniami współkanałowymi CPD, o których mowa będzie w dalszej części pracy.

Filtr ICF określa naturę ingressu przez analizę widma kanału w przerwach między transmitowanymi ramkami z sygnałem użytecznym. Współczynniki filtra są obliczane na bieżąco (do 200 razy na sekundę) przez procesor sygnałowy DSP (*Digital Signal Processor*), dzięki czemu filtr antyingesowy może nadażyć za zmianami poziomu i rozkładu sygnałów zakłócających.



Rys. 3.30 Proces filtracji trzech nośnych przy zastosowaniu filtra antyingesowego ICF

Filtr ICF zintegrowany z korektorem nadajnika w modemie kablowym optymalizuje całkowitą odpowiedź częstotliwościową kanału. Na rys.3.30 przedstawiono schematycznie zmiany widma transmitowanego sygnału poddanego filtracji antyingesowej. W tabeli 3.10 podano przykładowe wartości odstepu nośnej od zakłóceń CIR (*Carrier to ingress ratio*) dla różnych typów zakłóceń bez i przy zastosowaniu filtra ICF [6].

Tabela 3.10 Stosunek nośnej do ingressu (CIR carrier to ingress ratio) dopuszczalny dla poprawnej transmisji z modulacją 16-QAM z i bez filtra ICF

Typ sygnałów zakłócających	Dopuszczalny CIR bez filtra ICF	Dopuszczalny CIR przy zastosowaniu filtra ICF
Pojedyncze zakłócenie wąskopasmowe	20dB	-10dB
5 zakłóceń wąskopasmowych	20dB	0dB
2 zakłócenia szerokopasmowe	20dB	9dB
Zniekształcenia współnośnościowe CPD	20dB	5dB

Jak pokazano w powyższej tabeli filtracja zakłóceń wąskopasmowych jest bardzo skuteczną metodą poprawy jakości transmisji w zakłócanym kanale. W metodzie tej należy pamiętać o koniecznej korekcji kształtu sygnału użytecznego nadawanego przez modem w celu uniknięcia zniekształceń fazy przy zastosowaniu filtrów selektywnych na wejściu detektora.

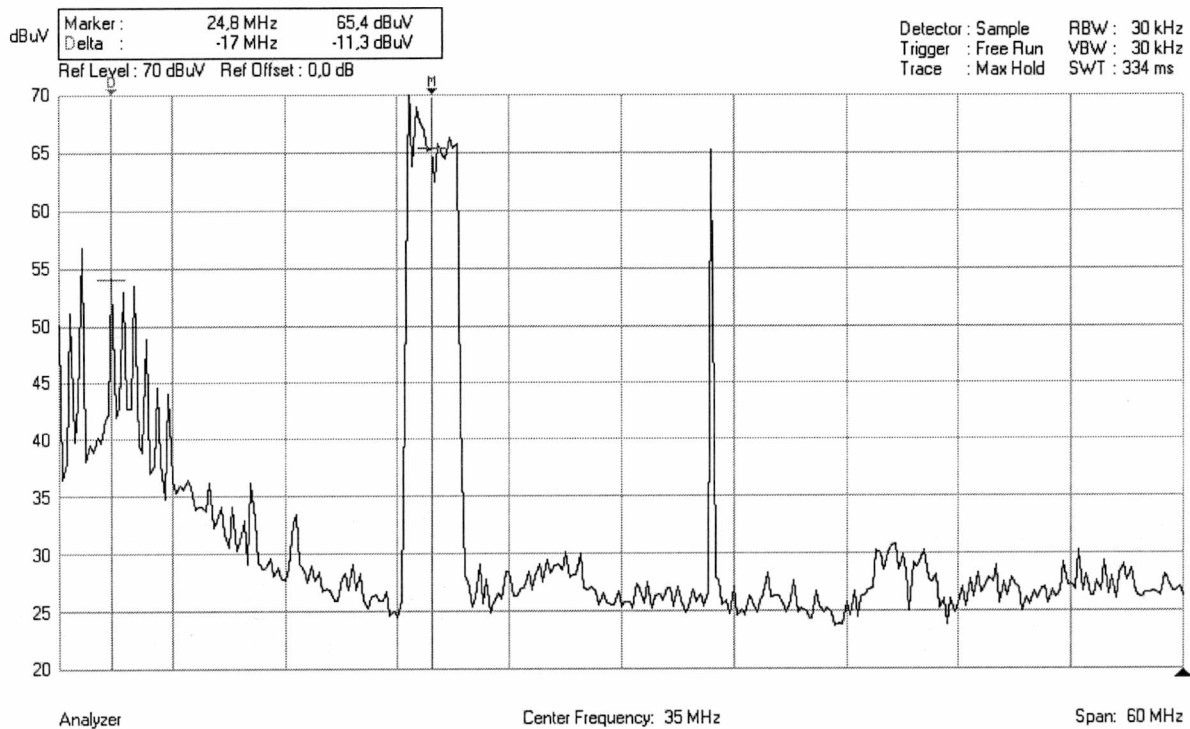
3.4.2 Zakłócenia impulsowe

Istnieją dwa podstawowe źródła zakłóceń impulsowych. Pierwsze to zakłócenia zewnętrzne powodowane przez silnikowe układy zapłonowe, przepięcia na sieciach trakcyjnych i elektrycznych oraz wyładowania atmosferyczne. Zakłócenia te transmitowane drogą radiową wnikają do sieci współosiowej w miejscach o słabym ekranowaniu (np. źle zarobione złącza kablowe lub uszkodzony płaszcz kabla współosiowego). Zwykle określa się je mianem ingresu. Wpływ tego typu zakłóceń można ograniczać przez zastosowanie dobrze ekranowanych elementów biernych w sieci i stały nadzór nad siecią w celu lokalizacji miejsc wycieku sygnału, które są jednocześnie miejscami wnikania zakłóceń. Zakłócenia tego typu sumują się w sieci drzewiastej z pewnym stopniem dodatniej korelacji wzajemnej i z tego powodu mogą mieć dość duży poziom chwilowy na wejściu detektora, skutecznie zakłócając sygnał użyteczny.

Drugim źródłem zakłóceń impulsowych są urządzenia bezpośrednio włączone do sieci kablowej jak odbiorniki radiowo-telewizyjne i komputery oraz urządzenia elektryczne (AGD lub oświetleniowe) znajdujące się w mieszkaniu abonenta, które wytwarzają lokalnie silne pola elektromagnetyczne. Pola te mogą wnikać do sieci droga indukcji lub przez sieć energetyczną. Zakłócenia z tych źródeł mają zwykle charakter losowy i w związku z tym są trudne do usunięcia z kanału transmisyjnego. Lecz ze względu na lokalne wnikanie do sieci ich poziom na wejściu detektora jest zwykle niewielki, gdyż nie są one skorelowane z innymi zakłóceniami.

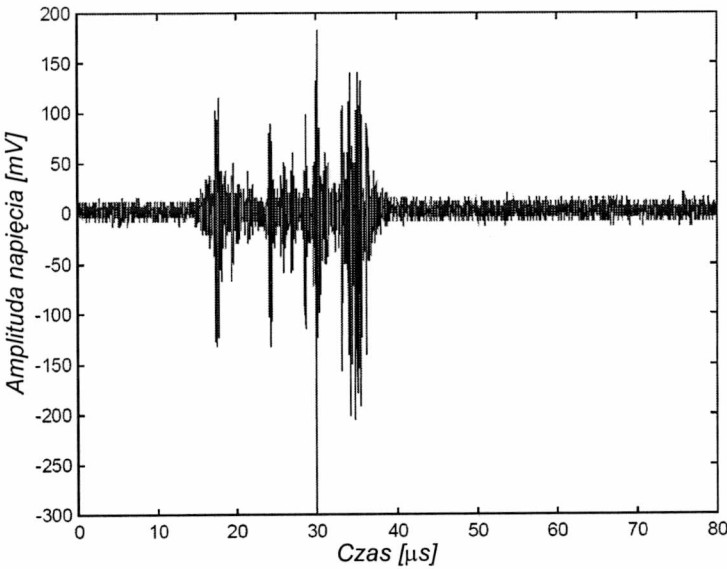
Energia zakłóceń impulsowych jest zwykle skupiona w dolnym zakresie pasma zwrotnego, dla częstotliwości od 5 do 15 MHz. (patrz rys. 3.31). Przy czym dla możliwości detekcji sygnału użytecznego w obecności zakłóceń impulsowych, oprócz ich widma, ważne są także trzy następujące parametry zakłóceń impulsowych:

- a) częstotliwość powtarzania impulsów zakłócających,
- b) czas trwania i amplituda impulsów,
- c) energia pojedynczego impulsu.



Rys. 3.31 Przykładowe widmo mocy szumów i zakłóceń toru zwrotnego na wejściu nadajnika optycznego w węźle ONU z widocznymi zakłóceniami impulsowymi w zakresie poniżej 15MHz. Na częstotliwości ok.25 MHz sygnał użyteczny z modemu kablowego o paśmie 3,2MHz

Ze względu na szerokie pasmo i dużą zmienność w czasie zakłóceń impulsowych nie można ich usunąć przez zastosowanie filtrów antyingesowych ICF. W tym przypadku jedyną efektywną metodą zmniejszenia wpływu zakłóceń impulsowych jest zastosowanie kodów korekcyjnych i przeplatania bloków informacyjnych w celu rozproszenia energii impulsu zakłócającego w czasie. Typowy impuls zakłócający o średniej energii zarejestrowany torze zwrotnym pokazano rys.3.32.



Rys. 3.32 Przebieg czasowy typowego zakłócenia o średniej energii zarejestrowanego w torze zwrotnym

Korekcja błędów transmisji powodowanych zakłóceniami impulsowymi

Korekcja błędów zwiększa odporność systemu na zakłócenia impulsowe, które zwykle mają charakter losowy. Losowość przejawia się w odniesieniu do częstotliwości występowania, amplitudy i czasu trwania co powoduje, że nie mogą być usunięte z sygnału użytecznego przy zastosowaniu opisanych powyżej metod. W standardzie DOCSIS 2.0 [40] zastosowano korekcję błędów opartą na kodowaniu Reed'a Salomona o następujących parametrach: $GF(256)$ z $T = 1$ do 16. Wielomian generujący ma postać:

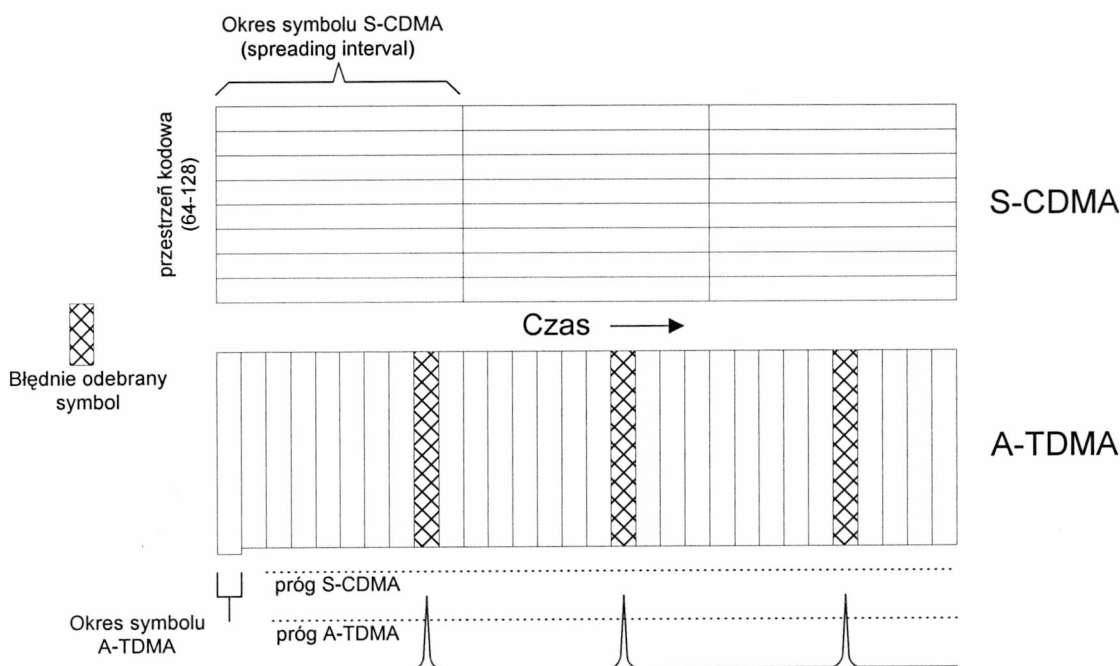
$$g(x) = (x + \alpha^0)(x + \alpha^1) \dots (x + \alpha^{2^T-1}), \quad \alpha = 0x02 \text{ hex}, \quad (3.68)$$

a wielomian pierwotny:

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1. \quad (3.69)$$

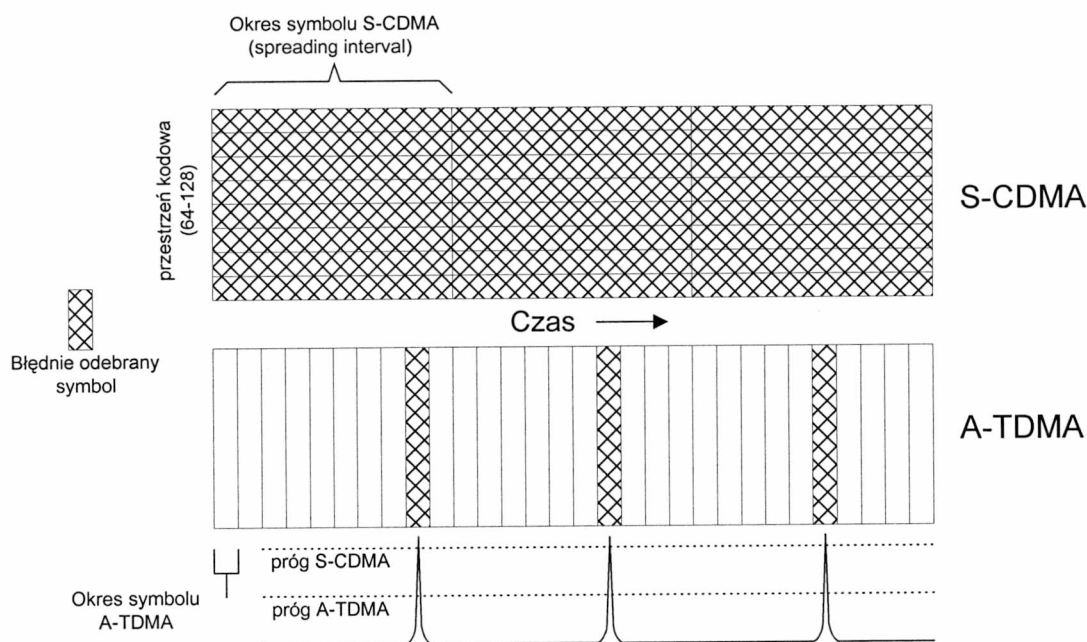
Modulator kanału zwrotnego dostarcza słów kodowych od minimalnej długości 18 bajtów (16 bajtów informacyjnych (k) plus dwa bajty parzystości dla $T = 1$ korekcji błędów) do maksymalnego rozmiaru 255 bajtów (k - bajtów informacyjnych plus $2T$ bajtów parzystości). W związku z tym system umożliwia poprawę, w zależności od ustawień, od jednego do 16 kolejnych bajtów informacyjnych zniekształconych przez impuls zakłócający. Przy czym korekcję błędów transmisji trzeba zawsze rozpatrywać w zależności od wybranego trybu dostępu do medium transmisyjnego. Standard DOCSIS 2.0 [40] przewiduje dwa tryby wielodostępu do medium transmisyjnego: A-TDMA (*Advanced Time Division Multiple Access*) ulepszoną (w porównaniu do wcześniejszych standardów) wersję wielodostępu z podziałem w dziedzinie czasu oraz S-CDMA (*Synchronous Code Division Multiple Access*) synchroniczny wielodostęp z podziałem kodowym. Zastosowanie wielodostępu z podziałem kodowym S-CDMA pozwala zwiększyć odporność systemu na zakłócenia impulsowe. Przy czym występuje silna zależność odporności na zakłócenia impulsowe od amplitudy i czasu trwania impulsu zakłócającego, co zostanie przedstawione poniżej [5, 36, 37].

W przypadku występowania krótkich impulsów zakłócających (około $1\mu s$) o średniej amplitudzie (tzn. mniejszej niż aktualna wartość progowa odporności S-CDMA – rys. 3.33) system w trybie S-CDMA działa bez błędów, natomiast w systemie pracującym w trybie A-TDMA impulsy zakłócające generują pojedyncze błędy symbolowe, które w określonych warunkach mogą zostać poprawione (zostanie to opisane poniżej).



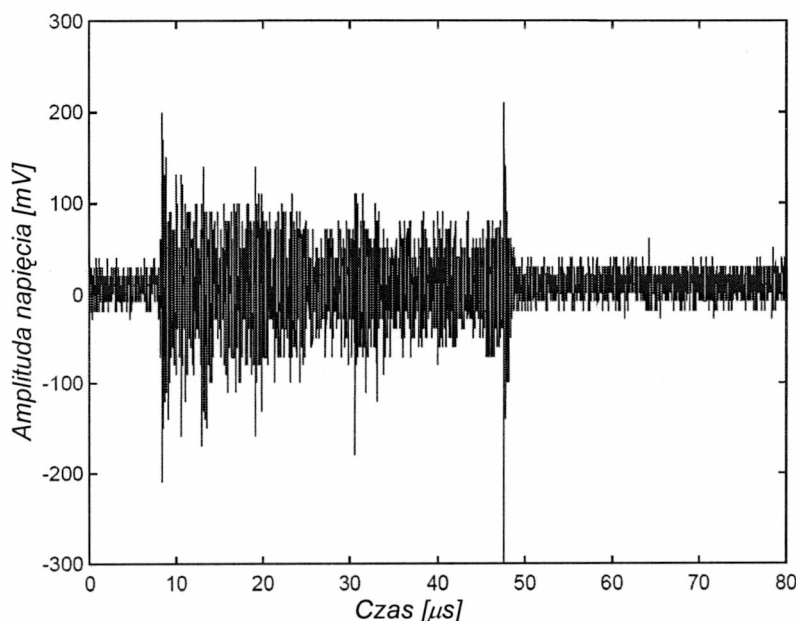
Rys. 3.33 Porównanie odporności trybu S-CDMA i A-TDMA na zakłócenia impulsowe o krótkim czasie trwania i średniej amplitudzie

Jeżeli amplituda impulsu zakłócającego jest wyższa od wartości progowej (S-CDMA *threshold*) wówczas wszystkie ortogonalne sekwencje zostaną zakłócone w czasie trwania całego symbolu S-CDMA (*spreading interval*). W przypadku małej częstotliwości powtarzania impulsów zakłócających błędy mogą zostać poprawione dzięki implementacji kodowania cyklicznego FEC (*Forward Error Corection*) – maksymalnie $T=16$ kolejnych bajtów.



Rys. 3.34 Porównanie odporności trybu S-CDMA i A-TDMA na zakłócenia impulsowe o krótkim czasie trwania i dużej amplitudzie

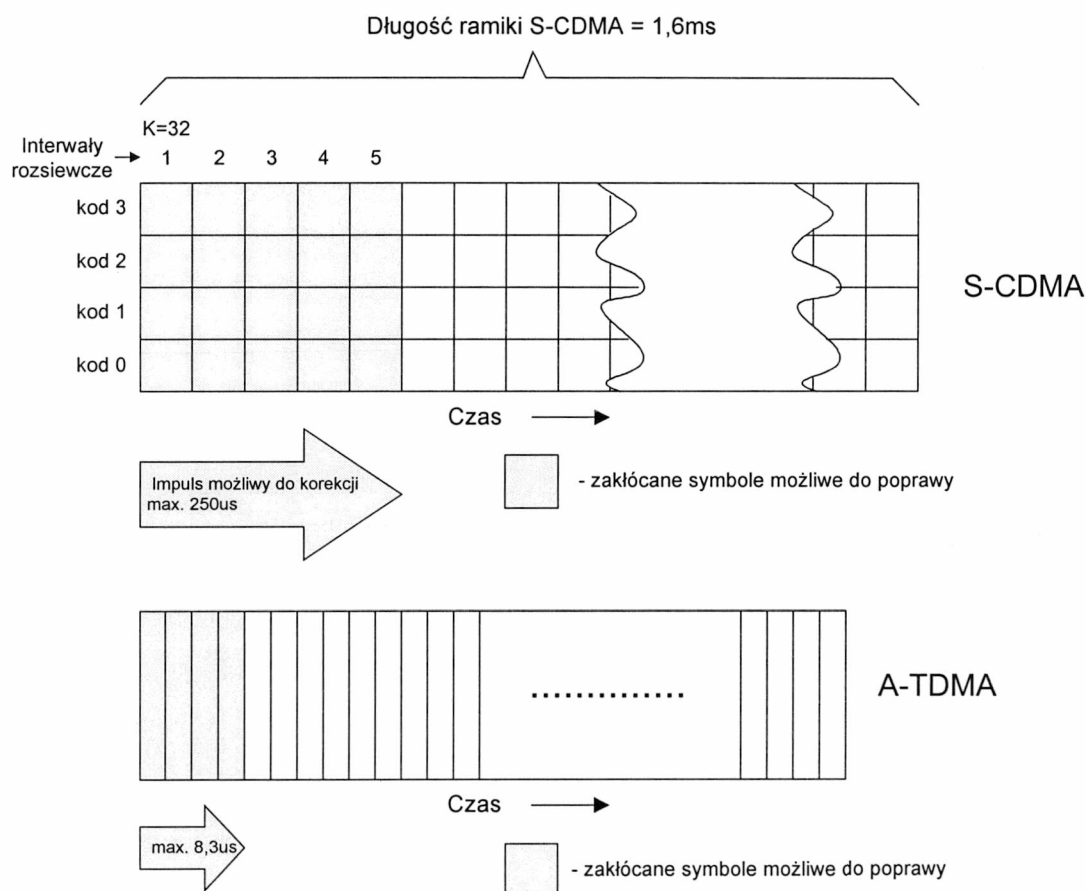
Przy zwiększaniu częstotliwości powtarzania impulsów zakłócających o dużej amplitudzie okazuje się, że liczba błędów staje się większa od możliwości poprawy przez FEC i następuje skokowe zwiększenie stopy błędów. Przy tej samej amplitudzie impulsów wielodostęp A-TDMA pozwala na zwiększoną od 10 do 100 razy częstotliwość powtarzania impulsów zakłócających dzięki temu, że tylko pojedynczy symbol zostaje uszkodzony przez dany impuls zakłócający (patrz rys. 3.34).



Rys. 3.35 Zakłócenie impulsowe o długim czasie trwania i średniej amplitudzie zarejestrowane torze zwrotnym

Przykładowy impuls zakłócający o dużym czasie trwania (ok. 45 μs) i średniej amplitudzie i dużej energii zarejestrowany w torze zwrotnym pokazano na rys. 3.35. Impulsy tego typu mogą skutecznie zakłócać pracę toru zwrotnego.

W trybie A-TDMA błędy symbolowe mogą być całkowicie poprawione jeżeli czas trwania impulsu zakłócającego będzie mniejszy niż czas potrzebny na przesłanie 16 bajtów (dla $T = 16$ FEC, maksymalna długość słowa kodowego). W przypadku S-CDMA odporność na zakłócenia jest zależna od wyboru wartości dwóch parametrów: K – *spreading interval factor*, który określa czas trwania symbolu S-CDMA, i $CPMS$ – określającego liczbę kodów przypadających na minislot. W przypadku występowania impulsów zakłócających o niewielkiej amplitudzie i długim czasie trwania optymalnie jest wybierać maksymalne długości czasu trwania symbolu ($K = 32$) oraz minimalną liczbę kodów, które są jednocześnie przesyłane ($CPMS = 2$ lub 4). Mała liczba symboli uszkodzonych jednocześnie może być wówczas łatwo poprawiona przez mechanizm FEC.



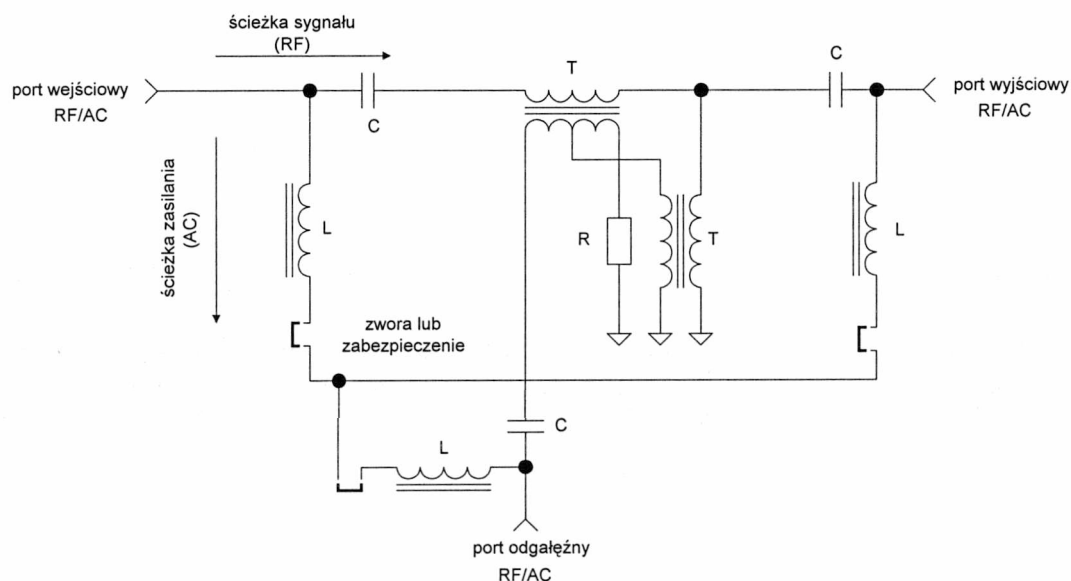
Rys. 3.36 Porównanie odporności trybu S-CDMA i A-TDMA na zakłócenia impulsowe o długim czasie trwania

Przykładowo weźmy pod uwagę kanał działający z modulacją 64-QAM i szybkością 2,56 Msy/s (patrz rys. 3.36). Jeżeli pracujemy w trybie S-CDMA dla $K = 32$ (maksymalna dopuszczalna wartość) i $CPMS = 2$, wówczas 64 bajtowy pakiet może być transmitowany w dwóch minislotach (nie licząc preambuły). Czas trwania ramki wynosi $0,39\mu s / chip \times 128 \times 32 = 1,6ms$. Maksymalny czas trwania transmisji możliwej do poprawy wynoszący 250 μs (5 interwałów rozsziewczych) osiągamy dla maksymalnej korekcji Reed'a Salomon'a ($T = 16$). Przykład ilustruje rys. 3.36. Dla trybu A-TDMA 64 bajtowy pakiet jest przesyłany (nie licząc preambuły) w czasie 33 μs . Dla maksymalnej korekcji FEC ($T = 16$) możemy poprawić do 16 kolejnych bajtów, co daje maksymalny czas trwania impulsu zakłócającego wynoszący 8,3 μs . W porównaniu z A-TDMA tryb S-CDMA (w tym przypadku) pozwala teoretycznie na poprawę błędów przy impulsach zakłócających 30-krotnie dłuższym czasie trwania ($250/8,3$).

3.4.3 Zakłócenia od systemu zdalnego zasilania – modulacja HUM

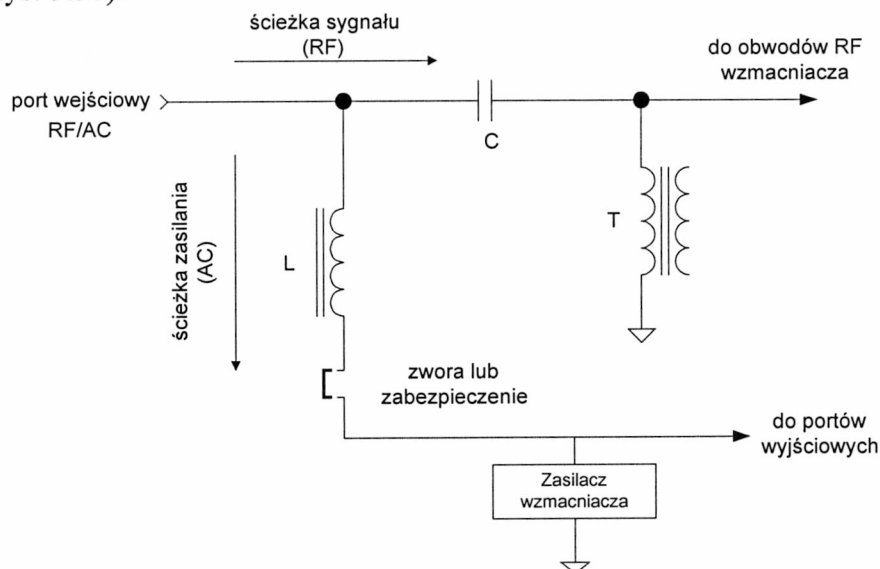
Współczesne sieci HFC są zasilane prądem zmiennym AC (sinusoidalnym lub prostokątnym) o częstotliwości 50Hz i napięciu 60 lub 90V zdalnie, przez sieć koncentryczną. Zasilacze umieszczone najczęściej w węzłach ONU (*Optical Network Unit*) i zasilają wszystkie elementy aktywne sieci współosiowej (węzły optyczne i wzmacniacze), a ich zaciski prądowe są dołączone przez zwrotnicę prądową do ekranu i żyły środkowej kabla magistralnego.

Wszystkie kable współosiowe do poziomu sieci budynkowej (sieć budynkowa jest odseparowana galwanicznie od sieci magistralnej i dystrybucyjnej) są połączone galwanicznie, a przejście sygnału RF przez ścieżki prądowe elementów biernych blokowane są przez odpowiednie cewki o indukcyjności L . Przejście prądu zasilania przez obwody RF jest blokowane przez odpowiednie kondensatory o pojemności C . Na rys. 3.37 przedstawiono schemat odgałęźnika magistralnego (*directional coupler*) przenoszącego prąd zasilania.



Rys. 3.37 Schemat ideowy sprzęgacza kierunkowego magistralnego (*directional coupler*) przenoszącego prąd zasilania

Podobnie we wzmacniaczach magistralnych i węzłach optycznych istnieje konieczność przeniesienia prądu zasilania między portem wejściowym i portami wyjściowymi. Przejście sygnału RF przez ścieżkę prądową (zasilania) jest blokowane cewką o indukcyjności L , a przejście prądu zasilania jest blokowane kondensatorem o pojemności C . Prąd zasilania AC jest następnie podawany na wejście zasilacza prądu stałego wzmacniacza oraz na porty wyjściowe (rys. 3.38).



Rys. 3.38 Separacja ścieżki prądowej (zasilania) i ścieżki sygnałowej we wzmacniaczach magistralnych

Ze względu na przepływ prądu zasilania o dużym napięciu ($50 \div 90V$) i natężeniu ($2 \div 15 A$) nieunikniony jest wpływ systemu zdalnego zasilania na sygnał użyteczny. Objawia się to dodatkową niepożądaną modulacją amplitudy na częstotliwości prądu zasilania i jego harmonicznych. Mamy dwa źródła tych zakłóceń. Pierwsze to nieidealna filtracja prądu zasilania w zasilaczu DC danego wzmacniacza, co powoduje fluktuację prądu podkładu wzmacniacza kanału zwrotnego oraz modulację wzmocnienia wzmacniacza. Drugie źródło to parametryczna modulacja magnetyczna materiału cewki wejściowej L , która musi zapewniać dużą impedancję dla sygnałów z zakresu pracy systemu zwrotnego, a więc już od częstotliwości 5 MHz. Prąd zasilania przechodząc przez cewkę powoduje częściowe nasycenia jej rdzenia ferromagnetycznego, co powoduje fluktuacje impedancji wejściowej wzmacniacza.

Dodatkowy efekt powodowany modulacją HUM (powodowaną przez prąd zasilania) obserwujemy na transformatorze T (patrz rys. 3.37 i 3.38), którego cewki są nawinięte na rdzeń, który musi posiadać stałą charakterystykę magnetyczną w całym paśmie użytkowym telewizji kablowej (od 5 do 862MHz). Kondensator C chroni transformator sygnałowy przed prądem zasilania, ale jego reaktancja nie powinna wpływać w sposób znaczący na impedancję wejściową dla sygnału użytecznego. Jeżeli założymy, że reaktancja kondensatora wejściowego nie powinna być większa niż 1 Ohm (dla 5 MHz), to wówczas pojemność kondensatora C powinna wynosić minimum $0,03\mu F$. Znając pojemność kondensatora C i napięcie zasilania możemy obliczyć prąd płynący przez kondensator i_C :

$$i_C = C \frac{du}{dt}. \quad (3.70)$$

Jeżeli napięcie zasilania będzie napięciem sinusoidalnie przemiennym o amplitudzie u_o wówczas otrzymujemy:

$$i_C = C \frac{du}{dt} = C \frac{d}{dt} [u_o \sin(2\pi f_p t)] = C u_o 2\pi f_p \cos(2\pi f_p t). \quad (3.71)$$

Podstawiając napięcie $90 V_{rms}$ ($u_o = 127 V$) i $f_p = 50 Hz$ otrzymujemy amplitudę (*peak to peak*) prądu zasilania przechodzącego przez kondensator C równą $i_C = 1,2 mA$. Prąd ten płynąc przez transformator zmienia jego charakterystykę.

W związku z tym, że efektem modulacji HUM jest modulacja amplitudy sygnału użytecznego najłatwiej ją zmierzyć za pomocą oscyloskopu sprawdzając głębokość M (w %) tej modulacji. Wówczas możemy obliczyć :

$$HMOD[dBc] = 20 \log \left(\frac{M}{100} \right). \quad (3.72)$$

Dla kaskady wzmacniaczy i elementów biernych możemy obliczyć wypadkową (sumaryczną) modulację HUM ($HMOD_{wyp}$ z następującej zależności):

$$HMOD_{wyp}[dBc] = 20 \log \left[10^{\left(\frac{-HMOD_1}{20} \right)} + 10^{\left(\frac{-HMOD_2}{20} \right)} + \dots \right]. \quad (3.73)$$

Wypadkowa głębokość modulacji sieci będzie tym większa im więcej danej sieci współosiowej elementów przenoszących prąd zasilania, a więc im większa jest rozpiętość sieci i im więcej gniazd abonenckich jest włączona do pojedynczego gniazda abonenckiego.

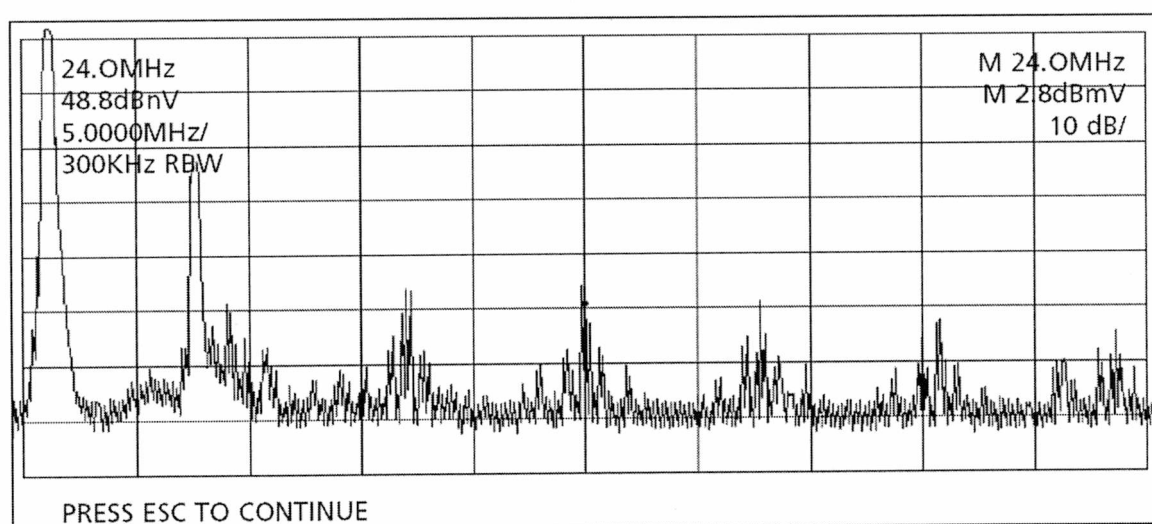
Zgodnie z specyfikacją DOCSIS 2.0 modulacja HUM nośnej nie powinna przekraczać 7%, czyli -23 dBc ($HMOD_{wyp_max}$). Typowo wszystkie elementy przenoszące prąd zasilania, a więc wzmacniacze i elementy bierne magistralne wprowadzają zniekształcenia HUM o poziomie mniejszym niż 60 dBc w stosunku do poziomu sygnału. Przyjmując wartość graniczną zniekształceń HUM możemy obliczyć maksymalną liczbę elementów wprowadzających prąd zasilania I_{max_hum} :

$$I_{max_hum} = 10^{\frac{60 - HMOD_{wyp_max}}{20}} = 71. \quad (3.74)$$

W projekcie sieci współosiowej należy zawsze sprawdzać, czy nie jest przekroczona wartość graniczna modulacji HUM, a w przypadku przekroczenia konieczne jest zaprojektowanie podziału systemu zasilania na dwie lub więcej części, co spowoduje proporcjonalny spadek przenoszonego prądu zasilania i zniekształceń HUM. W sieciach o głębokiej segmentacji problem wpływu systemów zdalnego zasilania nie istnieje.

3.4.4 Zniekształcenia współnośnościowe CPD (*Common Path Distortions*)

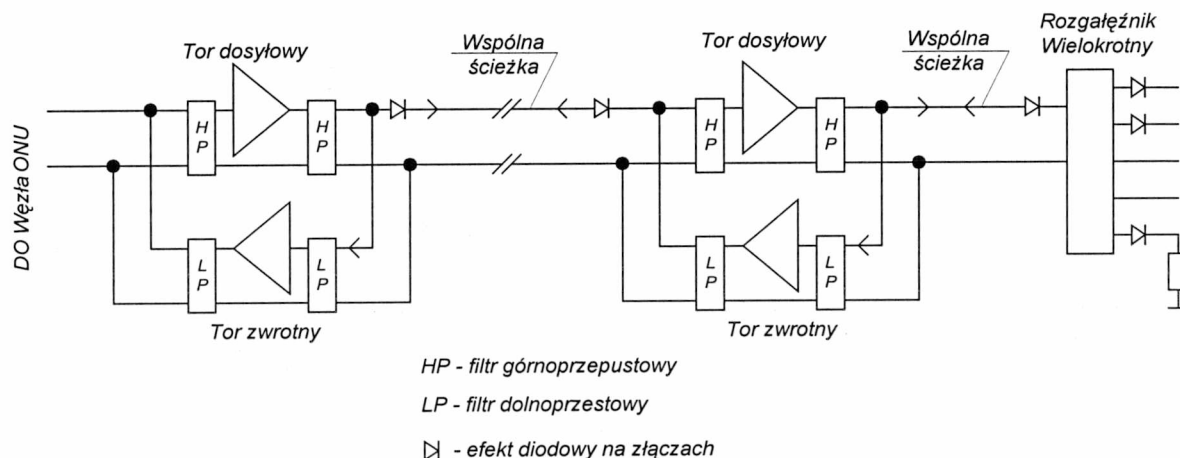
Zniekształcenia współnośnościowe są zwykle obserwowane jako podbicia charakterystyki częstotliwościowej kanału zwrotnego co ok. 6 MHz dla systemów amerykańskich pracujących w kanale dosyłowym z kanałami telewizji analogowej standardu NTSC lub co 8 MHz dla systemów europejskich pracujących w rastrem 8 MHz dla kanałów telewizji analogowej w standardzie PAL D,K. Na rys. 3.39 przedstawiono przykładową charakterystykę toru zwrotnego z widocznymi zakłóceniami tego typu, przy czym pierwszy szczyt przy częstotliwości 6,5 MHz odpowiada nośnej alarmowej o poziomie 30 dBmV . Periodyczny charakter pojawiania się podbić sugeruje związek powstawania zakłóceń CPD z kanałem dosyłowym, a dokładniej z produktami zniekształceń nieliniowych toru dosyłowego, których różnicowe składowe mają częstotliwości z zakresu pasma zwrotnego.



Rys. 3.39 Przykładowe widmo kanału zwrotnego z widocznymi zakłóceniami CPD

Zniekształcenia tego typu są obserwowane we wszystkich sieciach telewizji kablowej, a ich wpływ na transmisję w torze zwrotnym nigdzie nie może być pomijany, ze względu na ich szerokopasmowy charakter. W tym przypadku metoda umieszczania kanałów transmisyjnych „pomiędzy” prążkami zakłóceń okazuje się nie być skuteczną.

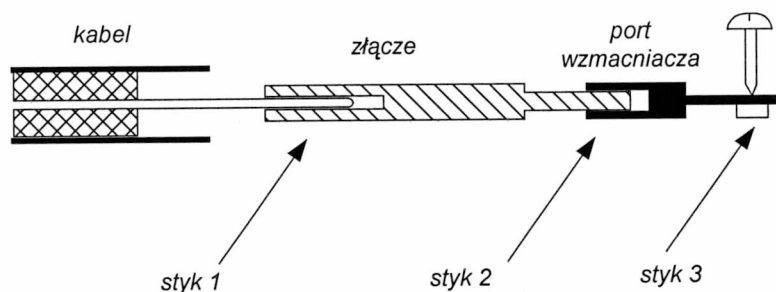
Jedynym skutecznym sposobem na zmniejszenie wpływu zakłóceń CPD jest próba znalezienia i eliminacji źródeł tych zakłóceń w sieci HFC.



Rys. 3.40 Lokalizacja źródeł zniekształceń CPD (występowania efektu diodowego)

Jak wskazuje nazwa zniekształceń CPD pojawiają się w tych częściach sieci koncentrycznej, gdzie wspólnie transmitowane są sygnały torów dosyłowego i zwrotnego (rys. 3.40), a w szczególności na złączach, których setki znajdują się w pojedynczym obszarze sieci dostępowej. W typowym obszarze sieci HFC o liczbie abonentów ok. 500, włączonym do jednego węzła światłowodowego ONU, znajduje się ok. 700 złączy różnego rodzaju. Przy czym większość ok. 90 % z nich znajduje się w części budynkowej sieci. Na rys. 3.41 przedstawiono sekwencję kontaktów metalu do metalu, która zwykle powstaje przy włączeniu żyły środkowej kabla koncentrycznego na port wzmacniacza. Są także inne przykłady takich styków :

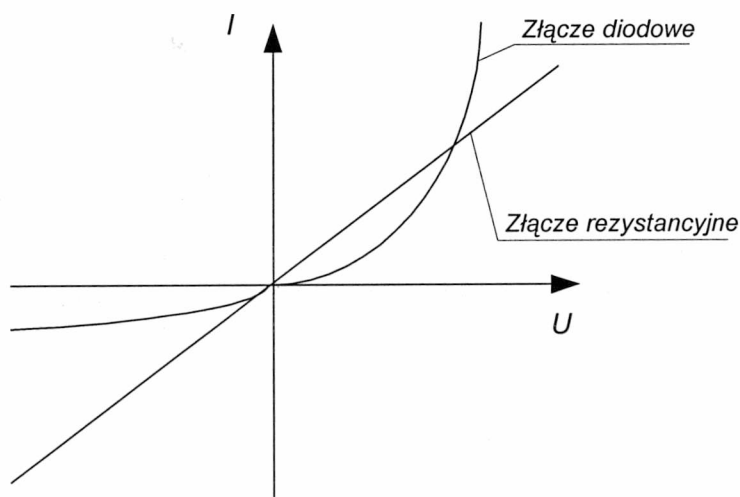
- 1) złącza zwrotnie prądowych,
- 2) wejścia i wyjścia odgałęźników wielokrotnych (tzw. multitapów).



Rys. 3.41 Punkty styku(kontaktu) metal-metal przy porcie wzmacniacza

Jako rezultat nieporządnego procesu wpływu warunków atmosferycznych na złącza następuje powolny (wieloletni) proces korozji złączy w wyniku której pojawia się na stykach cienka warstwa tlenku metalu. Warstwa ta powoduje, że styk nie ma liniowej i symetrycznej charakterystyki rezystancji.

Ze względu na tlenki występujące na powierzchni styku charakterystyka impedancji styku zmienia się na nieliniową (niesymetryczną), zbliżoną do charakterystyki diody. Zmianę charakterystyki pokazuje rys. 3.42.



Rys. 3.42 Charakterystyka złącza rezystancyjnego i charakterystyka złącza diodowego

Jeżeli poziomy nośnych są wystarczająco wysokie wówczas nieliniowości w sieci powodują powstawanie produktów w postaci zakłóceń CSO i CTB. Zakłócenia tego typu są generalnie rozsiane w paśmie z odstępem (interwałem) 8 MHz. Liczba podbić i ich poziom zależy od typu nieliniowości i częstotliwości nośnych rastru sygnału dźwiękowego. Typowe kombinacje nośnych, których produkty pojawiają się w kanale zwrotnym przedstawiono poniżej.

Typowy plan kanałowy systemów telewizji kablowej w Polsce przedstawia poniższy wzór:

$$f_{nw} = 111,25\text{MHz} + n \cdot 8\text{MHz}, \quad (3.75)$$

gdzie: $n = 0 \dots 93$.

Produkty zniekształceń nieliniowych drugiego rzędu CSO będą występować na częstotliwościach:

$$f_{mn} = f_m \pm f_n. \quad (3.76)$$

Produkty zniekształceń nieliniowych trzeciego rzędu CSO będą występować na częstotliwościach:

$$f_{mnk} = f_m \pm f_n \pm f_k. \quad (3.77)$$

Częstotliwości w MHz nośnych sygnałów telewizyjnych wynoszą:

$$f_n = n8 - 0,75. \quad (3.78)$$

W torze zwrotnym mogą być obserwowane produkty CSO dla częstotliwości różnicowych:

$$f_1 - f_2 : (m8-0,75) - (n8-0,75) = (k8-0,75) + 0,75. \quad (3.79)$$

W torze zwrotnym mogą być obserwowane produkty CTB dla częstotliwości:

$$f_1 + f_2 - f_3 : (n8-0,75) + (m8-0,75) - (k8-0,75) = (p8-0,75) \quad (3.80)$$

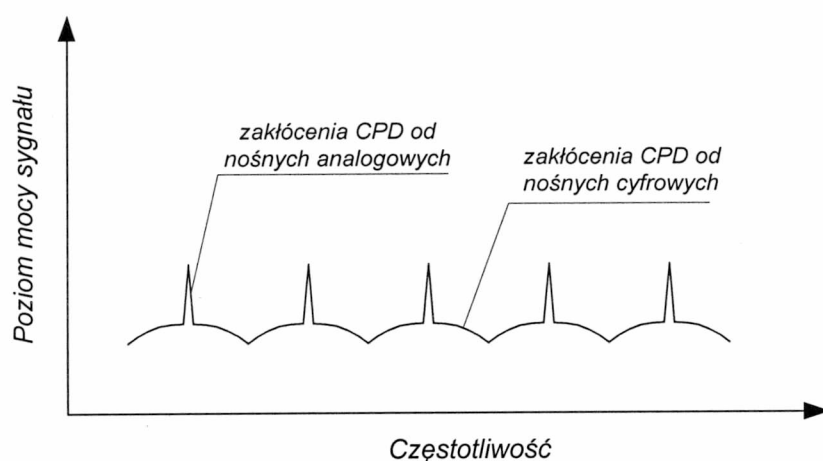
lub

$$f_1 - f_2 - f_3 : (n8-0,75) - (m8-0,75) - (p8-0,75) = (k8-0,75) + 1,5. \quad (3.81)$$

Dodatkowo mogą się pojawiać produkty kombinacji nośnych wizji różnych kanałów z nośnymi fonii, które dla standardu PAL D,K jest oddalona od nośnej wizji o 6,5 MHz. Przykładowo dla zniekształceń CTB, mamy:

$$f_1 - f_2 - (f_3 + 6,5) : (n8-0,75) - (m8-0,75) - (p8-0,75+6,5) = (k8-0,75) - 5 \quad (3.82)$$

Dla kanałów telewizji cyfrowej okresowe występowanie zakłóceń CPD może nie być widoczne w postaci prążków na charakterystyce widmowej. W tym przypadku szerokopasmowy charakter modulacji cyfrowej powinien spowodować efekt podniesienia podłogi szumowej. Ilustruje to przykład na rys. 3.43.



Rys.3.43 Porównanie zakłóceń CPD w torze zwrotnym od kanałów telewizji analogowej i cyfrowej

W związku z tym, że pojawiający się efekt diodowy, który w głównej mierze powoduje powstawanie zakłóceń CPD jest dalece nieprzewidywalny i zmienny w swoim charakterze matematyczny opis tego zjawiska jest trudny do uchwycenia i w tej pracy nie zostanie podjęty.

Pomiary prowadzone przez autora jak również pomiary prowadzone w Oxford University wykazują następujące cechy zakłóceń CPD:

- 1) ciągle dynamiczne zmiany poziomu zakłóceń w skali sekund,
- 2) zmiany losowe w skali minut,
- 3) zamiany długookresowe zależne od temperatury.

Pierwszą cechę można wyjaśnić przesunięciami fazowymi między sygnałem różnicowymi oraz wieloma miejscami w sieci koncentrycznej będącymi jednocześnie źródłami zakłóceń CPD, co powoduje określone opóźnienia sygnałów zakłóceń w punktach węzłowych. W związku z tym zaleca się, żeby nośne z poszczególnych kanałów telewizyjnych nie były zsynchronizowane, co w rezultacie daje rozproszczenie zakłóceń w szerszym paśmie, ich mniejszy poziom oraz mniejsze skoki poziomu, ze względu na zmniejszenie korelacji wzajemnej przy sumowaniu zakłóceń z różnych gałęzi sieci. Zmiany losowe poziomu zakłóceń CPD włączając w to relatywne zmiany poziomu między produktami CTB i CSO nie mają wyraźnego trendu i są prawdopodobnie spowodowane oddziaływaniem mechanicznym (np. drgania) przenoszonym na nieliniowe styki. Badania prowadzone na Uniwersytecie w Oxfordzie pokazują widoczny trend zmniejszania się poziomu zakłóceń CPD z temperaturą o $1 \div 1,5 \text{ dB}^\circ\text{C}$.

W celu zmniejszenia poziomu lub nawet eliminacji zakłóceń spowodowanymi zakłóceniami CPD należy utrzymywać złącza (zewnętrzne i wewnętrzne) w czystości i unikać tzw. luźnych złączy. Konieczne jest także unikanie kontaktów metal-inny metal, które przyczyniają się do korozji bimetalicznej.

3.4.5 Odbicia sygnału (*microreflections*) i opóźnienia grupowe

Kolejnym czynnikiem, który ma wpływ na transmisję w torze zwrotnym są odbicia sygnału, występujące w miejscach nieciągłości niedopasowania impedancji falowej, a więc na wejściach i wyjściach elementów biernych i aktywnych sieci współosiowej. Odbicie sygnału jest charakteryzowane parametrem zwanym tłumiennością odbiciową R , która określa stosunek mocy sygnału odbitego P_r mocy sygnału wejściowego P_i :

$$R(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{P_i}{P_r} \right). \quad (3.83)$$

Podwójnie odbity sygnał w sieci dystrybucyjnej zakłóca sygnał użyteczny tym bardziej im większa jest moc sygnału z podwójnego odbicia i im większe jest opóźnienie takiego sygnału. Dla poprawnej pracy systemu zgodnego ze standardem DOCSIS 2.0 odbicia powinny spełniać warunki zestawione w poniższej tabeli.

Tabela 3.11 Dopuszczalne wartości mocy sygnału odbitego w stosunku do mocy sygnału użytecznego dla systemów zgodnych ze standardem DOCSIS 2.0

Moc sygnału odbitego w stosunku do mocy sygnału pierwotnego	Zakres opóźnień sygnału odbitego w stosunku do sygnału pierwotnego
-10dBc	$0 \div 0,5 \mu\text{s}$
-20dBc	$0,5 \div 1 \mu\text{s}$
-30dBc	$> 1 \mu\text{s}$

Typowo poziom zakłóceń spowodowanych odbiciami w sieci współosiowej mieści się w zakresie od 30 do 40 dBc. Większe poziomy sygnału odbitego mogą powstać na niezakończonych rezystorami zamykającymi wyjściach odgałęźników wielokrotnych, lub w miejscach uszkodzenia kabla. Takie miejsca powinny być szybko wykrywane i usuwane przez służby utrzymania sieci. Odbicia powodują także zniekształcenia charakterystyki częstotliwościowej toru zwrotnego. Zmiany (zafalowania) w charakterystyce częstotliwościowej można wyznaczyć z następującej zależności [1]:

$$\text{zafalowanie}(dB, pk - pk) = 20 \log \left(\frac{1 + 10^{-R/20}}{1 + 10^{-R/20}} \right). \quad (3.84)$$

Kolejnym niekorzystnym efektem odbić będzie przesunięcie fazy sygnału związanego z nią i opóźnienia grupowego. Przesunięcie fazy możemy wyznaczyć ze wzoru [1]:

$$\theta = \arctan g \left[\frac{10^{-R/20} \sin \left(\frac{2\pi L f}{986 V_p} \right)}{1 - 10^{-R/20} \cos \left(\frac{2\pi L f}{986 V_p} \right)} \right], \quad (3.85)$$

gdzie: L - jest długością kabla w stopach,

f - jest częstotliwością w MHz,

V_p - jest relatywną prędkością propagacji w kablu.

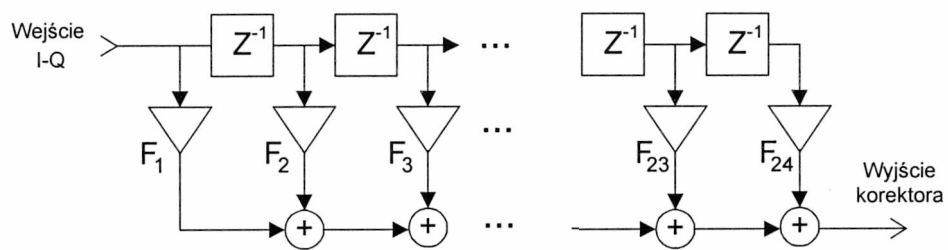
Przesunięcie fazy powoduje zmianę w opóźnieniu grupowym, które można wyznaczyć ze wzoru [1]:

$$\text{opóźnie_grupowe}(ns) = \frac{1000}{2\pi} \frac{d\theta}{df}. \quad (3.86)$$

Opóźnienia grupowe są również powodowane przez filtry dipleksowe rozdzielające kierunki transmisji znajdujące się na wejściu i wyjściu każdego wzmacniacza szerokopasmowego.

W celu zmniejszenia wpływu odbić sygnału w sieci współosiowej w modemach kablowych CM stosuje się korekcję charakterystyki częstotliwościowej toru zwrotnego (*Equalization*). Korekcja charakterystyki częstotliwościowej toru zwrotnego stosowana jest w celu zmniejszenia efektów nierównomierności charakterystyki częstotliwościowej tłumienia i opóźnienia. W standardach DOCSIS 1.1. i 2.0. korekcję kanału zwrotnego uzyskuje się głównie przez zastosowanie prekorekcji na wyjściu modemów kablowych CM, ze względu na różne drogi sygnału od różnych modemów kablowych.

Zastosowanie prekorekcji pozwala na ukształtowanie widma sygnału nadawanego w ten sposób, by uzyskać pożądane widmo na wejściu kontrolera modemów kablowych (CMTS). CMTS kontroluje na bieżąco zniekształcenia liniowe i oblicza współczynniki korekcji, które są następnie przesyłane do CM. Schemat ideowy korektora toru zwrotnego pokazano na rys. 3.44.



Rys. 3.44 Struktura korektora toru zwrotnego CM

3.5 Porównanie wyników symulacji pracy toru zwrotnego z pomiarami sieci dystrybucyjnej

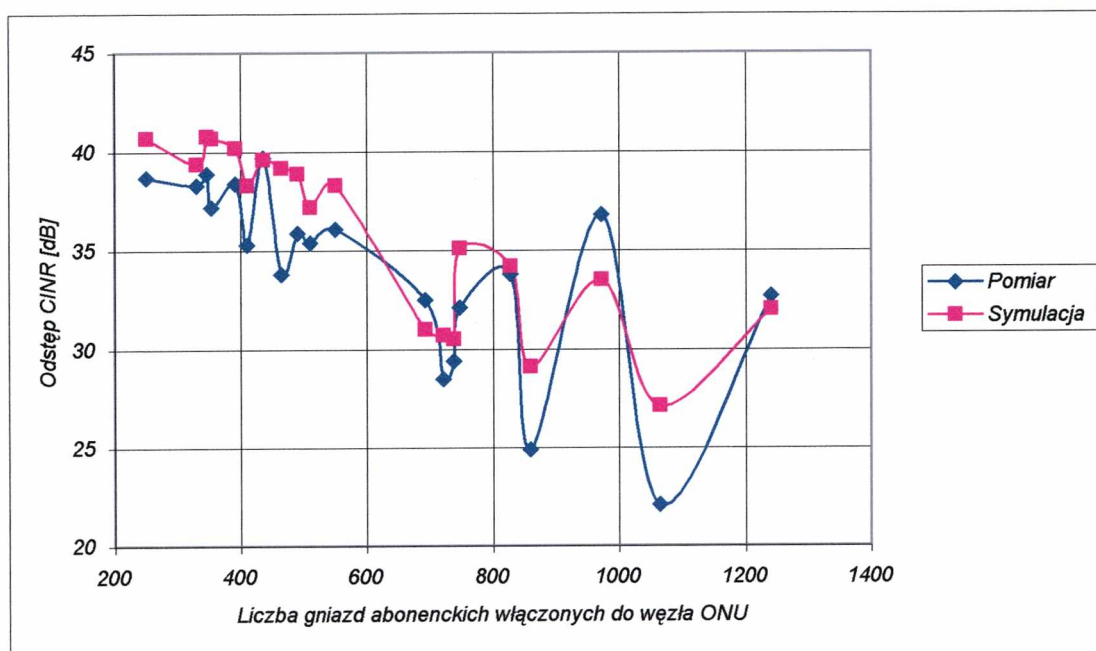
W celu weryfikacji zaproponowanej w niniejszej pracy metody symulacyjnej służącej do wyznaczenia teoretycznej wartości odstepu nośnej od szumów i zakłóceń $CINR_{ONU}$ w częstotliwościowym kanale zwrotnym, na wejściu nadajnika optycznego toru zwrotnego, znajdującego się w węźle dostępowym ONU przeprowadzono pomiary na wybranej grupie obszarów sieci TVK we Wrocławiu należącej do grupy Multimedia. Pomiary przeprowadzono dla 20 węzłów optycznych obsługujących obszary:

- 1) o dużej gęstości zabudowy – obszary HFC/P1 do P8 (Wrocław Stare Miasto),
- 2) o średniej gęstości zabudowy – obszary HFC/S1 do S7 (Wrocław Śródmieście),
- 3) o małej gęstości zabudowy – obszary HFC/ONU1-ONU7 (Wrocław Biskupin).

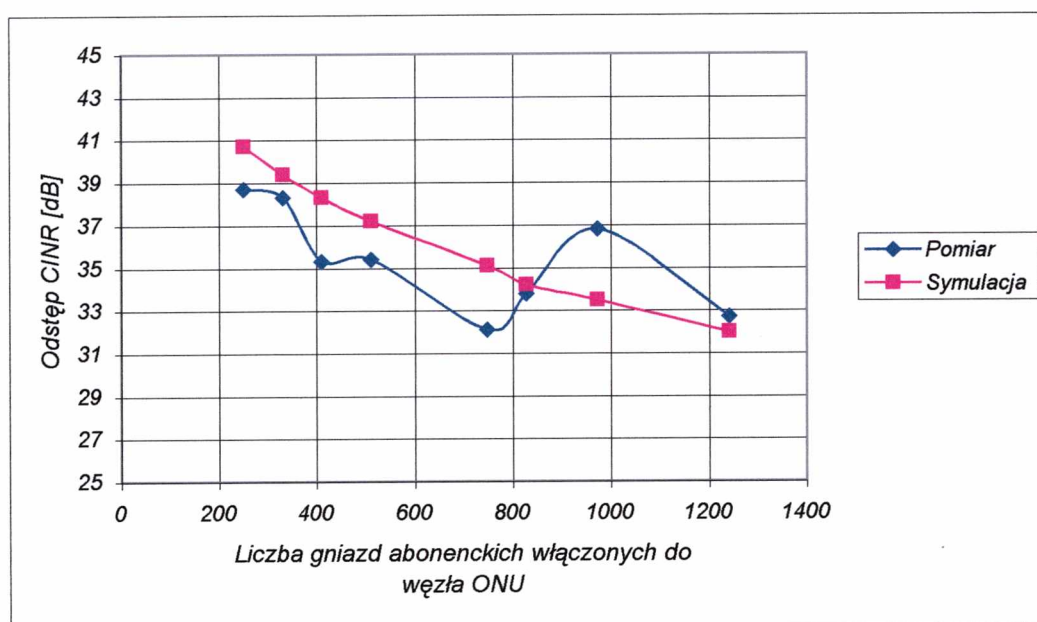
Pomiary wykonano zgodnie z procedurą pomiarową przedstawianą w normie EN 50083-10:2002 [62], za pomocą analizatora widma firmy Rodhe&Schwarz typ FSH3. Analizator był dostrojony do częstotliwości środkowej kanału zwrotnego i ustawiony z rozdzielczością $RBW = 30\text{kHz}$ i szerokością pasma wizji równą $VBW = 1\text{ kHz}$ z detektorem wartości skutecznej RMS . Mierzony był pojedynczy kanał zwrotny o częstotliwości środkowej 25 MHz , szerokości pasma $3,2\text{MHz}$. Transmisja odbywała się z modulacją 16-QAM i szybkością modulacji $v_{mod} = 2,56\text{Msym/s}$, co daje szybkość transmisji brutto $10,24\text{Mb/s}$. Mierzono system z jednym częstotliwościowym kanałem zwrotnym, w paśmie którego nie były obecne zakłócenia wąskopasmowe, impulsowe lub współnościewkowe. Wszystkie wzmacniacze były ustawione w ten sposób by zapewnić jednakowe tłumienie sygnału równe 1 (0dB) ze wszystkich gałęzi sieci współosiowej. Wyniki pomiarów i obliczeń symulacyjnych przedstawiono w tabeli 3.12 oraz na rys. 3.45 do 3.48.

Tabela 3.12 Porównanie wyników pomiarów i symulacji odstepu nośnej od szumów i zakłóceń na wejściu węzła optycznego ONU

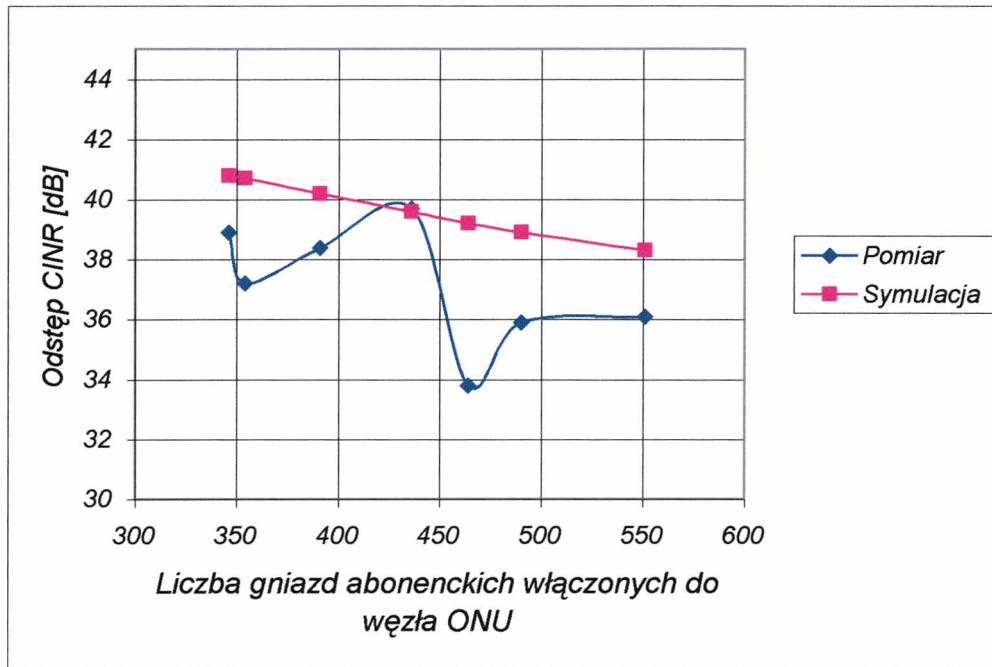
Lp.	Nazwa węzła sieci	Liczba gniazd abonenckich	Liczba abonentów TV	Liczba modemów	Zmierzony $CINR_{ONU}$	Obliczony $CINR_{ONU}$	Różnica
1.	HFC/P1	510	204	36	35,4	37,2	-1,8
2.	HFC/P2	410	160	25	35,3	38,3	-3
3.	HFC/P3	330	142	22	38,3	39,4	-1,1
4.	HFC/P4	747	281	38	32,1	35,1	-3
5.	HFC/P5	828	265	35	33,8	34,2	-0,4
6.	HFC/P6	1241	484	53	32,7	32	0,7
7.	HFC/P7	972	338	73	36,8	33,5	3,3
8.	HFC/P8	250	81	12	38,7	40,7	-2
9.	HFC/S1	551	232	44	36,1	38,3	-2,2
10.	HFC/S2	391	172	35	38,4	40,2	-1,8
11.	HFC/S3	490	178	37	35,9	38,9	-3
12.	HFC/S4	464	209	43	33,8	39,2	-5,4
13.	HFC/S5	436	183	34	39,7	39,6	0,1
14.	HFC/S6	346	132	23	38,9	40,8	-1,9
15.	HFC/S7	354	156	27	37,2	40,7	-3,5
16.	HFC/ONU1	692	263	63	32,5	31	1,5
17.	HFC/ONU2	859	358	73	24,9	29,1	-4,2
18.	HFC/ONU3	1065	597	85	22,1	27,1	-5
19.	HFC/ONU5	738	354	64	29,4	30,5	-1,1
20.	HFC/ONU7	721	281	55	28,5	30,7	-2,2



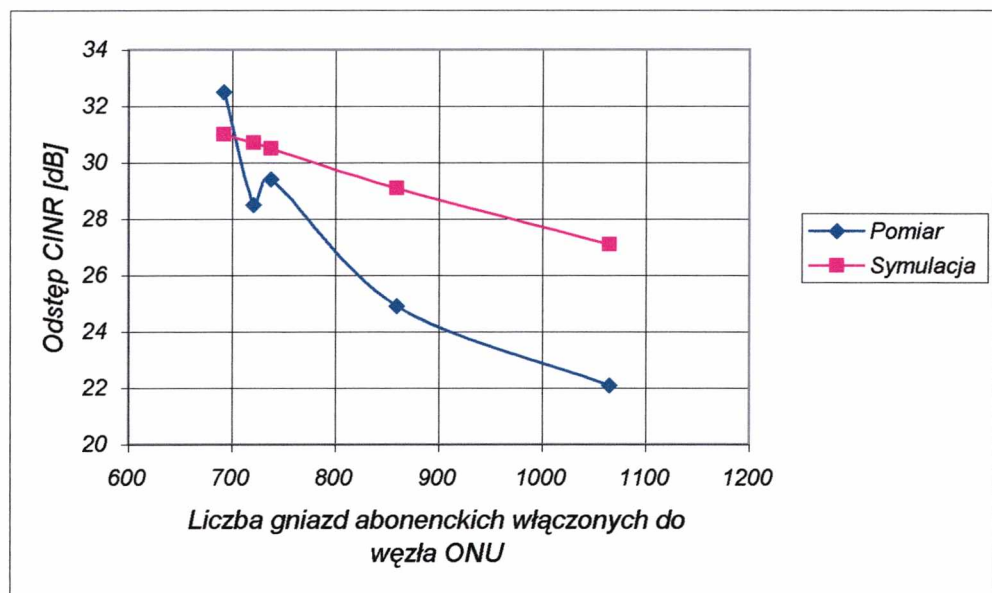
Rys. 3.45 Porównanie wyników pomiarów i symulacji odstępu $CINR_{ONU}$ (wszystkie wyniki)



Rys. 3.46 Porównanie wyników pomiarów i symulacji odstępu $CINR_{ONU}$ dla obszarów o dużej gęstości zabudowy



Rys. 3.47 Porównanie wyników pomiarów i symulacji odstępu $CINR_{ONU}$ dla obszarów o średniej gęstości zabudowy



Rys. 3.48 Porównanie wyników pomiarów i symulacji odstępu $CINR_{ONU}$ dla obszarów o małej gęstości zabudowy

Analizując powyższe wykresy i wyniki pomiarów zestawione w tabeli 3.10 można stwierdzić, że:

- 1) zaproponowany model symulacyjny toru zwrotnego daje wyniki zbliżone do wartości zmierzonych, a maksymalny błąd mieści się w granicach od +3,3 do -5,4dB, przy czym różnice te mogą być spowodowane zarówno błędami pomiarowymi jak również okresowymi zakłóceniami impulsowymi, których zaproponowany model nie obejmuje,

- 2) pomiar pokazał, że dla wszystkich rodzajów sieci i typów zabudowy zachodzi tendencja zmniejszania się odstępów $CINR_{ONU}$ wraz ze wzrostem liczby gniazd abonenckich włączonych do jednego węzła ONU, przy czym degradacja sygnału następuje najszybciej dla sieci o zabudowie rozproszonej, ze względu na dużą fizyczną rozpiętość sieci i liczbę wzmacniaczy dystrybucyjnych,
- 3) zaproponowany model symulacyjny toru zwrotnego najlepiej sprawdza się dla sieci o dużej gęstości zabudowy i liczbie gniazd abonenckich poniżej 800,
- 4) dla obszarów o małej gęstości zabudowy zaproponowany model daje wyniki zawyżone w stosunku do wartości zmierzonych, co może być spowodowane dużą ilością wzmacniaczy dystrybucyjnych i nieznacznymi błędami w ustawieniu poszczególnych tłumień odgałęzień sieci oraz wpływem zakłóceń o dodatniej korelacji wzajemnej,
- 5) dobra zbieżność wyników obliczeń symulacyjnych z wynikami pomiarów pozwala na zastosowanie opracowanego w ramach niniejszej pracy modelu matematycznego toru zwrotnego do planowania nowych sieci dwukierunkowych kablowych oraz do modernizacji sieci istniejących.

4. Optyczny tor zwrotny w sieci HFC

Współczesne sieci telewizji kablowej są budowane wyłącznie w technologii hybrydowej światłowodowo-współosiowej, przy czym, ze względu na konieczność zwiększenia pasma transmisyjnego przypadającego na abonenta, część współosiowa sieci HFC zostaje stopniowo zmniejszana kosztem rozbudowy sieci światłowodowej. Zmniejszenie liczby gniazd abonenckich i obszaru sieci współosiowej przypadającej na optyczny węzeł dostępowy ONU, jak wykazano w rozdziale 3, ma fundamentalne znaczenie na zmniejszenia efektu kumulacji szumów i zakłóceń w drzewiastej strukturze sieci współosiowej, który to efekt (*noise funneling*) w stopniu decydującym wpływa na ograniczenie dynamiki łącza zwrotnego. Podział sieci współosiowej na coraz to mniejsze segmenty powoduje konieczność proporcjonalnej rozbudowy sieci światłowodowej. Dzięki zastosowaniu segmentacji sieci współosiowej uzyskujemy poprawę dynamiki toru zwrotnego oraz zwiększenie pasma transmisyjnego przypadającego na jednego abonenta. Z drugiej strony jednak zwiększa się liczba torów optycznych pomiędzy węzłami światłowodowym ONU, a miejscem (węzeł *Hub* lub *Headend*) ulokowania urządzeń transmisyjnych korzystających z toru zwrotnego (np. kontrolerów modemów kablowych transmisji danych CMTS).

Małe tłumienie światłowodu umożliwia zasilanie sygnałem znacznych obszarów miejskich (nawet do kilkudziesięciu km), bez konieczności wzmacniania sygnału, dzięki czemu sieć telewizji kablowej staje się siecią zcentralizowaną z urządzeniami aktywnymi skupionymi w jednym miejscu – w stacji czołowej. Takie podejście ma swoje implikacje przy tworzeniu części optycznej łącza transmisyjnego dla kierunku zwrotnego.

Jak pokazano w rozdziale trzecim, w analizie sieci współosiowej, podstawowymi parametrami transmisyjnymi, istotnymi dla oceny jakości transmisji w sieci, są: odstęp nośnej sygnału od skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR$ oraz zakres dynamiki łącza DR . Na oba wymienione parametry transmisyjne, wpływa wiele parametrów systemowych i elementowych. Podobnie dla łączy optycznych rozpatrywać będziemy wpływ parametrów systemowych i parametrów poszczególnych elementów części światłowodowej sieci HFC na parametry transmisyjne toru zwrotnego – odstęp nośnej od szumów i zakłóceń $CINR_{LINK}$ oraz zakres dynamiki łącza DR_{LINK} .

Na parametry transmisyjne łącza optycznego wpływ mają następujące składniki:

- 1) parametry nadajnika światłowodowego takie jak: promieniowana średnia moc optyczna $P_{l,o}$, efektywność przemiany optycznej (*slope efficiency*) s_l , gęstość szumów natężenia nadajnika RIN , długość fali optycznej λ , szerokość spektralna fali optycznej $\Delta\lambda$ (parametry te są związane z budową diody laserowej),
- 2) parametry toru optycznego takie jak: długość toru L , tłumienność jednostkowa α_0 , dyspersja chromatyczna D i tłumienność odbiciowa A_r ,
- 3) parametry fotodetektora takie jak: czułość r_d i ekwiwalentna gęstość prądu szumu na wyjściu fotodetektora I_r ,
- 4) parametry systemowe takie jak: optyczny indeks modulacji OMI (*Optical Modulation Index*), ilość częstotliwościowych kanałów zwrotnych l_{kz} , sposób modulacji podnośnych RF oraz sposób zwielokrotnienia torów zwrotnych (zwielokrotnienie falowe, zamiana na sygnał cyfrowy i zwielokrotnienie TDMA).

W rozdziale tym zostanie wykazane, że modulator optyczny (w tym przypadku nadajnik kanału zwrotnego) ma największy wpływ na parametry transmisyjne łącza optycznego, drugie miejsce pod tym względem zajmuje fotodetektor (w tym przypadku odbiornik kanału zwrotnego). Długość łącza optycznego ma znaczący wpływ na tłumienie, które z kolei wpływa na współczynnik szumów łącza optycznego. Włókno optyczne może także niebezpośrednio wpływać także na szerokość pasma ze względu na swoją dyspersję. Natomiast wpływ włókna światłowodowego na zakres dynamiki jest pomijalny.

Na początku tego rozdziału w punktach od 4.1 do 4.4 zostanie przedstawiona podstawowa wiedza z zakresu realizacji optycznych torów zwrotnych z bezpośrednią modulacją światła i detekcją. Włączenie tych zagadnień do niniejszej pracy miało na celu stworzenie wstępnej bazy pojęciowej i znaczeniowej, która będzie dalej wykorzystywana w części merytorycznej. Pozwoli to także na uniknięcie rozległych wyjaśnień przy wprowadzeniu i analizowaniu parametrów sieci optycznej i budujących ją elementów.

4.1. Modulacja natężenia światła (modulacja analogowa)

Aby przesłać sygnał RF przez łącze optyczne za pomocą nośnej optycznej (*optical carrier*) możemy analogicznie do sygnałów elektrycznych wykorzystywać modulację amplitudy E_0 , częstotliwości f lub fazy θ . Rozpatrzmy optyczną falę płaską rozchodzącą się w swobodnej przestrzeni w kierunku osi z :

$$E(z, t) = E_0 \exp \left[j2\pi \left(\frac{zf}{c} - ft + \theta \right) \right] \quad (4.1)$$

Natomiast by odebrać zmodulowany amplitudowo optyczny sygnał nośny potrzebujemy wyłącznie detektora natężenia światła (fotodetektora), którego prąd RF jest proporcjonalny do odebranej mocy świetlnej. Taką detekcję nazywamy detekcją bezpośrednią (*direct detection*). W przypadku modulacji częstotliwości lub fazy potrzebujemy koherentnego odbiornika optycznego wyposażonego w lokalny oscylator optyczny, mikser i filtr optyczny. Prace nad koherentnymi odbiornikami optycznymi były intensywnie prowadzone, lecz nie znalazły one szerokiego zastosowania w obecnie użytkowanych systemach, głównie ze względu na niewielką poprawę własności transmisyjnych w stosunku do systemów z bezpośrednią detekcją, która nie uzasadnia komplikacji układu odbiorczego. Dodatkowo w tym miejscu warto zauważyć, że zastosowanie przedwzmacniaczy optycznych pozwala na znaczące zwiększenie czułości fotodetektorów dla łącza z detekcją bezpośrednią.

W sieciach telewizji kablowej wykorzystywana jest wyłącznie modulacja natężenia fali świetlnej ze względu na prostotę detekcji takiej modulacji w fotodetektorze optycznym, gdzie zmianie natężenia światła I (*intensity*) odpowiada zmiana natężenia prądu płynącego przez fotodetektor. Natężenie światła fali płaskiej [W/m^2] możemy wyrazić wzorem:

$$I = \frac{1}{2} c \epsilon_0 E_0^2, \quad (4.2)$$

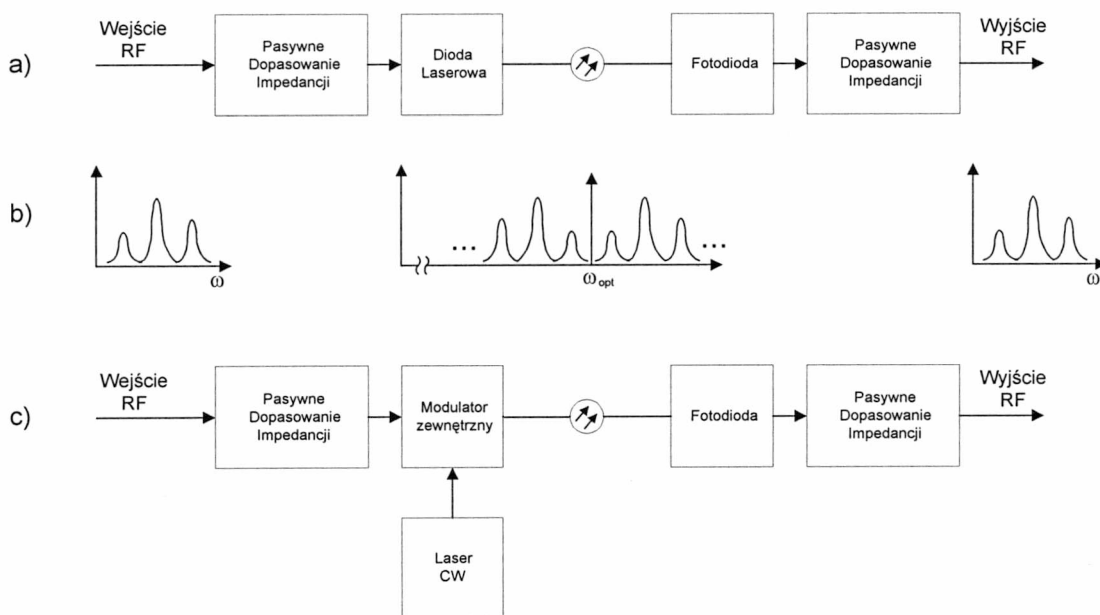
gdzie: ϵ_0 jest przenikalnością magnetyczną w próżni,
 c jest prędkością światła w próżni.

Przy czym modulacja natężenia światła nie jest, ściśle rzecz biorąc, modulacją amplitudy [2]. Główną różnicą jest to, że spektrum zmodulowanej fali optycznej jest znacznie większe od spektrum sygnału modulującego RF (dla dużych głębokości modulacji), ponieważ spektrum optyczne zawiera harmoniczne fali modulującej generowane w procesie modulacji opisanej funkcją kwadratową. Harmoniczne te ułożone są symetrycznie względem fali nośnej o pulsacji ω_0 (patrz rys. 4.1).

Istnieją dwa podstawowe typy modulacji natężenia światła laserowego:

- modulacja bezpośrednia**, w której elektryczny sygnał modulujący jest podany bezpośrednio na zaciski diody laserowej,
- modulacja z zewnętrznym modulatorem**, zwana także modulacją niebezpośrednią, gdzie laser dostarcza jedynie nam stałej mocy optycznej (laser CW), a modulacja natężenia światła odbywa się w modulatorze zewnętrznym.

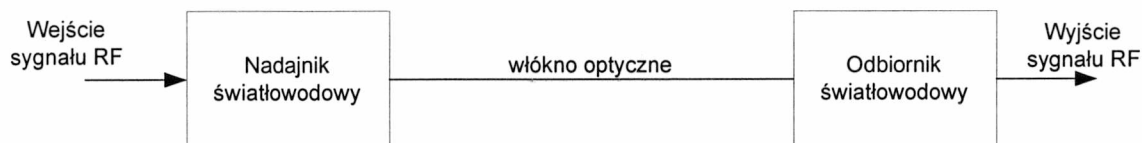
W przypadku a) urządzenie modulujące (dioda laserowa) musi mieć wystarczające pasmo przenoszenia znacznie większe niż pasmo sygnału modulującego. W praktyce warunek ten spełniają tylko półprzewodnikowe diody laserowe. W przypadku b) nie ma takich wymagań dla co do źródła światła. W obu przypadkach detektorem jest fotodioda.



Rys. 4.1 Modulacja natężenia światła z detekcją bezpośrednią: a) modulacja bezpośrednia, b) widmo sygnału, c) modulacja zewnętrzna.

4.1.1 Bezpośrednia modulacja światła (*direct modulation*) – małosygnałowy niskoczęstotliwościowy model diody laserowej

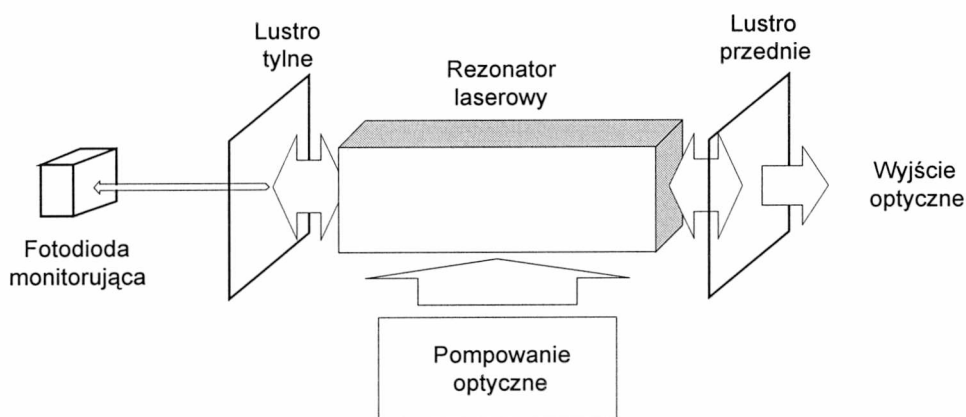
W poniższej analizie będziemy zakładać dla modelu małosygnałowego, że optyczny indeks modulacji $OMI < 0.1$. Analizę łącza światłowodowego toru zwrotnego rozpoczniemy od przedstawienia prostego łącza optycznego składającego się z nadajnika optycznego włókna światłowodowego i odbiornika światłowodowego.



Rys.4.2 Podstawowy schemat łącza optycznego

W nadajniku optycznym następuje zamiana sygnału elektrycznego (prądu) na odpowiadający mu sygnał optyczny. Dokładniej zmianie prądu odpowiada zmiana natężenia (intensywności) światła generowanego w laserze półprzewodnikowym.

Po drugiej stronie toru optycznego w nadajniku optycznym następuje operacja odwrotna. Mianowicie w fotodetektorze następuje zamiana sygnału świetlnego (promieniowania o zmiennym natężeniu) na odpowiadający mu przebieg elektryczny (prąd).



Rys. 4.3 Schemat blokowy lasera

Na rys. 4.3 przedstawiono schemat blokowy diody laserowej. Rezonator laserowy utworzony jest przez dwa ustawione równolegle do siebie lustra oraz falowód, w którym umieszczony jest materiał aktywny. Po przez tzw. pompowanie optyczne, które dla laserów półprzewodnikowych odbywa się przez przepływ prądu elektrycznego następuje wzbudzenie elektronów, które powracając do stanu podstawowego emitują kwant światła, który następnie odbija się od luster. Po przekroczeniu prądu progowego i_{thresh} liczba wzbudzonych elektronów jest na tyle duża, że zwiększanie przepływu prądu powoduje proporcjonalne zwiększenie natężenia promieniowania. Zjawisko to nosi nazwę emisji wymuszonej. Rezonansowa struktura lasera powoduje że wypromieniowane są fale o określonej długości spełniające tzw. warunek rezonatora Fabry-Perot. Dla rezonatora umieszczonego w wolnej przestrzeni długości fal rezonansowych λ_0 zależą od długości L rezonatora:

$$2L = m\lambda_0. \quad (4.3)$$

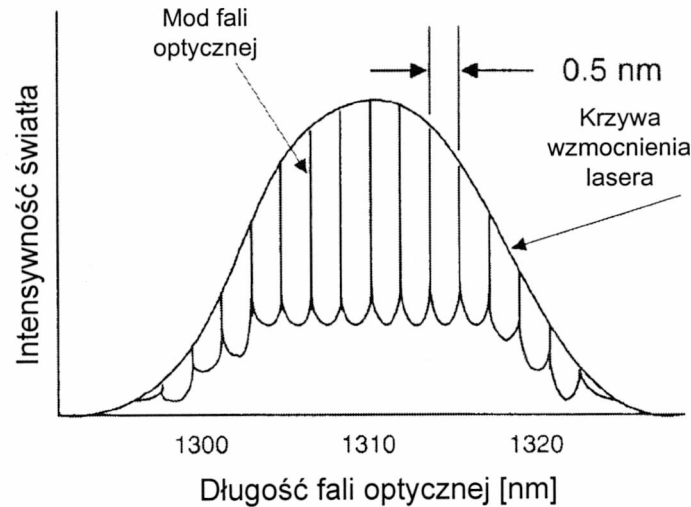
Teoretycznie do bezpośredniej modulacji możemy używać różnego typu laserów. Na wybór danego typu lasera wpływają przede wszystkim takie parametry jak: szerokość pasma, długość fali optycznej oraz efektywność przemiany elektryczno-optycznej. Jedynym typem laserów, które obecnie spełniają wszystkie wymienione kryteria są półprzewodnikowe diody laserowe.

Jako źródeł światła w kanale zwrotnym telewizji kablowej stosuje się półprzewodnikowe lasery krawędziowe (*in-plane*) Fabry-Perot (FP) lub lasery DFB (*distributed feedback*). Podstawową różnicą tych laserów jest charakterystyka widmowa promieniowanej wiązki. Dla laserów FP sygnał optyczny składa się z wielu modów fal zgrupowanych wokół częstotliwości środkowej, których amplituda jest kształtowana przez tzw. krzywą wzmocnienia materiału półprzewodnikowego lasera (*gain curve*). Poszczególne mody tworzą grzebień, w którym odległość pomiędzy poszczególnymi modami dla typowych długości rezonatora wynoszących 300-500 μm wynosi ok. 0,5-1 nm. Przybliżoną odległość $\Delta\lambda$ pomiędzy modami możemy obliczyć ze wzoru:

$$\Delta\lambda \approx \frac{\lambda_0}{2nL} \quad (4.4)$$

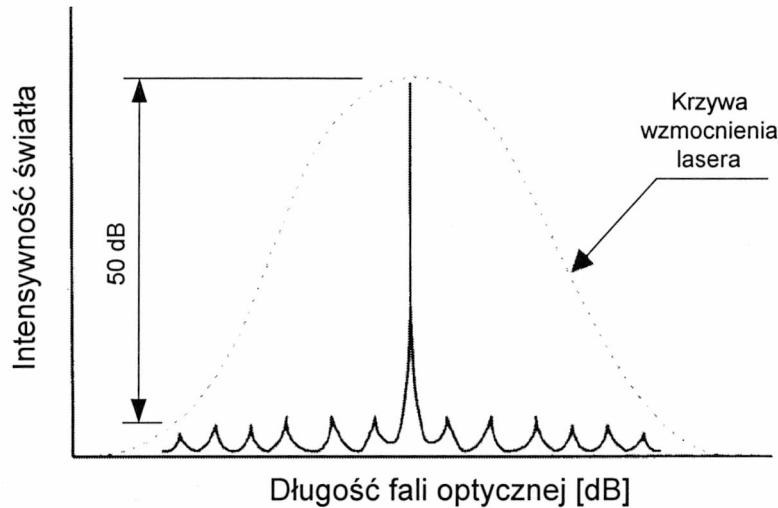
gdzie: n - jest współczynnikiem załamania światła (*refractive index*) w materiale aktywnym lasera wynoszący ok. 3,1.

Typowe widmo promieniowane przez laser FP pokazano na rys. 4.4. Szerokie widmo spektralne generowane przez laser FP powoduje, że nie znajduje on zastosowania w systemach DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplex*), gdzie wymagana jest szerokość linii spektralnej poniżej 0,1 nm, podczas gdy szerokość spektralna wiązki światła generowana przez laser FP wynosi średnio ok. 10÷20 nm. Dodatkowo należy zauważyć, że w zastosowaniach, gdzie nie można pominąć dyspersji chromatycznej: np. w światłowodzie o znacznej długości i przy przesyłaniu sygnałów o dużym paśmie, lasery FP nie znajdują zastosowania.



Rys. 4.4 Charakterystyka widmowa lasera półprzewodnikowego FP

Aby umożliwić przesłanie sygnałów użytecznych na wielu długościach fal leżących blisko siebie na duże odległości opracowano lasery DFB. Modyfikacja w stosunku do laserów FP polega na dodaniu struktury z modulowanym współczynnikiem załamania światła o okresie odpowiadającym długości fali modu podstawowego, która tworzy tzw. siatkę Bragg'a. Struktura taka działa jak filtr optyczny, który wzmacnia pożądaną długość fali optycznej i tłumi pozostałe długości fal. Filtracja jest bardzo efektywna: typowy laser DFB posiada boczne mody stłumione około 50 dB. Typowe widmo promieniowane przez laser DFB pokazano na rys. 4.5.



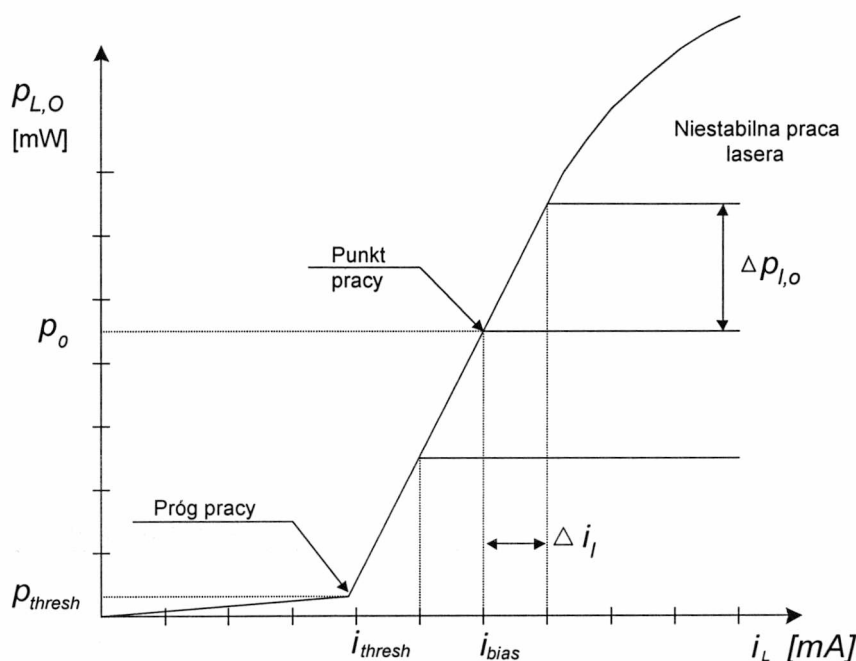
Rys. 4.5 Charakterystyka widmowa lasera półprzewodnikowego DFB

Obydwa typy laserów mogą być modulowane bezpośrednio (*direct modulation*), co oznacza, że zmiennemu prądowi przechodzącemu przez laser odpowiada zmiana natężenia promieniowania lasera. Znaczą to również, że sygnał RF jest podawany na te same elektrody co prąd podkładu (*bias current*). Dla opisu bezpośredniej modulacji lasera wprowadzimy pojęcie indeksu modulacji optycznej *OMI* (*Optical Modulation Index*), który pokazuje szczytową głębokość modulacji mocy optycznej lasera powodowaną przez sygnał użyteczny w stosunku do mocy optycznej wypromieniowanej p_0 , przy wysterowaniu samym prądem podkładu lub też procentową zmianę stosunku prądu sterującego Δi_L do różnicy pomiędzy prądem podkładu i_{bias} i prądem progowym i_{thresh} . Mamy więc dwie definicje *OMI* optyczną – OMI_{opt} i elektryczną OMI_{el} [3]:

$$OMI_{opt} = \frac{\Delta p_L}{p_0 - p_{thresh}} \approx \frac{\Delta p_L}{p_0}, \quad (4.5)$$

$$OMI_{el} = \frac{\Delta i_L}{i_{bias} - i_{thresh}}. \quad (4.6)$$

Całkowity indeks modulacji musi być mniejszy niż 100% by uniknąć przesterowania (tzw. zjawisko *clipping'u*). W praktycznych systemach przesterowanie lasera obserwowane jest całkowitego dla indeksu modulacji $OMI > 0.3$. Na indeks modulacji *OMI* składają się optyczne indeksy modulacji poszczególnych podnośnych sygnałów RF, oznaczane zwykle przez m_i , które są ważnym czynnikiem w obliczeniu odstepu od szumów dla poszczególnych częstotliwościowych kanałów zwrotnych. Obliczenia te zostaną przedstawione w dalszej części pracy, gdzie zostaną scharakteryzowane parametry szumowe i zniekształceniowe łącza optycznego.



Rys. 4.6 Charakterystyka półprzewodnikowej diody laserowej

Sygnal przesyłany w systemach telewizji kablowej składa się najczęściej z wielu podnośnych przesyłanych w paśmie sygnału RF . W torze zwrotnym przesyłamy kilka lub kilkanaście podnośnych RF z modulacjami $M-QAM$. Ponieważ poszczególne składowe sygnały zwrotnego mają widmo zbliżone do szumu, wygodniej jest dla większości zastosowań posługiwać się wartością skuteczną indeksu modulacji OMI_{rms} niż wartością szczytową, jak to ma miejsce dla systemów z podnośnymi $AM-VSB$. Jeżeli w systemie wielokanałowym przesyłamy N podnośnych RF , dla których wartość skuteczna indeksu modulacji dla pojedynczego kanału wynosi m_{rms} , to wówczas możemy obliczyć wypadkową skuteczną wartość optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} :

$$OMI_{rms} = m_{rms} \sqrt{N} . \quad (4.7)$$

Następnym ważnym parametrem charakteryzującym źródło światła jest efektywność przemiany optycznej s_l (*slope efficiency*), która określa małosygnałowy przyrost mocy świetlnej dp_l do przyrostu prądu sterującego di_l dla danego prądu podkładu i_{bias} [2]:

$$s_l(i_L = i_{bias}) = \frac{dp_l}{di_l} = \frac{\eta_l hc}{q \lambda_0}, \quad (4.8)$$

gdzie: η_l - jest zewnętrzną różnicową efektywnością kwantową,
 h - jest stałą Plancka,
 q - jest ładunkiem elektronu,
 λ_0 - jest długością fali świetlnej w otwartej przestrzeni.

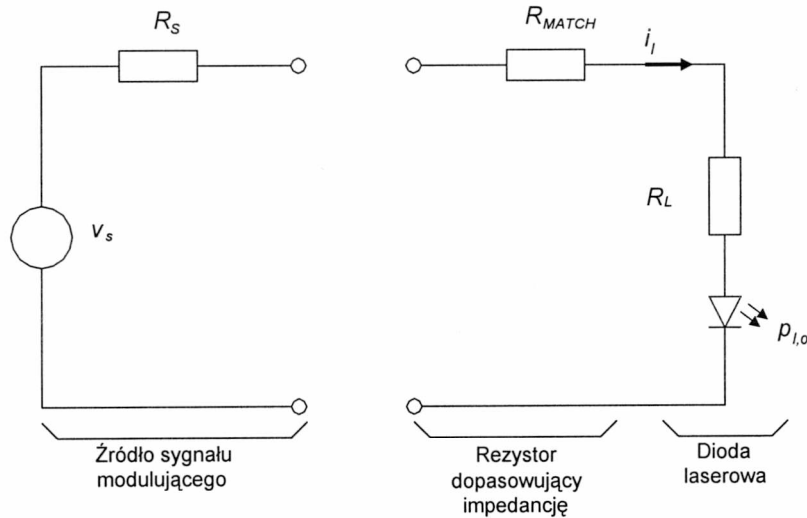
Z punktu widzenia projektanta łączy optycznego interesuje nas efektywność s_l diody laserowej sprzężonej z włóknem optycznym, która uwzględni dopasowanie źródła światła do medium transmisyjnego. Jak wynika z zależności (4.8) efektywność diody laserowej ma swoją górną granicę (bo $\eta < 1$) oraz zależy od długości światła. Przykładowo dla $\eta_l = 75\%$: $s = 0,71 \text{ W/A}$ przy $\lambda_0 = 1310 \text{ nm}$, a dla $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$: $s = 1,09 \text{ W/A}$. Przy czym są to wartości teoretyczne.

W rzeczywistych laserach fabrycznie sprzężonych z włóknem optycznym efektywność przemiany prądu elektrycznego w moc optyczną wynosi ok. $0,1 \div 0,3$ W/A. Jest to związane ze stratami niedopasowania eliptycznej wiązki lasera półprzewodnikowego do czoła włókna jednodomowego o kącie akceptacji wynoszącym ok. 7° .

Przy modelowaniu łączy optycznych w pierwszym rzędzie interesować nas będzie efektywność przeniesienia mocy elektrycznej sygnału elektrycznego pomiędzy źródłem i odbiornikiem. Na początku będziemy potrzebować relacji pomiędzy elektryczną mocą sygnału modulującego $p_{s,a}$ i wypromieniowaną mocą optyczną $p_{l,o}$. Źródło sygnału można modelować jako dopasowane źródło napięciowe o napięciu v_s i impedancji R_s . Wówczas moc wydzielona na dopasowanym odbiorniku wyniesie:

$$p_{s,a} = \frac{v_s^2}{4R_s} \quad (4.9)$$

Diode laserową, w pierwszym podejściu, będziemy modelować szeregowym połączeniem rezystancji wewnętrznej diody R_L z bezstratnym źródłem światła. Na tym etapie dyskusji pomijamy reaktancyjne komponenty impedancji diody laserowej, pozostawiając jedynie komponent opornościowy R_L . Typowo rezystancja diody R_L jest mniejsza od rezystancji źródła i dlatego potrzebujemy dodatkowej rezystancji dopasowania R_{MATCH} włączonej szeregowo z diodą laserową. Na rys.4.7 przedstawiono najprostszy małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model nadajnika optycznego sprzężonego ze źródłem sygnału.



Rys. 4.7 Małosygnałowy niskoczęstotliwościowy model diody laserowej sprzężonej ze źródłem sygnału

Prąd i_l płynący przez diodę laserową wyniesie:

$$i_l = \frac{v_s}{R_s + R_L + R_{MATCH}} \quad (4.10)$$

Przy założeniu liniowości funkcji przenoszenia diody laserowej (4.8) dla modelu małosygnałowego możemy zapisać:

$$p_{l,o} = s_l i_l \quad (4.11)$$

Podstawiając kwadrat równania 4.10 do kwadratu równania 4.11 otrzymujemy:

$$p_l^2 = \frac{s_l^2 v_s^2}{(R_s + R_L + R_{MATCH})^2} \quad (4.12)$$

Następnie podzielimy równanie (4.12) przez równanie (4.9) z uwzględnieniem, że $R_s = R_L + R_{MATCH}$. Po prostych przekształceniach otrzymujemy wyrażenie na przyrostową efektywność modulacji:

$$\frac{p_{l,o}^2}{p_{s,a}} = \frac{s_l^2}{R_s} = \frac{s_l^2}{R_L + R_{MATCH}} \quad (4.13)$$

Analizując związek wypromieniowanej mocy optycznej $p_{l,o}$ i mocy elektrycznej $p_{s,a}$ doprowadzonej ze źródła, można stwierdzić, że w warunkach dopasowania doprowadzonej mocy elektrycznej odpowiada kwadrat wypromieniowanej mocy optycznej, a więc zależność ta jest nieliniowa, co ma swoje następstwa w poziomie zniekształceń nieliniowych przy sprzężeniu z włóknem optycznym. Jednak jak zobaczymy dalej fotodetektor posiada odwrotną własność. To znaczy, że kwadratowi odebranej mocy optycznej odpowiada liniowa moc elektrycznej wydzielonej na impedancji odbiornika.

Efektywność przemiany mocy elektrycznej w optyczną zależy głównie od nachylenia charakterystyki przenoszenia diody charakteryzowanej parametrem s_l występującym w kwadracie w równaniu (4.13), a więc dwukrotne zwiększenie s_l spowoduje czterokrotne zwiększenie promieniowanej mocy optycznej przy tej samej mocy elektrycznej doprowadzonej na wejście diody. Efektywność przemiany zależęć będzie także od sposobu dopasowania źródła sygnału i modulatora. Aby zwiększyć przenoszenie mocy elektrycznej w optyczną można np. zrezygnować z rezystora dopasowującego R_{MATCH} , (jednak wpłynie negatywnie na tłumienność odbiciową na wejściu modulatora) lub zastosować dopasowanie transformatorowe.

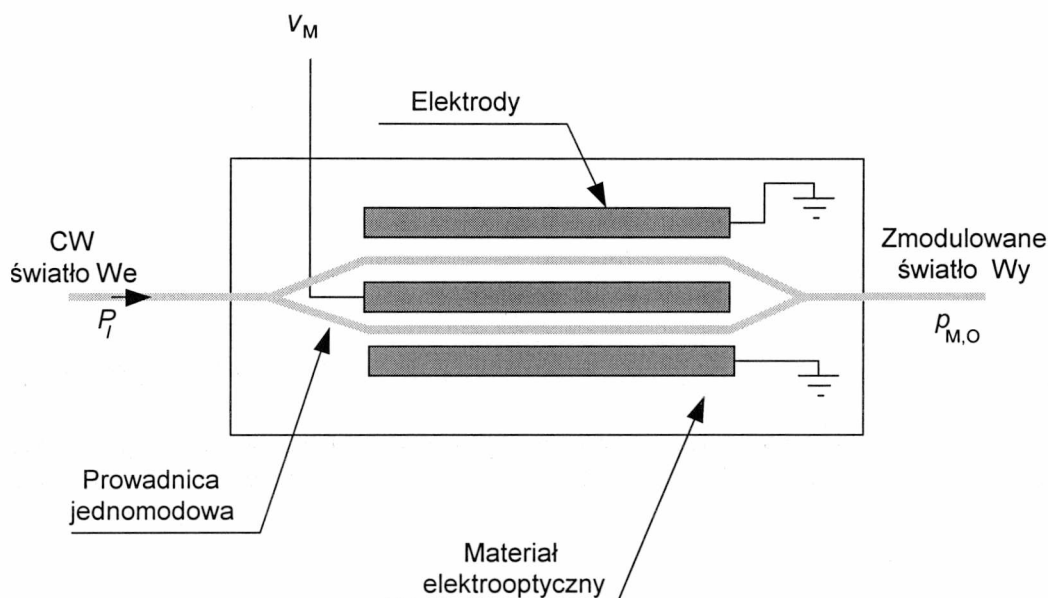
4.1.2 Modulacja światła z zewnętrznym modulatorem (*external modulation*) małosygnalowy niskoczęstotliwościowy model modulatora Macha-Zendera

W poniższej analizie będziemy zakładać dla modelu małosygnalowego, że optyczny indeks modulacji $OMI < 0.1$. Dla systemów z zewnętrzną modulacją źródło światła dostarcza stałej mocy optycznej tzw. laser z falą ciągłą (*CW laser*), a modulacja natężenia nośnej optycznej realizowana przez odrębne urządzenie. Jeżeli chodzi o źródło światła to z jego parametrów interesować nas będzie jedynie wartość emitowanej mocy optycznej P_l i jej stałość w czasie, która ma wpływ na efektywność modulacji.

Podobnie jak diody laserowe modulatory zewnętrzne mają kilka implementacji. Podstawowe to:

- 1) modulator oparty o interferometr Macha-Zendera – znajdujący najwięcej zastosowań w systemach telewizji kablowej,
- 2) modulator oparty na optycznym sprzęgaczu kierunkowym (*directional coupler modulator*),
- 3) modulator elektro-absorbcyjny (*electro-absorption modulator*).

W związku z tym, że w praktycznych systemach telewizji kablowej używane są jako zewnętrzne modulatory wyłącznie modulatory Macha-Zendera (MZM) poniższa analiza zostanie zawężona do tego typu urządzeń.



Rys.4.8 Schemat ideowy modulatora Macha-Zendera (MZM)

Na rys. 4.8 przedstawiono budowę modulatora MZM. Modulator MZM wykonuje się w bloku materiału elektro-optycznego (np. nioban litu LiNO_3), który zmienia swój wskaźnik refrakcji (*index of refraction*) pod wpływem pola elektrycznego, a w efekcie fazę fali optycznej. W bloku tym umieszcza się trzy elektrody pomiędzy którymi powstaje przeciwnie skierowane pole elektryczne. Modulujący sygnał użyteczny podaje się na elektrodę środkową. Fala świetlna z lasera CW na wejściu modulatora jest prowadzona w falowodzie jednomodowym. Następnie fala ta jest dzielona na dwie części o tej samej mocy optycznej prowadzone w falowodach wzdłuż elektrod. W dwóch gałęziach ze względu na położenie elektrod występują przeciwnie skierowane pola elektryczne modulowane napięciem v_m . Przyłożenie napięcia zmiana fazy fal świetlnych i w efekcie po zsumowaniu fal na wyjściu powoduje modulację natężenia światła.

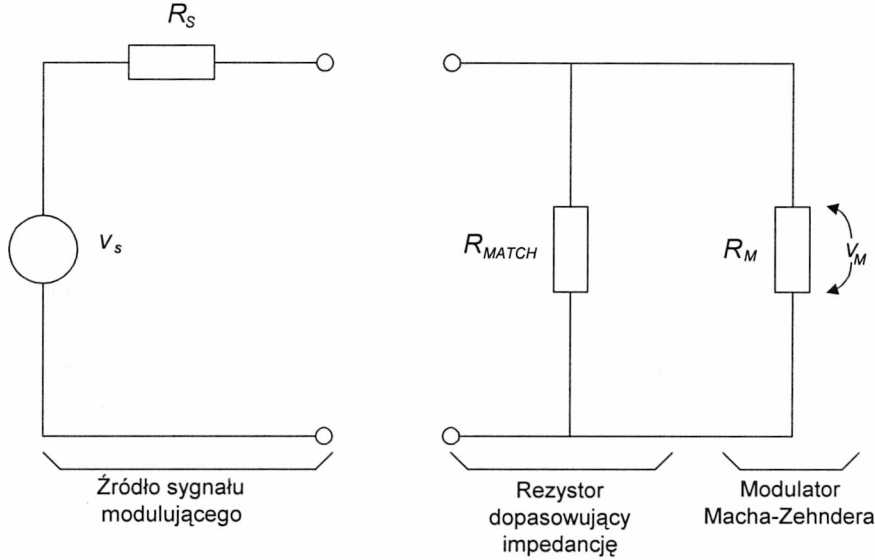
Zależność mocy wyjściowej $p_{M,O}$ od napięcia podanego na elektrodę $v_M = V_M + v_m$ (V_M jest napięciem wstępnej polaryzacji) wyraża wzór:

$$p_{M,O} = \frac{T_{FF} P_I}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi v_M}{V_\pi}\right) \right], \quad (4.14)$$

gdzie: T_{FF} jest transmitancją przejścia sygnału optycznego od wejścia do wyjścia (typowo $T_{FF} = 0,5$, czyli 3dB),
 V_π jest napięciem przy którym fazy fal prowadzonych w obu gałęziach rezonatora są przesunięte o 180° , wówczas $p_{M,O} = 0$.

Podstawiając teraz do równania (4.14) $v_M = V_M + v_m$ oraz aproksymując $\sin(\pi v_m/V_\pi) = (\pi v_m/V_\pi)$, otrzymujemy zależność na mocy wyjściowej od napięcia modulującego v_m :

$$p_{m,o} \cong \frac{T_{FF} P_I}{2} \left(-\frac{\pi v_m}{V_\pi} \right). \quad (4.15)$$



Rys. 4.9 Małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model modulatora MZM sprzężonego ze źródłem sygnału użytecznego

Doprowadzoną do modulatora moc elektryczną, w warunkach dopasowania, możemy obliczyć z zależności:

$$p_{s,a} = \frac{v_s^2}{4R_s} = \frac{v_m^2}{R_s}. \quad (4.16)$$

Dzieląc teraz kwadrat równania (4.15) przez równanie (4.16) otrzymujemy wyrażenie na przyrostową efektywność modulacji dla modulatora MZM:

$$\frac{p_{m,o}^2}{p_{s,a}} = \left(\frac{T_{FF} P_I \pi}{2V_\pi} \right)^2 R_s = \frac{s_{mz}^2}{R_s}. \quad (4.17)$$

Efektywność przemiany optycznej (*slope efficiency*) s_{mz} wynosi w tym przypadku:

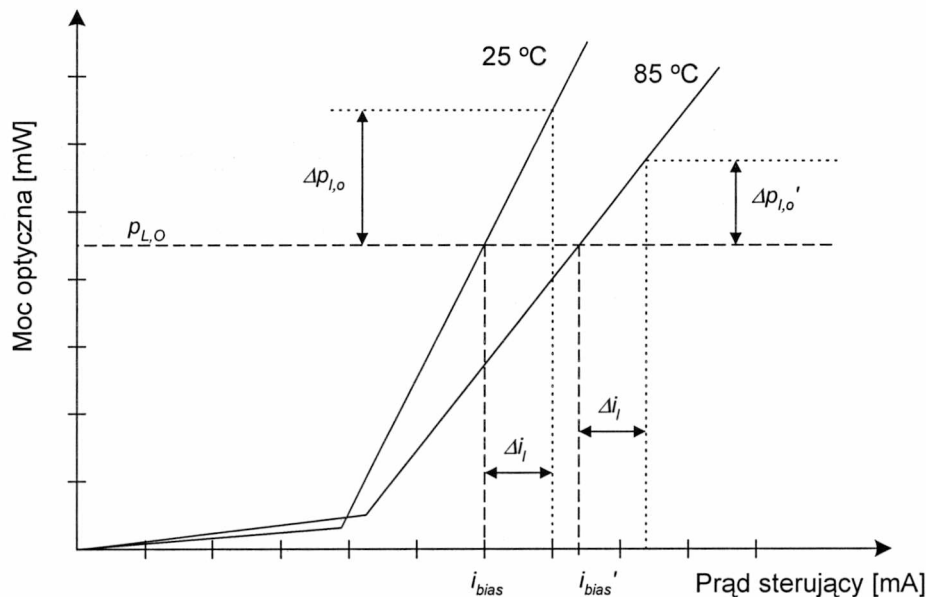
$$s_{mz} \left(V_M = \frac{V_\pi}{2} \right) = \frac{T_{FF} P_I \pi R_s}{2V_\pi}. \quad (4.18)$$

Analizując równania (4.17) i (4.18) można wyciągnąć następujące wnioski:

- 1) efektywność przemiany optycznej s_{mz} nie zależy tylko od budowy modulatora jak to było przy modulacji bezpośredniej, ale również od mocy źródła światła.
- 2) istnieje możliwość sterowania efektywnością przemiany optycznej modulatora przez zmianę mocy lasera stanowiącego źródło światła. Przy dwukrotnym wzroście mocy źródła światła P_I zmodulowana część mocy optycznej wzrośnie czterokrotnie.
- 3) tłumienie modulatora powoduje obniżenie efektywności przemiany optycznej.

4.1.3 Wpływ temperatury na pracę diody laserowej

Nadajniki kanału zwrotnego pracują zwykle w szafach ulicznych podatnych na zmienne warunki atmosferyczne. Jeżeli szafa ONU nie jest wyposażona w urządzenia klimatyzacyjne to temperatura wewnątrz szafy może się wahać od $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ zimą, nawet do $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ latem. Zmiana temperatury wpływa na charakterystykę przenoszenia diody laserowej w ten sposób, że ze zwiększeniem temperatury następuje przesunięcia charakterystyki w prawo (patrz rys. 4.10) i co za tym idzie zmiana punktu pracy diody. Zmienia się także nachylenie charakterystyki, co z kolei powoduje zmniejszenie efektywności przemiany optycznej s_l .



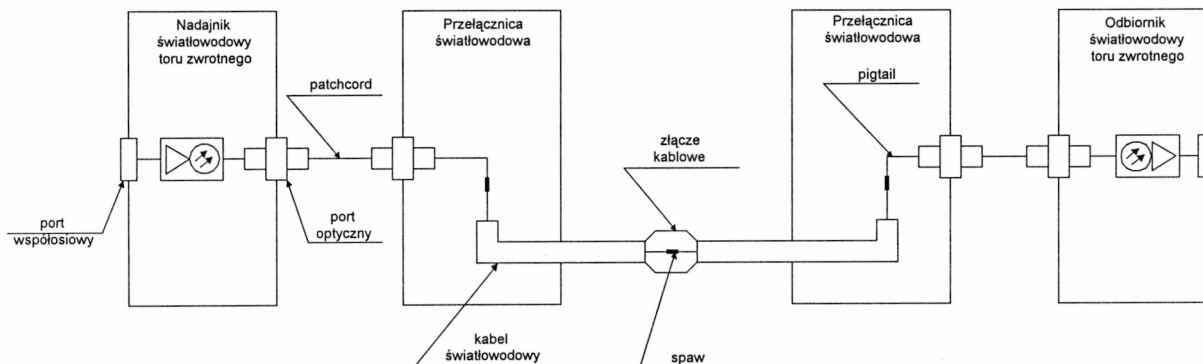
Rys. 4.10 Wpływ temperatury na charakterystykę diody laserowej

Zwiększenie temperatury diody powoduje zmniejszenie średniej optycznej mocy wyjściowej, oraz zmniejszeniem optycznego indeksu modulacji OMI . Zmianę średniej mocy wyjściowej $p_{L,o}$ pod wpływem zmian temperatury można kompensować zwiększeniem prądu podkładu i_{bias} w układzie ze sprzężeniem zwrotnym, natomiast zmniejszenie OMI można kompensować przez zwiększenie mocy sygnału RF, kosztem zwiększenia poziomu zniekształceń nieliniowych.

Aby uniknąć problemów związanych z temperaturą nadajnika dla rozwiązań wyższej klasy stosuje się chłodnice termoelektryczne TEC (*ThermoElectric Coolers*) stabilizujące warunki pracy fotodiody optycznej. Zastosowanie TEC podnosi znacznie cenę nadajnika toru zwrotnego, których w systemie jest tyle ile osobnych optycznych torów zwrotnych. Zastosowanie stabilizacji temperatury jest najbardziej istotne dla laserów DFB ze względu na możliwość zaprzestania pracy jednomodowej, przy dużej zmianie temperatury, spowodowane przesunięciem szczytu krzywej wzmocnienia lasera względem częstotliwości podstawowej ustalonej siatką Bragg'a [3].

4.2 Charakterystyka transmisyjna toru optycznego

Na tor optyczny składać się będą wszystkie połączone ze elementy przez które sygnał optyczny jest transmitowany od nadajnika do odbiornika. Na rys. 4.10 przedstawiono typowy tor optyczny zestawiony pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem toru zwrotnego.



Rys. 4.10 Schemat ideowy toru optycznego

Tor optyczny rozpoczyna się na wyjściu optycznym z nadajnika światłowodowego który jest najczęściej realizowany jako złącze rozłączne kątowe typu SC/APC lub E2000/APC. Do portu optycznego włączony jest patchcord, który łączy dany nadajnik z wyprowadzonym na przełącznicy za pomocą pigtail'a włóknem światłowodowym prowadzonym dalej w kablu światłowodowym. Niezwykle istotne dla pracy łącza optycznego jest jakość wykonania połączenia między źródłem światła a kablem światłowodowym. O jakości tego połączenia decydują dwa parametry: tłumienność przejścia A_p i tłumienność odbiciowa A_r . Tłumienność przejścia dla pojedynczego złącza powinna być mniejsza niż 0,2 dB a tłumienność odbiciowa większa niż 80 dB. Tłumienność przejścia zmniejsza nam moc sygnału transmitowaną przez kabel światłowodowy, a tłumienność odbiciowa decyduje ile mocy świetlnej odbitej od złącza powróci do źródła światła. Światło odbite które wraca do źródła światła może powodować chwilowe wzbudzenie lasera na modzie innym niż podstawowy i generację zakłóceń o charakterze impulsowym.

Kabel światłowodowy składa się z odcinków fabrykacyjnych o długości najczęściej od 1 do 4 km które połączone są ze sobą w złączach kablowych za pomocą spawów wykonywanych na pojedynczych włóknach. Spawy są niejednorodnością włókna, która powoduje dodatkowe tłumienie A_s , które typowo mieści się w przedziale od 0,05 do 0,1 dB. Dodatkowo przy falowym zwielokrotnieniu torów optycznych należy uwzględnić tłumienności przejścia multiplexerów i demultiplexerów WDM, oznaczoną tutaj A_{mux} i A_{demux} .

Obliczmy teraz tłumienie całkowite toru optycznego A_{M-D} (od modulatora do demodulatora) o długości optycznej L [km], tłumienności jednostkowej α [dB/km], w którym mamy N_p połączeń rozłącznych, N_s połączeń spawanych i system WDM:

$$A_{M-D}(\lambda) = \alpha(\lambda) \cdot L + N_p A_p + N_s A_s + A_{mux} + A_{demux} \quad (4.19)$$

Korzystając z równania 4.19 obliczmy teraz dla porównania tłumienie całkowite trzech rodzajów torów optycznych o długości optycznej 20 i 50 km:

- 1) tor optyczny pracujący na długości fali 1310 nm,
- 2) tor optyczny pracujący na długości fali 1310 nm,
- 3) tor optyczny pracujący na długości fali 1550 nm.

Wyniki obliczeń wraz z niezbędnymi danymi przedstawiono w poniższej tabeli.

Tabela 4.1 Oszacowanie tłumienia całkowitego toru optycznego w zależności od parametrów łącza optycznego

Lp.	Dane/wyniki	$\lambda = 1310 \text{ nm}$	$\lambda = 1550 \text{ nm}$	$\lambda = 1550 \text{ nm}$ z WDM
1.	Tłumienność jednostkowa α [dB/km]	0,35	0,25	0,25
2.	Długość toru optycznego L [km]	20	20	20
3.	Ilość złączy rozłącznych o tłumienności przejścia $A_p = 0,2 \text{ dB}$	6	6	6
4.	Ilość złączy spawanych o tłumienności przejścia $A_s = 0,1 \text{ dB}$	10	10	10
5.	Tłumienność przejścia elementów WDM $A_{mux} + A_{demux}$ [dB]	-	-	8
6.	Tłumienie całkowite toru optycznego A_{M-D} o długości 20 km	9,2	7,2	15,2
7.	Długość toru optycznego L [km]	50	50	50
8.	Ilość złączy rozłącznych o tłumienności przejścia $A_p = 0,2 \text{ dB}$	10	10	10
9.	Ilość złączy spawanych o tłumienności przejścia $A_s = 0,1 \text{ dB}$	25	25	25
10.	Tłumienność przejścia elementów WDM $A_{mux} + A_{demux}$ [dB]	-	-	8
11.	Tłumienie całkowite toru optycznego A_{M-D} o długości 60 km	22	17	25

Analizując równanie (4.19) i powyższą tabelę, można stwierdzić, że:

- 1) dla małej długości torów do 20 km strata mocy związana z wyborem długości fali optycznej pomiędzy 1310 nm i 1550 nm jest niewielka $\leq 2 \text{ dB}$,
- 2) dla torów o znacznej długości należy stosować systemy na fali 1550 nm, co pozwoli na większy odstęp od szumów odbiornika (konieczne jest jednak sprawdzenie warunku na dyspersję chromatyczną),
- 3) wprowadzenie elementów zwielokrotnienia falowego powoduje znaczne tłumienie dodatkowe zmniejszając bilans mocy o ok. 8 dB, co wymusza stosowanie nadajników o większej mocy wyjściowej.

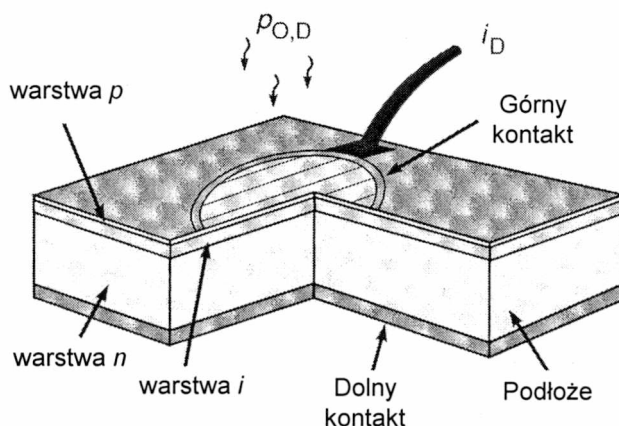
Drugim istotnym parametrem włókna optycznego, który wpływa na parametry transmisyjne (szczególnie na odstęp od zniekształceń nieliniowych) jest dyspersja chromatyczna D . Dla standardowych włókien światłowodowych spełniających wymagania normy ITU G-752 dyspersja chromatyczna D dla długości fali 1310 nm wynosi $2,8 \div 3,2$ [ps/nm km], a dla długości 1550 nm – $D = 17 \div 18$ [ps/nm km]. Wpływ dyspersji na parametry transmisyjne systemu optycznego będzie obserwowany dla długich łączy pracujących na długości fali 1550 nm. Analiza zniekształceń nieliniowych powodowanych dyspersyjnością włókna zostanie omówiona w p. 4.6.

W tym punkcie należy dodatkowo zauważyć, że typowo tłumienie toru zwrotnego jest znacznie mniejsze niż tłumienie toru dosyłowego. Wynika to przede wszystkim ze stosowania dzielników mocy optycznej w torze dosyłowym. Zazwyczaj sygnał dosyłowy z wysokiej klasy źródła (modulatora MZM) o stosunkowo dużej mocy wyjściowej jest wstępnie dzielony na kilka części w dzielnikach mocy optycznej. Następnie sygnał optyczny jest wzmacniany we wzmacniaczach optycznych i ponownie dzielony. Dzięki temu z jednego nadajnika optycznego można sterować sygnałem dosyłowym kilkanaście lub nawet kilkadziesiąt węzłów optycznych ONU. Natomiast w torze zwrotnym nigdy nie dzielimy sygnału, najwyżej multipleksujemy tory optyczne dzięki zastosowaniu nadajników WDM i multiplekserów WDM i wówczas strata mocy na elementach biernych jest zaledwie kilku decybelowa. W związku z tym w torze zwrotnym możliwe i pożądane jest stosowanie prostych i tanich rozwiązań, ze względu na dużą ilość nadajników optycznych.

W następnych podpunktach w dalszym ciągu będziemy zajmować się efektywnością przeniesienia mocy w systemie optycznym. Jednak przy omawianiu modeli szerokopasmowych celowo pominiemy analizę modulatorów z zewnętrzną modulacją, ze względu na brak ich zastosowania w praktycznych systemach jako nadajniki toru zwrotnego, głównie ze względu na koszty takiego systemu. Jak wykaże analiza szumowa i zniekształceniowa łącza optycznego, wystarczającą jakość transmisji zapewniają diody laserowe FP i DFB. Analiza przeniesienia mocy elektrycznej dla łączy optycznych z modulacją zewnętrzną jest przeprowadzona w celu porównania efektywności przeniesienia mocy elektrycznej dla łącza optycznego z modulatorem bezpośrednim i z modulatorem zewnętrznym.

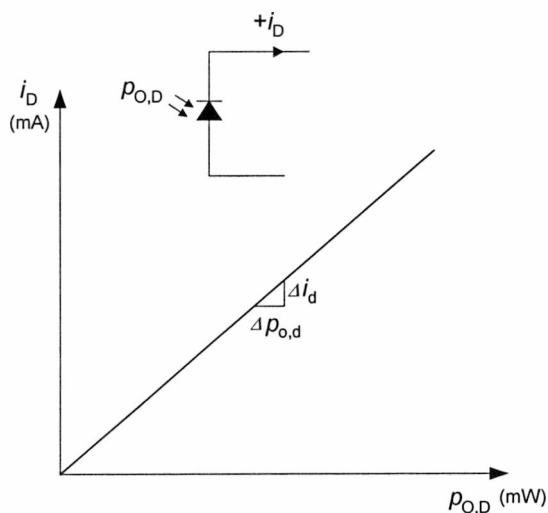
4.3 Odbiornik optyczny – małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model fotodiody

W poniższej analizie będziemy zakładać dla modelu małosygnałowego, że optyczny indeks modulacji $OMI < 0.1$. Niezależnie od tego, czy używamy nadajników optycznych z bezpośrednią, czy z zewnętrzną modulacją, na wyjściu tych urządzeń otrzymujemy falę optyczną o modulowanym natężeniu światła. Odbiornik optyczny ma za zadanie zamianę zmodulowanego sygnału elektrycznego na odpowiadający mu nie zniekształcony sygnał elektryczny. Obecnie najczęściej używanym fotodetektorem w systemach telewizji kablowej jest fotodioda *p-i-n* (*Positive-Intrinsic-Negative*).



Rys. 4.11 Budowa fotodiody

Na rys. 4.11 przedstawiono budowę fotodiody. Pomiedzy warstwami *p* i *n* diody została umieszczona nieomieszkowana warstwa *i* (półprzewodnika samoistnego), która może absorbować fotony. W wyniku absorpcji fotonów o energii większej niż przerwa energetyczna materiału warstwy nieomieszkowanej *i* następuje kreacja par elektron dziura o liczbie proporcjonalnej do oświetlenia warstwy środkowej. Jeżeli teraz obszar absorpcji umieścimy w polu elektrycznym wytworzonym przez spolaryzowaną zaporowo warstwę *p-n*, to wówczas prąd płynący przez diodę i_D będzie proporcjonalny do oświetlenia diody mocą $p_{O,D}$. Typową charakterystykę fotodiody *p-i-n* pokazano na rys. 4.12.



Rys. 4.12 Charakterystyka fotodiody *p-i-n*

Podstawowym parametrem fotodiody jest jej czułość (*responsivity*) r_D określająca przyrost prądu diody i_D w zależności od mocy optycznej oświetlającej powierzchnię diody $p_{O,D}$. Czułość diody określa się w A/W i można przedstawić wzorem:

$$r_D = \frac{i_D}{p_{O,D}} = \eta_D \frac{q}{h\nu} = \frac{\eta_D q \lambda_0}{hc}, \quad (4.20)$$

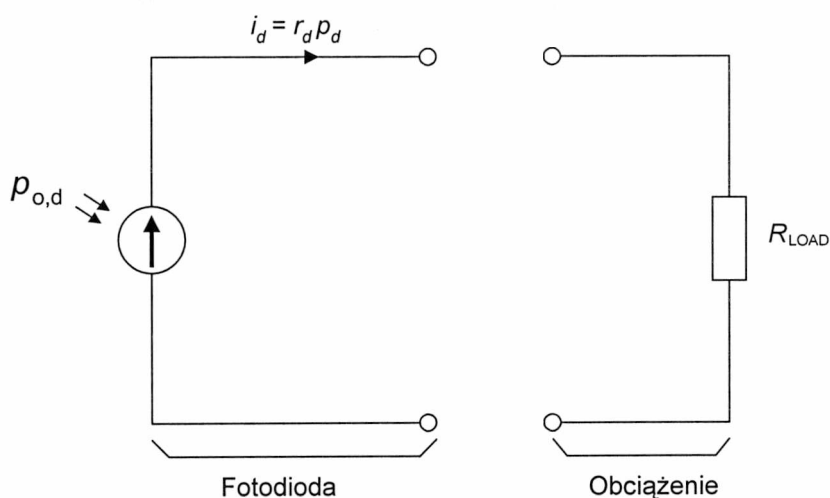
gdzie: η_D jest zewnętrzną efektywnością kwantową wynoszącą maksymalnie 1,
 h jest stałą Plancka,
 q jest ładunkiem elektronu,
 ν jest częstotliwością światła,
 λ_0 jest długością fali świetlnej w otwartej przestrzeni;
 c jest prędkością światła.

Analizując wyrażenie (4.20) łatwo zauważyć, że czułość fotodiody rośnie wraz z długością światła i może wynieść dla długości fali 1550 nm ok. 1 A/W. Typowe fotodiody dostępne komercyjnie mają czułość pomiędzy 0,3÷0,9 A/W. Ponieważ proces zamiany energii optycznej w elektryczną słabo zależy od napięcia polaryzacji fotodiody możemy przedstawić konwersję optyczno-elektryczną jako idealne źródło prądowe. Dla modelu małosygnałowego zmianom mocy światła $p_{o,d}$ odpowiada zmiana prądu i_d zależna od małosygnałowej czułości r_d i wówczas można zapisać:

$$i_d = r_d p_{o,d}. \quad (4.21)$$

Dla obliczenia przeniesienia mocy elektrycznej przez całe łącze optyczne potrzebujemy znać także przyrostową efektywność detekcji dla fotodiody. W tym celu można zaproponować małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model fotodiody składający się z idealnego źródła prądowego dołączonego do obciążenia rezystancyjnego R_{LOAD} (patrz rys. 4.13) [2]. Moc wydzielona na rezystancji obciążenia p_{load} wyniesie:

$$p_{load} = i_d^2 R_{LOAD}. \quad (4.22)$$



Rys.4.13 Małosygnałowy niskoczęstotliwościowy model fotodiody dołączonej do rezystancji obciążenia

Podnosząc teraz równanie (4.22) do kwadratu i podstawiając $r_d p_{o,d}$ w miejsce i_d , a następnie rozwiązując względem p_{load}/p_{od}^2 otrzymujemy wyrażenie na przyrostową efektywność detekcji fotodiody, charakteryzującą zamianę mocy optycznej w elektryczną:

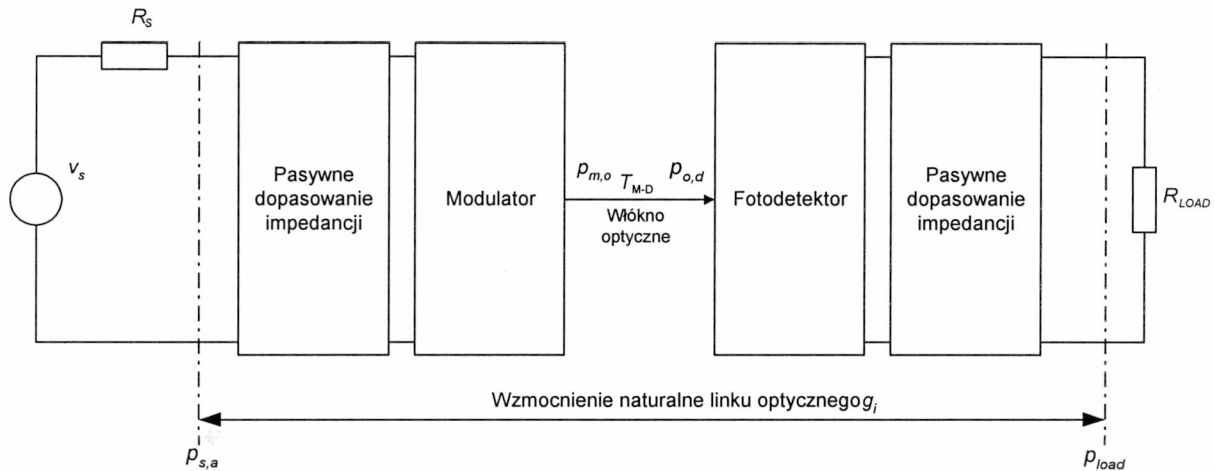
$$\frac{P_{load}}{P_{o,d}^2} = r_d^2 R_{LOAD} . \quad (4.23)$$

Analizując równanie (4.23) można zapisać:

- 1) moc elektryczna wydzielona na rezystancji obciążenia jest proporcjonalna do kwadratu mocy optycznej padającej na fotodetektor,
- 2) przeniesienie mocy zależy od kwadratu czułości fotodiody, a więc przy dwukrotnym wzroście czułości nastąpi 4-krotny wzrost mocy elektrycznej wydzielonej na rezystancji obciążenia przy tej samej mocy optycznej oświetlającej fotodiodę.

4.4 Małosygnałowy model łącza optycznego z modulacją natężenia światła

Zestawiając przedstawione powyżej modele modulatorów optycznych z modelem fotodiody połączonej włóknem optycznym o transmitancji T_{M-D} (równiej w pierwszym przybliżeniu odwrotności tłumienia całkowitego łącza $1/A_{M-D}$) możemy przedstawić małosygnałowy niskoczęstotliwościowy model łącza optycznego.



Rys. 4.14 Małosygnałowy niskoczęstotliwościowy model łącza optycznego

Dla łącza optycznego [2] możemy zdefiniować wzmocnienie naturalne g_i (*intrinsic gain*), które określa przeniesienie mocy elektrycznej ze źródła sygnału $p_{s,a}$ do odbiornika p_{load} i pozwala porównać różne zestawienia modulator – fotodiody optycznej z pominięciem dodatkowych wzmacniaczy sygnału RF:

$$g_i = \frac{P_{load}}{P_{s,a}}. \quad (4.24)$$

Korzystając z wcześniej wyprowadzonych wyrażeń na przyrostową efektywność modulacji (4.13) i przyrostową efektywność detekcji (4.23) możemy zapisać:

$$g_i = \frac{P_{load}}{P_{s,a}} = \left(\frac{P_{m,o}^2}{P_{s,a}} \right) \cdot T_{M-D}^2 \left(\frac{P_{load}}{P_{o,d}^2} \right). \quad (4.25)$$

Analizując wyrażenie 4.25 można zauważyć, że:

- 1) w łączu optycznym następuje kompensacja nieliniowej (kwadratowej) charakterystyki przetworzenia mocy optycznej w elektryczną w modulatorze przez odwrotną funkcję przeniesienia mocy w fotodiodzie optycznej i w związku z tym w pierwszym przybliżeniu można uznać łącze optyczne jako liniowe,
- 2) dwukrotny wzrost tłumienia optycznego powoduje czterokrotne zmniejszenie wzmocnienia naturalnego łącza optycznego.

Wyrażenie (4.25) możemy zapisać w postaci logarytmicznej:

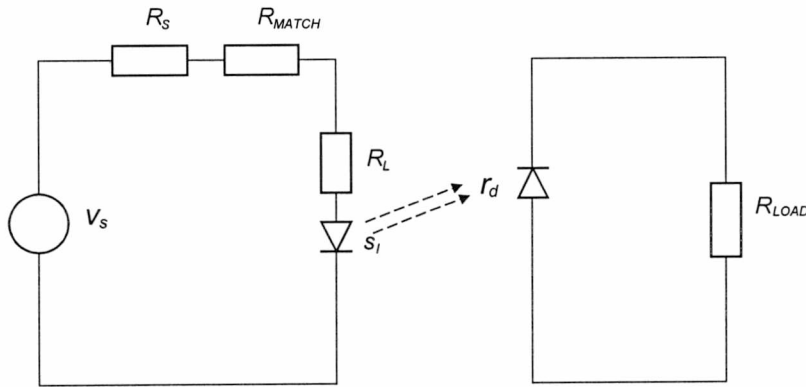
$$G_i = 10 \log \left(\frac{P_{m,o}^2}{P_{s,a}} \right) + 20 \log(T_{M-D}) + 10 \log \left(\frac{P_{load}}{P_{o,d}^2} \right). \quad (4.26)$$

Z kolei analizując wersję logarytmiczną równania (4.25) łatwo zauważyć że zmiana transmitancji (tłumienia) włókna optycznego o 1 dB powoduje 2 dB zmianę w wzmacnieniu naturalnym łącza. Ma to istotne znaczenie przy stosowaniu dzielników mocy optycznej lub innych elementów wprowadzających tłumienie. Na przykład dla idealnego dzielnika mocy optycznej 1:16 12 dB tłumienie optyczne powoduje zmniejszenie o 24 dB wzmacnienia naturalnego łącza.

Kontynuując rozważania na temat łącza optycznego założmy, że $T_{M-D} = 1$ (0 dB), co ułatwi porównanie zestawów modulator – fotodiody optyczna z pominięciem w pierwszym przybliżeniu wpływu transmitancji włókna optycznego. Rozważmy teraz dwa przypadki:

- 1) łącze optyczne z złożone z modulatora z bezpośrednią modulacją (diody laserowa) i fotodiody PIN,
- 2) łącze optyczne z złożone z modulatora z zewnętrzną modulacją (modulator Macha-Zendera z laserem CW) i fotodiody PIN.

Dla przypadku pierwszego możemy zaproponować model jak na rys. 4.15:



Rys. 4.15 Małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model łącza optycznego złożonego z modulatora bezpośredniego (diody laserowej) i fotodiody optycznej

Korzystając teraz z równań wyprowadzonych wcześniej można przekształcić równanie (4.25) podstawiając prawe strony z równań (4.13) i (4.23), i wówczas otrzymujemy:

$$g_i = \left(\frac{s_L^2}{R_L + R_{MATCH}} \right) (r_d^2 R_{LOAD}). \quad (4.27)$$

Jako szczególny przypadek powyższego równania (4.25), często spotykany w praktycznych systemach, w których dąży się do dopasowania impedancji w całym systemie, założmy, że $R_L + R_{MATCH} = R_{LOAD}$. Wówczas otrzymujemy:

$$g_i = s_i^2 r_d^2. \quad (4.28)$$

Równanie (4.28) pokazuje, że w systemie z dopasowaniem impedancji na wejściu i na wyjściu wzmacnienie naturalne łącza optycznego g_i zależy jedynie od kwadratu efektywności nachylenia diody laserowej s_i i kwadratu czułości fotodiody odbiorczej r_d .

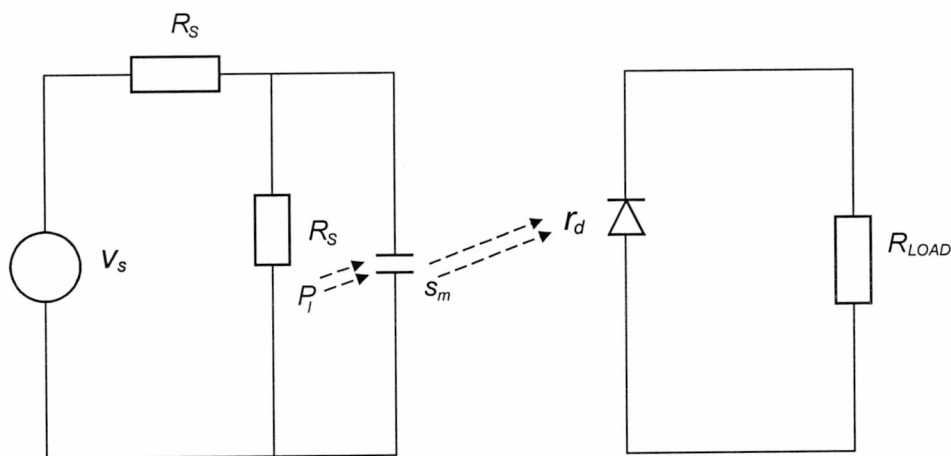
Ponieważ g_i jest wzmacnieniem mocy, moc optyczna nadawana jest wprost proporcjonalna do prądu diody laserowej i prąd fotodiody jest wprost proporcjonalny do odebranej mocy optycznej, efektywność nachylenia i czułość występują w wyrażeniu (4.28) w kwadracie.

Podstawmy teraz do równania (4.28) typowe wartości s_L (dla diody laserowej sprzężonej z włóknem optycznym wynoszą od 0,035 do 0,32 W/A) oraz typowe wartości r_d (dla fotodiody PIN wynoszą od 0,5 do 0,8 A/W). Otrzymujemy wówczas, że łącze optyczne z modulatorem bezpośrednim wnosi efektywnie tłumienie mocy elektrycznej o **12 dB do 35 dB** (nawet gdy $T_{M-D} = 1$). Straty mocy elektrycznej mogą być kompensowane przez wzmacniacze sygnału elektrycznego umieszczone przed łączem optycznym (*preamplifying*) lub za łączem (*postamplifying*).

Aby zmniejszyć tłumienie wprowadzane przez łącze optyczne należy rozważyć inne sposoby dopasowania impedancji niż zaproponowane dotychczas dopasowanie przez wpięty szeregowo rezystor dopasowujący R_{MATCH} . Dopasowanie impedancji można uzyskać przez np. przez zastosowanie transformatora. Ten sposób dopasowania wpływa na charakterystykę częstotliwościową łącza i zostanie przedstawiony w dalszej części pracy. Alternatywnie można zaproponować pracę diody laserowej bez dopasowania $R_{MATCH} = 0$.

W tym przypadku maksymalny zysk we wzmacnieniu naturalnym łącza wyniesie 6dB (gdy równocześnie $R_L = 0$). Rozwiązanie to ma jednak istotną wadę polegającą na tym, że wzrasta procent odbitej mocy RF do źródła sygnału modulującego. Co więcej dopasowanie impedancji pomiędzy źródłem sygnału i modulatorem, jak zostanie pokazane, pozwala uzyskać największy odstęp od szumów i zniekształceń.

Ad. 2) Dla przypadku drugiego możemy zaproponować model jak na rys. 4.16:



Rys. 4.16 Małosygnałowy, niskoczęstotliwościowy model łącza optycznego złożonego z modulatora zewnętrznego (Macha-Zendera) z laserem CW i fotodiody optycznej

Rozważymy łącze optyczne z zewnętrzną modulacją składające się z lasera CW dostarczającego stałej mocy optycznej o określonej długości fali, modulatora Macha-Zendera i fotodiody PIN. Łącze tego typu jest obecnie najczęściej wykorzystywane w praktyce w systemach TVK w torze dosyłowym.

Następnie, postępując analogicznie jak w przypadku modulacji bezpośredniej, podstawiając do równania (4.25) wyrażenie na efektywność przemiany optycznej dla modulatora MZM (4.17) i wyrażenie na czułość fotodiody (4.23) otrzymujemy:

$$g_{i,mz} = \left(\frac{s_m^2}{R_S} \right) (r_d^2 R_{LOAD}). \quad (4.29)$$

Podobnie jak wcześniej założymy, że impedancja źródła jest równa impedancji odbiornika $R_S = R_{LOAD}$ i wówczas otrzymujemy:

$$g_{i,mz} = s_m^2 r_d^2. \quad (4.30)$$

Okazuje się więc, że w przypadku dopasowania impedancyjnego dla łącza z zewnętrzną modulacją natężenia światła wzmocnienie naturalne łącza optycznego zależy również jedynie od efektywności przemiany optycznej modulatora i czułości fotodiody.

Podstawmy teraz do równania (4.30) typowe wartości s_m (dla modulatora MZM sprzężonego z włóknem optycznym wynoszą od 0,06 do 70 W/A) oraz typowe wartości r_d (dla fotodiody PIN wynoszą od 0,5 do 0,8 A/W). Otrzymujemy wówczas, że wzmocnienie naturalne łącza optycznego z modulatorem zewnętrznym może wynosić od -30 dB do 35 dB. Okazuje się więc, że łącze z modulatorem zewnętrznym jest bardziej efektywne głównie dzięki możliwości sterowania wzmocnieniem naturalnym łącza przez zmianę mocy lasera CW. Dodatkową poprawę wzmocnienia łącza optycznego można uzyskać przez transformatorowe dopasowanie impedancji i zastosowanie wzmacniaczy sygnału elektrycznego.

Podstawiając w równaniu (4.30) w miejsce s_m prawą stronę równania (4.18) otrzymujemy dla łącza optycznego z modulatorem MZM:

$$g_{i,mz} = \left(\frac{T_{FF} P_I \pi R_S}{2V_\pi} \right)^2 r_d^2. \quad (4.31)$$

Okazuje się, że dla łącza z modulatorem zewnętrznym mamy możliwość sterowania wzmocnieniem naturalnym łącza optycznego, podając z zewnętrznego źródła światła odpowiednią moc optyczną P_I , bo jak wynika ze wzoru (4.31), g_i rośnie z kwadratem mocy optycznej lasera CW. Dla pewnej mocy optycznej $P_I = P_C$ wzmocnienie łącza z zewnętrznym modulatorem jest równe wzmocnieniu łącza z modulatorem bezpośrednim. Aby obliczyć taką moc, należy przyrównać wzmocnienie naturalne łącza z zewnętrznym modulatorem do łącza z bezpośrednim modulatorem i tak powstałe równanie rozwiązać względem P_C . Po kilku przekształceniach otrzymujemy:

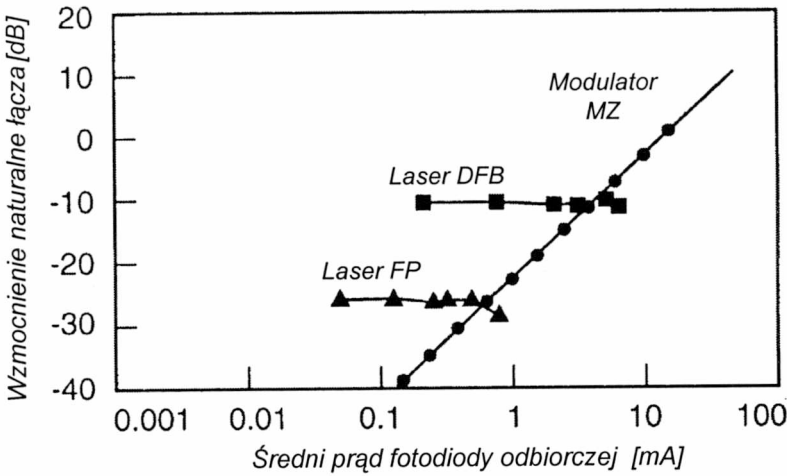
$$P_C = \frac{2s_l V_\pi}{T_{FF} \pi R_S}. \quad (4.32)$$

Wartość mocy P_C zależy głównie od wartości współczynnika efektywności przemiany optycznej s_l diody laserowej. Im on jest wyższy tym dla wyższej mocy lasera CW dla modulacji z zewnętrznym modulatorem osiągniemy to samo wzmocnienie naturalne co dla modulacji bezpośredniej.

Podsumowując tą część rozważań można dokonać porównania pomiędzy poszczególnymi sposobami transmisji łączem optycznym biorąc pod uwagę naturalne wzmocnienie łącza optycznego będące, dla przypomnienia, wskaźnikiem przeniesienia mocy elektrycznej pomiędzy wejściem i wyjściem łącza optycznego z modulacją natężenia światła (modulacją analogową). Na rys. 4.17, w celu ilustracji zagadnienia, przedstawiono wykresy zmierzonych wartości wzmocnienia naturalnego łącza optycznego dla różnych typów modulatorów [2]. W tabeli 4.2 przedstawiono wartości podstawowych parametrów elementów mierzonych łączy optycznych.

Tabela 4.2 Wartości parametrów elementów składowych mierzonych łączy optycznych (wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 4.17)

Modulacja	Parametr	Wartość
Bezpośrednia	Efektywność przemiany optycznej (laser FP) - s_{l-FP}	0,05W/A
	Efektywność przemiany optycznej (laser DFB) - s_{l-DFB}	0,3W/A
	Czułość fotodiody - r_d	1,0A/W
Zewnętrzna	Efektywność przemiany optycznej (modulator MZM) - s_m	2,4W/A dla $I_D=15,4$ mA
	Czułość fotodiody - r_d	0,85A/W



Rys. 4.17 Wzmocnienie naturalne łącza optycznego g_i w funkcji średniego prądu fotodiody i_d (wskaźnik odebranej mocy optycznej)

Analizując wykresy na rys. 4.17 dla modulatorów bezpośrednich z laserem FP i DFB oraz dla modulatora z zewnętrzną modulacją MZM, łącznie z przeprowadzonym powyżej wywodem, można wyciągnąć następujące ogólne wnioski:

- 1) wzmocnienie naturalne łącza optycznego g_i dla modulacji bezpośredniej nie zależy od nadawanej przez laser mocy optycznej, w badanym zakresie mocy. Dopiero przy wartościach emitowanej mocy optycznej, zbliżonych do wartości granicznych, dla danego typu urządzenia (rzędu 1 mW dla laserów FP i rzędu kilku mW dla laserów DFB), następuje kilku dB spadek wzmocnienia g_i ,
- 2) łącza optyczne z laserami DFB, ze względu na większą efektywność przemiany optycznej ($s_{l-DFB} > s_{l-FP}$), posiadają większe o ok. 15-20 dB wzmocnienie naturalne łącza w porównaniu z łączy z laserami FP,

- 3) w przypadku modulatorów z zewnętrzną modulacją sterując mocą źródła światła można zmieniać naturalne wzmocnienie łącza,
- 4) dla mocy optycznych rzędu 1 mW, w stosunku do łączy z laserem FP oraz 6 mW, dla łącza z laserem DFB, wzmocnienie naturalne łącza z badanym modulatorem zewnętrznym jest równe wzmocnieniu naturalnemu łącza z badanym modulatorem bezpośrednim,
- 5) dalszy wzrost mocy lasera CW powoduje dalszy, w przybliżeniu liniowy (w mierze log), wzrost wzmocnienia naturalnego łącza z modulatorem MZM.

Podsumowując można stwierdzić, że decyzja o zastosowaniu jednego z zaproponowanych wyżej rozwiązań do realizacji łącza optycznego toru zwrotnego z punktu widzenia efektywności przeniesienia mocy elektrycznej, będzie zależeć głównie od mocy potrzebnej do wysterowania odbiornika optycznego, która będzie niezbędna w celu uzyskania wymaganego stosunku nośnej do szumów i zakłóceń dla łącza optycznego $CINR_{LINK}$ oraz zakresu dynamiki łącza DR_{LINK} . Moc na wejściu fotodiody zależy od mocy wyjściowej źródła światła i długości toru optycznego. Można więc zakładać, że lasery FP, które dysponujące małą mocą wyjściową będą stosowane na krótkich łączach optycznych, lasery DFB na średniej długości trasach, a modulatory MZM na długich trasach. W przypadku zastosowania wzmacniaczy optycznych długość trasy może się zwiększyć, dzięki zwiększeniu efektywnej czułości fotodiody. Jednak dla pełnej analizy zagadnienia długości łącza optycznego i wyboru źródła światła konieczne jest przeprowadzenie analizy zjawisk szumowych i zniekształceńowych łącza optycznego, które zostaną przedstawione w następnych punktach tego rozdziału.

4.4.1 Długość światła a wzmocnienie naturalne łącza optycznego

W przypadku modulatorów bezpośrednich wzmocnienie naturalne można przedstawić następująco:

$$g_i = s_i^2 r_d^2 = \left(\frac{\eta_l hc}{qn\lambda_0} \right)^2 \left(\frac{\eta_d q \lambda_0}{hc} \right)^2. \quad (4.33)$$

Jeżeli założymy teraz że fotodiody i laser są wykonane z materiału o tym samym współczynniku refrakcji wówczas równanie (4.33) można uprościć do postaci:

$$g_i = \eta_l^2 \eta_d^2 \leq 1. \quad (4.34)$$

Okazuje się więc, wzmocnienie naturalne łącza z bezpośrednią modulacją jest niezależne od długości fali. Dodatkowo można stwierdzić, na podstawie równania (4.34), że dla łącza złożonego z lasera jednosekcyjnego i fotodiody PIN istnieje limit wzmocnienia naturalnego. Aby zwiększyć zewnętrzną różnicową efektywność kwantową η_l konieczne jest zastosowanie laserów kaskadowych. Możemy również zwiększyć czułość fotodiody stosując fotodiody lawinowe i wówczas $\eta_d > 1$, ale ma to wpływ na poziom szumów łącza. Z punktu widzenia wzmocnienia naturalnego łącza jego zwiększenie przez poprawę własności lasera lub fotodiody nie jest rozróżnialne. Dopiero analizując efekty szumowe możemy jednoznacznie stwierdzić, które podejście jest lepsze.

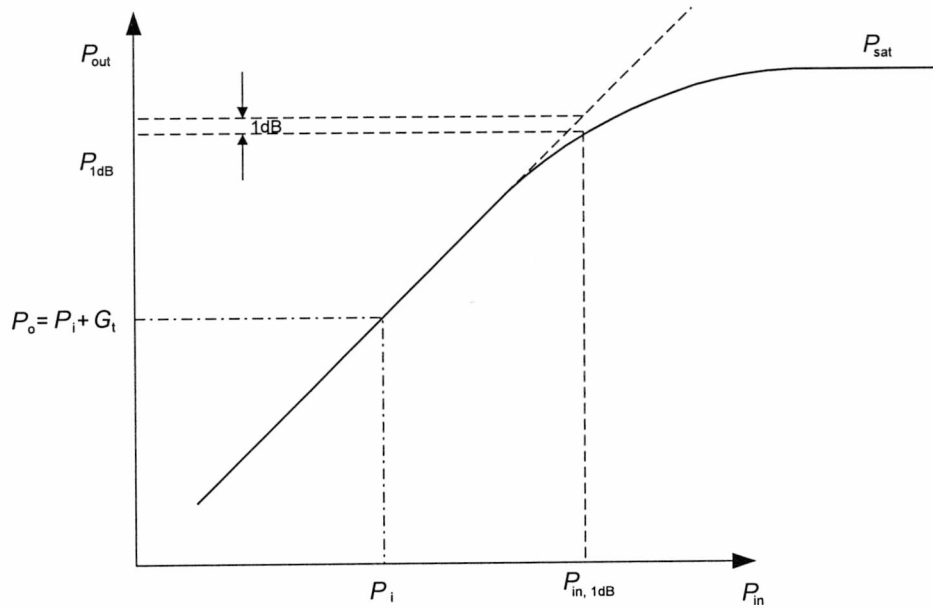
Podobnie dla przypadku łącza z modulatorem zewnętrznym po przekształceniach otrzymujemy:

$$g_{i,mz} = s_{mz}^2 r_d^2 = \left(\frac{T_{FF} p \pi R_S}{2V_\pi} \right)^2 (\eta_d q)^2. \quad (4.35)$$

Mimo że w wyrażeniu (4.35) nie występuje bezpośrednio długość fali jednak napięcie V_π (dla którego przesunięcie faz w obu gałęziach modulatora MZM wynosi π) jest proporcjonalne λ^2 , a więc $g_{i,mz}$ konsekwentnie zależy od długości fali i jest proporcjonalne do $1/\lambda^4$. W konsekwencji przy wzroście długości fali z 1310 nm do 1550 nm wzmocnienie naturalne zmaleje o ok. 3 dB.

4.4.2 Wzmocnienie naturalne łącza dla dużych sygnałów

W poprzednich punktach rozpatrywaliśmy model małosygnałowy, w którym wzmocnienie było niezależne od poziomu sygnału wejściowego. Jednak w rzeczywistych systemach po przekroczeniu pewnego progu odebrana moc wyjściowa nie rośnie proporcjonalnie do mocy wejściowej sygnału modulującego. Wzmocnienie łącza spada aż do nasycenia kiedy to przyrost mocy wejściowej nie powoduje przyrostu mocy wyjściowej. Zjawisko to jest nazywane kompresją mocy, a maksymalna moc wyjściowa mocą nasycenia. Na rys. 4.18 pokazano typowy przebieg zależności mocy wyjściowej od mocy wejściowej dla urządzenia (systemu) z kompresją mocy.



Rys. 4.18 Zależność mocy wyjściowej do mocy wyjściowej dla urządzenia (lub systemu) z kompresją mocy

Podstawowym efektem nasycenia jest nieliniowość charakterystyki łącza optycznego, co z kolei powoduje powstawanie zniekształceń sygnału wyjściowego, które zostaną dokładniej przedstawione w następnych punktach. Powszechnie używaną miarą kompresji jest 1 dB zmniejszenia wzmocnienia części liniowej G_i .

$$G_{1-dB} = G_i - 1. \quad (4.36)$$

Wzmocnienie z 1dB kompresją G_{1-dB} jest osiągane dla wejściowej mocy RF P_{1-dB} , więc:

$$P_{1-dB} - P_{in} = G_{1-dB} \quad (4.37)$$

gdzie moce RF są wyrażone w tych samych jednostkach np. dBm, a wzmocnienie w dB.

Ponieważ wzmocnienie naturalne jest iloczynem kwadratów efektywności przemiany optycznej diody laserowej i czułości fotodiody należy się zastanowić gdzie leży przyczyna zjawiska kompresji. W tym celu przedstawmy wzmocnienie łącza optycznego w mierze logarytmicznej:

$$G_i = 20 \log s_l + 20 \log r_d. \quad (4.38)$$

Kompresja wzmocnienia linku optycznego zależy praktycznie (jak zostanie dalej wykazane) od modulatora, a dokładniej powodowane jest przez zmniejszenie efektywności przemiany optycznej s_l dla dużych mocy wejściowych. Kompresję s_l o 1 dB możemy zapisać następująco:

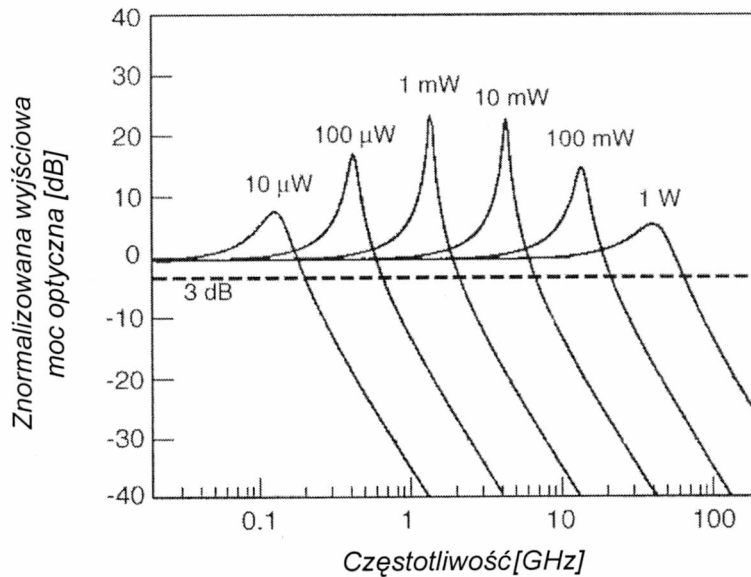
$$S_{l-1dB} = 20 \log s_l - 1. \quad (4.39)$$

4.5 Charakterystyka częstotliwościowa łącza optycznego

Na charakterystykę częstotliwościową toru optycznego będą się składać trzy kaskadowo połączone ze sobą elementy: dioda laserowa, włókno optyczne i fotodetektor, przy czym urządzenia aktywne będziemy rozpatrywać każdorazowo razem z elementami dopasowania do impedancji źródła sygnału (w przypadku modulatora) i impedancji odbiornika w przypadku fotodiody. Od początku założymy, że w rozpatrywanym zakresie częstotliwości (do 1 GHz) wpływ włókna optycznego na charakterystykę częstotliwościową łącza optycznego jest pomijalny.

4.5.1 Charakterystyka częstotliwościowa diody laserowej

Typową, unormowaną względem mocy wyjściowej dla niskich częstotliwości, małosygnałową charakterystykę częstotliwościową diody laserowej modulowanej sinusoidalnym sygnałem RF pokazano na rys. 4.19 [2].



Rys. 4.19 Wykres obliczonej charakterystyki wysokoczęstotliwościowej diody laserowej w zależności od wyjściowej mocy optycznej

Jak widać na powyższym rysunku charakterystyka częstotliwościowa diody laserowej (rozpatrywanej jako osobny element) jest stała dla zakresu od niskich częstotliwości do częstotliwości dla których obserwujemy wpływ rezonansu relaksacyjnego. Częstotliwość tego rezonansu f_{relax} wzrasta proporcjonalnie do wzrostu prądu podkładu (i_{bias}) i związanej z nim średniej wyjściowej mocy optycznej.

$$f_{relax} = \frac{\sqrt{\frac{i_{bias}}{i_{thresh}} - 1}}{\sqrt{2\pi\tau_n\tau_p}}, \quad (4.40)$$

gdzie: τ_n jest średnim czasem życia nośników wstrzykiwanych do wnęki lasera,
 τ_p jest średnim czasem życia fotonów we wnęcie lasera.

Typowo, częstotliwość relaksacyjna mieści się w zakresie od 1 do 40 GHz. W zastosowaniach praktycznych diodę laserową trzeba jednak rozpatrywać wraz z układem dopasowania do impedancji falowej sieci. Sposób dopasowania ma istotny wpływ na efektywne pasmo nadajnika laserowego oraz na efektywność przemiany optycznej. Dla dalszych rozważań będziemy zakładać, że dioda laserowa pracuje znacznie poniżej rezonansu relaksacyjnego, co jest prawdziwe dla typowych diod stosowanych w telewizji kablowej dla których moc wyjściowa jest $\geq 1\text{mW}$.

4.5.2 Uproszczony szerokopasmowy model diody laserowej sprzężonej ze źródłem sygnału

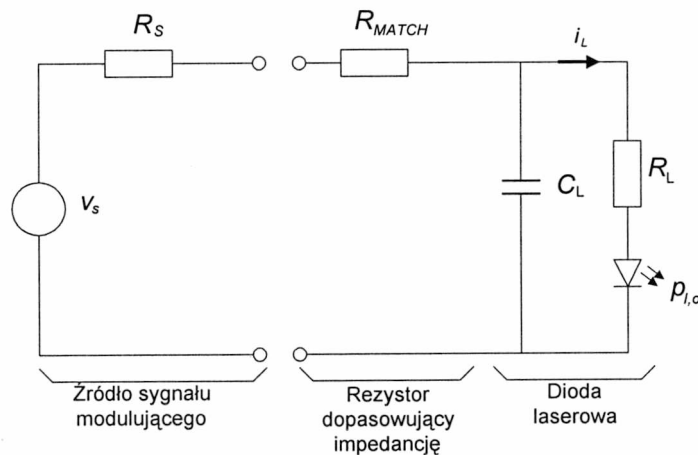
Aby przedstawić najprostszy szerokopasmowy model diody laserowej musimy uzupełnić model niskoczęstotliwościowy pokazany na rys. 4.7. o pojemność diody C_L . Dodatkowo należy zauważyć, że dla typowych diod laserowych stosowanych w telewizji kablowej rezystancja diody R_L jest mniejsza niż rezystancja źródła R_S i wobec czego konieczne jest zastosowanie dodatkowych elementów dopasowujących. Poniżej zostanie przedstawiona zwięzła analiza dwóch sposobów dopasowania:

- 1) dopasowanie rezystancyjne $R_S = R_L + R_{MATCH}$;
- 2) dopasowanie transformatorowe o przełożeniu N_D o indukcyjności uzwojenia wtórnego L dopasowanego do pojemności diody.

Konsekwentnie dla oceny jakości przeniesienia mocy będziemy szukać wyrażenia na przyrostową efektywność modulacji. Stosując podobne przekształcenia jak w p. 4.1.1, otrzymujemy wyrażenie na przyrostową efektywność modulacji dla dopasowania rezystancyjnego z uwzględnieniem pojemności diody:

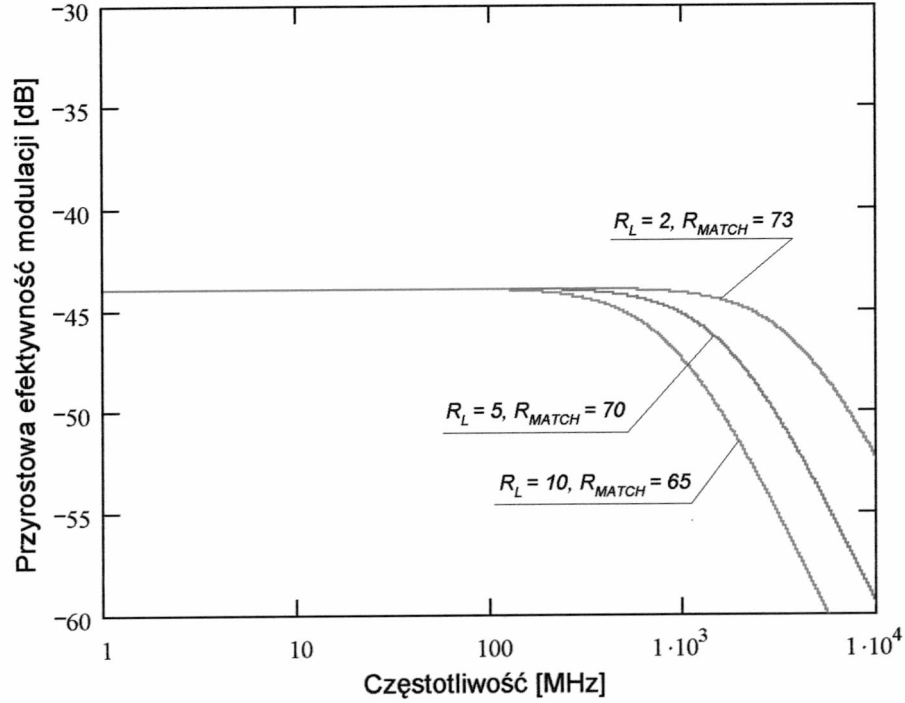
$$\frac{p_{l,o}^2}{p_{s,a}} = \frac{s_l^2}{R_S} \left(\frac{1}{\frac{sC_L R_L (R_S + R_{MATCH})}{2R_S} + 1} \right)^2. \quad (4.41)$$

Oczywiście gdy podstawimy do równania (4.41) $s = 0$, otrzymamy takie samo wyrażenie jak w p. 4.1.1 dla modelu niskoczęstotliwościowego.



Rys. 4.20 Uproszczony szerokopasmowy model diody laserowej połączonej ze źródłem z dopasowaniem rezystancyjnym

Na rys. 4.21 przedstawiono wykresy przyrostowej efektywności modulacji w funkcji częstotliwości dla dopasowania rezystancyjnego, dla różnych wartości R_L , R_{MATCH} , i dla następujących typowych dla półprzewodnikowego lasera FP danych: $s_l = 0,045 \text{ W/A}$, $C_L = 20 \text{ pF}$, $R_S = 75 \Omega$.



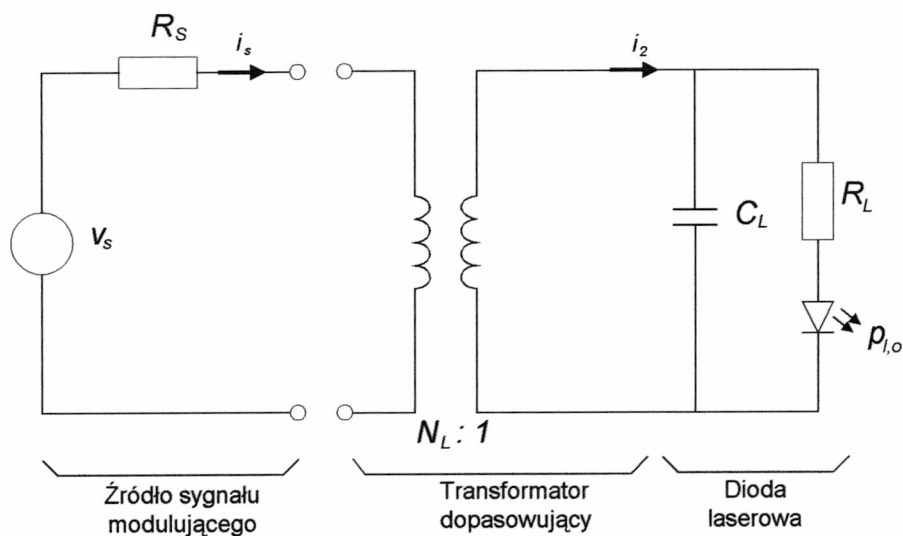
Rys. 4.21 Przyrostowa efektywność modulacji w funkcji częstotliwości dla dopasowania rezystancyjnego

Przy dopasowaniu rezystancyjnym o paśmie decydować będzie pojemność diody laserowej w powiązaniu z jej rezystancją. Czym mniejsza będzie wartość stałej $R_L C_L$ diody laserowej tym pasmo będzie większe. Nie ma to wpływu na przyrostową efektywność modulacji dla małych częstotliwości, która zależy wyłącznie od efektywności nachylenia s_l .

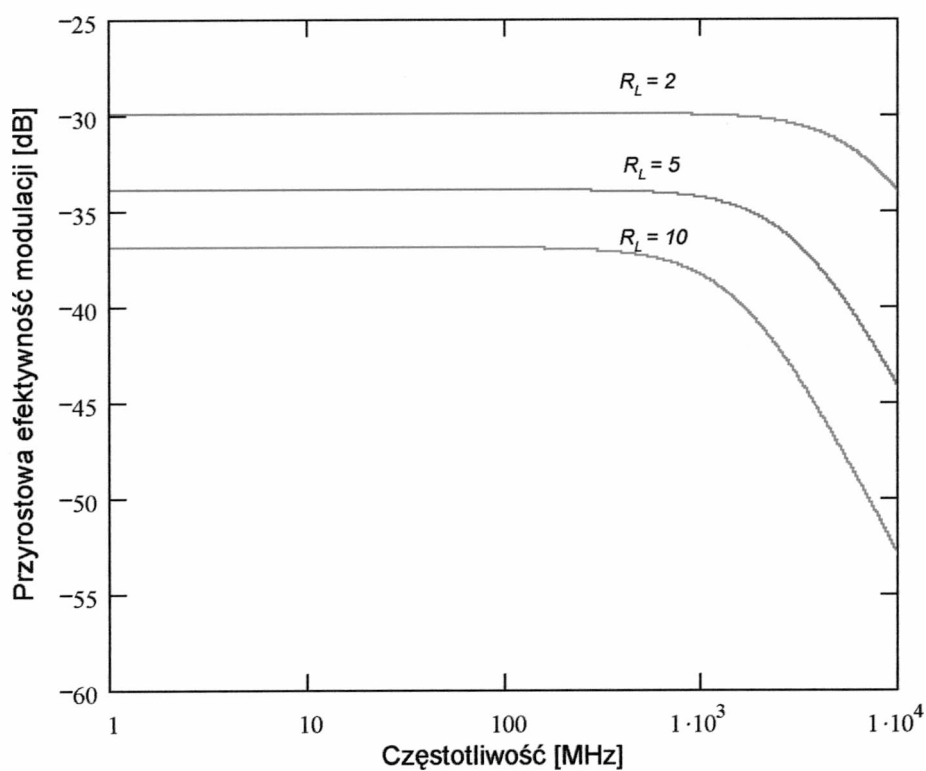
W drugim przypadku (dopasowanie transformatorowe – rys. 4.22) w pierwszym przybliżeniu założymy, że dopasowanie jest realizowane przez idealny transformator o przełożeniu N_L . Wówczas możemy pominąć indukcyjność uzwojenia wtórnego L i straty na rezystancji uzwojenia R_{ML} . Postępując podobnie jak w p. 4.1.1 otrzymujemy przyrostową efektywność modulacji :

$$\frac{P_{l,o}^2}{P_{s,a}} = \frac{s_l^2 N_L^2}{R_S} \left(\frac{1}{\frac{s C_L R_L}{2} + 1} \right)^2. \quad (4.42)$$

Narysujmy teraz przebieg efektywności modulacji w funkcji częstotliwości dla dopasowania transformatorowego (patrz rys. 4.23), aby przekonać się jak zachowuje się ta wielkość przy zmianie R_L . Dla przykładu przyjmijmy typowe wartości dla lasera FP: $s_l = 0,045 \text{ W/A}$, $C_L = 20 \text{ pF}$ oraz rezystancję źródła $R_S = 75 \Omega$.



Rys. 4.22 Uproszczony szerokopasmowy model diody laserowej połączonej ze źródłem z dopasowaniem transformatorowym (transformator idealny)



Rys. 4.23 Przyrostowa efektywność modulacji w funkcji częstotliwości dla dopasowania transformatorowego (transformator idealny)

Analizując przykład na rys 4.23 oraz porównując teraz wyrażenia (4.41) i (4.42) możemy wyciągnąć następujące wnioski:

- 1) wzmocnienie stałoprądowe i niskoczęstotliwościowe, które są reprezentowane przez stosunki przed nawiasami jest większe dla dopasowania transformatorowego w porównaniu do dopasowania rezystancyjnego, a zwiększenie wzmocnienia dla warunku dopasowania $N_L^2 R_L = R_S$ wynosi:

$$\text{Zwiększenie_wzmocnienia} = N_L^2 = \frac{R_S}{R_L}. \quad (4.43)$$

(Okazuje się, że przy zastosowaniu idealnego (bezstratnego i o dowolnym przełożeniu) transformatora i bardzo małej rezystancji diody laserowej możemy uzyskać znaczną poprawę przeniesienia mocy w stosunku do rozwiązania z dopasowaniem rezystancyjnym.)

- 2) sprzężenie transformatorowe w porównaniu do sprzężenia rezystancyjnego pozwala nie tylko zwiększyć wzmocnienie, ale również pasmo. Aby sprawdzić jak zmieni się pasmo porównajmy (dzieląc przez siebie) odwrócone współczynniki przy s w równaniach (4.41) i (4.42) i dodatkowo założymy, że $R_S = R_{MATCH} + R_L$. Możemy dzięki temu określić jak zmieni się szerokość pasma przy dopasowaniu transformatorowym w porównaniu ze sprzężeniem rezystancyjnym:

$$\text{Zwiększenie_pasma} = \frac{R_S + R_{MATCH}}{R_S} = 2 - \frac{R_L}{R_S}. \quad (4.44)$$

(Okazuje się że istnieje limit, wynoszący 2 razy, zwiększenia pasma dzięki zastosowaniu sprzężenia transformatorowego w porównaniu z dopasowaniem rezystancyjnym, a wpływ na pasmo ma także rezystancja diody laserowej. Im rezystancja ta jest mniejsza tym pasmo większe.)

Zaskakujące jest to, że dla diody laserowej przy dopasowaniu transformatorowym i zmniejszającej się rezystancji diody rośnie nie tylko wzmocnienie ale i pasmo. Np. dla $R_L = 5\Omega$ i $R_S = 50\Omega$ wzmocnienie wzrośnie 10 razy (o 10 dB) a pasmo zwiększy się 1,9 razy czyli o 3 dB. Skoro więc dopasowanie transformatorowe ma same zalety to po co stosować dopasowanie rezystancyjne? Odpowiedź na to pytanie jest następująca. Po pierwsze koszt dopasowania rezystancyjnego jest bardzo niski, ponadto zwykły rezystor zachowuje parametry w szerokim zakresie częstotliwości od 0 do kilku GHz. Natomiast rzeczywisty transformator daleko odbiega od transformatora idealnego. Przede wszystkim nie jest bezstratny, a ponadto i nie przenosi dobrze niskich częstotliwości, co jest istotne z przy rozpatrywaniu łącza dla toru zwrotnego.

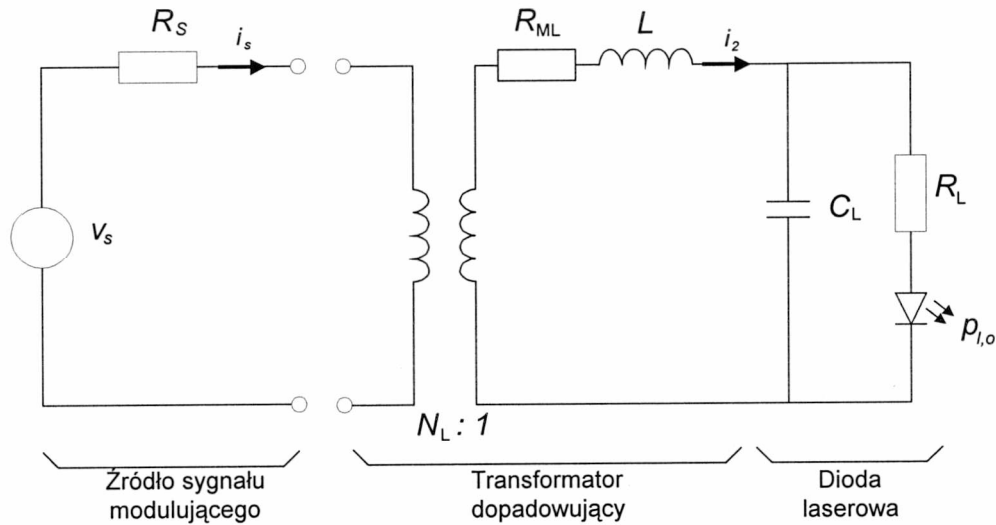
Dalsze zwiększenie pasma można uzyskać przez dobranie indukcyjności uzwojenia wtórnego L do pojemności diody laserowej C_L , aby kompensować wpływ stałej $R_L C_L$.

Uzupełniając dodatkowo model o stratność transformatora reprezentowaną przez szeregową rezystancję R_{ML} , możemy wyznaczyć przyrostową efektywność modulacji dla modelu modulatora bezpośredniego sprzężonego transformatorowo ze źródłem (rys.4.24):

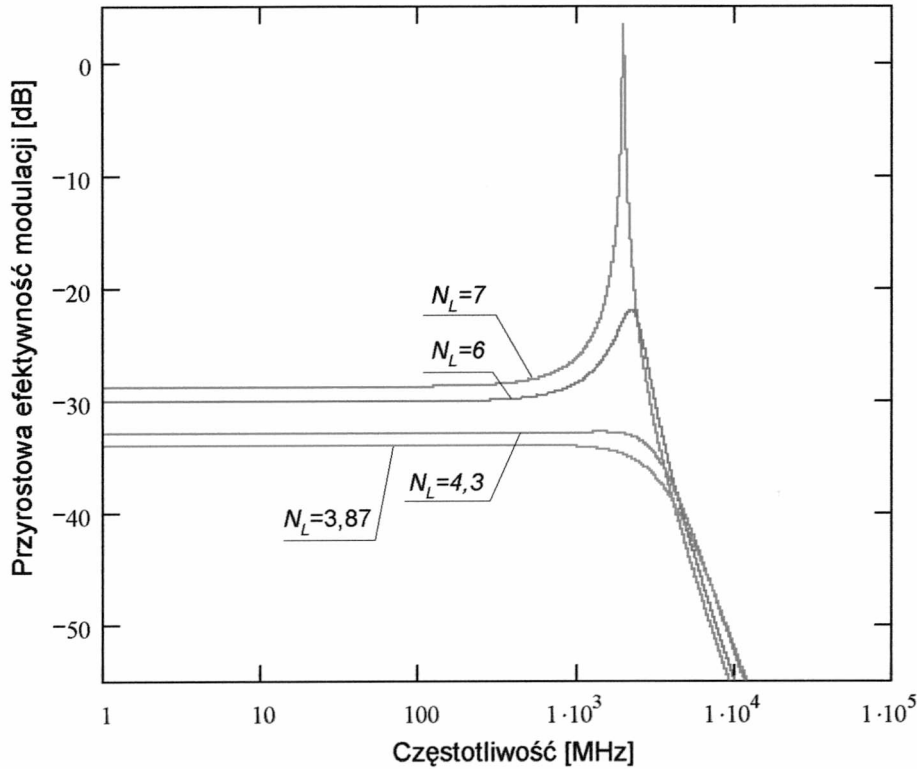
$$\frac{p_{l,o}^2}{p_{s,a}} = \frac{s_l^2 N_L^2}{R_S} \left(\frac{1}{\frac{s^2 C_L R_L}{2(R_{ML} + R_L)} + s \left(\frac{L + C_L R_L R_{ML}}{2(R_{ML} + R_L)} + \frac{C_L R_L}{2} \right) + 1} \right)^2. \quad (4.45)$$

Wyrażenie w nawiasie po prawej stronie równania (4.45) zawiera składnik drugiego stopnia co implikuje charakter rezonansowy. Zobrazujmy teraz przebieg efektywności modulacji w funkcji częstotliwości, aby przekonać się jak zachowuje się ta wielkość przy zmianie N_L . Dla przykładu przyjmijmy te same wartości parametrów, co wcześniej oraz $N_L^2 (R_{ML} + R_L) = R_S$.

Analizując wykresy z rys. 4.25 można stwierdzić, że przez dobór przełożenia transformatora dopasowującego dla danych parametrów diody laserowej i cewki uzwojenia wtórnego transformatora dopasowującego można uzyskać zwiększenie pasma, dzięki zmianie dobroci układu rezonansowego LC można uzyskać tzw. charakterystykę maksymalnie płaską. Dodatkowo efekt rezonansowy może spowodować niestabilność układu dla dużych częstotliwości, stąd wniosek że stosowanie dużych przełożeń nie zawsze jest korzystne.



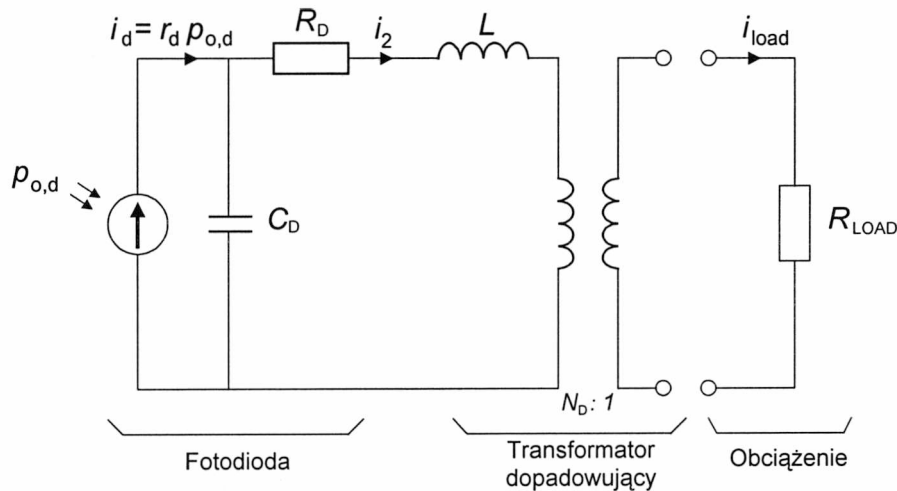
Rys. 4.24 Uproszczony szerokopasmowy model diody laserowej połączonej ze źródłem z dopasowaniem transformatorowym z uwzględnieniem strat i indukcyjności uzwojenia wtórnego



Rys. 4.25 Przyrostowa efektywność modulacji w funkcji częstotliwości dla dopasowania transformatorowego z uwzględnieniem rezystancji i indukcyjności uzwojenia wtórnego

4.5.3 Charakterystyka częstotliwościowa fotodiody PIN

Aby przedstawić model szerokopasmowy fotodiody należy małosygnałowy model niskoczęstotliwościowy z p. 4.3 uzupełnić o dodatkowe elementy. Dla modelu fotodiody z rys. 4.13 należy dodać równolegle wpięty do źródła prądowego kondensator C_D modelujący pojemność fotodiody oraz dwie rezystancje jedną równoległą do źródła prądowego R , która modeluje niedoskonałość źródła prądowego (jego skończoną rezystancję) i szeregową rezystancję R_D , która reprezentuje rezystancję styków. Dopasowanie do impedancji odbiornika jest zwykle realizowane przez transformator o przełożeniu N_D i indukcyjności L . Na rys. 4.26 przedstawiono małosygnałowy model fotodiody z transformatorowym dopasowaniem do odbiornika. Rezystancję R równoległą do źródła prądowego pominięto, że względu na jej bardzo dużą wartość w praktycznych elementach.

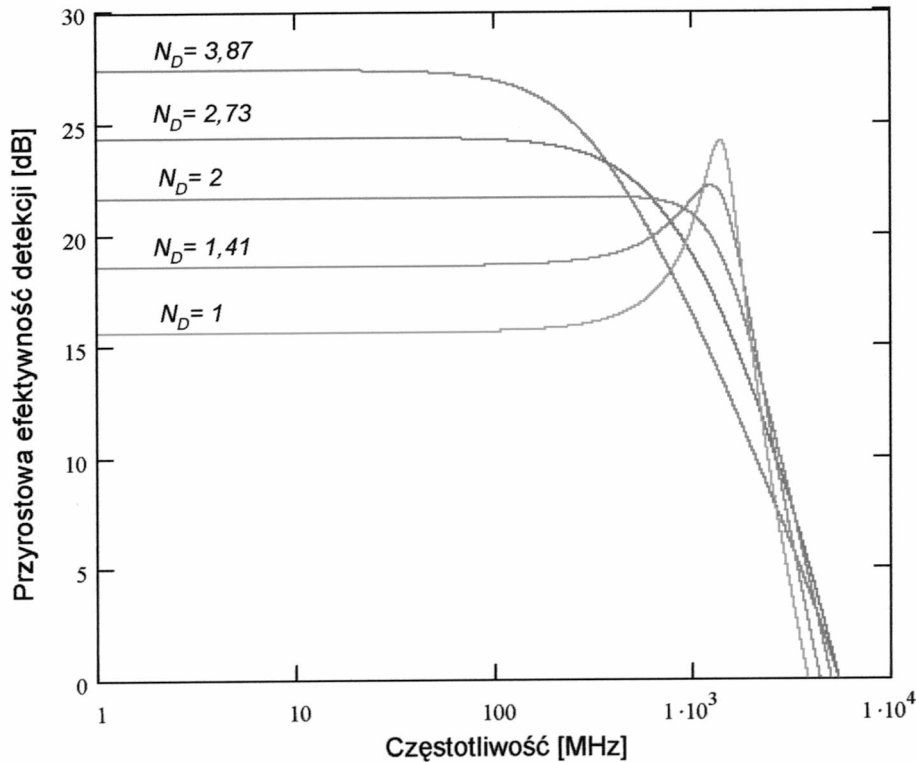


Rys. 4.26 Małosygnałowy model fotodiody z uwzględnieniem pojemności fotodiody i rezystancji styków z dopasowaniem transformatorowym do odbiornika

Na podstawie modelu fotodiody połączonej z odbiornikiem z rys. 4.26 można określić funkcję przeniesienia mocy optycznej w elektryczną podobnie jak to było przedstawione wcześniej dla modelu niskoczęstotliwościowego. Przyrostowa efektywność detekcji fotodiody dopasowanej transformatorowo do odbiornika wynosi:

$$\frac{P_{load}}{P_{o,d}^2} = \frac{r_d^2 N_D^2 R_{LOAD}}{(s^2 C_D L + s C_D (R_D + N_D^2 R_{LOAD}) + 1)^2} \quad (4.46)$$

Żeby zobrazować wyrażoną równaniem (4.46) charakterystykę częstotliwościową detektora przyjmijmy następujące wartości parametrów reprezentatywne dla typowych fotodiod: $L = 25\text{nH}$, $R_D = 10\ \Omega$, $R_{LOAD} = 75\ \Omega$, $r_d = 0,7\ \text{A/W}$ i $C_D = 0,5\ \text{pF}$. Przełożenie transformatora N_D przyjmijmy jako parametr z zakresu od 1 do 10. Na rysunku 4.27 zaprezentowano przyrostową efektywność detekcji fotodiody w funkcji częstotliwości.



Rys. 4.27 Przyrostowa efektywność detekcji w zależności od częstotliwości i przełożenia transformatora

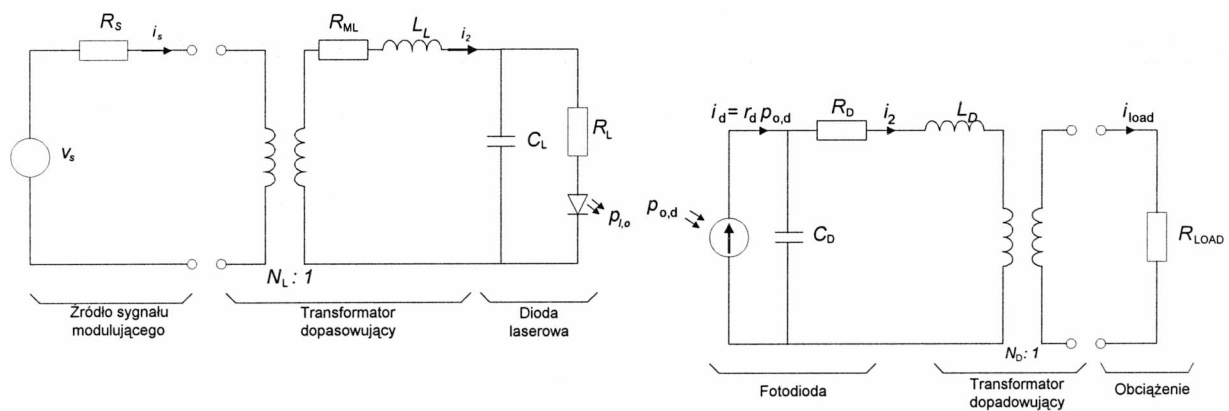
Analizując rys. 4.27 oraz równanie (4.46) można wyciągnąć następujące wnioski:

- 1) funkcja przenoszenia jest stała dla określonego N_D od niskich częstotliwości, aż do częstotliwości granicznej dla której obserwujemy wpływ pojemności diody C_D i skończonej rezystancji połączeń (styków) R_D wówczas następuje spadek wzmacnienia,
- 2) można zaobserwować wymianę wzmacnienia na pasmo: im wyższe wzmacnienie tym mniejsze pasmo, co jest regulowane przełożeniem transformatora N_D . W przypadku pracy układu ze sprzężeniem powyżej dopasowania $N_D > 2,73$ mamy największe wzmacnienie mocy, ale jednocześnie najmniejsze pasmo,
- 3) dla pracy ze sprzężeniem poniżej dopasowania $N_D < 2,73$ obserwujemy podbicie rezonansowe wynikające z równoległego połączenia pojemności C_D i indukcyjności L ,
- 4) w celu optymalizacji przenoszonego pasma należy tak dobrać przełożenie transformatora N_D i indukcyjność L tak by kompensowały spadek wzmacnienia powodowany przez stałą RC układu. (Dla tego przykładu optymalne jest wybranie $N_D \approx 2$),
- 5) w przypadku realizacji toru zwrotnego, gdzie górna częstotliwość graniczna jest zwykle poniżej 100 MHz, korzystniej będzie (ze względu na odstęp od szumów) stosować duże przełożenia transformatora i pracę z dopasowaniem, dla rozpatrywanego przykładu $N_D = 2,73$.

Fotodetektor dla realizacji optycznego toru zwrotnego będziemy optymalizować ze względu na wzmacnienie, co implikuje pracę układu odbiorczego ze sprzężeniem transformatorowym z dopasowaniem impedancji lub z przełożeniem nieznacznie większym. Natomiast w przypadku łącza dla kanału dosyłowego istotne jest również zapewnienie wysokiej częstotliwości granicznej wynoszącej ok. 1 GHz. W tym przypadku dobór indukcyjności L i przełożenia transformatora do pojemności i rezystancji fotodiody może okazać się istotny.

4.5.4 Charakterystyka częstotliwościowa łącza optycznego

Dla łącza optycznych charakterystyka częstotliwościowa łącza jest prostym złożeniem odpowiedzi częstotliwościowych modulatora wraz z układem dopasowania do impedancji źródła i fotodiody optycznej dopasowanej do impedancji obciążenia [2]. Dzieje się dzięki izolacji obwodów elektrycznych wejściowego (modulatora) i wyjściowego (detektora) przez włókno optyczne. Na poniższym rysunku przedstawiono uproszczony wersję szerokopasmowego modelu łącza optycznego Onnegren'a i Alping'a [13] złożonego z diody laserowej i fotodetektora z dopasowaniem transformatorowym do źródła i obciążenia. W pracy [13] zostało wykazane zbieżność symulacji pracy łącza optycznego za pomocą tego modelu z wynikami pomiarów rzeczywistych łączy. Względna prostota modelu oznacza jego przydatność do projektowania łączy optycznych.



Rys. 4.28 Szerokopasmowy małosygnałowy model łącza optycznego

Wzór na charakterystykę częstotliwościową łącza optycznego można otrzymać przez wymnożenie prawych stron równań (4.45) i (4.46) przy założeniu $R_S = R_{LOAD}$:

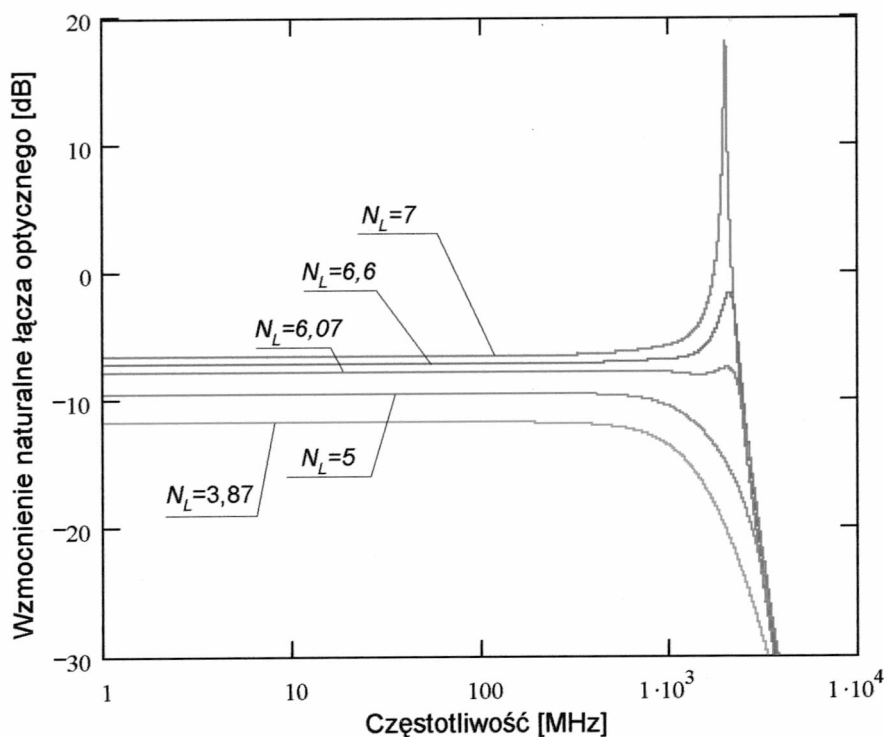
$$g_i = \frac{s_l^2 r_d^2 N_L^2 N_D^2}{\left(\frac{s^2 C_L R_L}{2(R_{ML} + R_L)} + s \left(\frac{L + C_L R_L R_{ML}}{2(R_{ML} + R_L)} + \frac{C_L R_L}{2} \right) + 1 \right) \left(s^2 C_D L + s C_D (R_D + N_D^2 R_{LOAD}) + 1 \right)^2} \quad (4.47)$$

Na rys. 4.29 przedstawiono charakterystykę częstotliwościową łącza optycznego złożonego z diody laserowej z modulacją bezpośrednią i fotodetektora. Wartości poszczególnych parametrów modelu przyjęto takie jak wcześniej, gdy rozpatrywano osobno elementy łącza optycznego, a zmieniano jedynie przełożenie transformatora w układzie nadajnika, czyli wartość N_L . Okazuje się, że zmieniając przełożenie transformatora w układzie nadajnika można kompensować spadek wzmocnienia w detektorze dla wyższych częstotliwości. Aby uzyskać największe pasmo dla tego przypadku należy wybrać przełożenie $N_L = 6,07$, co oznacza, że podbicie na charakterystyce częstotliwościowej modulacji może kompensować straty mocy na detektorze. Pozwala to uzyskać większe pasmo dla łącza optycznego.

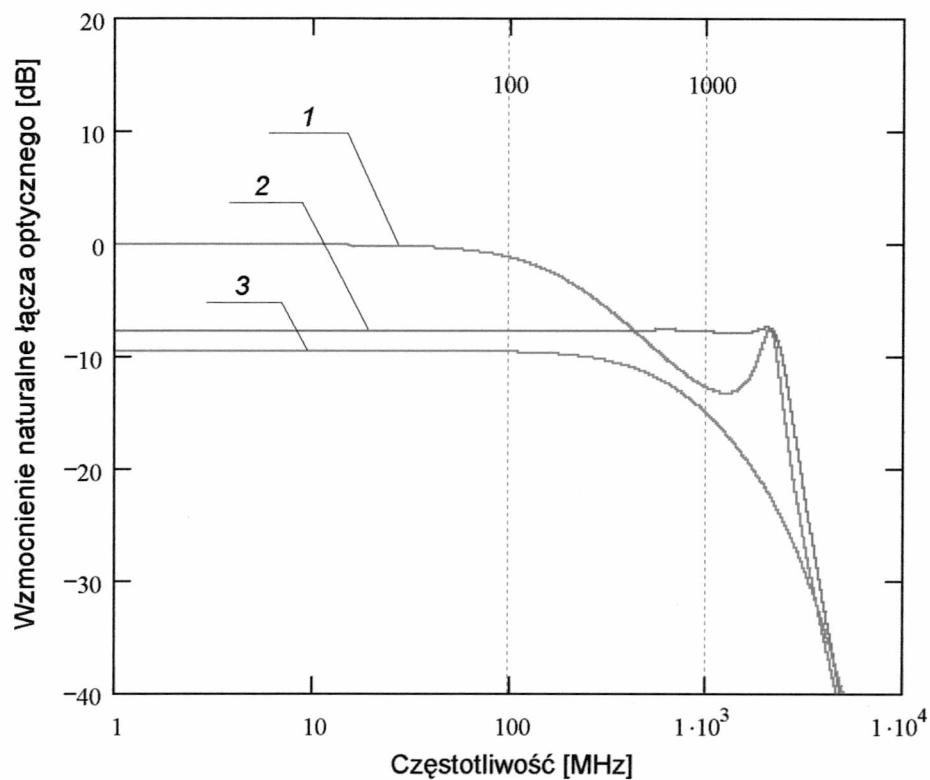
Z kolei na rys. 4.30 pokazano obliczone zgodnie z równaniem (4.47) przebiegi wzmocnienia naturalnego łącza optycznego w funkcji częstotliwości, dla tych samych wartości elementów modelu co wcześniej, dla trzech przypadków:

- 1) w pierwszym przypadku tak dobrano przełożenia transformatorów wejściowego i wyjściowego by uzyskać maksymalne przeniesienie mocy elektrycznej przez łącze optyczne dla pasma zwrotnego, z zachowaniem w przybliżeniu jednakowego wzmocnienia dla całego pasma od 5÷65 MHz,
- 2) w drugim przypadku system optyczny optymalizowano na przeniesienie maksymalnie dużego pasma,
- 3) w trzecim przypadku dla porównania pokazano charakterystykę dla dopasowania do impedancji źródła na wejściu i impedancji obciążenia na wyjściu łącza optycznego.

Analizując ten przykład systemu można stwierdzić, że praca z dopasowaniem na wejściu i wyjściu nie jest optymalna ani z punktu widzenia szerokości pasma transmisyjnego łącza optycznego, ani pod względem przeniesienia mocy. Jak już było wcześniej zauważone dla toru zwrotnego zależeć nam będzie na jak najlepszym przeniesieniu mocy, ze względu na odstęp od szumów i zakłóceń. Można to uzyskać przez zastosowanie większych przełożeń transformatorów wejściowych i wyjściowych niż to wynika z warunku dopasowania. Ewentualne niestabilności układu można zniwelować przez zastosowanie dodatkowego filtra dolnoprzepustowego.



Rys. 4.29 Wzmocnienie naturalne łącza optycznego g_i w funkcji częstotliwości sygnału modulującego dla różnych przełożeń transformatora dopasowującego układ nadajnika N_L i stałej wartości sprzężenia układu detektora $N_D = 2,14$



Rys. 4.30 Wzmocnienie naturalne łącza optycznego g_i w funkcji częstotliwości sygnału modulującego. 1) Optymalizacja pod względem przeniesienia mocy w torze zwrotnym, 2) Optymalizacja pod względem szerokości pasma transmisyjnego, 3) Praca z dopasowaniem impedancji na wejściu i wyjściu łącza

4.6 Analiza i optymalizacja zakresu dynamiki optycznego łącza zwrotnego

Dynamika łącza optycznego wpływa w sposób istotny na możliwość przesłania wielu kanałów zwrotnych w ramach pasma zwrotnego. Zakres dynamiki jest ograniczony z jednej strony przez poziom mocy szumów łącza laserowego w odniesieniu do poziomu mocy sygnału użytecznego, a z drugiej strony przez poziom mocy produktów zniekształceń nieliniowych powodowanych głównie obcinaniem sygnału na wejściu nadajnika laserowego. Poniżej w punkcie 4.6.1 zostanie przedstawiona analiza zjawisk szumowych łącza optycznego, następnie w punkcie 4.6.2 przedstawiona zostanie analiza zniekształceń nieliniowych łącza optycznego. Ostatecznie w punkcie 4.6.5 zostanie określony zakres dynamiki łącza optycznego w odniesieniu do poszczególnych sposobów modulacji stosowanych w systemach TVK i liczby jednocześnie transmitowanych podnośnych RF w systemie z bezpośrednią modulacją natężenia światła i detekcją.

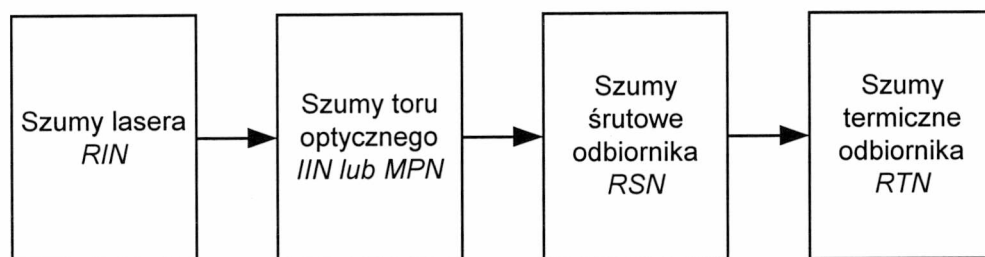
Na dynamikę łącza optycznego decydujący wpływ będą miały następujące parametry:

- 1) całkowity optyczny indeks modulacji,
- 2) średnia moc optyczna nadajnika optycznego,
- 3) typ i parametry diody laserowej zastosowanej w nadajniku optycznym,
- 4) długość toru optycznego,
- 5) długość wykorzystywanej fali optycznej,
- 6) szerokość pasma sygnału użytecznego,
- 7) parametry odbiornika optycznego.

4.6.1 Odstęp mocy nośnej sygnału od mocy szumów łącza optycznego CNR_{LINK}

Cztery typy szumów generowanych łączu optycznym odgrywają decydujący wpływ na odstęp mocy nośnej od mocy szumów łącza światłowodowego są to:

- 1) szумы powodowane fluktuacją mocy optycznej emitowanej przez laser RIN (*Relative intensity noise*),
- 2) szумы toru optycznego IIN (*Interferometric intensity noise*) w odniesieniu do laserów DFB o wąskiej linii spektralnej lub szумы modalne MPN (*Mode partition noise*) w odniesieniu do laserów FP, dla których moc optyczna jest transmitowana na wielu długościach fal (modach),
- 3) szумы śrutowe fotodiody (odbiornika) RSN (*Receiver shot noise*),
- 4) szумы termiczne wzmacniacza w odbiorniku optycznym RTN (*Receiver thermal noise*).



Rys. 4.31 Rodzaje i źródła szumów łącza optycznego

Poszczególne typy szumów i ich wpływ na parametry transmisyjne zwrotnego toru optycznego zostaną przedstawione poniżej. Następnie zostanie określony sumaryczny (wypadkowy) wpływ szumów łączy optycznych na odstęp mocy nośnej od mocy szumów CNR_{LINK} .

1) Szum *RIN* lasera (*Relative intensity noise*)

Losowe fluktuacje mocy emitowanej przez laser nazywane są szumem *RIN* (*Relative intensity noise*). Fluktuacje te powodowane są emisją spontaniczną zachodzącą w obszarze aktywnym jednocześnie z akcją laserową. Każdy wyemitowany spontanicznie foton dodaje do światła koherentnego, powstałego w wyniku emisji wymuszonej, pewną drobną składową pola o przypadkowych parametrach. Zabuża to w sposób przypadkowy amplitudę i fazę wypadkowego pola na wyjściu lasera. Fluktuacje natężenia pola prowadzą do powstania tzw. szumu natężenia *RIN*, a fluktuacje fazy są przyczyną skończonej szerokości linii widmowej nawet w przypadku gdy laser pracuje przy pobudzeniu prądem stałym.

Jeżeli wyrazimy całkowitą moc optyczną emitowaną przez diodę laserową jako $p_o(t)$, średnią moc emitowaną przez laser przez $\langle P_o \rangle$, a fluktuacje mocy przez $p_{rin}(t)$, których wartość średnia $\langle p_{rin}(t) \rangle = 0$, to możemy zapisać:

$$p_o(t) = \langle P_o \rangle + p_{rin}(t). \quad (4.48)$$

Korzystając z wyrażenia (4.48) można zdefiniować moc szumu *rin* w paśmie o szerokości B_N :

$$rin = \frac{\langle p_{rin}^2(t) \rangle}{\langle P_o \rangle^2} = \frac{2\langle p_{rin}^2(t) \rangle}{\langle P_o \rangle^2 B_N}, \quad (4.49)$$

gdzie współczynnik 2 w dziedzinie częstotliwości pochodzi z całkowania dodatnich i ujemnych częstotliwości.

Pierwszym miejscem w którym obserwujemy wpływ szumu *rin* w łączy optycznym jest wyjście elektryczne fotodiody, gdzie moc optyczna jest zamieniana na prąd elektryczny. Podstawiając teraz za moce optyczne odpowiadające im prądy fotodiody i upraszczając czułość fotodiody (r_d) otrzymujemy, w mierze logarytmicznej, wyrażenie na gęstość widmową szumu *RIN* na wyjściu fotodiody:

$$RIN = 10 \log \left(\frac{2\langle i_{rin}^2(t) \rangle}{\langle I_D \rangle^2 B_N} \right), \quad (4.50)$$

gdzie $i_{rin} = i_{o,d}$ wówczas, gdy nośna nie jest modulowana.

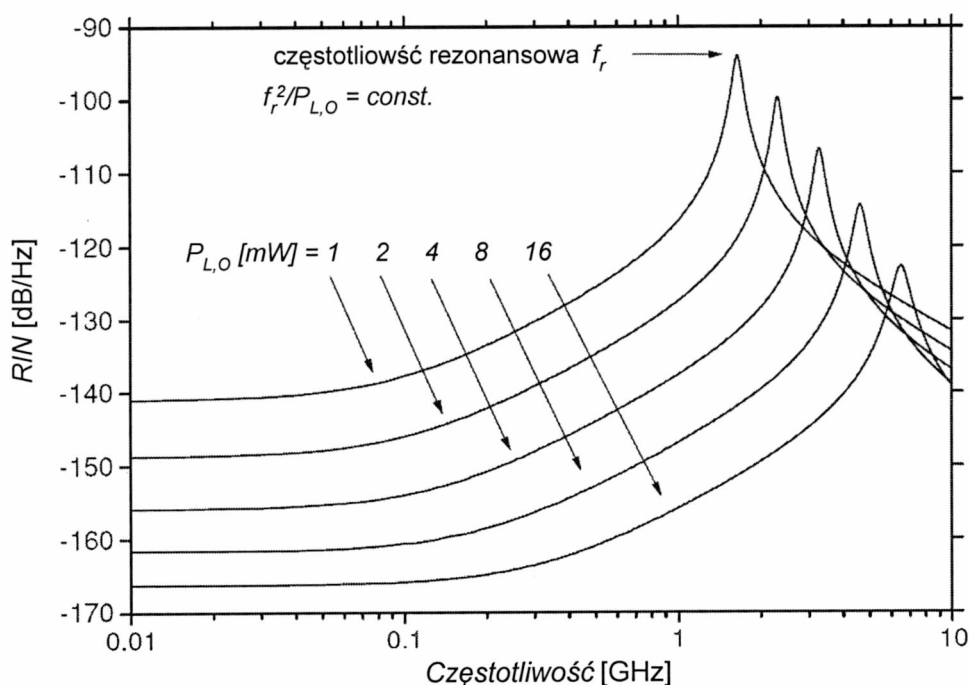
W równaniu (4.50) gęstość szumu *RIN* jest wyrażona w dB/Hz. Dodatkowo można zauważyć, że szum *RIN* można modelować jako źródło prądowe, podobnie jak szумы termiczne i szумы śrutowe. Przy projektowaniu łączy optycznych często korzystamy z podanej (zmierzonej) przez producenta lasera wartości gęstości szumu *RIN*, a potrzebujemy obliczyć odpowiadającą mu wartość skuteczną prądu.

Wówczas korzystamy z poniższego równania:

$$\langle i_{rin}^2 \rangle = \frac{\langle I_D \rangle^2}{2} 10^{\frac{RIN}{10}} B_N. \quad (4.51)$$

Na rys. 4.32 [26] przedstawiono zależność szumu RIN od częstotliwości dla różnych mocy wypromieniowanych przez laser półprzewodnikowy. Analizując wykresy z rys. 4.32 można stwierdzić, co następuje:

- gęstość widmowa szumu RIN jest stała przy określonej średniej mocy optycznej wypromieniowanej przez laser w zakresie częstotliwości poniżej rezonansu relaksacyjnego, przy czym częstotliwości tego rezonansu przesuwają się w kierunku wyższych częstotliwości wraz ze zwiększeniem mocy nadajnika,
- im wyższa jest moc wypromieniowana przez laser tym mniejsza jest gęstość widmowa szumu RIN (przy zmianie mocy z 1 mW do 16 mW obserwujemy 24 dB zmniejszenie szumu RIN),
- powyżej rezonansu dominuje szum śrutowy i wówczas przy wzroście mocy nadawanej z 1 mW do 16 mW obserwujemy 12 decybelowe zmniejszenie szumu śrutowego,
- przy rozpatrywaniu optycznego toru zwrotnego dla którego moce nadajników są zwykle ≥ 1 mW, będziemy zakładać stałą wartość szumu RIN w całym paśmie toru zwrotnego.



Rys. 4.32 Gęstość widmowa mocy szumów RIN w funkcji częstotliwości dla różnych średnich mocy optycznych emitowanych przez laser [26]

Dodatkowo należy zauważyć, że nawet niewielka ilość światła odbita i trafiająca z powrotem do lasera powoduje znaczny wzrost poziomu szumów własnych lasera. Z tego powodu, w celu uzyskania wysokiej jakości źródeł sygnału, konieczne jest zastosowanie izolatorów optycznych na wyjściu lasera oraz złączy mechanicznych o dużej tłumienności odbiciowej.

Stosowanie izolatorów optycznych na wyjściu lasera jest szczególnie ważne dla laserów DFB, dla których emitowana moc optyczna w stosunkowo wąskim zakresie długości fal (kilkanaście MHz).

Znając widmową gęstość szumu RIN podawaną zwykle w dB/Hz możemy obliczyć odstęp nośnej sygnału C od szumu RIN dla pojedynczego kanału zwrotnego o szerokości szumowej B_N dla którego optyczny indeks modulacji wynosi m_{peak} (wartość szczytowa) i stosunek mocy szczytowej ($peak$) do mocy skutecznej (rms) wynosi p_f [1]:

$$CNR_{RIN} = -RIN - 10 \log(B_N) + 20 \log\left(\frac{m_{peak}}{p_f}\right). \quad (4.52)$$

Dla przykładu obliczmy CNR_{RIN} dla kanału zwrotnego z modulacją 16-QAM o szerokości widmowej $B_N = 2,56$ MHz i dla następujących typowych danych: $RIN = -145$ dB/Hz, $m_{peak} = 10\%$, $p_f = 2,88$. Podstawiając te dane do równania (4.52), otrzymujemy, że $CNR_{RIN} = 51,7$ dB.

Jak wynika z równania (4.52) odstęp nośnej sygnału od szumu RIN nie zależy od długości toru optycznego a jedynie od kwadratu wartości skutecznej głębokości modulacji i szerokości kanału, a dokładniej od pasma szumowego detektora. Gęstość widmowa szumu RIN zależy także od typu lasera i jest generalnie wyższa dla laserów FP (ok. -130 dB/Hz) niż dla laserów DFB (ok. -145 dB/Hz). Dodatkowo należy zauważyć, że odstęp od szumu RIN dla tych samych wartościach szczytowych indeksu modulacji będzie miał im większy jest stosunek wartości szczytowej sygnału do jego wartości skutecznej, a więc im większa jest wartościowość modulacji. Natomiast wartość szczytowa indeksu modulacji fali optycznej dla pojedynczego kanału będzie zależała od liczby transmitowanych jednocześnie kanałów w paśmie zwrotnym (w systemie z podziałem częstotliwości) oraz wartości indeksów modulacji poszczególnych kanałów.

Wpływ szumu RIN można także rozpatrywać w kategoriach współczynnika szumów łączy optycznych F (*Noise Figure*), który określa pogorszenie stosunku nośnej do szumu przy przejściu przez dany element sieci. Dla łączy dla którego dominuje szum RIN możemy zapisać:

$$F = 10 \log\left(1 + \frac{g_i kT + \langle i_{rin}^2 \rangle R_{LOAD}}{g_i kT}\right) = 10 \log\left(2 + \frac{\langle i_{rin}^2 \rangle R_{LOAD}}{g_i kT}\right). \quad (4.53)$$

Dla łączy z dopasowaniem rezystancyjnym na wejściu i wyjściu (podstawiając za g_i prawą stronę równania (4.30) otrzymujemy:

$$F = 10 \log\left(2 + \frac{\langle i_{rin}^2 \rangle R_{LOAD}}{s_l^2 \cdot r_d^2 kT}\right) = 10 \log\left(2 + \frac{\langle I_D \rangle^2 10^{\frac{RIN}{10}} B_N R_{LOAD}}{2 s_l^2 r_d^2 kT}\right). \quad (4.54)$$

W przypadku obustronnego dopasowania transformatorowego należy w miejsce g_i podstawić prawą stronę równania (4.47) i wówczas otrzymujemy:

$$F = 10 \log \left(2 + \frac{\langle I_D \rangle^2 10^{\frac{RIN}{10}} B_N R_{LOAD}}{\left[\frac{s^2 C_L R_L}{2(R_{ML} + R_L)} + s \left(\frac{L + C_L R_L R_{ML}}{2(R_{ML} + R_L)} + \frac{C_L R_L}{2} \right) + 1 \right] \left(s^2 C_D L + s C_D (R_D + N_D^2 R_{LOAD}) + 1 \right)^2 kT} \right) \quad (4.55)$$

Analizując wyrażenia 4.54 i 4.55 można stwierdzić, że wartość współczynnika szumów dla łącza laserowego z dominacją szumów RIN będzie zależeć głównie od: gęstości widmowej szumu RIN nadajnika, efektywności nachylenia diody laserowej i czułości fotodetektora oraz od sposobu dopasowania do impedancji źródła i odbiornika.

2) Szumy toru optycznego IIN (*Interferometric intensity noise*) i MPN (*Mode partition noise*)

Dla laserów DFB o wąskiej linii spektralnej (rys. 4.5) wśród szumów powstających w torze optycznym (włóknie optycznym) decydujące znaczenie mają szumy powodowane wielokrotnym (najczęściej podwójnym) odbiciem światła we włóknie optycznym zwane szumem IIN (*Interferometric intensity noise*). Odbicia te są powodowane rozpraszaniem Rayleigh'a, ale także odbiciami na różnych nieciągłościach włókna optycznego powstających w miejscach połączeń rozłącznych, zagięć bądź mikropęknięć włókna oraz w mniejszym stopniu spawów. Ponieważ mikroskopowy stan naprężeń włókna optycznego ciągle się zmienia, podobnie efektywna długość toru dla światła podwójnie odbitego będzie się nieustannie zmieniać. Powoduje to, że podwójnie odbite światło pada na detektor w losowych momentach czasu. W danej chwili czasu na fotodiode padają więc dwa sygnały: pierwszy nadany przez laser i nieskorelowany z nim sygnał z podwójnego odbicia. W związku z kwadratową charakterystyką fotodiody oba sygnały zostają zmiksowane i powstają prążki interferencyjne w paśmie RF na wielokrotnościach różnicy częstotliwości obu fal.

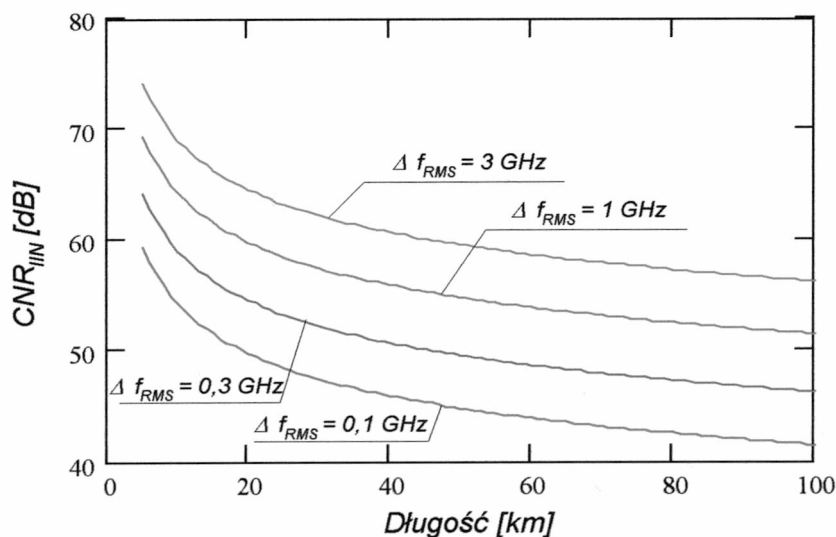
Poziom szumów IIN zależy od tłumienności jednostkowej włókna α_0 [dB/km], jego długości L [km] i skutecznej szerokości linii spektralnej emitowanego światła Δf_{RMS} [MHz] modulowanego bezpośrednio (z uwzględnieniem modulacji *chirp* powodowanej przez modulowany przepływ prądu). W przypadku nadajników z zewnętrzną modulacją jest to szerokość linii spektralnej źródła światła, które często podlega tzw dithering'owi, czyli rozpraszaniu energii światła na osi częstotliwości w celu uniknięcia efektu stymulowanego rozpraszania Brillouin'a SBS (*Stimulated Brillouin Scattering*). Gęstość widmowa szumów IIN w dB/Hz wynosi [1]:

$$IIN = 10 \log \left[\frac{3,6 \cdot 10^{-14} \left[L - \frac{1}{2\alpha} (1 - e^{-2\alpha L}) \right]}{\Delta f_{RMS}} \right], \quad (4.56)$$

gdzie: $\alpha = 1 - 10^{\frac{\alpha_0}{10}}$

Podobnie jak dla szumów RIN , możemy określić wpływ szumów IIN na transmisję w pojedynczym kanale zwrotnym o zastępczej szerokości szumowej B_N . Odstęp nośnej sygnału C od szumów N_{IIN} o optycznym indeksie modulacji m_{peak} i stosunku mocy szczytowej (*peak*) do mocy skutecznej (*RMS*) p_f wynosi:

$$CNR_{IIN} = -IIN - 10\log(B_N) + 20\log\left(\frac{m_{peak}}{p_f}\right). \quad (4.57)$$



Rys. 4.33 Odstęp nośnej od szumów IIN w funkcji długości toru optycznego dla różnych efektywnych szerokości widmowych światła lasera

W celu zobrazowania wpływu szumów IIN na nośną sygnału, obliczmy CNR_{IIN} w funkcji długości toru L [km] dla sygnału z modulacją 16-QAM transmitowanego w kanale o szerokości $B_N = 2,56$ MHz dla którego $m_{peak} = 10\%$ i $p_f = 2,88$. Jako parametr do obliczeń przyjęto efektywną szerokość spektralną Δf_{RMS} źródła światła pracującego na długości fali $\lambda = 1310$ nm. Analizując wykresy z rys. 4.33 można stwierdzić, co następuje:

- gęstość widmowa szumów IIN rośnie wraz z długością linii światłowodowej, gdyż wraz z długością zwiększa się liczba miejsc, gdzie zachodzi odbicie światła,
- dla krótkich torów optycznych widmowa gęstość szumów IIN rośnie gwałtownie w przybliżeniu z kwadratem długości włókna,
- dla większych długości torów optycznych powyżej 20 km gęstość widmowa szumów IIN rośnie proporcjonalnie do zwiększenia długości toru optycznego ze względu na zwiększone tłumienie sygnałów odbitych,
- im szersza jest skuteczna szerokość spektralna źródła światła tym wpływ szumu IIN jest mniejszy.

W celu zmniejszenia efektów szumów IIN na transmisję wprowadza się dodatkową modulację lasera na częstotliwości poniżej lub powyżej wykorzystywanego pasma, która zmienia w sposób ciągły jego częstotliwość pracy (tzw. *chirp*). Powoduje to zwiększenie efektywnej szerokości spektralnej światła lasera, rozproszenie szumów IIN , dzięki czemu wpływ szumów IIN staje się pomijalny.

Jest to szczególnie ważne dla transmisji w torze zwrotnym którego szerokość transmitowanego pasma nie przekracza zwykle 50 MHz. Ponadto transmisja w torze zwrotnym odbywa się zwykle w podziale czasu TDMA, co powoduje, że w danej chwili czasu może nie być nadawany żaden sygnał użyteczny i wówczas gęstość szumów IIN w systemie z laserem DFB o wąskiej linii spektralnej, gwałtownie wzrośnie (o ile nie zastosuje się dodatkowego ciągłego sygnału modulującego o częstotliwości spoza pasma zwrotnego).

Z kolei dla laserów FP, które emitują światło w szerokim zakresie częstotliwości i na wielu długościach fal i (patrz rys. 4.4) związanych z modami wnęki lasera, dominującym typem szumów powstających w wyniku interakcji źródła światła z torem optycznym są szumy modalne MPN (*Mode partition noise*). Włókno światłowodowe jest medium dyspersyjnym, przy czym wszystkie obecnie wykorzystywane włókna światłowodowe w systemach telewizji kablowej posiadają zerową dyspersję na długości 1310 nm. Dyspersja chromatyczna powoduje, że poszczególne mody fal optycznych lasera FP będą mieć minimalnie różne prędkości propagacji w światłowodzie. Ponieważ rozkład mocy pomiędzy modami jest zmienną losową, to odbierana moc optyczna będzie podlegać fluktuacji zwanej szumem modalnym MPN . Różnice prędkości pomiędzy modami fal są tym większe im większa jest długość łącza optycznego i im większa jest częstotliwość sygnału RF. Moc szumów MPN wzrasta proporcjonalnie do długości toru optycznego L , częstotliwości sygnału modulującego f_{RF} , dyspersji chromatycznej D oraz szerokości widmowej źródła światła $\Delta\lambda$. Moc szumów partycji modalnych można oszacować z zależności:

$$mpn = \frac{k}{\sqrt{2}} \left[1 - \exp \left[- \left(10^{-6} \pi f_{RF} D L \Delta\lambda \right)^2 \right] \right], \quad (4.58)$$

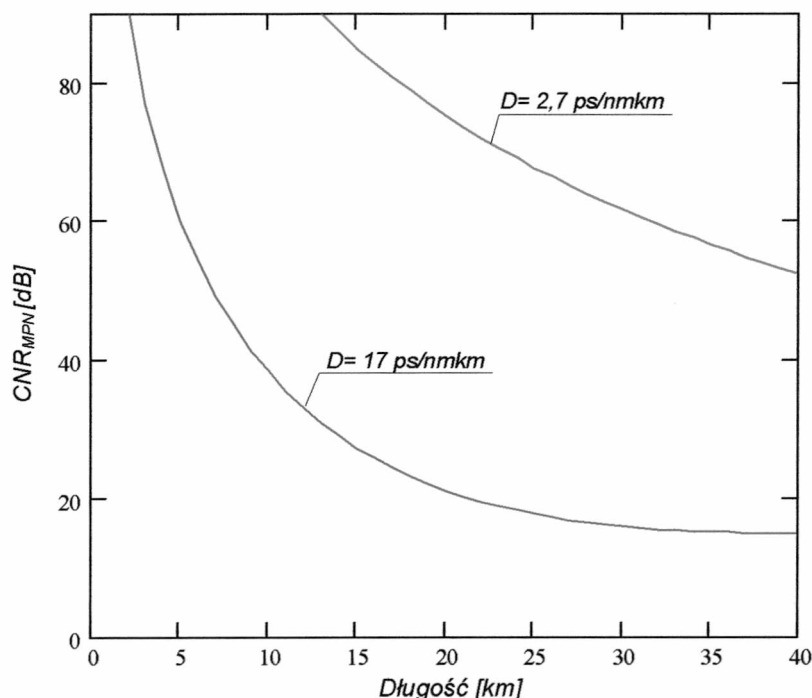
gdzie: k jest współczynnikiem partycji modalnych zwykle przyjmowany z zakresu od 0,5 do 0,7.

Dla określonych parametrów sygnału: indeksu modulacji m_{peak} i współczynnika szczytu p_f , możemy obliczyć wpływ szumów modalnych na sygnał użyteczny:

$$CNR_{MPN} = 20 \log \left(\frac{m_{peak}}{p_f} \right) - 10 \log(mpn). \quad (4.59)$$

Dla przykładu wykreślmy zależność stosunku mocy nośnej do mocy szumów MPN – CNR_{MPN} dla sygnału z modulacją 16-QAM, $m_{peak} = 0,1$, $p_f = 2,88$, $k = 0,6$, $f_{RF} = 50 \text{ MHz}$ i $\Delta\lambda = 20 \text{ nm}$ dla dwóch wartości dyspersji chromatycznej:

- $D = 2,7 \text{ ps/(nmkm)}$ (dla okna 1310 nm),
- $D = 17 \text{ ps/(nmkm)}$ (dla okna 1550 nm).



Rys. 4.34 Odstęp nośnej od szumów MPN w funkcji długości toru optycznego dla różnych długości optycznej fali nośnej

Analizując wykresy na rys. 4.34 można stwierdzić, że ze względu na odstęp od szumów MPN lasery FP znajdują zastosowanie przy realizacji łączy na długości fali 1310nm ze względu na niewielką dyspersję chromatyczną. Ponieważ jednak lasery FP charakteryzują się jednocześnie dużą gęstością szumów RIN i małymi mocami optycznymi nie stosuje się ich dla realizacji długich łączy optycznych i w związku z tym wpływ szumów modalnych zwykle można pominąć.

Oprócz opisanych wyżej szumów IIN i MPN w wyniku interakcji transmitowanego światła z torem optycznym powstają także zakłócenia impulsowe powodowane niepożądaną emisją spontaniczną (*spurious emission*). Za generację impulsów odpowiedzialna jest część światła odbitego w torze optycznym, która wnika do rezonatora laserowego i powoduje chwilową zmianę modu drgań lasera i emisję dodatkowego światła niezależnego od prądu sterującego. Odbicia światła mogą zaistnieć na mikroskopijnych niedoskonałościach włókna optycznego takich jak mikropęknięcia, mikrozęgienia, które są losowo rozłożone na całej długości włókna, ale również przy przejściu światła przez złącza rozłączne o małej tłumienności odbiciowej, w szczególności złącza położone blisko źródła światła. Długość światła zmienionego modu jest prawie identyczna z modem podstawowym i różni się o mniej niż szerokość spektralna światła emitowanego w modzie podstawowym.

W przypadku, gdy przez krótką chwilę (zazwyczaj kilka ms) laser pracuje na modzie wyższego rzędu może zaistnieć sytuacja, że na wejściu fotodiody spotkają się dwa sygnały: pierwszy wysłany w modzie wyższego rzędu bezpośrednio padający na fotodiodę oraz sygnał wysłany wcześniej w modzie podstawowym podwójnie odbity w torze optycznym oba o szerokości widmowej ok. 10 MHz (laser DFB) i o różniących się częstotliwościach środkowych f_1 i f_2 . Ponieważ dioda jest urządzeniem o charakterystyce kwadratowej, która zamienia kwadrat mocy optycznej na prąd, to jest także mikserem częstotliwości.

Gdy dwa sygnały optyczne o różniących się częstotliwościach f_1 i f_2 padają na detektor to powstaną dodatkowe niepożądane sygnały różnicowe $f_1 - f_2$ i $f_1 + f_2$, które wpadają w pasmo kanału zwrotnego na częstotliwościach poniżej podwojonej szerokości spektralnej lasera, czyli w zakresie 10÷25 MHz. W przypadku odpowiednio dużej mocy sygnałów wyemitowanych w modzie wyższego rzędu mogą powstać także dodatkowe harmoniczne i wówczas zakłócenia impulsowe mogą być obserwowane w całym paśmie kanału zwrotnego.

Emisja impulsowa jest bardziej widoczna dla laserów DFB, które w normalnych warunkach pracują na jednym modzie podłużnym. Dla laserów FP efekty wnikania odbitego światła do rezonatora są mniej zauważalne ze względu na to, że moc optyczna jest emitowana na wielu długościach fal (praca na wielu modach podłużnych) i ewentualne efekty interferencji sygnałów na detektorze będą rozproszone na osi częstotliwości i giną w innych szumach.

W celu minimalizacji zakłóceń impulsowych powodowanych przez wnikanie odbitego światła do obszaru aktywnego lasera konieczne jest zastosowanie na wyjściu lasera izolatorów optycznych i odpowiednich złączy optycznych o dużej tłumienności odbiciowej (powyżej 70 dB). Izolatory optyczne są elementami biernymi o dużej kierunkowości (działają podobnie jak dioda dla sygnałów elektrycznych). Charakteryzują się niewielką tłumiennością w kierunku przepustowym (kilka dB) i dużą tłumiennością w kierunku zaporowym (powyżej 35 dB). W izolatorach optycznych wykorzystywany jest magneto-optyczny efekt Faradaya.

Przy analizie transmisji w ośrodku dyspersyjnym należy również pamiętać o możliwości powstawania szumów w wyniku konwersji szumu fazowego źródła światła na szum amplitudowy powstały na wejściu detektora, szczególnie przy rozpatrywaniu przeniesienia transmisji zwrotnej w pasmo powyżej 870 MHz. Mimo, że lasery DFB pracują na jednym modzie podłużnym, to posiadają one niewielką niestabilność częstotliwości promieniowanej fali świetlnej. Podobnie jak dla szumów MPN dla laserów FP wariancja częstotliwości pracy lasera w powiązaniu z dyspersją łączy optycznego (światłowodu) powoduje powstawanie dodatkowego szumu powstałego w wyniku konwersji PM-AM. Zależność pomiędzy szumem fazowym źródła światła i stosunkiem mocy nośnej sygnału C do szumu powodowanego tym szumem fazowym wyraża się wzorem [1]:

$$CNR_{PM-AM} = 398,55 - 10 \log(\Delta\nu B_N D^2 \lambda^4 f_{RF}^2 L^2) + 20 \log\left(\frac{m_{peak}}{p_f}\right), \quad (4.60)$$

gdzie:

CNR_{PM-AM}	kanałowy stosunek mocy nośnej do mocy szumów powodowanych szumami fazowym źródła optycznego, które są konwertowane na szumy amplitudowe w detektorze,
$\Delta\nu$	szerokość widmowa źródła w MHz,
BW_{RF}	równoważne pasmo szumowe kanału w Hz,
D	stała dyspersyjna włókna optycznego w ps/nm km,
λ	długość fali emitowanej przez źródło w wolnej przestrzeni,
f_{RF}	częstotliwość modulująca w MHz,
L	długość włókna w km,
m_{peak}	indeks modulacji optycznej pojedynczego kanału RF na częstotliwości f_{RF} ,
p_f	stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej sygnału;
398,55	czynnik wynikający z konwersji wszystkich wartości do typowo używanych jednostek.

Jak można łatwo zauważyć ten typ szumu nie wpływa jednakowo na wszystkie kanały transmitowane przez łącze optyczne. Im wyższa częstotliwość kanału tym z jej kwadratem rośnie poziom szumów konwersji *PM-AM*. Dodatkowo poziom szumu rośnie z kwadratem długości łącza. Nie trudno się więc domyślić że szum amplitudowy powodowany szumem fazowym źródła będzie obserwowany przy bardzo długich łączach (powyżej 40 km). Dodatkowo trzeba zauważyć, że dla standardowych włókien, gdzie zerowa dyspersja znajduje się w oknie 1310 nm wpływ szumów fazowych lasera jest pomijalny.

Porównajmy teraz wpływ szumów powodowanych konwersją *PM-AM* na jakość łącza zwrotnego realizowanego z modulacją 16QAM konwencjonalnie na w kanale na częstotliwości $f_{RF1} = 50$ MHz i w przyszłościowym systemie na częstotliwości $f_{RF2} = 1$ GHz. Niech źródłem światła będzie laser DFB pracujący na długości fali 1550 nm o szerokości spektralnej linii $\Delta\nu = 10$ MHz., a sygnał w kanale o szerokości $B_N = 2,56$ MHz będzie transmitowany jest łączem o długości 60 km i dyspersji 17 ps/nm km. Podstawiając powyższe dane do równania (4.60) otrzymujemy dla przypadku pierwszego wartość CNR_{AM-PM} równą 73,5 dB, a dla przypadku drugiego równą zaledwie 47,5 dB. Jest to jednak wartość wystarczająca do pracy z nawet modulacją 256 QAM.

Reasumując w obecnie używanym paśmie toru zwrotnego (5÷65 MHz) szum powodowany konwersją *PM-AM* jest pomijalny. Natomiast przy opracowywaniu projektów sieci z pasmem zwrotnym powyżej 862 MHz i łączach pracujących na standardowych włóknach na fali 1550 nm o długości powyżej 60 km należy brać pod uwagę wpływ szumu powodowanego konwersją *PM-AM*.

2) Szumy śrutowe (*Shot noise*)

Losowe zmiany (fluktuacje) prądu fotodiody powodowane generowaniem fotoelektronów w przypadkowych momentach czasu są nazywane szumem śrutowym (*shot noise*). Wartość skuteczna szumów śrutowych $\langle i_{sn} \rangle$ jest wprost proporcjonalna do średniego prądu płynącego przez fotodiode $\langle I_D \rangle$ i szerokości pasma B_N i wynosi:

$$\langle i_{sn}^2 \rangle = 2q \langle I_D \rangle B_N, \quad (4.60)$$

gdzie: q jest ładunkiem elektronu i wynosi $1,602 \times 10^{-19}$ C.

Przy czym należy zauważyć, że w odróżnieniu od szumów termicznych i szumów *RIN*, szumu śrutowego nie można modelować szumem białym w dużym zakresie częstotliwości. Moc szumów zmienia się w funkcji częstotliwości, a zmiany te zależą od wewnętrznej budowy fotodiody. Dla małych prądów fotodiody (ok. 1 mA) moc szumów śrutowych ma zbliżoną wartość dla mocy szumów termicznych. W przypadku rozpatrywania modelu wąskopasmowego, tzn. dla obliczenia odstępów nośnej od szumów śrutowych dla pojedynczego kanału transmisyjnego o szerokości B_N będziemy zakładać, że szum śrutowy można zamodelować szumem białym, czyli że ma stałą gęstość widmową w tym paśmie częstotliwości.

Możemy teraz obliczyć odstęp mocy nośnej od mocy szumu śrutowego dla pojedynczego kanału dla którego optyczny indeks modulacji wynosi m_{peak} , współczynnik szczytu sygnału wynosi p_f , a czułość fotodiody wynosi r_d :

$$CNR_{SHOT} = P_{o,d} - 10\log(B_N) + 20\log\left(\frac{m_{peak}}{p_f}\right) + 10\log(r_d) + 154,94, \quad (4.61)$$

gdzie: $P_{o,d}$ jest średnią mocą optyczną na wejściu fotodiody w dBm, stała 154,94 wynika z wartości ładunku elektronu w dB (-184,94) i wyrażenia mocy $P_{o,d}$ w mW.

Dla przykładu odstęp CNR_{SHOT} dla sygnału z modulacją 16QAM i następujących danych: $P_{o,d} = -3$ dBm, $m_{peak} = 10\%$, $B_N = 2,54$ MHz, $p_f = 2,88$ i $r_d = 0,85$ A/W wynosi **58,0 dB**.

4) Szum termiczny odbiornika RTN (*Receiver thermal noise*)

Podobnie jak w przypadku analizy części współosiowej dla łącza optycznego konieczne jest uwzględnienie szumów termicznych, które są związane z częścią rzeczywistą impedancji wyjściowej fotodetektora z uwzględnieniem elementów dopasowujących (wzmacniacza transimpedacyjnego lub transformatora dopasowującego). Ogólnie wartość skuteczna prądu szumów termicznych $\langle i_t^2 \rangle$ jest proporcjonalna do oporności R , temperatury T , szerokości pasma B_N i stałej Planck'a k i wyraża się wzorem:

$$\langle i_t^2 \rangle = \frac{4kTB_N}{R}. \quad (4.62)$$

Dla modelowania szumów odbiornika innych niż szum śrutowy wprowadzono pojęcie ekwiwalentnej wejściowej gęstości prądu szumu odbiornika I_r . Głównym składnikiem prądu I_r będzie szum termiczny oraz szum elementów aktywnych. Jednostką stosowaną przy określaniu wartości I_r jest $pA/\sqrt{Hz}$. Podobnie jak szum RIN przyjmuje się, że gęstość szumu odbiornika jest stała w zakresie częstotliwości kanału zwrotnego. W celu obliczenia odstęp mocy nośnej C od mocy szumów termicznych odbiornika, dla którego ekwiwalentna gęstość prądu szumów wynosi I_r dla kanału o szerokości B_N korzystamy z poniższej zależności [1]:

$$CNR_{RTN} = 2P_{o,d} + 20\log\left(\frac{m_{peak}}{p_f}\right) + 20\log(r_d) - 10\log(B_N) - 20\log(I_r) + 180, \quad (4.63)$$

gdzie: czynnik 180 wynika z konwersji mocy wejściowej $P_{o,d}$ z W na mW oraz gęstości prądu z A na pA.

Dla przykładu obliczmy teraz odstęp nośnej od szumu termicznego odbiornika CNR_{RTN} dla sygnału z modulacją 16QAM podstawiając do równania (4.63) następujące typowe, dla realizacji warunków pracy optycznych torów zwrotnych, dane: $P_{o,d} = -3$ dB, $m_{peak} = 10\%$, $p_f = 2,88$, $B_N = 2,56$ MHz, $I_r = 7$ pA/ $\sqrt{Hz}$. Po podstawieniu otrzymujemy dla pojedynczego kanału otrzymujemy CNR_{RTN} wynoszący **62,4 dB**.

4.6.2 Sumaryczny wpływ szumów na jakość łącza optycznego

Dotychczas podczas analizy szumowej łącza optycznego rozpatrywaliśmy osobno wpływ różnego typu szumów na odstęp nośnej od szumu dla łącza optycznego. Odrębna analiza wpływu różnych zjawisk na parametry szumowe łącza optycznego jest uzasadniona, gdyż w zjawiska opisane powyżej są od siebie statystycznie niezależne. W tym punkcie chcemy określić całkowity sumaryczny odstęp mocy nośnej od mocy szumów dla pojedynczego kanału oraz określić, które rodzaje szumów, scharakteryzowane powyżej, mają największy wpływ na odstęp mocy nośnej od mocy szumu dla łącza optycznego. Aby to zrobić należy poczynić następujące założenia:

- 1) wszystkie rozpatrywane powyżej zakłócenia związane transmisją w łączu optycznym można zamodelować w zakresie szerokości pojedynczego kanału (do 8 MHz) szumem białym, ponieważ słabo zależą od częstotliwości transmitowanego sygnału RF,
- 2) źródła zakłóceń szumowych są od siebie niezależne.

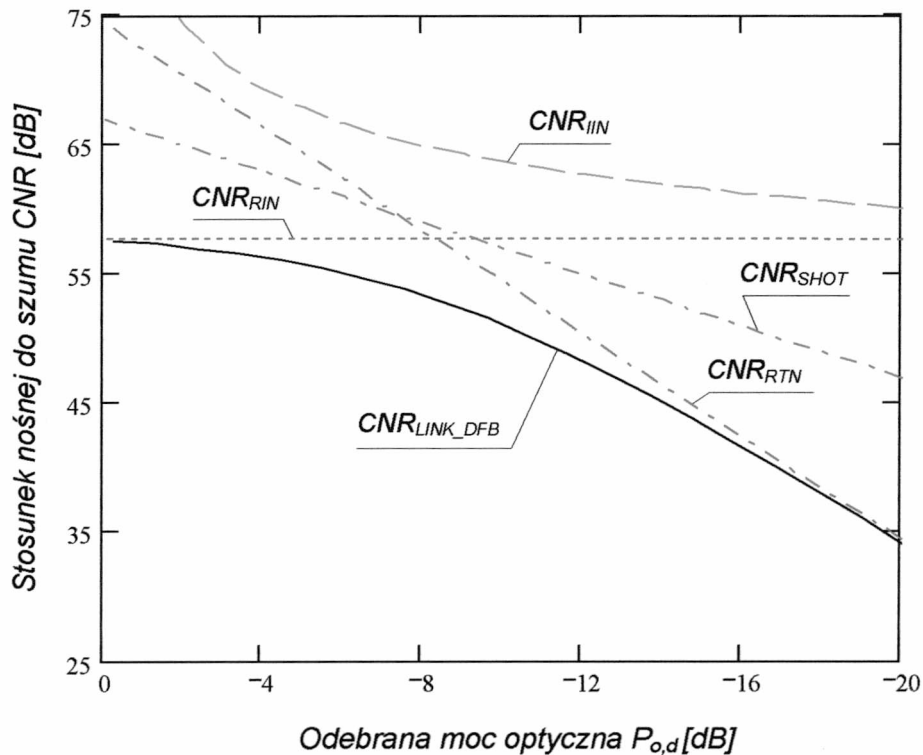
Wobec powyższego odstęp mocy nośnej od mocy skumulowanych szumów dla łącza optycznego możemy zapisać stosując sumowanie mocy zakłóceń tzn. nie będziemy uwzględniać ich chwilowej amplitudy i fazy, a jedynie wartości skuteczne mocy. Dla laserów DFB możemy zapisać :

$$CNR_{LINK_DFB} = -10 \log \left(10^{-\left(\frac{CNR_{RIN}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNR_{IIN}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNR_{SHOT}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNR_{RTN}}{10}\right)} \right). \quad (4.64)$$

Natomiast dla laserów FP będziemy stosować wzór:

$$CNR_{LINK_FP} = -10 \log \left(10^{-\left(\frac{CNR_{RIN}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNR_{MPN}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNR_{SHOT}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNR_{RTN}}{10}\right)} \right). \quad (4.65)$$

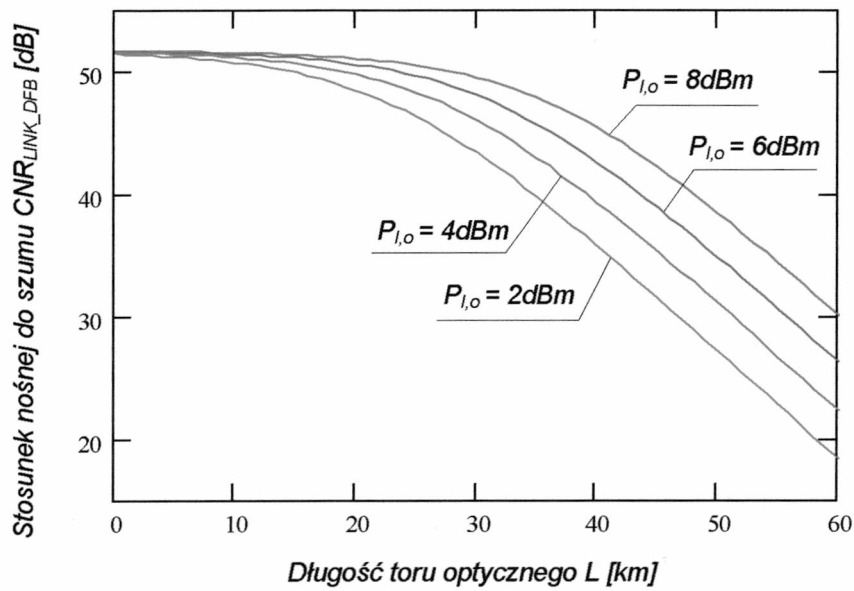
W celu zobrazowania wpływu poszczególnych zakłóceń szumowych przedstawmy na jednym wykresie obliczone stosunki mocy nośnej do mocy szumów RIN , IIN , $SHOT$, RTN i szumów skumulowanych CNR_{LINK_DFB} dla łącza optycznego toru zwrotnego złożonego z lasera DFB o mocy wyjściowej $P_{l,o} = 0$ dBm, $RIN = -145$ dB/Hz, $m_{peak} = 20$ %, $\Delta f_{RMS} = 1$ GHz i fotodiody o czułości $r_d = 0,85$ A/W i $I_r = 7$ pA/ $\sqrt{Hz}$ dla sygnału z modulacją 16-QAM o paśmie szumowym $B_N = 2,56$ MHz i $p_f = 2,88$.



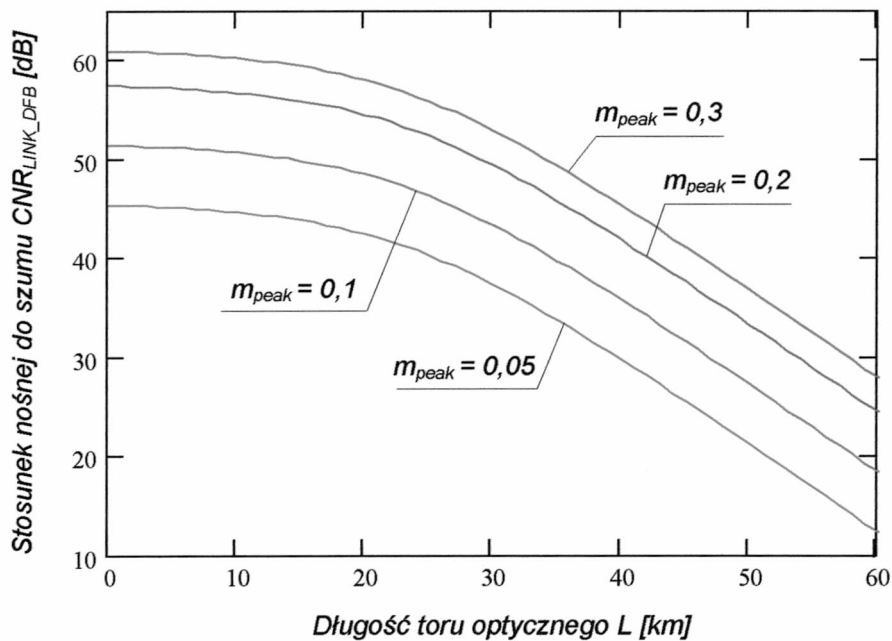
Rys. 4.35 Stosunek nośnej do szumów łącza optycznego CNR w funkcji odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ dla łącza optycznego złożonego z lasera DFB i fotodiody

Analizując wykresy stosunku mocy nośnej do mocy szumu w funkcji odebranej mocy optycznej pokazane na rys. 4.35 dla łącza złożonego z lasera DFB i fotodiody optycznej PIN można stwierdzić, co następuje:

- 1) dla małych długości toru optycznego (tłumienie do ok. 3 dB, co odpowiada długości toru optycznego ok. 6÷8 km) dominuje szum RIN i CNR_{LINK_DFB} jest praktycznie stały, a jego wartość zależy od gęstości widmowej szumów RIN lasera i szerokości pasma szumowego B_N rozpatrywanego kanału transmisyjnego,
- 2) dla średnich długości toru optycznego (od 6 do 16 km) powodujących tłumienie sygnału powyżej 3 dB można zaobserwować wpływ szumów śrutowych detektora i wówczas CNR_{LINK_DFB} zmniejsza się w stosunku 1:1 wraz ze wzrostem tłumienia (długości toru),
- 3) dla znacznych długości toru optycznego powodujących tłumienie sygnału powyżej 7 dB (ok. 16÷18 km) zaczyna dominować szum termiczny i szum wzmacniacza w odbiorniku toru zwrotnego i wówczas CNR_{LINK_DFB} zmniejsza się w stosunku 2:1 wraz ze wzrostem tłumienia,
- 4) przy zastosowaniu dodatkowej modulacji mocy optycznej lasera (*dithering*) rozszerzającą efektywną szerokość spektralną źródła Δf_{RSM} do 1 GHz można pominąć wpływ szumów IIN na pracę łącza optycznego,
- 5) zwiększając średnią moc optyczną lasera $P_{l,o}$, bez zmiany pozostałych parametrów systemu można zwiększyć zasięg łącza optycznego dla założonego odstępów CNR_{LINK_DFB} (rys. 4.36),
- 6) zwiększając głębokość modulacji m_{peak} można również poprawić stosunek mocy nośnej do mocy szumów odebranego sygnału CNR_{LINK_DFB} , jednak będzie to powodować wzrost poziomu produktów zniekształceń nieliniowych zależnie od liczby jednocześnie transmitowanych kanałów zwrotnych, co zostanie pokazane w następnych punktach tego rozdziału (rys. 4.37).



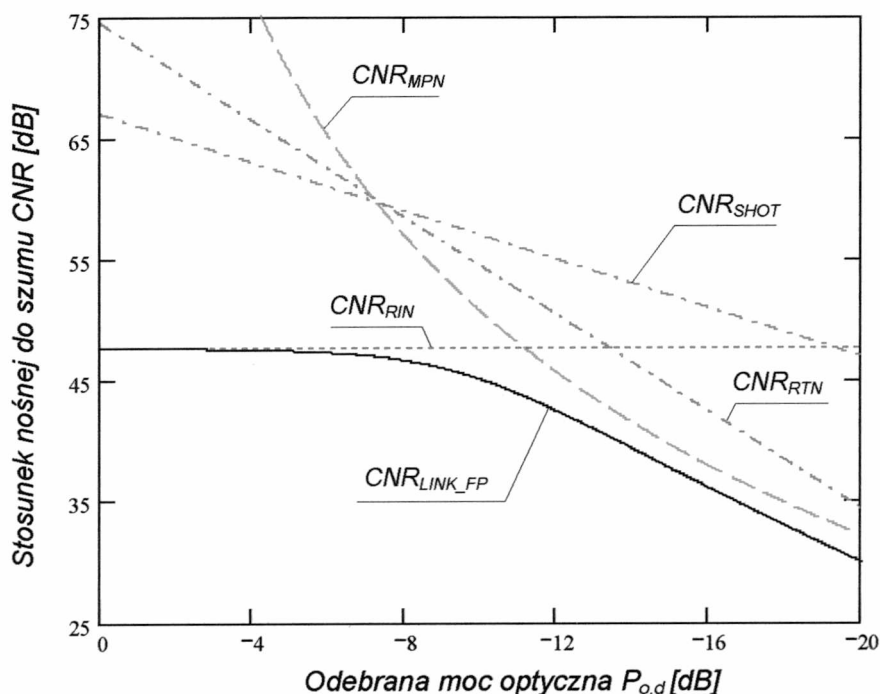
Rys. 4.36 Stosunek nośnej do szumów CNR_{LINK} w funkcji długości łącza optycznego L w zależności od mocy nadajnika $P_{t,o}$



Rys. 4.37 Stosunek nośnej do szumów CNR_{LINK_DFB} w funkcji długości łącza optycznego L w zależności od optycznego indeksu modulacji m_{peak}

Dla lasera FP zamiast szumów IIN rozpatruje się szumy partycji modalnych MPN . Dodatkowo lasery FP charakteryzują się ogólnie większym poziomem szumów RIN niż lasery DFB oraz mniejszymi wyjściowymi mocami optycznymi (zwykle do 2 mW).

W celu zobrazowania wpływu poszczególnych zakłóceń szumowych przedstawmy na jednym wykresie obliczone stosunki mocy nośnej do mocy szumów RIN , MPN , $SHOT$, RTN i mocy zakłóceń skumulowanych dla łącza optycznego toru zwrotnego złożonego z lasera FP o mocy wyjściowej $P_{l,o} = 0$ dBm, $RIN = -135$ dB/Hz, $m_{peak} = 20$ %, $D = 3$ ps/nmkm i fotodiody o czułości $r_d = 0,85$ A/W, $I_r = 7$ pA/ $\sqrt{Hz}$ dla sygnału z modulacją 16-QAM o paśmie szumowym $B_N = 2,56$ MHz i $p_f = 2,88$.



Rys. 4.38 Stosunek nośnej do szumów łącza optycznego CNR w funkcji odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ dla łącza optycznego złożonego z lasera FP i fotodiody

Dla łącza złożonego z lasera FP i fotodiody optycznej analizując wykresy z rys. 4.38 można stwierdzić co następuje:

- 1) dla małych długości toru optycznego (tłumienie do ok. 5 dB, co odpowiada długości toru optycznego do ok. 12 km) dominuje szum RIN i CNR_{LINK_FP} jest praktycznie stały, ale o ok. 10 dB gorszy niż dla rozpatrywanego wcześniej lasera DFB, ze względu na większą o 10 dB gęstość mocy szumu RIN ,
- 2) dla znacznych długości toru optycznego powodujących tłumienie sygnału powyżej 10 dB (ok. 18÷20 km) zaczyna dominować szum MPN łącznie z szumami wzmacniacza w odbiorniku toru zwrotnego i wówczas CNR_{LINK_FP} zmniejsza się w stosunku 2:1 wraz ze wzrostem tłumienia,
- 3) brak możliwości zwiększenia wyjściowej mocy optycznej powoduje, że zasięg łączny zwrotnych z laserami FP będzie ograniczony do ok. 25÷30 km, ze względu na wymagany odstęp mocy nośnej od mocy zakłóceń wynoszący dla toru zwrotnego ok. 40 dB, ,
- 4) dla pracy wielokanałowej istnieje konieczność zmniejszenia indeksów modulacji dla poszczególnych podnośnych RF ze względu na zjawisko obcinania sygnału na wejściu lasera. Brak rezerwy odstępów mocy nośnej od mocy szumów łącza laserowego dla laserów FP powoduje, że nie znajdują one zastosowania dla systemów o dużej liczbie podnośnych cyfrowych.

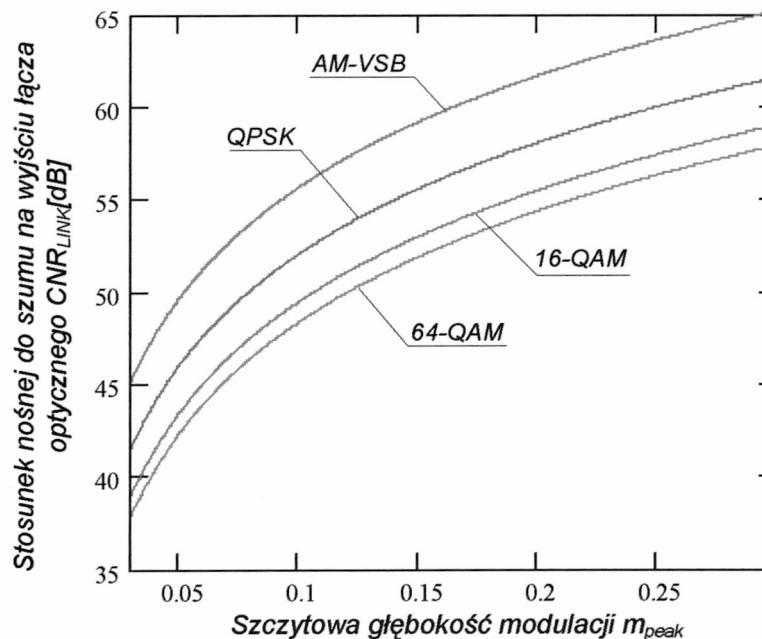
4.6.3 Odstęp mocy nośnej od mocy szumów łącza optycznego CNR_{LINK} w zależności od parametrów sygnału wejściowego RF

Optyczny tor zwrotny łączy węzły dostępowe ONU z urządzeniami stacji czołowej. W torze tym w ramach pasma zwrotnego możemy przesyłać wiele podnośnych RF z różnymi modulacjami, najczęściej cyfrowymi. Maksymalna liczba jednocześnie transmitowanych podnośnych N będzie zależęć od szerokości pasma transmisyjnego B oraz szybkości s_r [symp/s] i rodzaju modulacji poszczególnych podnośnych. Do transmisji danych w torze zwrotnym używamy modulacji cyfrowych od QPSK do 64-QAM, które charakteryzują się zestawionymi w poniższej tabeli współczynnikami szczytu p_f . Od wartości współczynnika szczytu zależęć będzie wartość optycznego wskaźnika modulacji m_{peak} dla danego kanału zwrotnego, transmitowanego przy tej samej wartości skutecznej indeksu modulacji m_{rms} .

Tabela 4.3 Współczynniki szczytu p_f dla sygnałów z różnymi kwadarturowymi modulacjami cyfrowymi, oraz dla porównania współczynnik szczytu fali sinusoidalnej i ograniczonego w paśmie szumu białego

Typ sygnału	Współczynnik szczytu	
	p_f	P_f
Sinus	1,41	3dB
QPSK	2,14	6,6dB
16-QAM	2,88	9,2dB
64-QAM	3,27	10,3dB
Szum biały (35 MHz)	4,73	13,5dB

Porównajmy teraz odstęp nośnej od szumu na wyjściu łącza optycznego dla kanału o tej samej szybkości modulacji s_r (czyli szerokości pasma $B_N = 1/s_r$) z modulacjami od QPSK do 64-QAM oraz dla porównania z modulacją AM-VSB w zależności od szczytowej głębokości modulacji przypadającej na ten kanał.



Rys. 4.39 Stosunek nośnej do szumów łącza optycznego CNR_{LINK} w funkcji szczytowej głębokości modulacji optycznej przypadającej na kanał dla łącza optycznego złożonego z lasera DFB, fotodiody i linii światłowodowej o tłumieniu 6 dB

Okazuje się, że im sygnał jest bardziej zbliżony do szumu białego, tzn. im ma większą wartość szczytową mocy w porównaniu do jej wartości skutecznej, tym mniejszy będzie odstęp skutecznej mocy nośnej od skutecznej mocy szumów dla takiego kanału transmisyjnego. Przy czym, zwiększając optyczny indeks modulacji możemy kompensować zmianę związaną z zastosowaną modulacją w ramach liniowej pracy łącza. Zwiększenie optycznego indeksu modulacji przez zwiększenie poziomu sygnału na wejściu nadajnika będzie prowadzić do zwiększenia poziomu mocy produktów zniekształceń nieliniowych, co zostanie przedstawione w następnym podrozdziale.

4.6.4 Analiza zniekształceń nieliniowych łącza optycznego – obliczenie odstępu nośnej od skumulowanych szumów i produktów zniekształceń nieliniowych $CINR_{LINK}$ optycznego łącza zwrotnego

Przy rozpatrywaniu zjawisk nieliniowych optycznego łącza toru zwrotnego rozpatruje się dwa zagadnienia:

- 1) nieznaczną nieliniowość charakterystyki przenoszenia nadajnika laserowego w zakresie całkowitego optycznego wskaźnika modulacji $OMI_{rms} < 20 \div 25 \%$, istotną dla transmisji sygnałów analogowych z modulacją AM-VSB i pomijalną dla transmisji z modulacjami cyfrowymi M -QAM (do $M = 256$),
- 2) zjawisko obcinania szczytów sygnału sumy wielu podnośnych RF na wejściu lasera (*clipping*), jeżeli wypadkowy indeks modulacji $OMI_{rms} > 20 \div 25 \%$.

Podobnie jak to miało miejsce przy omawianiu zniekształceń nieliniowych wzmacniacza elektrycznego toru zwrotnego, poziom mocy zniekształceń nieliniowych toru optycznego będzie zależał od poziomu mocy poszczególnych podnośnych RF oraz ich liczby N . Nieliniowość charakterystyki przenoszenia łącza laserowego jest zwykle na tyle niewielka, że okazuje się, że w powiązaniu z małą liczbą jednocześnie transmitowanych kanałów w paśmie zwrotnym, poziom produktów zniekształceń nieliniowych jest maskowany szumem łącza laserowego. Wynika to z dwóch przyczyn po pierwsze w kanale zwrotnym stosuje się pracę z dużymi prędkościami modulacji (min. 1280 ksym/s – ze względu na efektywność wykorzystania pasma transmisyjnego), co przenosi się na szerokości pasma pojedynczego kanału transmisyjnego (zwykle min. 1,6 MHz). W związku z tym ilość kanałów zwrotnych rozłożonych w paśmie zwrotnym wynosi maksymalnie kilkanaście, co z kolei powoduje, że na skutek nieliniowości łącza optycznego otrzymujemy małą liczbę produktów zniekształceń harmonicznym i intermodulacyjnym drugiego CSO (*Composite Second Order*) i trzeciego rzędu CTB (*Composite Triple Beat*). Jak pokazano przy analizie części współosiowej sieci HFC, poziom zniekształceń nieliniowych 2-go i 3-go rzędu silnie zależy od liczby kanałów transmitowanych w danym torze.

Po drugie tor optyczny przy pracy z poziomem sygnału wejściowego zbliżonym do poziomu operacyjnego (takim, dla którego $OMI_{rms} < 25\%$), zachowuje dobrą liniowość, a odstęp mocy nośnej od mocy zniekształceń dla poziomu operacyjnego wynosi typowo $C/CSO > 60$ dBc, $C/CTB > 65$ dBc, przy odstepie od szumów zazwyczaj $CNR_{LINK} < 50 \div 55$ dB. Nie ma tutaj także zjawiska kumulowania zakłóceń w drzewiastej strukturze sieci, gdyż w łączy optyczne pracuje zawsze w konfiguracji punkt – punkt. Duży odstęp od zniekształceń nieliniowych zostanie zachowany, aż do progu przy którym następuje przemodulowanie lasera przez szczyty zsumowanych podnośnych RF to znaczy wówczas, gdy wartość skuteczna całkowitego optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} dla pracy wielokanałowej przekracza 25%. Pomiary pokazują, że przesterowanie (obcinanie sygnału) dla pracy wielokanałowej, gdy liczba kanałów zwrotnych $N > 10$, nie występuje dla OMI_{rms} mniejszych niż 25 %.

Przy dalszym wzroście poziomu sygnału wejściowego wzrasta optyczny indeks modulacji OMI_{rms} , i wówczas składowe szczytowe złożonego sygnału powodują przesterowanie nadajnika laserowego. W tym miejscu trzeba zauważyć, że przy pracy wielokanałowej przesterowanie powoduje złożenie szczytowych amplitud sygnałów z poszczególnych kanałów będących w danej chwili w fazie. Przy czym prawdopodobieństwo złożenia się w fazie maksymalnych amplitud wszystkich podnośnych transmitowanych jednocześnie w paśmie transmisyjnym w poszczególnych kanałach zwrotnych maleje ze wzrostem liczby transmitowanych podnośnych. Rośnie także okres czasu pomiędzy takimi niekorzystnymi złożeniami. Tym nie mniej dogłębna analiza i modelowanie zjawiska obcinania sygnału przez diodę laserową są potrzebne, bo stanowi ono istotny problem dla transmisji sygnałów cyfrowych o dużej wartościowości, mających duży stosunek wartości szczytowej sygnału do wartości skutecznej, zawężając zakres optycznego indeksu modulacji, dla której łącze optyczne nie stanowi ograniczenia dla toru zwrotnego.

W poniższej tabeli zestawiono dla przykładu optyczne indeksy modulacji OMI otrzymane przy wysterowaniu lasera trzema rodzajami sygnałów o podanych mocach skutecznych [3]:

- ciągłej fali sinusoidalnej dla której stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej wynosi $P_f = 3$ dB,
- sumy dwóch ciągłych fal sinusoidalnych dla której stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej wynosi $P_f = 6$ dB,
- szumu białego o ograniczonym do 35MHz paśmie, dla którego stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej wynosi $P_f = 13,5$ dB i który może modelować wielokanałowy sygnał z podnośnymi M -QAM.

Tabela 4.4 Optyczny wskaźnik modulacji OMI w zależności od poziomu sygnału wejściowego [3]

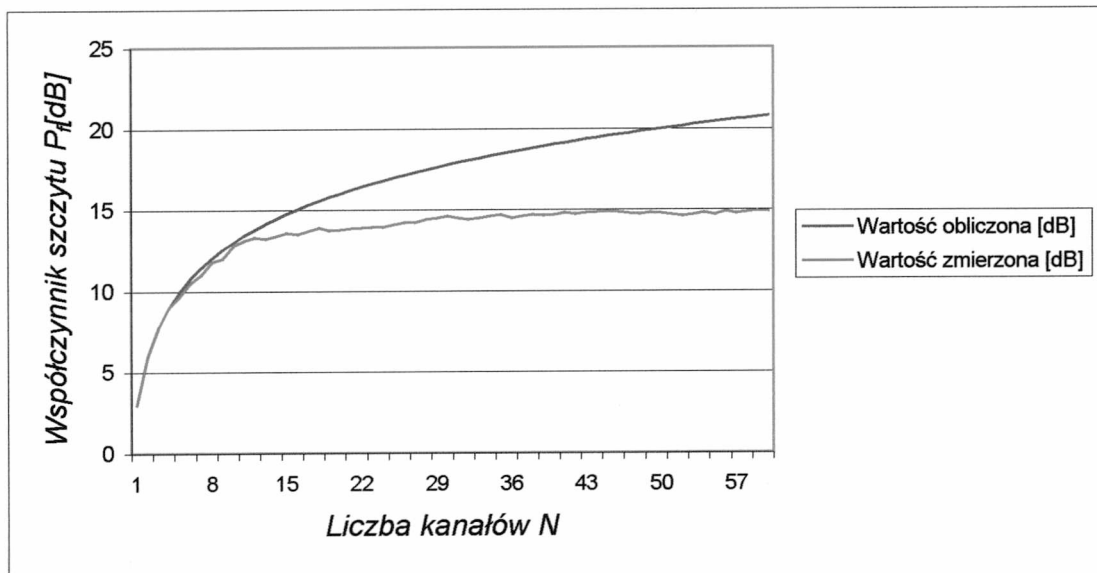
Optyczny indeks modulacji		Ekwiwalentny poziom mocy sygnału, który powoduje taki sam OMI jak sygnał sinusoidalny	
OMI [%]	OMI (dB) Sygnał sinusoidalny ($P_k/RMS = 3$ dB) [dBm]	Suma dwóch sygnałów sinusoidalnych o zbliżonych częstotliwościach ($P_f = 6$ dB)	Szum biały o paśmie 35 MHz ($P_f = 13,5$ dB)
100	0	-3,0	-10,5
83	-1,6	-4,6	-12,1
75	-2,5	-5,5	-13,0
67	-3,5	-6,5	-14,0
50	-6,0	-9,0	-16,5
45	-6,9	-9,9	-17,4
40	-8,0	-11,0	-18,5
35	-9,1	-12,1	-19,6
30	-10,5	-13,5	-21,0
25	-12,0	-15,0	-22,5
20	-14,0	-17,0	-24,5
15	-16,5	-19,5	-27,0
10	-20,0	-23,0	-30,5
5	-26,0	-29,0	-36,5

Analizując powyższą tabelę można zauważyć, że im bardziej wartość szczytowa sygnału różni się od jego wartości skutecznej tym niższy musi być średni poziom sygnału by uniknąć przesterowania. Aby zastanowić się teraz nad pracą wielokanałową systemu kanału zwrotnego rozpatrzmy na początku najprostszy przykład sumowania wielu nośnych sinusoidalnych. W tym przypadku dla N kanałów teoretyczny stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej tzw. współczynnik szczytu *peak factor* P_f wyniesie:

$$P_f = 10 \log \left(\frac{u_{Peak}}{u_{RSM}} \right) = 3 + 10 \log(N). \quad (4.66)$$

Na rys. 4.40 przedstawiono teoretyczną wartość (obliczoną z równania 4.66) współczynnika szczytu P_f łącznie z wartością zmierzona dla transmisji wielokanałowej. Wartość teoretyczna współczynnika szczytu rośnie wraz ze wzrostem liczby kanałów o $10 \log(N)$ przy czym, w tym przypadku zakłada się, że wszystkie fale zachowują w czasie swoją fazę. Dla sygnału rzeczywistego okazuje się, że wartość współczynnika szczytu rośnie zgodnie z równaniem (4.66) tylko dla małej liczby kanałów, a następnie dla większej liczby kanałów (powyżej 20) ustala się poniżej wartości 15 dB. Wynika to przede wszystkim z tego, że w rzeczywistym systemie poszczególne nośne ulegają niezależnej fluktuacji amplitudy i fazy, gdyż są generowane z niezależnych źródeł, co powoduje, że prawdopodobieństwo spotkania się szczytowych amplitud dużej ilości nośnych jest bliskie zeru.

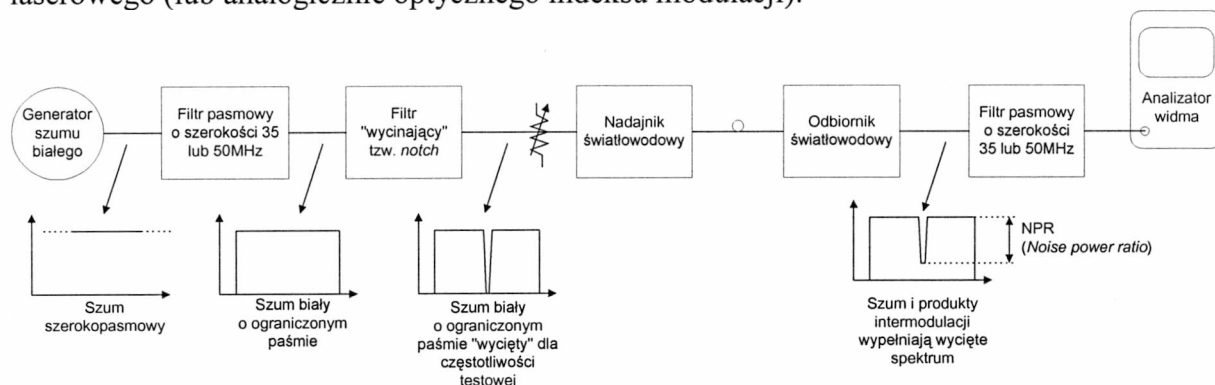
Dodatkowo, w przypadku modulowania nośnych sygnałami niezależnymi można zaryzykować tezę, że współczynnik szczytu sumy wielu zmodulowanych nośnych będzie zbliżony do wartości mierzonej dla ograniczonego w paśmie szumu białego (13,5 dB). Twierdzenie to implikuje możliwość modelowania transmisji sygnału z wieloma podnośnymi RF pobudzeniem o charakterze szumu białego niezależnie od sposobu modulacji poszczególnych podnośnych.



Rys. 4.40 Zmierzony i obliczony współczynnik szczytu sygnału P_f złożonego z wielu nośnych sinusoidalnych w zależności od liczby transmitowanych kanałów N

Przypomnijmy, że w torze zwrotnym systemu TVK przesyłamy zwykle kilka lub kilkanaście sygnałów *M-QAM* dla których współczynniki szczytu podano w tabeli 4.3. Jak można zauważyć dla rosnącej wartościowości sygnału *M-QAM* suma wielu nośnych staje się coraz bardziej zbliżona do szumu białego. Rozwijając tą tezę Śnieżko i Werner zaproponowali w [10] by modelować obciążenie lasera wielokanałowym sygnałem danych (które mają widmo zbliżone do szumu) przez pobudzenie szumem białym o ograniczonym paśmie (35 MHz), który w przybliżeniu odpowiada szerokości pasma toru zwrotnego dla systemów amerykańskiej telewizji kablowej (5÷42MHz). Szerokość szumu modelującego pracę wielokanałową dla systemów europejskich powinien wynosić ok. 50 MHz, gdyż pasmo toru zwrotnego rozciąga się od 5 do 65MHz. Alternatywnie można ocenić pracę systemu dla zwiększonego pasma (50 MHz), gdy obliczenia lub pomiary były przeprowadzone dla pasma 35 MHz odejmując od obliczonego lub zmierzonego stosunku mocy sygnału do mocy skumulowanych szumów i produktów zniekształceń tzw. *NPR* (*Noise Power Ratio*) wartość 1,55 dB. Przy modelowaniu zachowania się łącza optycznego dla wielokanałowej transmisji *M-QAM*, dodatkowo zakłada się, że produkty zniekształceń nieliniowych będą miały także widmo zbliżone do szumu białego. Założenie to jest uzasadnione ze względu na to, że produkty intermodulacji powstają w wyniku mieszania sygnałów o widmie zbliżonym do szumów o ograniczonym paśmie.

Pomiar charakterystyki *NPR* dokonuje się w układzie pomiarowym jak na rys. 4.41. Idea pomiaru polega na podaniu na wejście łącza laserowego sygnału szumu o ograniczonym paśmie równym najczęściej 35 MHz z wyciętym fragmentem pasma o szerokości kilkudziesięciu kHz, za pomocą wąskiego filtra środkowo-zaporowego o dużym nachyleniu zboczy. Częstotliwość środkową filtra ustawia się najczęściej na częstotliwości 25 MHz lub 30 MHz, czyli w pobliżu środka pasma zwrotnego. Na wyjściu łącza optycznego analizuje się poziom mocy sygnału w paśmie przepustowym w porównaniu do poziomu mocy sygnału wewnątrz pasma zaporowego filtra typu *notch*. W paśmie tym pojawiają się skumulowane szumy łącza laserowego oraz produkty zniekształceń nieliniowych. Następnie zmieniając poziom sygnału wejściowego (i jednocześnie optyczny indeks modulacji) można uzyskać przebieg *NPR* w funkcji poziomu mocy (lub gęstości widmowej mocy) na wejściu nadajnika laserowego (lub analogicznie optycznego indeksu modulacji).

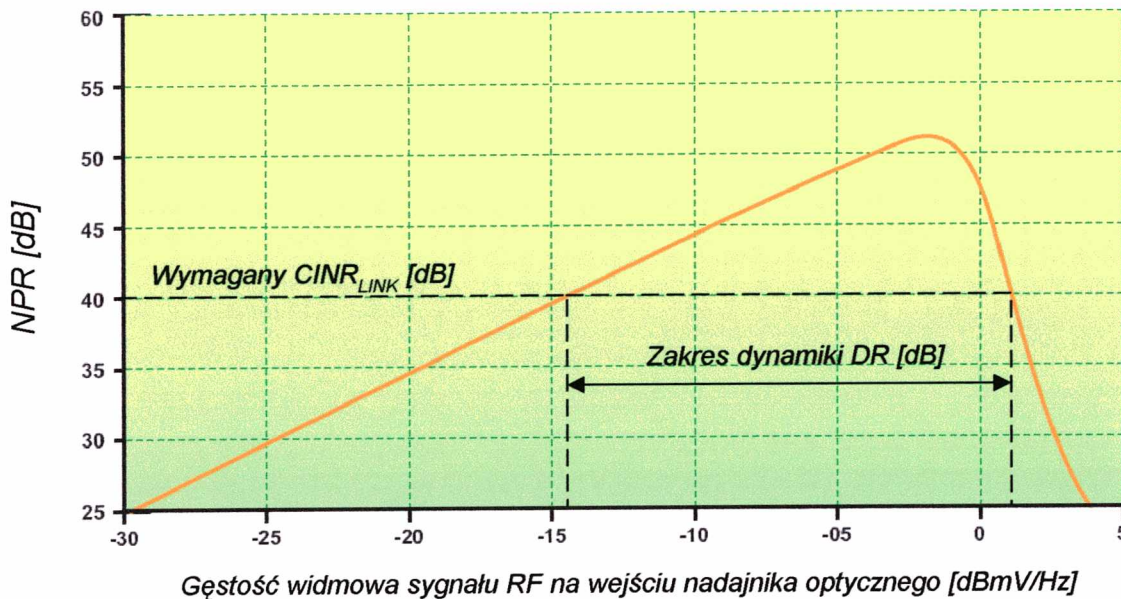


Rys. 4.41 Układ pomiarowy do mierzenia wartości *NPR* (*Noise Power Ratio*) dla łącza optycznego kanału zwrotnego

Na rys. 4.42 pokazano charakterystykę *NPR* w funkcji gęstości widmowej sygnału (szum Gausowski o ograniczonym do 35 MHz paśmie) na wejściu nadajnika laserowego dla typowego łącza optycznego od budżecie mocy optycznej 6dB złożonego z lasera DFB i fotodiody.

Analizując wykres z rys. 4.42 można stwierdzić, co następuje:

- 1) dla małych wartości mocy sygnału wejściowego zniekształcenia nieliniowe są pomijalne, a system jest ograniczony poziomem szumów łącza laserowego,
- 2) zwiększając moc sygnału wejściowego (i jednocześnie głębokość modulacji nośnej optycznej) zwiększa się proporcjonalnie w stosunku 1:1 odstęp nośnej sygnału od szumów łącza optycznego, które jak pokazano wcześniej nie zależą od poziomu mocy sygnału na wejściu nadajnika optycznego,
- 3) po przekroczeniu progowej wartości gęstości mocy sygnału na wejściu nadajnika optycznego (w tym przypadku ok. -2 dBmV/Hz), następuje gwałtowne zwiększenie poziomu produktów zniekształceń intermodulacyjnych, ze względu na obcinanie szczytów sygnału wejściowego,
- 4) dalsze zwiększanie mocy sygnału na wejściu powoduje spadek odstępu mocy nośnej od mocy zakłóceń o ok. 5 dB na 1dB przyrostu mocy sygnału wejściowego,
- 5) zakres dynamiki sygnału wejściowego pozwalający uzyskać wymagane dla pracy systemu stosunek mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń intermodulacyjnych $CINR_{LINK}$ można określić wykreślając żadaną wartość (np. 40 dB) na skali pionowej i odnosząc ją w miejscach przecięcia z krzywą NPR na skali poziomej. Dla tego przykładu zakres dynamiki DR_{LINK} wynosi ok. 15 dB.



Rys. 4.42 Typowy przebieg NPR (Noise Power Ratio) w funkcji mocy wejściowej dla łącza optycznego toru zwrotnego [15]

Pomiar NPR ze względu na prostą implementację systemu pomiarowego stanowi podstawową metodę oceny możliwości transmisji sygnałów z wieloma nośnymi zmodulowanymi cyfrowo przez optyczne łącze zwrotne w sieciach telewizji kablowej. Jednak pomiar ten w swoich założeniach ma pewne ograniczenia, mianowicie rozpatruje się pełne wypełnienie pasma toru zwrotnego sygnałem o stałej gęstości widmowej, co nie zawsze będzie realizowane w systemach rzeczywistych ze względu na np. zakłócenia wąskopasmowe, które eliminują niektóre kanały. Dodatkowo pomiar NPR nie uwzględnia różnego poziomu poszczególnych podnośnych RF, a także rozłożenia kanałów aktywnych w paśmie zwrotnym. Przybliżenie stosunku mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR_{LINK}$ za pomocą pomiaru krzywej NPR jest jednak pomocne przy oszacowaniu całkowitej pojemności systemu w zależności od długości łącza optycznego i wyznaczeniu zakresu dynamiki sygnału na wejściu łącza optycznego w zależności od stosowanej modulacji.

4.6.4.1 Modelowanie zniekształceń nieliniowych łącza optycznego powodowanych zjawiskiem obcinania sygnału na wejściu nadajnika toru zwrotnego

Przebieg zależności stosunku mocy nośnej do mocy skumulowanych szumów i zakłóceń dla łącza optycznego $CINR_{LINK}$ w funkcji mocy sygnału RF na wejściu lasera dla małych mocy wejściowych możemy modelować stosując dla lasera DFB wyrażenie 4.64 i dla lasera FP wyrażenie 4.65. Aby można było wyznaczyć zakres dynamiki sygnału na wejściu łącza optycznego DR potrzebujemy dodatkowo wyznaczyć przebieg $CINR_{LINK}$ dla dużych mocy wejściowych sygnału RF dla których poziom mocy produktów zniekształceń nieliniowych powodowanych obcinaniem szczytowych amplitud sygnału będzie większy niż poziom mocy szumów łącza optycznego. W przypadku rozpatrywania wyłącznie szumów łącza optycznego, dla których gęstość widmowa jest w przybliżeniu stała dla rozpatrywanego zakresu częstotliwości, mogliśmy obliczać stosunek mocy nośnej do mocy szumów dla pojedynczego kanału zwrotnego. Natomiast przy analizowaniu zjawiska *clipping'u* interesować nas będzie całkowity optyczny indeks modulacji dla pracy wielokanałowej.

W torze zwrotnym telewizji kablowej przesyłamy kilka lub kilkanaście nośnych sygnałów z modulacją M -QAM w N kanałach zwrotnych. Całkowita skuteczna optyczna głębokość modulacji diody laserowej OMI_{rms} będzie zależeć od ilości jednocześnie transmitowanych kanałów N i od wartości skutecznej indeksów modulacji poszczególnych podkanałów m_{rms} , przy założeniu, że przesyłamy zwielokrotnione częstotliwościowo podnośne o takich samych częściowych optycznych indeksach modulacji, możemy zapisać:

$$OMI_{rms} = \sqrt{N} \cdot m_{rms}. \quad (4.67)$$

W niniejszej pracy do modelowania systemów wielokanałowych z podnośnymi M -QAM używać będziemy wartości skutecznej (*rms*) indeksu modulacji [18] gdyż, dla sygnałów cyfrowych mierzymy zwykle wartość skuteczną sygnału w przeciwieństwie do nośnych sygnałów telewizji analogowej AM-VSB, gdzie analizujemy wartości szczytowe podnośnej danego kanału. Pojemność i zasięg analogowego łącza optycznego transmitującego sygnał złożony N z podnośnych M -QAM są ograniczone nie tylko omówionymi wcześniej zjawiskami szumowymi, ale również zjawiskiem obcinania sygnału przez diodę laserową. W pracy [18] Chiang i Way używali analizy widmowej w celu określenia limitów pojemności diody laserowej transmitującej wielokanałowy sygnał M -QAM. Analiza ta w sposób dokładny pokazuje wpływ zjawisk nieliniowych powodowanych obcinaniem sygnału na pojemność systemu jednak dla zastosowań praktycznych (inżynierskich) metoda ta jest zbyt skomplikowana. W niniejszej pracy do analizy nieliniowości łącza optycznego będziemy stosować zmodyfikowany przez Frigo [20] analityczny model zaproponowany w [19] przez Saleh'a, określający stosunek mocy nośnej C do mocy produktów nieliniowych spowodowanych obcinaniem sygnału (dla uproszczenia zapisu przyjmijmy $OMI_{rms} = \mu$):

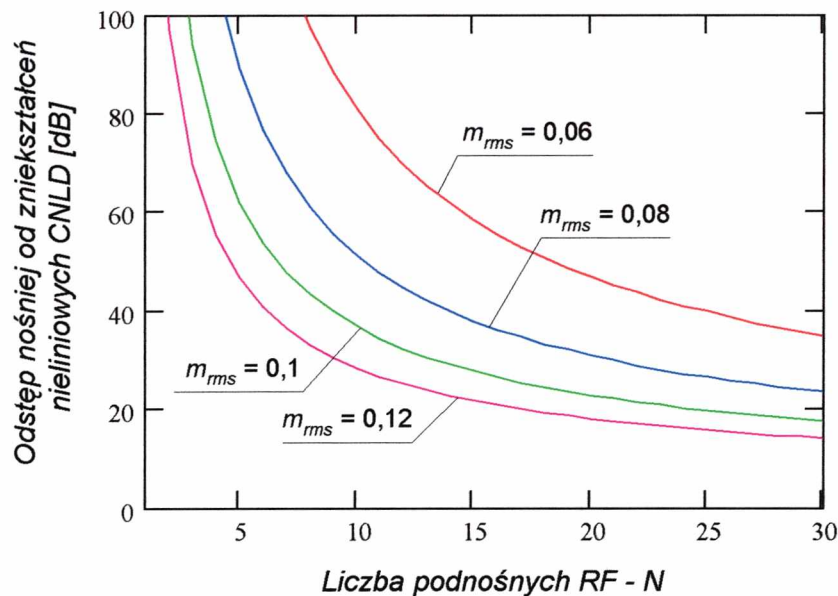
$$CNLD = \frac{1}{\Gamma} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \mu^{-3} (1 + 6\mu^2) e^{1/2 \mu^2}. \quad (4.68)$$

Parametr Γ reprezentuje część mocy produktów zniekształceń nieliniowych pozostających wewnątrz pasma danego toru. Zostało wykazane w [21], że $\Gamma \approx 1/2$ dla interesującego nas zakresu μ i taka wartość zostanie przyjęta w niniejszej pracy.

Mimo, że pierwotnie wyrażenie (4.68) było wprowadzone dla łączy dosyłowych z kanałami AM-VSB to okazuje się, że dla systemów wielokanałowych M -QAM wyrażenie to pozostaje nadal prawdziwe pod warunkiem, że zmiany multipleksowanego sygnału mają rozkład Gaussowski z wariancją μ^2 . Nie ma żadnych innych ograniczeń, na przykład co do sposobu modulacji sygnału poszczególnych podnośnych. Zasadność testowania nieliniowości systemu optycznego używając sygnału złożonego z wielu podnośnych sinusoidalnych do modelowania wielokanałowego systemu z podnośnymi M -QAM zostało również potwierdzone w [22]. W rezultacie możemy używać zmodyfikowanego modelu Saleh'a do estymacji zniekształceń nieliniowych powodowanych obcinaniem sygnału dla systemu optycznego M -QAM SCM. Zostało również wykazane teoretycznie i eksperymentalnie, że dla $N > 10$ stosunek mocy nośnej do mocy produktów zniekształceń spowodowanych zjawiskiem *clipping'u* (CNLD) jest słabą funkcją N dla ustalonego μ [18] i [23]. Wynik pomiaru dla nośnych sinusoidalnych zaprezentowany na rys.4.40 pokazuje podobną zależność.

Podstawiając w równaniu (4.68) w miejsce μ prawą stronę równania (4.67) otrzymujemy zależność, dzięki której możemy wykreślić: CNLD w zależności od liczby kanałów N transmitowanych przez łącze optyczne dla ustalonej wartości optycznego indeksu modulacji przypadającego na dany kanał m_{rms} (rys.4.43), a także CNLD w zależności od indeksu modulacji przypadającego na dany kanał m_{rms} przy ustalonej liczbie kanałów transmitowanych przez łącze optyczne N (rys.4.44):

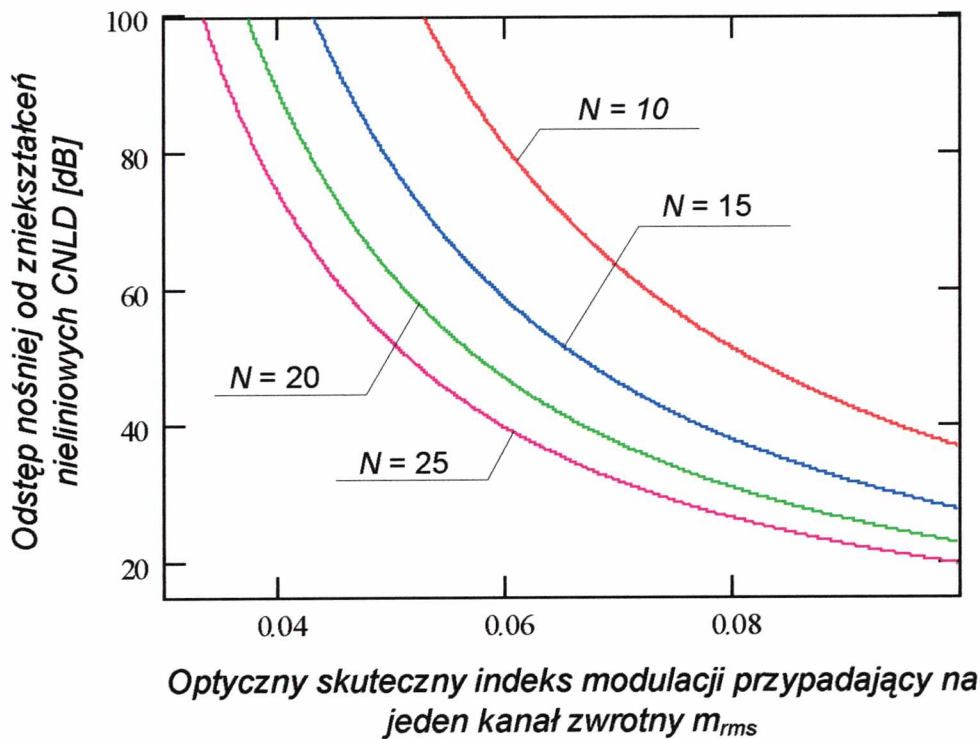
$$CNLD(N, m_{rms}) = \frac{1}{\Gamma} \sqrt{\frac{\pi}{2}} (\sqrt{N} \cdot m_{rms})^{-3} \left(1 + 6(\sqrt{N} \cdot m_{rms})^2 \right) e^{1/2(\sqrt{N} \cdot m_{rms})^2}. \quad (4.69)$$



Rys. 4.43 Wykres odstepu nośnej od zniekształceń nieliniowych CNLD dla łączy optycznego w zależności od liczby N podnośnych RF dla różnych wartości skutecznego optycznego indeksu modulacji m_{rms} przypadającego na jeden kanał zwrotny

Analizując wykresy z rys. 4.43 i 4.44 oraz równania (4.68) i (4.69) można wyciągnąć następujące wnioski:

- 1) odstęp mocy nośnej od mocy produktów zniekształceń nieliniowych powodowanych zjawiskiem *clipping'u CNLD* dla łącza optycznego toru zwrotnego pracującego z podnośnymi RF (dla $N > 10$) zależy wyłącznie od wartości skutecznej mocy sygnału na wejściu nadajnika laserowego, który przekłada się na wartość skuteczną optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} ,
- 2) przy ustalonej liczbie zwrotnych kanałów transmisyjnych (podnośnych RF) odstęp od zniekształceń nieliniowych można zwiększyć przez zmniejszenie optycznego indeksu modulacji dla poszczególnych podnośnych RF (m_{rms}), co uzyskamy przez zmniejszenie poziomu mocy sygnału na wejściu nadajnika światłowodowego, będzie to jednak powodować zmniejszenie odstępów mocy nośnej od mocy szumów,
- 3) przy ustalonej wartości optycznego indeksu modulacji przypadającego na kanał m_{rms} (czyli przy ustalonym poziomie mocy sygnałów w poszczególnych kanałach zwrotnych) odstęp mocy nośnej od mocy produktów zniekształceń możemy zwiększyć przez zmniejszenie liczby jednocześnie transmitowanych kanałów w paśmie zwrotnym.



Rys. 4.44 Wykres odstępów nośnej od zniekształceń nieliniowych CNLD dla łącza optycznego w zależności od liczby N podnośnych RF dla różnych wartości skutecznego optycznego indeksu modulacji m_{rms} przypadającego na jeden kanał zwrotny

4.6.5 Oszacowanie pojemności łącza optycznego wykorzystywanego do zwrotnej transmisji wielokanałowej sygnałów z modulacjami M-QAM

Dla łącza optycznego z bezpośrednią modulacją i detekcją można zapisać, przy założeniu niezależności procesów powstawania szumów i produktów zniekształceń nieliniowych, że stosunek nośnej do skumulowanych szumów i produktów zniekształceń nieliniowych $CINR_{LINK}$ wyniesie:

$$CINR_{LINK} = -10 \log \left(10^{-\left(\frac{CNR_{LINK}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNLD}{10}\right)} \right). \quad (4.70)$$

Podstawiając do równania (4.70) w miejsce CNR_{LINK} prawą stronę równania (4.64) dla lasera DFB lub (4.65) dla lasera FP i w miejsce $CNLD$ prawą stronę równania (4.69) można wykreślić $CINR_{LINK}$ w funkcji wartości skutecznej optycznego indeksu modulacji przypadającej na kanał transmisyjny $m_{rms} = m_{peak}/p_f$, przyjmując jako parametr wartość poziomu odebranej mocy optycznej przez fotodetektor $P_{o,d}$ (rys. 4.45) lub ilość jednocześnie transmitowanych kanałów N (rys. 4.46):

$$CINR_{LINK}(m_{rms}, P_{o,d}, N) = -10 \log \left(10^{-\left(\frac{CNR_{LINK}(m_{rms}, P_{o,d})}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNLD(m_{rms}, N)}{10}\right)} \right). \quad (4.71)$$

Na podstawie przykładowych wykresów $CINR_{LINK}$ (rys. 4.45 i 4.46) można wyciągnąć następujące ogólne wnioski dotyczące optycznego łącza zwrotnego z bezpośrednią modulacją i detekcją:

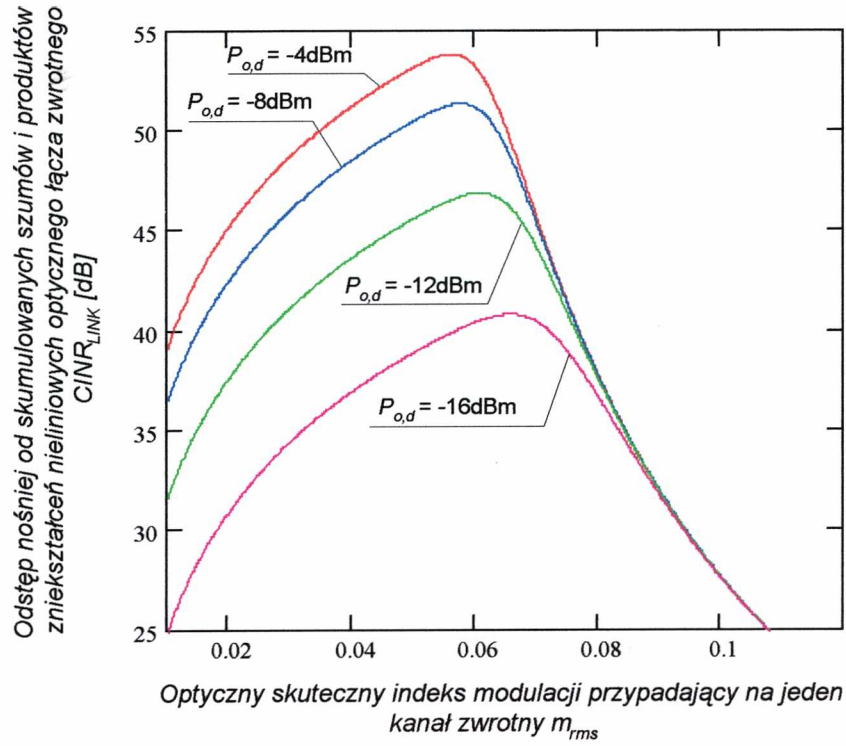
1) przebieg funkcji $CINR_{LINK}(m_{rms})$ posiada dwa zbocza:

- a) zbocze rosnące, rozpoczynające się od małych wartości m_{rms} związane ze zwiększającym się odstępem mocy nośnej od mocy szumów łącza optycznego wraz ze zwiększeniem poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego powodującego zwiększenie optycznego indeksu modulacji. W tym zakresie wartości m_{rms} , $CINR_{LINK}$ rośnie liniowo wraz ze zwiększeniem poziomu sygnału RF na wejściu nadajnika optycznego, tzn. 1 dB przyrostu poziomu sygnału powoduje 1 dB przyrostu odstępu $CINR_{LINK}$. Dodatkowo przy zmniejszającej się wartości odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ wzrasta wpływ szumów odbiornika optycznego, co powoduje zmniejszenie się wartości $CINR_{LINK}$ o ok. 2 dB na zmniejszenie o 1 dB poziomu odebranej mocy dla $P_{o,d} < -8\text{dB}$,
- b) zbocze malejące rozpoczynające się dla wartości m_{rms} przy której poziom mocy produktów zniekształceń nieliniowych powodowanych obcinaniem sygnału na wejściu diody laserowej jest większy niż poziom mocy szumów łącza laserowego. Przy dalszym zwiększaniu wartości m_{rms} następuje gwałtowne zmniejszenie odstępu $CINR_{LINK}$ w przybliżeniu o 5-6dB na każde 1dB zwiększenia poziomu mocy na wejściu nadajnika optycznego. Wraz ze zmniejszeniem liczby jednocześnie transmitowanych kanałów N w torze zwrotnym następuje zmniejszenie poziomu mocy zniekształceń nieliniowych i przesunięcie zbocza malejącego w kierunku większych wartości m_{rms} , co powoduje zwiększenie zakresu dynamiki sygnału na wejściu nadajnika optycznego,

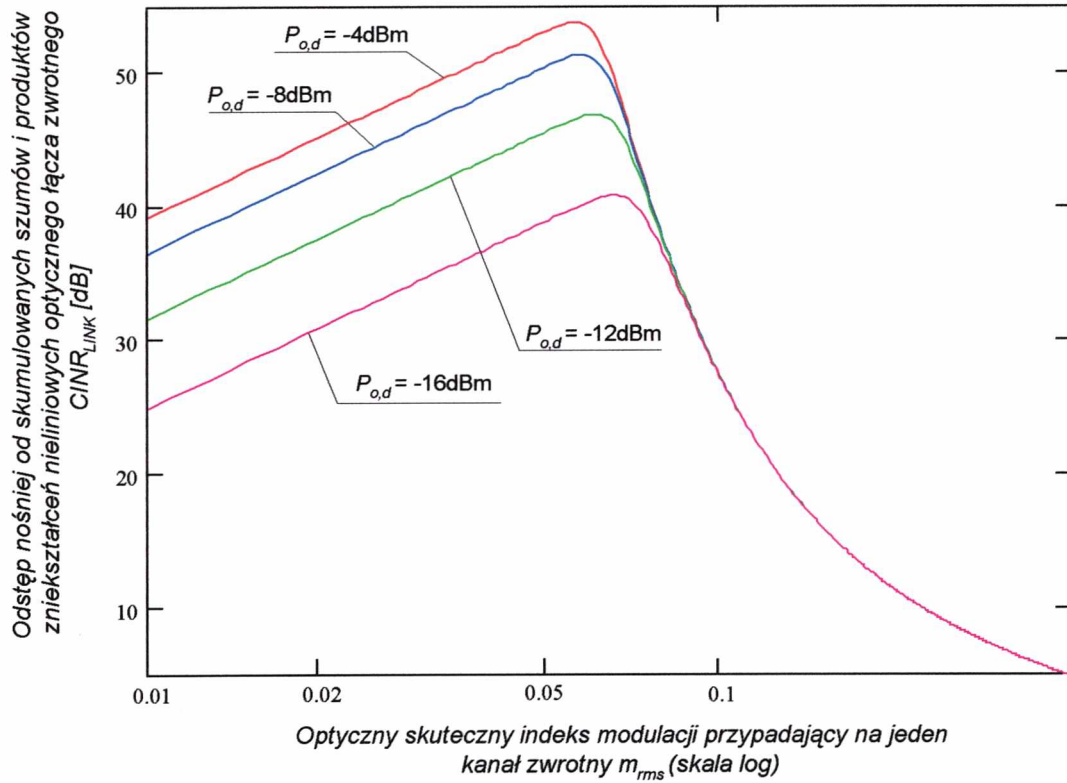
- 2) wartość maksymalna funkcji $CINR_{LINK}(m_{rms})$ przesuwa się w kierunku większych wartości m_{rms} przy zmniejszeniu poziomu mocy optycznej na wejściu fotodetektora $P_{o,d}$, jak również przy zmniejszeniu liczby jednocześnie transmitowanych kanałów N , oznacza to, że przy zwiększaniu liczby transmitowanych kanałów zwrotnych konieczne jest obniżenie poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego, natomiast przy wydłużeniu trasy łącza optycznego, co powoduje zmniejszenie mocy odebranej $P_{o,d}$, należy odpowiednio podnieść poziom mocy sygnału na wejściu nadajnika optycznego i co za tym idzie optyczny indeks modulacji przypadający na jeden kanał zwrotny,
- 3) optymalną wartość m_{rms} dla projektowanego systemu zwrotnego można określić na podstawie wykresu zależności $CINR_{LINK}(m_{rms}, P_{od}, N)$ dla założonej ilości jednocześnie transmitowanych kanałów N , wynikającej z założonej przepływności strumienia danych przypadającej na abonenta i zastosowanej modulacji oraz tłumienia łącza optycznego wynikającego z długości optycznej trasy i długości fali oraz dodatkowych tłumień związanych z zastosowaniem dzielników mocy optycznej i multiplekserów WDM (*Wavelength Division Multiplexing*). Punkt pracy systemu powinien się znajdować na zboczu rosnącym w połowie zakresu dynamiki sygnału na wejściu odpowiadającemu wymaganemu odstępowi mocy nośnej od mocy szumów i mocy produktów zniekształceń dla danej modulacji $CINR_{MIN}(M)$. Zagadnienie to zostanie sprecyzowane w dalszych punktach.

Można również wykreślić wartość funkcji $CINR_{LINK}$ w zależności od odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ (rys.4.47) lub ilości transmitowanych kanałów zwrotnych N (rys.4.48) traktując m_{rms} jako parametr. Okazuje się, że dla ustalonych parametrów systemu i ilości transmitowanych kanałów istnieje optymalna wartość m_{rms} dla której obliczony odstęp $CINR_{LINK}$ będzie największy w szerokim zakresie poziomu odebranej mocy optycznej. Dopiero dla długich torów, dla których zaczynają dominować szumy odbiornika należy zwiększyć optyczny indeks modulacji przez zwiększenie poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego. Z kolei analizując rys. 4.48 można stwierdzić, że wartość m_{rms} powinna być dostosowana dla liczby transmitowanych kanałów zwrotnych tak by z jednej strony uniknąć przesterowania, ale również pracować z odpowiednim odstępem od szumów łącza optycznego.

a)

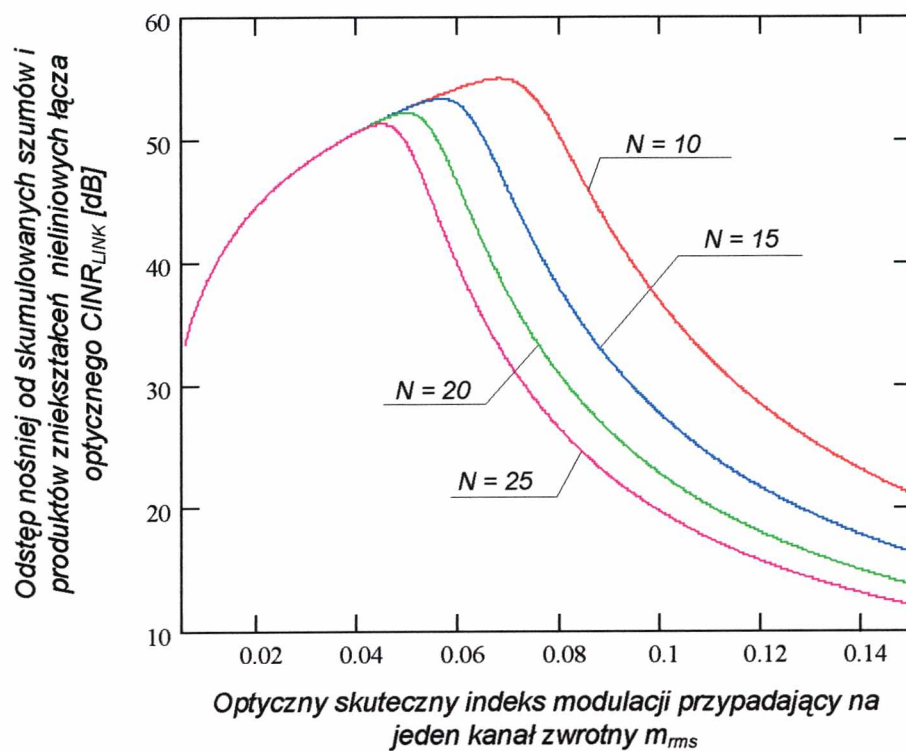


b)

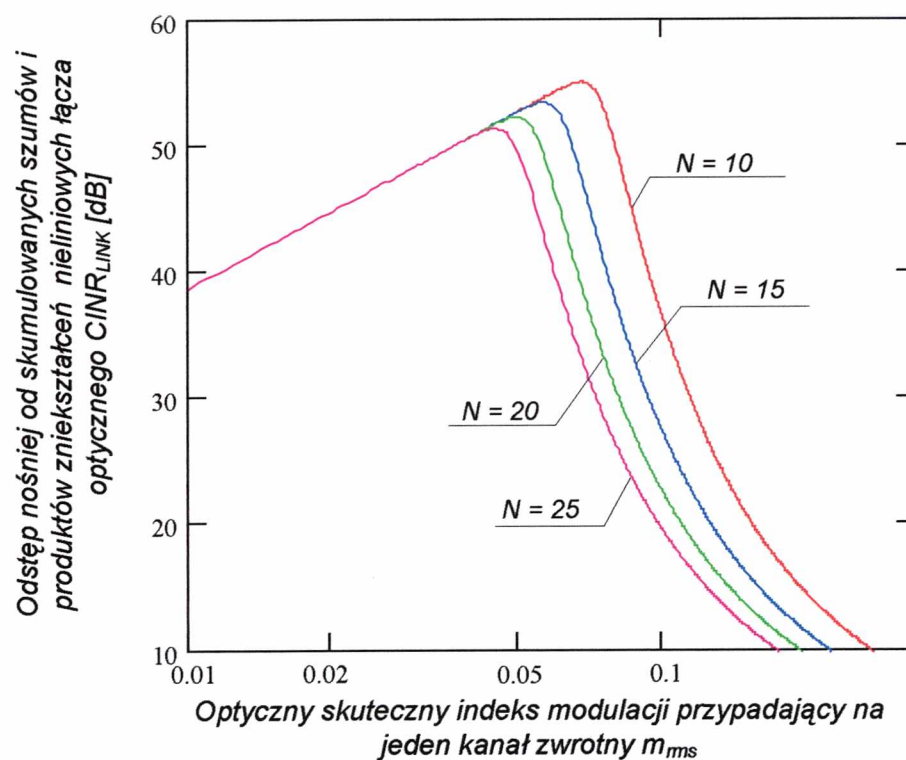


Rys. 4.45 Wykres odstępnośnej od skumulowanych szumów i produktów zniekształceń nieliniowych łącza optycznego CINR_{LINK} w zależności od skutecznego indeksu modulacji przypadającego na jeden kanał zwrotny m_{rms} dla różnych wartości odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ na wejściu odbiornika optycznego ($N = 15$, $B_N = 2,56$ MHz, $RIN = -145$ dB/Hz, $r_d = 0,85$ A/W, $I_r = 7$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$): a) skala liniowa m_{rms} , b) skala logarytmiczna m_{rms}

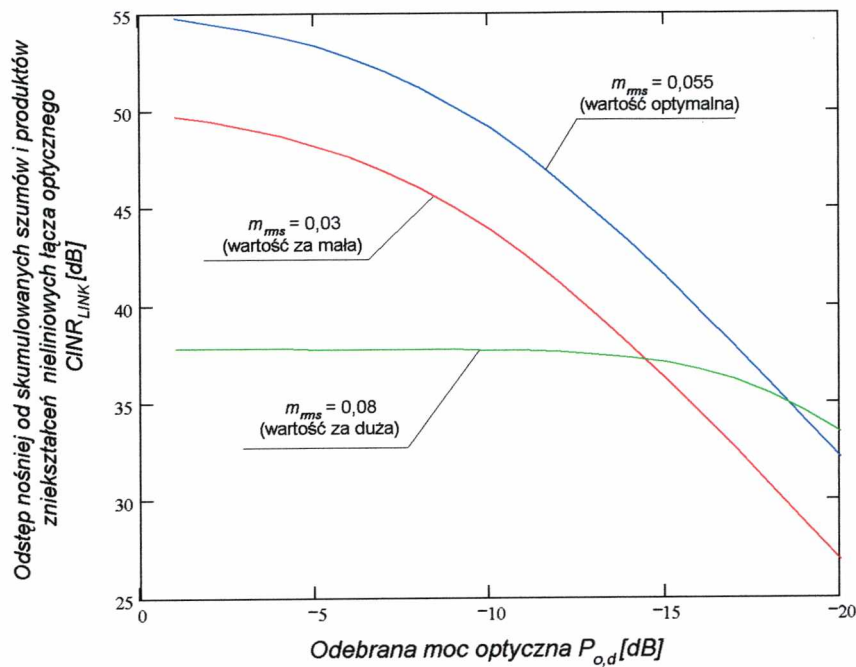
a)



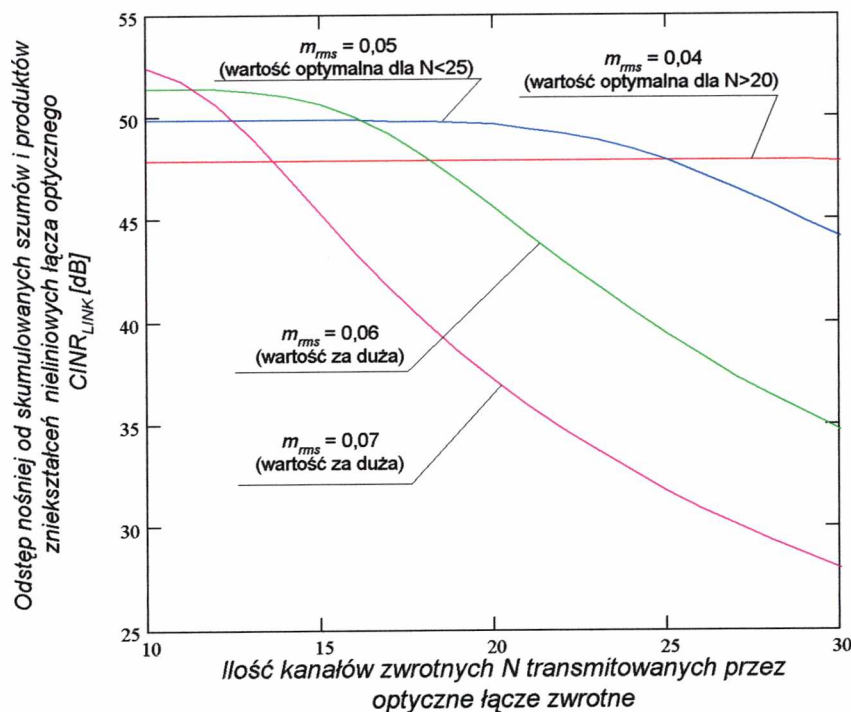
b)



Rys. 4.46 Wykres odstepu nośnej od skumulowanych szumów i produktów zniekształceń nieliniowych łącza optycznego $CINR_{LINK}$ w zależności od skutecznego indeksu modulacji przypadającego na jeden kanał zwrotny m_{rms} dla różnej liczby kanałów zwrotnych N ($P_{o,d} = -5\text{dBm}$, $B_N = 2,56\text{ MHz}$, $RIN = -145\text{ dB/Hz}$, $r_d = 0,85\text{ A/W}$, $I_r = 7\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$): a) skala liniowa m_{rms} , b) skala logarytmiczna m_{rms}



Rys. 4.47 Wykres odstepu nośnej od skumulowanych szumów i produktów zniekształceń nieliniowych łącza optycznego $CINR_{LINK}$ w zależności od poziomu odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ dla różnej wartości skutecznego indeksu modulacji przypadającego na kanał zwrotny m_{rms} ($N = 15$, $B_N = 2,56$ MHz, $RIN = -145$ dB/Hz, $r_d = 0,85$ A/W, $I_r = 7$ pA/√Hz)



Rys. 4.48 Wykres odstepu nośnej od skumulowanych szumów i produktów zniekształceń nieliniowych łącza optycznego $CINR_{LINK}$ w zależności ilości kanałów zwrotnych transmitowanych przez łącze optyczne dla różnej wartości skutecznego indeksu modulacji przypadającego na kanał zwrotny m_{rms} ($P_{o,d} = -8$ dBm, $B_N = 2,56$ MHz, $RIN = -145$ dB/Hz, $r_d = 0,85$ A/W, $I_r = 7$ pA/√Hz)

Jak wykazano w p. 4.6.2 szumy termiczne i śrutowe odbiornika optycznego można zniwelować zwiększając odpowiednio moc wyjściową nadajnika optycznego tzn. proporcjonalnie do tłumienia łącza optycznego (patrz rys. 4.36). Dla łącza optycznego z dominacją szumów RIN możemy, korzystając z (4.70), (4.68), (4.52) zapisać:

$$CINR_{LINK} = -10 \log \left(10^{-\left(\frac{CNR_{RIN}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNLD}{10}\right)} \right), \quad (4.72)$$

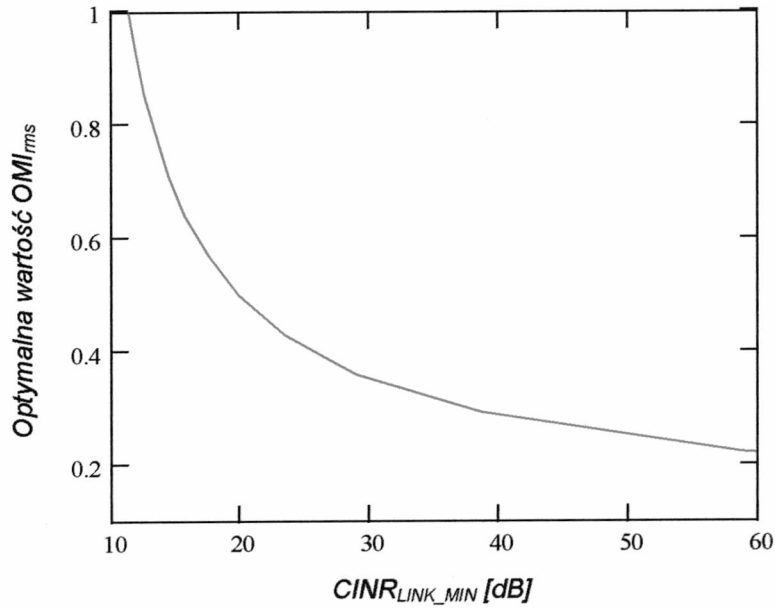
$$CINR_{LINK} = -10 \log \left(10^{-\left(\frac{-RIN - 10 \log(B_N) + 20 \log\left(\frac{\mu}{\sqrt{N}}\right)}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{\frac{1}{\Gamma} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \mu^{-3} (1 + 6\mu^2) e^{1/2 \mu^2}}{10}\right)} \right). \quad (4.73)$$

Rozwiązując równanie (4.72) względem N , możemy wyznaczyć maksymalną liczbę podnośnych transmitowanych w kanałach częstotliwościowych o szerokości B_N w optycznym torze zwrotnym dla wymaganego odstępu mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń łącza optycznego $CINR_{LINK_MIN}$ w zależności od całkowitego indeksu modulacji $\mu = OMI_{rms}$:

$$N = \frac{\mu^2}{rin B_N} \left[10^{\frac{-CINR_{LINK_MIN}}{10}} - \frac{1}{\Gamma} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \mu^{-3} (1 + 6\mu^2) e^{1/2 \mu^2} \right]. \quad (4.74)$$

Różniczkując prawą stronę równania (4.73) względem μ i wynik różniczkowania przyrównując do zera możemy wyznaczyć optymalną wartość μ dającą wymagany odstęp $CINR_{LINK_MIN}$ dla maksymalnej liczby kanałów N :

$$CINR_{LINK_MIN} = -10 \log \left[\Gamma \sqrt{\frac{1}{2\pi}} e^{-\left(\frac{1}{2\mu^2}\right)} \mu (1 + 6\mu^2)^{-2} (18\mu^4 + 11\mu^2 + 1) \right]. \quad (4.75)$$



Rys. 4.49 Wykres zależności optymalnego całkowitego skutecznego indeksu modulacji OMI_{rms} w zależności od minimalnego odstępu nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń dla łącza optycznego transmitującego wielokanałowy sygnał zwrotny z podnośnymi RF z modulacją M-QAM, dla łącza optycznego z dominacją szumów RIN

Okazuje się zatem, że dla krótkich łączy optycznych optymalna wartość całkowitego indeksu modulacji zależy jedynie od minimalnego wymaganego odstępu mocy nośnej od mocy szumów $CINR_{LINK_MIN}$. Na przykład transmisja analogowych kanałów telewizyjnych wymaga $CINR_{LINK_MIN} > 50$ dB, wobec czego zakres OMI_{rms} jest ograniczona do przedziału 0,2 – 0,3. W celu wyznaczenia optymalnych wartości OMI_{rms} dla modulacji cyfrowych należy wyznaczyć najpierw minimalne wartości odstępu mocy nośnej od mocy skumulowanych szumów i zakłóceń $CINR_{LINK_MIN}$. W tym celu skorzystamy z wzoru podanego przez Proakis'a w [28] wiążącego bitową stopę BER (Bit Error Rate) ze stosunkiem energii bitu E_b do gęstości widmowej mocy szumu N_0 dla modulacji kwadraturowych o wartościowości M dla których przypada k bitów na jeden transmitowany symbol:

$$BER = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k \frac{E_b}{N_0}}{2(M-1)}} \right) \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k \frac{E_b}{N_0}}{2(M-1)}} \right) \right]. \quad (4.76)$$

Dla danej modulacji cyfrowej o przepływności b_r i paśmie szumowym możemy obliczyć wartość E_b/N_0 z następującej zależności:

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR - 10 \log(b_r) + 10 \log(B_N). \quad (4.77)$$

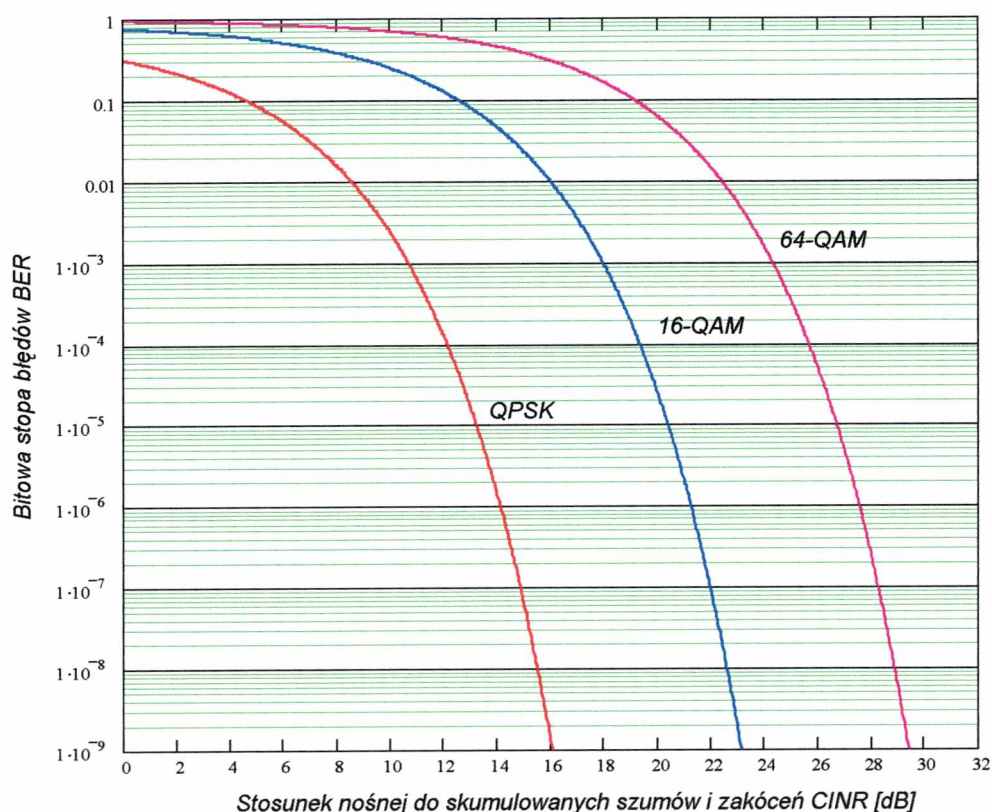
Korzystając z wyrażenia (3.3) i podstawiając $B_N = b_r/k$ i zakładając, że zakłócenia mają charakter szumowy możemy zapisać:

$$\frac{E_b}{N_0} = CINR - 10 \log(b_r) + 10 \log\left(\frac{b_r}{k}\right) + 10 \log\left(1 - \frac{r}{4}\right) = CINR - 10 \log(k) - 0,28. \quad (4.78)$$

Możemy teraz wykreślić wartość bitowej stopy błędów transmisji BER w zależności od stosunku mocy nośnej sygnału do mocy szumów i zakłóceń $CINR$ dla modulacji stosowanych w transmisji zwrotnej (rys.4.50). Dla poprawnie pracującego systemu transmisji danych bez korekcji, bitowa stopa błędów powinna być lepsza niż $BER > 10^{-9}$, co implikuje by tor transmisyjny spełniał wymagania zestawione w tabeli. 4.5. W tabeli tej zestawiono również obliczone z równania (4.75) optymalne wartości optycznego indeksu modulacji. Optymalne to znaczy takie, dla których uzyskamy maksymalną liczbę przesyłanych kanałów zwrotnych przez tor optyczny.

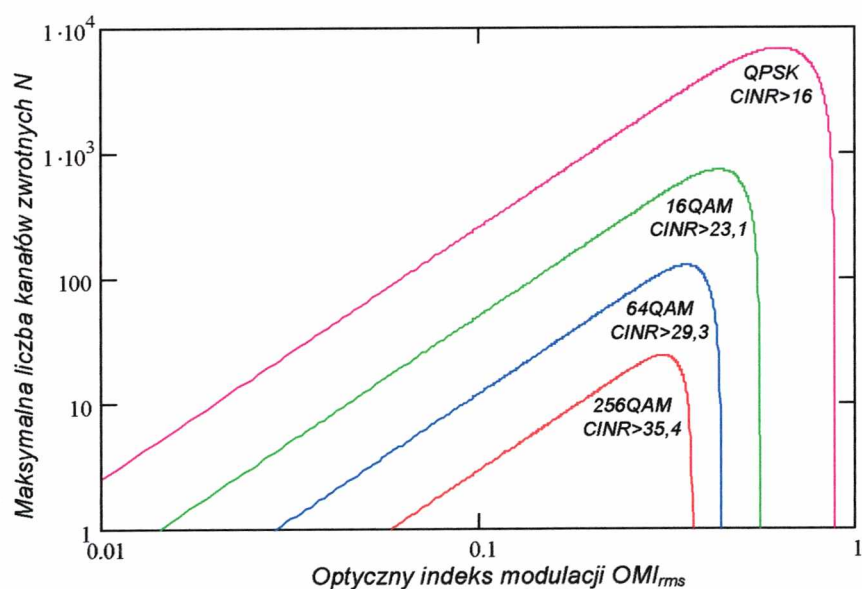
Tabela 4.5 Optymalne wartości całkowitego indeksu modulacji optycznej OMI_{rms} dla warunku maksymalizacji liczby transmitowanych kanałów zwrotnych N dla transmisji zwrotnej z podnośnych RF dla różnych typów modulacji cyfrowych

Typ zastosowanej modulacji	Wymagany minimalny odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń łączą optycznego $CINR_{LINK_MIN} [dB]$ dla $BER < 10^{-9}$	Optymalna wartość optycznego indeksu modulacji OMI_{rms}	Maksymalna liczba kanałów N dla $RIN = -115dB/Hz$	Maksymalna liczba kanałów N dla $RIN = -120dB/Hz$
QPSK	16	0,63	821	2597
16-QAM	23,1	0,43	88	281
64-QAM	29,3	0,35	15	48
256-QAM	35,4	0,31	3	9



Rys. 4.50 Bitowa stopa błędów BER w funkcji odstępów moc nośnej od mocy skumulowanych szumów i zakłóceń CINR

Korzystając z równania (4.74) możemy wykreślić maksymalną liczbę kanałów zwrotnych transmitowanych w optycznym torze zwrotnym przy bitowej stopie błędów $BER = 10^{-9}$ i $RIN = -120\text{dB/Hz}$:

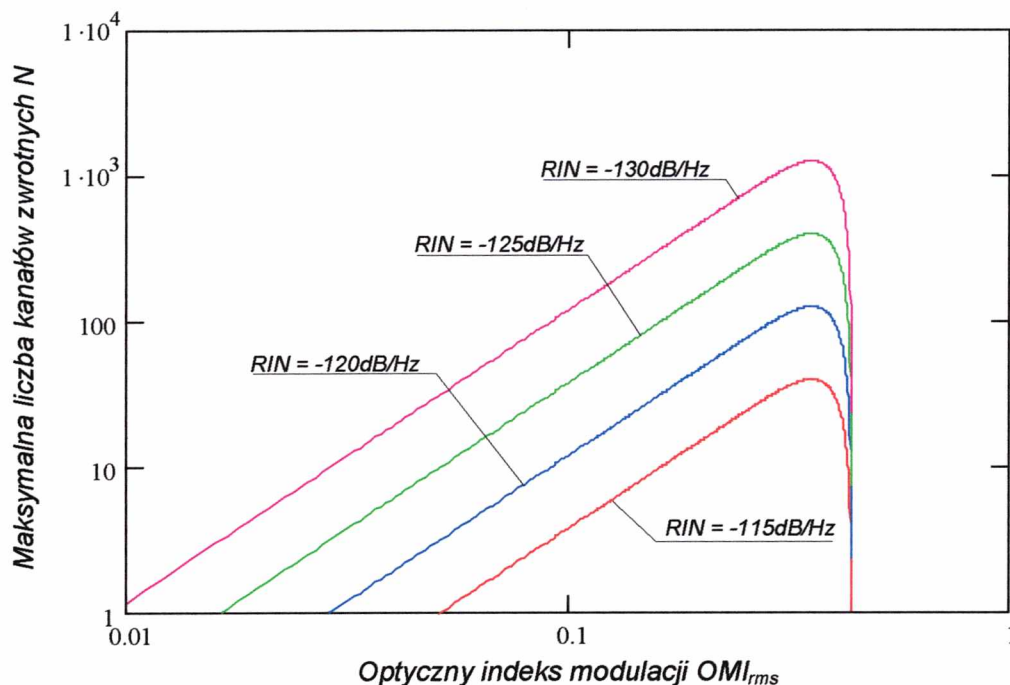


Rys. 4.51 Maksymalna liczba kanałów zwrotnych N w zależności od optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} dla różnych modulacji cyfrowych dla łącza optycznego z dominacją szumów RIN i dla $B_N = 2,56\text{ MHz}$, i $RIN = -120\text{dB/Hz}$

Analizując wykresy na rys.4.51 można stwierdzić, że:

- 1) liczba kanałów N w systemie z podziałem częstotliwości FDMA dla danego rodzaju modulacji podnośnych RF będzie się zwiększać proporcjonalnie wraz ze zwiększaniem optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} , aż do wartości granicznej powyżej której następuje przesterowanie sygnału na wejściu lasera;
- 2) im wyższa jest wartościowość modulacji kwadraturowej M -QAM stosowanej w systemie zwrotnym, tym mniejsza jest liczba kanałów możliwych do transmisji przy wymaganej stopie błędów (w tym przypadku $BER = 10^{-9}$) i odpowiadającej jej wartości odstępu mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń,
- 3) im wyższa jest wartościowość modulacji kwadraturowej M -QAM, tym węższy jest zakres wartości wskaźnika modulacji dla systemu pracującego ze stopą błędów lepszą od wymaganej, co oznacza, że zmniejsza się wówczas zakres dynamiki sygnału na wejściu nadajnika optycznego DR_{LINK} .

Na kolejnym rysunku (4.52) zaprezentowano wykres liczby transmitowanych kanałów N w zależności od wartości optycznego indeksu modulacji systemie FDMA dla podnośnych RF z modulacją 64-QAM dla różnych wartości szumu RIN nadajnika.



Rys. 4.52 Maksymalna liczba kanałów zwrotnych N w zależności od optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} dla różnych wartości gęstości szumu RIN dla łącza optycznego z dominacją szumów RIN ($B_N = 2,56\text{MHz}$, 64-QAM, $CINR_{LINK} > 29,3\text{dB}$)

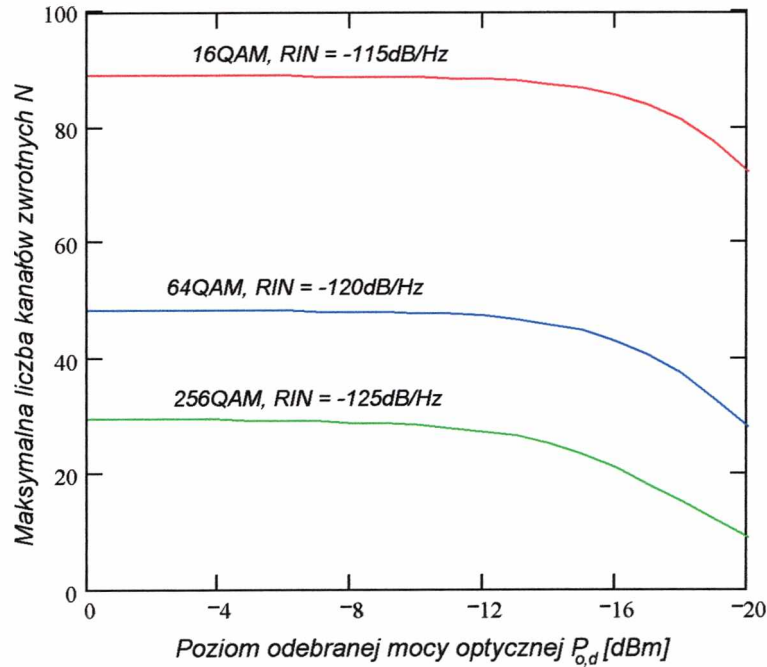
Przykład z rys.4.52 pokazuje możliwość zwiększenia rozpiętości optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} , a co za tym idzie poziomów sygnału na wejściu lasera (zakresu dynamiki), dla systemu z określoną liczną kanałów N przez wybranie nadajnika o lepszych parametrach szumowych. W tym miejscu należy zauważyć, że określona przez równanie (4.75) wartość OMI_{rms} maksymalizująca liczbę możliwych do transmisji kanałów przy określonych wymaganiach, co do minimalnej wartości odstępu mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń $CNIR_{LINK_MIN}$, daje w wyniku wartość maksymalną funkcji (4.74).

Jednak dalsze zwiększenie OMI_{rms} powoduje gwałtowne zmniejszenie liczby kanałów, przez co w praktycznych systemach należy stosować mniejsze wartości OMI_{rms} od tych, które maksymalizują liczbę transmitowanych kanałów. By określić jaka to ma być wartość należy się zastanowić nad zakresem zmian poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego, co zostanie przedstawione w p. 4.6.6.

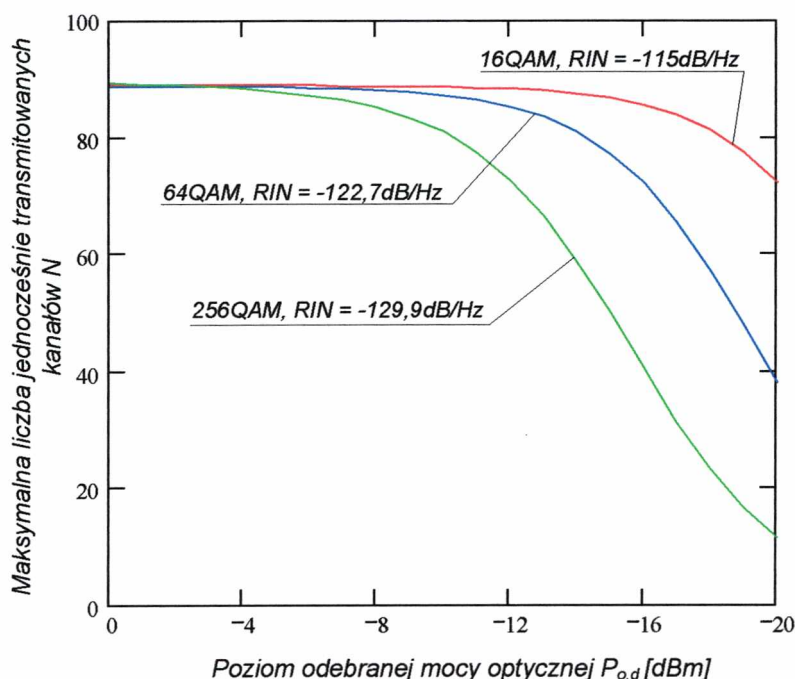
Powyżej analizowaliśmy system wielokanałowy z podnośnymi M -QAM dla łączy optycznego z dominacją szumów RIN , jednak dla długich łączy optycznych dominować będą szumy odbiornika. W tym przypadku równanie (4.74) należy uzupełnić o składniki związane z szumami termicznymi i szumem śrutowym odbiornika. Korzystając z wyrażen (4.21), (4.60), (4.61) i (4.63), po kilku przekształceniach, otrzymujemy:

$$N = \frac{\mu^2}{B_N \left(rin + \frac{2qr_d P_{o,d} + I_r^2}{P_{o,d}^2 r_d^2} \right)} \left[10^{\frac{-CINR_{LINK_MIN}}{10}} - \frac{1}{\Gamma} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \mu^{-3} (1 + 6\mu^2) e^{1/2\mu^2} \right]. \quad (4.79)$$

Korzystając z równania 4.79 możemy wykreślić maksymalną liczbę jednocześnie transmitowanych kanałów zwrotnych N w zależności od poziomu odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ (rys. 4.53). Wykresy potwierdzają tezę, że przy odpowiednio wysokiej mocy wyjściowej źródła światła szumy odbiornika nie będą wpływać na maksymalną ilość transmitowanych kanałów. Dodatkowo analizując wykresy przedstawione na rys. 4.54 można stwierdzić, że dla modulacji o większej wartościowości konieczne jest zastosowanie nadajników o mniejszej gęstości szumów RIN i o wyższej wartości mocy wyjściowej. Potrzeba zastosowania diod laserowych o wysokiej mocy wyjściowej dotyczy szczególnie dla łączy o znacznej długości i systemów DWDM z powodu straty mocy na multiplekserze i demultiplekserze WDM łącznie o ok. 8 dB.



Rys. 4.53 Maksymalna liczba kanałów zwrotnych w zależności od poziomu odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ dla różnych wartościowości modulacji M -QAM



Rys. 4.54 Maksymalna liczba kanałów zwrotnych w zależności od poziomu odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ dla różnych wartościowości modulacji M-QAM (dobór parametrów nadajnika optycznego dla warunku zachowania tej samej liczby kanałów)

4.6.6 Zakres dynamiki łącza optycznego

Oprócz określenia optymalnej wartości optycznego indeksu modulacji dla założonej liczby kanałów zwrotnych, konieczne jest także określenie zakresu możliwych zmian poziomu sygnału wejściowego, dla którego tor optyczny zachowuje odstęp mocy nośnej od mocy szumów i produktów zniekształceń lepszy niż potrzebny do poprawnej demodulacji, na wymaganym poziomie stopy błędów, czyli zakresu dynamiki łącza DR_{LINK} (Dynamic Range). Zakres dynamiki sygnału na wejściu łącza optycznego ma istotne znaczenie szczególnie dla systemów zwrotnych telewizji kablowej ze względu na nieuniknione wahania poziomu sygnału w torze zwrotnym spowodowane:

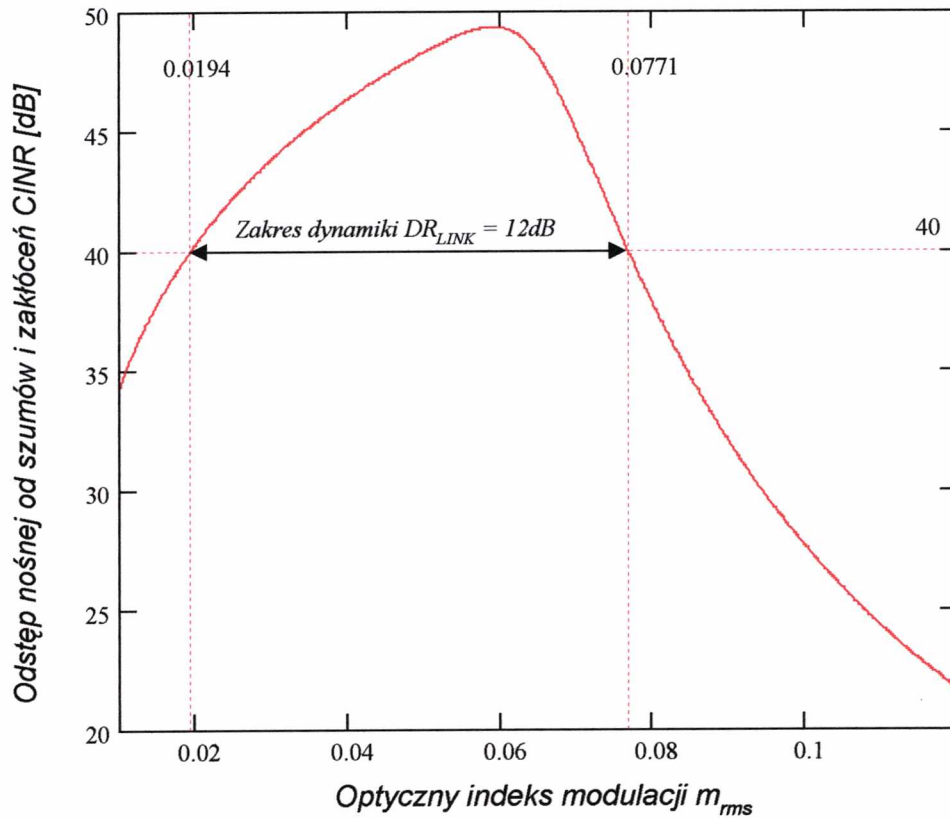
- 1) zmiennym obciążeniem łącza zwrotnego związanym ze zmianami natężenia ruchu i wielodostępem z podziałem czasu do poszczególnych kanałów częstotliwościowych,
- 2) zmianami mocy nadawanej przez modemy kablowe w związku z procedurą inicjalizacji nowego połączenia,
- 3) zmianami tłumienia kabli koncentrycznych wraz ze zmianą temperatury,
- 4) zmianami wzmocnienia wzmacniaczy toru zwrotnego wraz ze zmianą temperatury i obciążenia.

Zmiany poziomu mocy sygnału na wejściu nadajnika laserowego mogą sięgać nawet ± 10 dB, co stawia określone wymagania dla systemu optycznego. Przy czym nadajniki optyczne mogą być wyposażone w układ automatycznej regulacji wzmocnienia, które częściowo kompensują powolne zmiany średniego poziomu sygnału na wejściu nadajnika laserowego. Jednak krótkotrwałe zmiany poziomu mocy sygnału mogą również powodować chwilowe pogorszenie jakości transmisji, co powoduje, że system optyczny musi być projektowany z pewnym zapasem dynamiki mocy sygnału na wejściu.

Zakres dynamiki można zdefiniować jako różnicę (w dB) wartości optycznego indeksu modulacji m_{rms} otrzymanego dla założonego minimalnego odstępów mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń $CINR_MIN$ równego odstępowi mocy nośnej od mocy produktów nieliniowych $CNLD_LINK$ i wartości optycznego indeksu modulacji m_{rms} dla założonego minimalnego odstępów mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń $CINR_MIN$ równego odstępowi mocy nośnej od mocy szumów łącza optycznego CNR_LINK :

$$DR_{LINK} = 20\log[m_{rms}(CNLD_{LINK} = CNR_{MIN})] - 20\log[m_{rms}(CNR_{LINK} = CNR_{MIN})]. \quad (4.80)$$

Na poniższym rysunku przedstawiono przykładowy zakres dynamiki $DR_{LINK} = 12\text{dB}$ dla łącza optycznego przy wymaganym minimalnym odstępzie mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń wynoszącym $CINR_{LINK_MIN} = 40\text{dB}$ (wartość typowa dla wymagań optycznych łączy zwrotnych).



Rys. 4.55 Ilustracja zakresu dynamiki łącza optycznego DR przy zachowaniu $CINR > 40\text{dB}$

Zakres dynamiki sygnału na wejściu łącza optycznego możemy obliczyć numerycznie wyznaczając wartości zerowe funkcji (4.81) wyznaczone przy założonym minimalnym odstępzie mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń dla wybranego sposobu modulacji i dla wybranych parametrów toru optycznego:

$$f(m_{rms}) = -CNIR_{LINK_MIN} - 10\log\left(10^{-\left(\frac{CNR_{LINK}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CNLD}{10}\right)}\right). \quad (4.81)$$

Można też wykreślić funkcję (4.71) i określić zakres dynamiki metodą graficzną.

4.6.7 Porównanie źródeł światła wykorzystywanych przy realizacji optycznego toru zwrotnego

Jak pokazano powyżej na parametry łącza optycznego wpływa głównie źródło światła, a więc jego wybór jest najbardziej istotny dla poprawnej pracy optycznego łącza zwrotnego. W poniższej tabeli zestawiono, w celu porównania, podstawowe parametry dwóch źródeł światła stosowanych przy realizacji optycznego kanału zwrotnego w sieciach TVK. Są to diody laserowe FP i DFB.

Tabela 4.6 Porównanie nadajników optycznych toru zwrotnego

Parametr	Laser FP	Laser DFB
Wyjściowa moc optyczna [mW]	<1	0 ÷ 10
Typowa gęstość widmowa szumów RIN [dB/Hz]	-(130÷135)	-(140÷160)
Zasięg łącza zwrotnego (bez zastosowania wzmacniacza optycznego) dla $CNR_{LINK} > 40dB$	25 km	50-70km w zależności od mocy nadajnika i RIN
Zakres dynamiki DR (łącze -6 dB)	10÷15 dB	15÷20 dB
Ilość modów	Praca wielomodowa	Praca jednomodowa
Izolator optyczny	Polepsza pracę lecz nie jest konieczny	Wymagany
Chłodzenie	Nie wymaga	Wymaga dla mocy >2 mW
Zastosowanie	Praca na krótkich łączach, mała liczba podnośnych RF, brak możliwości stosowania w systemach WDM	Praca na długich łączach z możliwością transmisji wielu podnośnych RF i transmisji WDM

W nowoczesnych systemach mają zastosowanie jedynie lasery DFB. Projektowanie łącza optycznego w praktyce sprowadza się jedynie do doboru mocy nadajnika i odpowiedniego ustawienia głębokości modulacji światła przez dobór poziomu sygnału w zależności od ilości transmitowanych kanałów. Przy właściwym doborze elementów łącza optycznego wpływ szumów i zakłóceń toru optycznego na wypadkowy odstęp nośnej do szumu i zakłóceń staje się nieistotny.

4.7 Pojemność informacyjna kompletnego toru zwrotnego w sieci HFC

Pojemność informacyjna kompletnego toru zwrotnego będzie zależeć łącznie od ograniczeń części współosiowej i światłowodowej sieci HFC. Poniżej oszacowano, na podstawie wcześniejszych rozważań, pojemność potencjalną toru zwrotnego oraz obliczono pojemności rzeczywistego łącza zwrotnego dla stosowanych modulacji cyfrowych podając górne granice pojemności sieci liczone liczbę gniazd abonenckich korzystających z danego toru zwrotnego.

4.7.1 Potencjalna pojemność informacyjna toru zwrotnego

Potencjalną przepływność informacyjną C_{max} toru zwrotnego o paśmie B_{tz} możemy obliczyć z twierdzenia Shanonna znając przebieg odstęp sygnału od szumów i zakłóceń w torze zwrotnym $SINR_{TZ}(f)$ w funkcji częstotliwości:

$$C_{max} = \int_{B_{tz}} \log_2 \left(1 + 10^{\frac{SINR_{TZ}(f)}{10}} \right) df. \quad (4.82)$$

Korzystając z równania (3.3) podstawiając $r = 0,25$ i zakładając stałą gęstość widmową szumów i zakłóceń i stały poziom sygnału użytecznego w paśmie zwrotnym, możemy równanie (4.82) przekształcić do postaci:

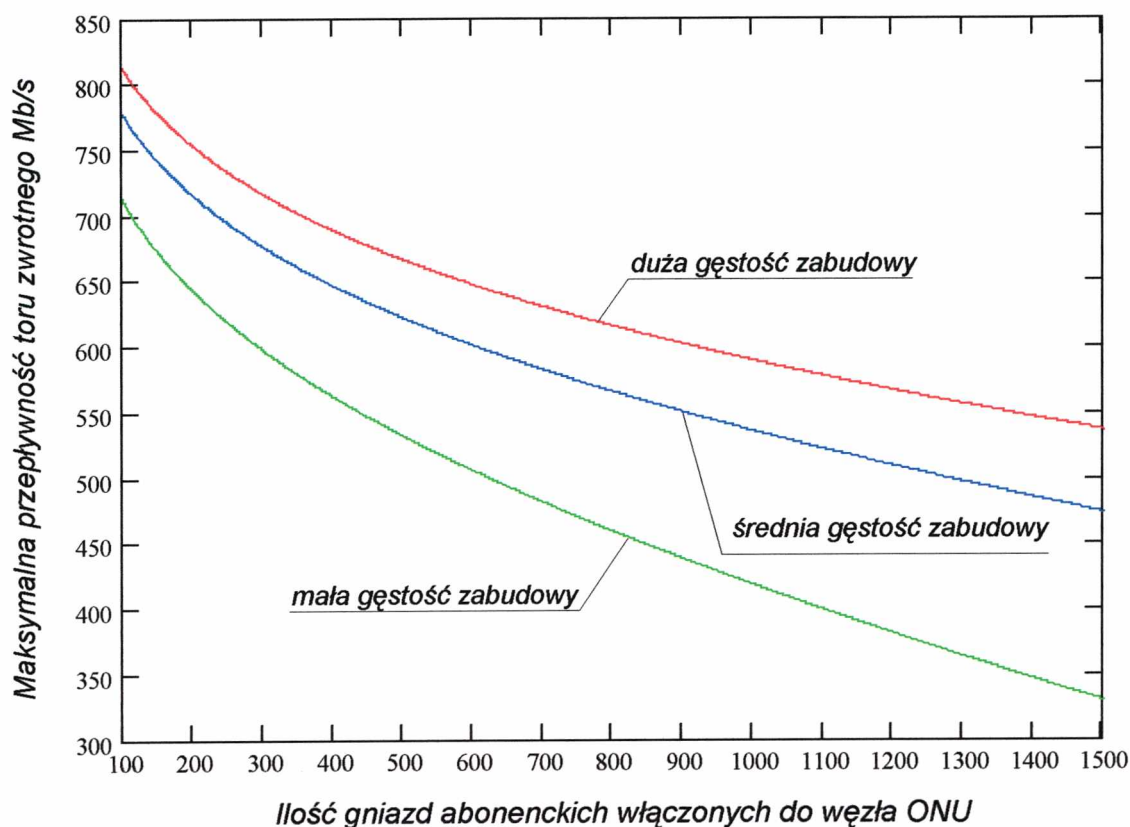
$$C_{max} = B_{tz} \log_2 \left(1 + 10^{\frac{CINR_{TZ} - 0,28}{10}} \right). \quad (4.83)$$

Dla całego systemu zwrotnego przy założeniu niezależności źródeł szumów i zakłóceń sieci współosiowej i optycznej możemy oszacować całkowity wypadkowy odstęp nośnej od szumów i zakłóceń w torze zwrotnym $CINR_{TZ}$:

$$CINR_{TZ} = -10 \log \left(10^{-\left(\frac{CINR_{ONU}}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{CINR_{LINK}}{10}\right)} \right), \quad (4.84)$$

gdzie: $CINR_{ONU}$ jest odstępem mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń na wejściu nadajnika optycznego toru zwrotnego, obliczany zgodnie z równaniem (3.64),
 $CINR_{LINK}$ jest odstępem mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń dla toru optycznego, obliczany zgodnie z równaniem (4.71).

Dla typowych parametrów toru zwrotnego można wykreślić maksymalną przepływność C_{max} toru zwrotnego o paśmie $B_{tz} = 60$ MHz w funkcji liczby gniazd abonenckich N włączonych do węzła ONU dla pełnego wypełnienia pasma zwrotnego przez 18 częstotliwościowych kanałów zwrotnych o paśmie $B_{kz} = 3,2$ MHz i dla sieci o różnej gęstości zabudowy i parametrach sieci współosiowej jak w tabeli 3.5. W obliczeniach uwzględniono również zniekształcenia nieliniowe współosiowej sieci dystrybucyjnej. Przyjęto następujące parametry toru optycznego $P_{o,d} = -8$ dB, $m_{rms} = 0,05$, $RIN = -145$ dB/Hz, $r_d = 0,85$ A/W, $I_r = 7$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$. W obliczeniach uwzględniono również zakłócenia sąsiedniokanałowe.



Rys. 4.56 Potencjalna przepływność maksymalna toru zwrotnego w zależności od ilości gniazd włączonych do węzła optycznego ONU dla różnych gęstości zabudowy w danym obszarze sieci współosiowej

Dla łączy zwrotnych z częścią optyczną zbudowaną w oparciu o nadajnik DFB, i przy tłumieniu toru poniżej 8 dB (długość toru ok. 25km praca w oknie 1550 nm bez zwielokrotniania WDM) wpływ łączy optycznych na pojemność informacyjną toru zwrotnego dla obszarów ONU o liczbie gniazd abonenckich powyżej 100 jest znikomy. Przez dobór mocy nadajnika światłowodowego możemy kompensować straty łączy optycznych w ten sposób by dopasować parametry szumowe łączy optycznych do parametrów szumowych sygnału na wejściu łączy optycznych. Projektując łączy optyczne należy dążyć do uzyskania takich parametrów szumowych łączy, by w zakresie zmian poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego zachować 3dB odstęp poziomu mocy szumów łączy optycznych od poziomu mocy szumów i zakłóceń sieci współosiowej.

4.7.2 Obliczenie rzeczywistej pojemności informacyjnej toru zwrotnego

Rzeczywistą pojemność informacyjną toru zwrotnego C_{tz} możemy obliczyć w zależności od typu zastosowanej modulacji cyfrowej i jej efektywności widmowej e_B i ilości kanałów zwrotnych I_{kz} . Maksymalna liczba kanałów zwrotnych zależy od szerokości pasma zwrotnego B_{tz} i szerokości widma poszczególnych częstotliwościowych kanałów zwrotnego B_{kz} związanego z szybkością modulacji s_r . Należy zauważyć, że dla danej modulacji możemy oszacować kres górny ilości gniazd abonenckich N włączonych optycznego węzła dostępowego ONU dla którego stopa błędów dla systemu bez korekcji błędów nie przekroczy wartości $BER > 10^{-9}$.

Całkowitą rzeczywistą przepływność pojedynczego toru zwrotnego możemy obliczyć ze wzoru:

$$C_{tz} = \sum_{i=1}^{l_{kz}} e_{B_i} s_{r_i} \cdot \quad (4.85)$$

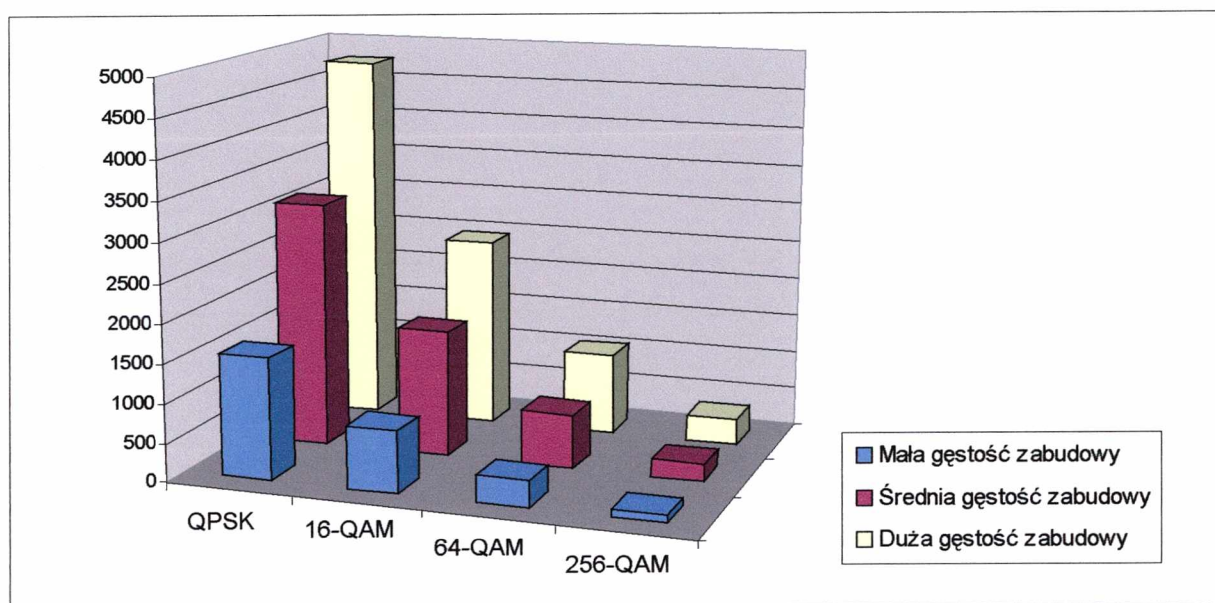
Dla jednakowych kanałów zwrotnych i zastosowaniu jednakowego sposobu modulacji wszystkich podnośnych RF możemy uprościć wzór (4.85) do postaci:

$$C_{tz} = l_{kz} e_B s_r = INT \left(\frac{B_{tz}}{B_{kz}} \right) e_B s_r \cdot \quad (4.86)$$

Tabela 4.7 Obliczenia przepływności toru zwrotnego w zależności od zastosowanej modulacji cyfrowej

<i>Parametr</i>	<i>Wartość</i>			
Typ zastosowanej modulacji	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
Wymagany minimalny odstęp nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń łącza zwrotnego $CINR_{TZ_MIN}$ [dB] dla $BER < 10^{-9}$	16	23,1	29,3	35,4
Szerokość pojedynczego zwrotnego kanału częstotliwościowego B_{kz} [MHz]	3,2	3,2	3,2	3,2
Maksymalna liczba częstotliwościowych kanałów zwrotnych	18	18	18	18
Maksymalna liczba gniazd włączonych do węzła ONU dla obszaru o dużej gęstości zabudowy	4765	2440	1045	338
Maksymalna liczba gniazd włączonych do węzła ONU dla obszaru o średniej gęstości zabudowy	3150	1615	690	223
Maksymalna liczba gniazd włączonych do węzła ONU dla obszaru o małej gęstości zabudowy	1550	790	337	107
Efektywność widmowa [b/Hz]	2	4	6	8
Przepływność binarna brutto [Mb/s]	92,16	184,32	276,48	368,64
Potencjalna przepływność binarna toru zwrotnego [Mb/s] dla $N=500$ dla sieci w obszarze o dużej gęstość zabudowy [Mb/s]	667 (1,34/gniazdo)	667 (1,34/gniazdo)	667 (1,34/gniazdo)	667 (1,34/gniazdo)
Potencjalna przepływność binarna toru zwrotnego [Mb/s] dla $N=500$ dla sieci w obszarze o średniej gęstość zabudowy [Mb/s]	622 (1,24/gniazdo)	622 (1,24/gniazdo)	622 (1,24/gniazdo)	622 (1,24/gniazdo)
Potencjalna przepływność binarna toru zwrotnego [Mb/s] dla $N=500$ dla sieci w obszarze o małej gęstość zabudowy [Mb/s]	532 (1,06/gniazdo)	532 (1,06/gniazdo)	532 (1,06/gniazdo)	532 (1,06/gniazdo)
Przepływność binarna brutto przypadająca na jednego abonenta (nasycenie usługami transmisji danych równe 30%) dla sieci o dużej gęstości zabudowy i maksymalnej liczbie gniazd włączonych do obszaru ONU [Mb/s]	0,065	0,252	0,882	3,636

<i>Parametr</i>	<i>Wartość</i>			
Przepływność binarna brutto przypadająca na jednego abonenta (nasycenie usługami transmisji danych równe 30%) dla sieci o średniej gęstości zabudowy i maksymalnej liczbie gniazd włączonych do obszaru ONU [Mb/s]	0,098	0,380	1,336	5,510
Przepływność binarna brutto przypadająca na jednego abonenta (nasycenie usługami transmisji danych równe 30%) dla sieci o dużej małej zabudowy i maksymalnej liczbie gniazd włączonych do obszaru ONU [Mb/s]	0,198	0,778	2,73	11,48

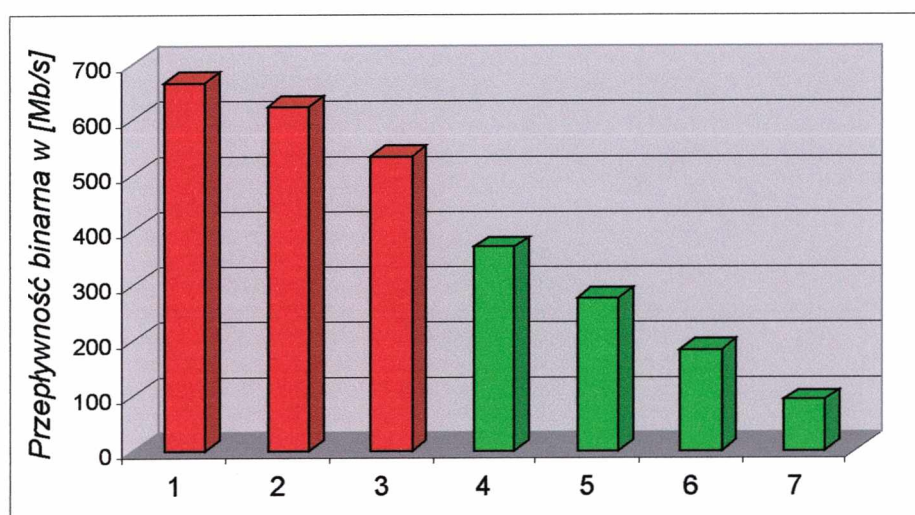


Rys. 4.57 Maksymalna liczba gniazd abonenckich w pojedynczym segmencie sieci współosiowej w zależności od sposobu modulacji i gęstości zabudowy w obszarze w którym jest realizowana sieć telewizji kablowej w technologii HFC

Analizując tabelę 4.7 oraz wykresy przedstawione na rysunkach można poczynić następujące obserwacje:

- 1) wraz ze zwiększającą się wartościowością modulacji kwadraturowych rosną wymagania dotyczące odstępów nośnej od szumów i zakłóceń dla danego kanału transmisyjnego toru zwrotnego, a w związku z tym zmniejsza się maksymalna liczba gniazd abonenckich, która dla określonych parametrów sieci HFC i rozkładu przestrzennego abonentów sieci (gęstości zabudowy), może przypadać na jeden optyczny węzeł dostępowy ONU, a co za tym idzie na pojedynczy tor optyczny,
- 2) potencjalna przepływność toru zwrotnego dla danej liczby gniazd abonenckich włączonych do jednego optycznego węzła dostępowego ONU będzie największa dla obszarów o dużej gęstości zabudowy, wynika to przede wszystkim z niewielkiego rozrzutu tłumień sieci związanej z niewielkim rozmiarem przestrzennym współosiowej sieci dystrybucyjnej i budynkowej i dużą ilością gniazd przypadającą na jeden wzmacniacz budynkowy, małą liczbę wzmacniaczy magistralnych,

- 3) rzeczywista pojemność informacyjna toru zwrotnego zależy od zastosowanej modulacji cyfrowej. Im wyższa wartościowość modulacji kwadraturowej tym większa przepływność toru przy tej samej szybkości modulacji i ilości częstotliwościowych kanałów zwrotnych, jednak przy zwiększaniu wartościowości sygnałów transmitowanych w torze zwrotnym konieczne jest dokonanie na tyle głębokiej segmentacji sieci współosiowej by odstęp nośnej od szumów i zakłóceń był wystarczający dla transmisji z określoną minimalną stopą błędów. Wymagana głębokość segmentacji sieci współosiowej będzie największa dla obszarów o małej gęstości zabudowy, ze względu duży rozrzut tłumień w współosiowej sieci budynkowej i dystrybucyjnej i małej liczbie gniazd przypadających na wzmacniacz budynkowy i magistralny.



Rys. 4.58 Potencjalna (kolor czerwony) i rzeczywista (kolor zielony) przepływność binarna pojedynczego toru zwrotnego w sieci HFC dla poszczególnych warunków:

- 1) $N=500$ i duża gęstość zabudowy w obszarze sieci współosiowej,
- 2) $N=500$ i średnia gęstość zabudowy w obszarze sieci współosiowej,
- 3) $N=500$ i mała gęstość zabudowy w obszarze sieci współosiowej,
- 4) tor zwrotny z kanałami z modulacją 256-QAM,
- 5) tor zwrotny z kanałami z modulacją 64-QAM,
- 6) tor zwrotny z kanałami z modulacją 16-QAM,
- 7) tor zwrotny z kanałami z modulacją QPSK.

5. Podsumowanie i wnioski końcowe

W niniejszej pracy przedstawiłem dogłębną analizę parametrów i możliwości realizacji toru zwrotnego w sieci telewizji kablowej, który jest niezbędny dla realizacji usług interaktywnych. Po niezbędnym wprowadzeniu do tematu dokonano kolejno analizy i optymalizacji części współosiowej, a następnie części światłowodowej toru zwrotnego.

W rozdziale drugim przedstawiono konfigurację i poszczególne elementy nowoczesnej sieci telewizji kablowej realizowanej w oparciu o technologię hybrydową światłowodowo-współosiową (HFC). Ta część pracy miała na celu nie tylko wprowadzenie do tematu, lecz przede wszystkim wyodrębnienie istotnych parametrów sieci oraz parametrów elementów ją budujących, mających największy wpływ na właściwości transmisyjne toru zwrotnego. Ważnym punktem tego rozdziału było przedstawienie typowych, średnich wartości parametrów sieci współosiowej i światłowodowej. Pokazano także związek parametrów współosiowej sieci budynkowej z rozkładem przestrzennym abonentów w danym obszarze, a więc z gęstością zabudowy, która jak się później okazało ma istotny wpływ na parametry transmisyjne toru zwrotnego.

W rozdziale trzecim podjęto udaną próbę stworzenia modelu matematycznego części współosiowej toru zwrotnego, który ma służyć powiązaniu ograniczonej liczby istotnych parametrów sieci współosiowej i elementów ją budujących na podstawowy parametr transmisyjny jakim jest odstęp mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń w torze zwrotnym. Na podstawie opracowanego modelu toru zwrotnego dokonano wielu symulacji wpływu zmian parametrów sieci współosiowej na odstęp nośnej od szumów i zakłóceń, najpierw dla sieci budynkowej, a następnie dla sieci dystrybucyjnej, dla reprezentatywnych trzech gęstości zabudowy.

Udowodniono, że istnieje związek pomiędzy liczbą gniazd abonenckich włączonych do jednego optycznego węzła dostępowego, gęstością zabudowy w obszarze sieci współosiowej i odstępem mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń na wejściu optycznego nadajnika toru zwrotnego. Pokazano, że za degradację sygnału w sieci HFC odpowiada głównie efekt kumulacji szumów i zakłóceń w drzewiastej strukturze części współosiowej sieci HFC. Wykazano, że im większa będzie segmentacja sieci współosiowej tym lepsze będą warunki dla transmisji zwrotnej mierzone odstępem mocy nośnej od mocy skumulowanych szumów i zakłóceń. Zauważono, że wpływ parametrów szumowych i zniekształceń wprowadzanych przez wzmacniacze toru zwrotnego na jakość transmisji zależy z jednej strony od mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza, a z drugiej strony jest związany z liczbą gniazd abonenckich przypadających na optyczny węzeł dostępowy ONU i rozpiętością przestrzenną sieci dystrybucyjnej. Pokazano także, że o górnym ograniczeniu dynamiki współosiowego toru zwrotnego decyduje zjawisko obcinania sygnału złożonego spowodowane nasyceniem wzmacniacza toru zwrotnego, a nie poziom mocy produktów zniekształceń intermodulacyjnych.

Rozdział czwarty poświęcono zagadnieniu przesłania łączem optycznym wielu częstotliwościowych kanałów zwrotnych z nośnymi zmodulowanymi cyfrowo. Pierwszą część tego rozdziału poświęcono zagadnieniu sprzężenia sieci współosiowej z łączem optycznym, oraz efektywności przeniesienia mocy elektrycznej przez łącze optyczne dla systemów z modulacją bezpośrednią i dla porównania z modulacją zewnętrzną. Pokazano, że przez zastosowanie dopasowania transformatorowego można poprawić przeniesienie mocy elektrycznej przez łącze optyczne.

Przeanalizowano także różne typy źródeł światła możliwe do zastosowania w transmisji zwrotnej pod względem wzmocnienia naturalnego łącza optycznego, które określa efektywność przeniesienia mocy elektrycznej sygnału przez łącze optyczne. Następnie scharakteryzowano parametry szumowe optycznego łącza zwrotnego dla dwóch najczęściej stosowanych obecnie źródeł światła diody laserowej FP i DFB. Dzięki przeprowadzonej analizie pokazano, że górnym ograniczeniem dynamiki optycznego łącza zwrotnego jest zjawisko obcinania sygnału złożonego z wielu podnośnych RF na wejściu optycznego nadajnika toru zwrotnego związane z wypadkową głębokością modulacji natężenia światła, a więc poziomem mocy elektrycznego sygnału na wejściu nadajnika laserowego w odniesieniu do jego prądu podkładu. Wykazano, że przy rosnącej liczbie częstotliwościowych kanałów zwrotnych istnieje konieczność stosowania źródeł światła o lepszych parametrach szumowych i optycznej mocy wyjściowej, która skompensuje tłumienie toru optycznego.

W końcowej części pracy na podstawie wcześniejszych rozważań przedstawiono zagadnienie pojemności informacyjnej kompletnego toru zwrotnego w sieci telewizji kablowej zbudowanej w technologii HFC. Porównano potencjalną przepływność toru zwrotnego, ograniczoną przez szerokość pasma zwrotnego i odstęp mocy nośnej od mocy skumulowanych szumów i zakłóceń toru zwrotnego z przepływnością rzeczywistą wynikającą z ilości częstotliwościowych kanałów zwrotnych, szybkości modulacji i sposobu modulacji poszczególnych podnośnych. Pokazano, że im wyższa jest wartość modułacyjnej cyfrowej sygnału transmitowanego w torze zwrotnym, tym mniejsza może być pojemność jednego segmentu sieci współosiowej, mierzona liczbą gniazd abonenckich włączonych do jednego optycznego węzła dostępowego ONU. Maksymalna liczba gniazd włączonych do węzła ONU, przy określonej pojemności informacyjnej systemu, będzie także tym mniejsza, im mniejsza jest gęstość zabudowy w obszarze, w którym realizowane jest sieć współosiowa.

Podsumowując można stwierdzić, że założone na wstępie cele pracy zostały w całości zrealizowane, a teza pracy, przytoczona poniżej, udowodniona.

Pojemność informacyjna toru zwrotnego zależy głównie od głębokości segmentacji sieci współosiowej oraz od topologii i parametrów sieci, które są związane z rozkładem przestrzennym abonentów w rozpatrywanym obszarze

5.1. Wnioski praktyczne wynikające z niniejszej pracy

Przeprowadzone analizy, badania symulacyjne i pomiary pozwalają sformułować wiele wniosków praktycznych mających zastosowanie przy projektowaniu, modernizowaniu i eksploatacji systemów telewizji kablowej.

5.1.1 Wnioski dotyczące współosiowej sieci budynkowej

- 1) Odstęp mocy nośnej od poziomu szumów i zakłóceń na wejściu wzmacniacza budynkowego $CINR_{bud}$:
 - zmniejsza się nieznacznie przy zwiększaniu średniego tłumienia sieci budynkowej A_{sr} dla sieci budynkowej z niewielkimi różnicami tłumień poszczególnych gałęzi sieci ($\Delta A=5$), natomiast dla dużych wartości $\Delta A=15$, po pierwsze $CINR_{bud}$ będzie mniejszy dla danego A_{sr} od wartości obliczonej dla mniejszych ΔA , a po drugie będzie się zmniejszać najszybciej przy zwiększaniu A_{sr} w porównaniu do sieci o mniejszym ΔA (rys. 3.3),

- dla małych odchyłeń standardowych tłumienia sieci budynkowej ΔA w do $8\div 9$ dB zmiany $CINR_{bud}$ są niewielkie ok. 1 dB i praktycznie niezależnie od A_{sr} , przy dalszym zwiększaniu ΔA odstęp $CINR_{bud}$ zmniejsza się proporcjonalnie o ok. 1 dB na każdy 1 dB zwiększenia ΔA . Spadek wartości odstępu $CINR_{bud}$ jest największy dla sieci o największym tłumieniu średnim A_{sr} (rys. 3.4),
 - zmniejsza się przy zwiększaniu ilości gniazd abonenckich n proporcjonalnie do $1/n$, w największym stopniu dla sieci o dużym ΔA (rys. 3.5),
 - zmniejsza się przy zwiększeniu tłumienia portu dane gniazda abonenckiego A_d w największym stopniu dla sieci o dużym ΔA i A_{sr} (rys. 3.6, 3.7),
 - zmniejsza się proporcjonalnie zwiększenia liczby modemów kablowych w stosunku do liczby gniazd sieci budynkowej. Przy dużej liczbie aktywnych modemów w sieci budynkowej ($>60\div 70\%$) szum z modemów będzie maskował pozostałe szумы i zakłócenia. Należy jednak zauważyć, że praktycznych systemach liczba modemów w stosunku do liczby gniazd abonenckich rzadko przekracza 30% (rys. 3.8, 3.9, 3.10).
- 2) W celu zachowania maksymalnego odstępu mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń sieci budynkowej $CINR_{bud}$, dla normatywnych parametrów sygnału należy:
- stosować gniazda abonenckie o jak najmniejszym tłumieniu portu dane D w torze zwrotnym (dostępne są gniazda o tłumieniu równym ok. 1 dB) jednocześnie przy zachowaniu dużego tłumienia portów TV i R w torze zwrotnym (>30 dB) oraz dobrej separacji pomiędzy portami D oraz TV i R (min. 40 dB), ze względu na możliwość przesterowania odbiorników TV lub R sygnałem z modemu, którego poziom wyjściowy może sięgać nawet 59 dBmV,
 - projektować i modernizować sieć w ten sposób by odchylenie standardowe tłumień sieci budynkowej ΔA względem tłumienia średniego A_{sr} dla poszczególnych gałęzi abonenckich było jak najmniejsze, jednocześnie zachowując jak najmniejsze tłumienie średnie A_{sr} w sieci budynkowej,
 - przy dużej liczbie abonentów korzystających z usług interaktywnych, nie należy przydzielać wszystkich do jednego częstotliwościowego kanału zwrotnego. Korzystnej jest rozdzielić proporcjonalnie abonentów na kilka częstotliwościowych kanałów zwrotnych.
- 3) Wpływ zakłóceń od kanałów sąsiednich i harmoniczných dla systemu z jednakowymi poziomami sygnału w poszczególnych kanałach częstotliwościowych jest znaczący bez względu na liczbę modemów w stosunku do całkowitej liczby gniazd abonenckich. Im większe nasycenie sieci usługami transmisji danych tym wypadkowy stosunek mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń maleje proporcjonalnie do zwiększenia liczby modemów, z nachyleniem tym większym im niższy był poziom szumów i zakłóceń dla małego nasycenia sieci. Dla dużej ilości modemów zakłócenia od sąsiednich kanałów stają się dominujące. Mniejszy wpływ na $CINR_{bud}$ mają zakłócenia od kanałów harmoniczných, które w porównaniu do zakłóceń od kanałów sąsiednich mają poziom mocy o ok. 5 dB mniejszy.
- 4) W celu zwiększenia pasma transmisyjnego przypadającego na jednego abonenta najczęściej w pierwszym kroku uruchamia się kolejne zwrotne kanały częstotliwościowe i przydziela się proporcjonalnie grupę modemów do danego kanału. Kolejność i sposób zajmowania nowych kanałów częstotliwościowych jest istotna. W związku z przeprowadzonymi symulacjami można sformułować następujące zalecenia odnośnie zajmowania nowych kanałów:

- przy uruchamianiu nowych kanałów częstotliwościowych należy w pierwszej kolejności wybierać kanały nie będące kanałami sąsiednimi lub harmonicznymi dla istniejących kanałów,
- następnie w drugiej kolejności można zajmować kanały z dolnego zakresu pasma, dla których pierwsza harmoniczna zakłóca istniejące kanały,
- w dalszej kolejności należy zajmować kanały sąsiednie, przy czym korzystnie jest obniżyć poziom sygnału w nowych kanałach w stosunku do kanałów sąsiednich tak by nie spowodować znaczącego pogorszenia jakości transmisji w istniejących kanałach. Obniżenie poziomu nośnej w nowych kanałach może spowodować konieczność zastosowania modulacji o niższej wartościowości.

5.1.2 Wnioski dotyczące współosiowej sieci dystrybucyjnej

- 1) Największy (optymalny) wypadkowy odstęp mocy nośnej od mocy szumów i mocy zakłóceń $CINR_{wyp}$ przy sumowaniu sygnałów z dwóch gałęzi sieci dystrybucyjnej uzyskamy przy łącznym spełnieniu dwóch warunków:
 - jednakowego poziomu nośnych sygnału na wyjściu elementu sumacyjnego (dla elementów biernych magistralnych będzie to wejście dla toru dosyłowego, a dla wzmacniaczy wieloportowych lub wieloportowych węzłów optycznych będzie to wyjście wewnętrznego biernego sumatora torów zwrotnych, umieszczonego zwykle po filtrze dupleksowym),
 - zbliżonego stosunku mocy nośnych do mocy szumów i zakłóceń sumowanych sygnałów.
- 2) Na podstawie przeprowadzonych symulacji pracy sieci dystrybucyjnej z uwzględnieniem niezależnych, addytywnych szumów i zakłóceń oraz poprawki korekcyjnej, można wyciągnąć następujące wnioski dotyczące jakości sygnału użytecznego na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU, charakteryzowanej średnim odstępem nośnej od skumulowanych szumów i zakłóceń sieci współosiowej $CINR_{ONU}$:
 - odstęp $CINR_{ONU}$ zmniejsza się, proporcjonalnie do odwrotności liczby gniazd abonenckich $1/N$, przy zwiększeniu liczby abonentów włączonych do węzła dostępowego ONU (rys. 3.15), przy czym ze względu na najszybciej zwiększającą się liczbę wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej i liczbę sieci budynkowych przy rosnącym N , odstęp $CINR_{ONU}$ najszybciej zmniejsza się dla sieci w obszarach o małej gęstości zabudowy,
 - przy jednakowej liczbie gniazd abonenckich włączonych do węzła ONU i jednakowym stosunku liczby aktywnych modemów do liczby gniazd abonenckich, odstęp $CINR_{ONU}$ będzie tym mniejszy im mniejsza jest gęstość zabudowy w danym obszarze ze względu na mniejszą liczbę abonentów włączonych do jednej sieci budynkowej i większą ilość wzmacniaczy w sieci dystrybucyjnej (rys. 3.15 i 3.16),
 - odstęp $CINR_{ONU}$ maleje liniowo wraz ze wzrostem ilości abonentów korzystających z usługi transmisji danych w stosunku do liczby gniazd abonenckich włączonych do węzła ONU, przy czym nachylenie charakterystyki $CINR_{ONU}(\%mod)$ jest zależne od gęstości zabudowy (rys.3.16),

- przez podział sieci współosiowej na segmenty o mniejszej liczbie gniazd abonenckich włączonych do optycznego węzła dostępowego ONU można zwiększyć wypadkowy odstęp mocy nośnej do mocy szumów i zakłóceń na wejściu optycznego węzła dostępowego ONU ($CINR_{ONU}$), a co za tym idzie pojemność informacyjną łącza zwrotnego (rys. 3.17) i jest to najbardziej efektywna metoda poprawy warunków transmisji w torze zwrotnym,
 - w celu uzyskania zbliżonych warunków transmisji dla różnej gęstości zabudowy głębokość segmentacji sieci powinna być tym większa, im bardziej rozproszona jest zabudowa w danym obszarze sieci TVK.
- 3) Dla ustalonej liczby gniazd abonenckich włączonych do węzła dostępowego ONU, liczby aktywnych modemów oraz dla danego typu zabudowy obszaru, który obejmuje dana sieć współosiowa można poprawić odstęp $CINR_{ONU}$, a co za tym idzie zwiększyć pojemność informacyjną łącza zwrotnego w następujący sposób:
- przez zastosowanie w całej sieci gniazd abonenckich o minimalnym tłumieniu dla portu dane, przy zachowaniu pozostałych parametrów (rys. 3.18),
 - przez zastosowanie kompensacji tłumień sieci budynkowej, powodującego zmniejszenie różnic tłumienia dla poszczególnych gałęzi abonenckich w sieci budynkowej (rys. 3.19).
- 4) Zastosowanie kompensacji tłumień gałęzi sieci budynkowej w istniejącej sieci najłatwiej jest przeprowadzić na podstawie obliczonych wartości tłumień wkładek typu *plug-in* instalowanych w specjalnych rozgałęźnikach wielokrotnych wyposażonych dupleksowe rozdzielacze kierunków transmisji [1]. Spowoduje to jednak niepożądany efekt w postaci zwiększenia opóźnienia grupowego sygnału zwrotnego.
- 5) Można również tak zaprojektować sieć budynkową by dopuścić większy rozrzut poziomów sygnału dla toru dosyłowego na gniazdach abonenckich ($\pm 6\text{dB}$ zamiast $\pm 3\text{dB}$), np. przez zastosowanie w sieci budynkowej rozgałęźników wielokrotnych (multitapów) o jednakowym tłumieniu. Zmniejszyśmy wówczas o ok. 3dB odchylenie standardowe tłumień sieci budynkowej dla toru zwrotnego. Zwiększenie różnic poziomów w torze dosyłowym na gniazdach abonenckich będzie kompensowane układami automatycznej kontroli wzmocnienia na wejściu odbiorników RTV i modemów kablowych lub przystawek STB.
- 6) Kolejną metodą poprawy warunków transmisji w torze zwrotnym szeroko stosowaną przez operatorów sieci telewizji kablowej jest ograniczenie liczby źródeł zakłóceń przez zastosowanie filtrów górnoprzepustowych odcinających pasmo zwrotne na wejściu gniazdek abonenckich lub na wyjściu rozgałęźników wielokrotnych dla wszystkich abonentów, którzy nie korzystają z usług dwukierunkowych. Metoda ta jest efektywna, szczególnie dla systemów gdzie dominują usługi retransmisji kanałów telewizji analogowej i tam gdzie na jeden węzeł ONU przypada duża liczba (>1000) gniazd abonenckich. Lecz przy szybko rosnącej liczbie abonentów usług interaktywnych nie ma alternatywy dla metod poprawy jakości toru zwrotnego polegających na segmentacji sieci współosiowej i kompensacji tłumień sieci budynkowych. Zastosowanie filtrów powoduje, że dla uruchomienia każdego nowego modemu konieczna jest ingerencja pracowników utrzymania sieci i nie można stosować instalacji modemu przez samego abonenta jak urządzenie typu *plug-and-play*.

Dodatkowo przy uruchamianiu kolejnych modemów następuje stopniowe pogorszenie warunków transmisji dla pozostałych urządzeń, co w efekcie spowoduje konieczność podziału sieci na mniejsze segmenty (obszary).

- 7) Na podstawie równań (3.62) i (3.63) oraz przedstawionego na rys. 3.24 typowego przebiegu odstepu mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń na wyjściu wzmacniacza $CINR_{wzm}$ w funkcji widmowej gęstości mocy na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego, można poczynić następujące obserwacje:
- w zakresie małych widmowych gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego $CINR_{wzm}$ rośnie proporcjonalnie do wzrostu poziomu sygnału wyjściowego. W tym zakresie dominują szумы wzmacniacza, szумы termiczne i szумы sygnału wejściowego,
 - dla średnich wartości widmowych gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego będą dominować zakłócenia powodowane przez zniekształcenia intermodulacyjne najpierw drugiego CSO, a następnie także trzeciego rzędu CTB. W tym zakresie $CINR_{wzm}$ będzie początkowo malał jak o 1dB na każdy 1dB wzrostu gęstości widmowej mocy (wpływ CSO) a następnie o 2dB na każdy 1dB wzrostu gęstości widmowej mocy (wpływ CTB),
 - dla dużych wartości widmowej gęstości mocy sygnału na wyjściu wzmacniacza toru zwrotnego po przekroczeniu limitu obcinania następuje gwałtowny spadek $CINR_{wzm}$ spowodowany nasyceniem wzmacniacza i efektem obcinania szczytów sygnału,
 - optymalny punkt pracy wzmacniacza toru zwrotnego dla sygnałów z modulacjami cyfrowymi dla których produkty zniekształceniowe mają widmo zbliżone do szumu będzie się znajdował w pobliżu maksymalnej wartości $CINR_{wzm}$ w funkcji gęstości widmowej mocy na wyjściu wzmacniacza. Dla omawianego w rozdziale 3 przykładu będzie to dla wartości ok. 34 dBμV/Hz,
 - ze względu na duży poziom szumów i zakłóceń sygnału użytecznego na wejściu wzmacniacza budynkowego ($CINR_{bud} = 40÷50$), o górnym ograniczeniu dynamiki sygnału na wyjściu wzmacniacza będą decydować zniekształcenia powodowane nasyceniem wzmacniacza, czyli *NLD*.
- 8) Analiza zniekształceń nieliniowych systemu zwrotnego pokazała dodatkowo, że istnieje optymalna gęstość widmowa sygnału złożonego dla której odstep mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń będzie największy (rys. 3.25÷3.28). Pokazano także, że ze względu na duży poziom zakłóceń dla sieci budynkowej i małą liczbę kanałów transmisyjnych małosygnałowe zniekształcenia nieliniowe funkcji przenoszenia wzmacniacza dystrybucyjnego mają znikomy wpływ na pracę systemu. Natomiast ważnym ograniczeniem dynamiki systemu zwrotnego okazało się nasycenie wzmacniacza, które powoduje obcinanie wierzchołków wielokanałowego sygnału o dużej mocy. Zwiększenie limitu obcinania wzmacniacza *cl* powoduje zwiększenie zakresu dynamiki sygnału na wyjściu wzmacniacza (rys.3.27). Istotny okazał się również związek liczby kanałów zwrotnych l_{kz} i gęstości widmowej sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego (rys.3.28). Mianowicie zwiększenie ilości kanałów zwrotnych powoduje zmniejszenie zakresu dynamiki sygnału na wyjściu wzmacniacza dystrybucyjnego i konieczną redukcję gęstości widmowej sygnału przy wzroście liczby jednocześnie transmitowanych kanałów.

Zmniejszenie gęstości widmowej sygnału użytecznego z kolei powoduje zmniejszenie odstepu nośnej od szumów i zakłóceń i zmniejsza potencjalną przepływność toru zwrotnego.

- 9) Najbardziej znaczącą poprawą odporności systemu zwrotnego na zakłócenia wąskopasmowe można dzięki zastosowaniu na wejściu odbiornika cyfrowego filtru adaptacyjnego ICF (*Ingress Cancellation Filter*) wycinającego (odfiltrowującego) z kanału zwrotnego prążki wąskopasmowych sygnałów zakłócających, a także zakłóceń spowodowanych zniekształceniami współnościskowymi CPD.
- 10) Korekcja błędów zwiększa odporność systemu na zakłócenia impulsowe, które zwykle mają charakter losowy. Losowość przejawia się w odniesieniu do częstotliwości występowania, amplitudy i czasu trwania co powoduje, że nie mogą być usunięte z sygnału użytecznego przy zastosowaniu filtrów antyingeresowe ICF. Stopa błędów w systemie z korekcją błędów zależy od amplitudy i częstotliwości występowania zakłóceń impulsowych.
- 11) Wybór sposobu wielodostępu do częstotliwościowego kanału zwrotnego ma wpływ na odporność na zakłócenia impulsowe, gdy rozpatrujemy system z korekcją błędów. Gdy występują impulsy o dużej, amplitudzie, ale krótkim czasie trwania korzystnie jest stosować wielodostęp TDMA standardu DOCSIS, dla impulsów o średniej amplitudzie w trybie CDMA system będzie działać dla dłuższych impulsów niż w trybie TDMA.
- 12) W projekcie sieci współosiowej należy zawsze sprawdzać, czy nie jest przekroczona wartość graniczna poziomu zniekształceń sygnału spowodowanych modulacją sygnału użytecznego prądem zasilania (modulacja HUM), a w przypadku przekroczenia konieczne jest zaprojektowanie podziału systemu zasilania na dwie lub więcej części, co spowoduje proporcjonalny spadek przenoszonego prądu zasilania i zniekształceń HUM. W sieciach o głębokiej segmentacji problem wpływu systemów zdalnego zasilania nie istnieje.
- 13) Zniekształcenia współnościskowe CPD spowodowane efektem diodowym powstałym w wyniku utleniania i korozji powierzchni styków złączy. Pojawiają się one w tych częściach sieci koncentrycznej, gdzie wspólnie transmitowane są sygnały torów dosyłowego i zwrotnego. W celu zmniejszenia poziomu lub nawet eliminacji zakłóceń spowodowanymi zakłóceniami CPD należy: utrzymywać złącza (zewnętrzne i wewnętrzne) w czystości i unikać tzw. luźnych złączy i unikać kontaktów metal-metal, które przyczyniają się do korozji bimetalicznej.
- 14) W celu zmniejszenia wpływu odbić sygnału w sieci współosiowej konieczne jest zastosowanie w modemach kablowych CM prekorekcji charakterystyki częstotliwościowej toru zwrotnego (*Equalization*). Korekcja charakterystyki częstotliwościowej toru zwrotnego stosowane jest w celu zmniejszenia efektów nierównomierności charakterystyki częstotliwościowej tłumienia i opóźnienia. W standardach DOCSIS 1.1. i 2.0. korekcja kanału zwrotnego jest uzyskiwana głównie przez zastosowanie prekorekcji na wyjściu modemów kablowych CM, ze względu na różne drogi sygnału od różnych modemów kablowych.

- 15) Na podstawie przeprowadzonych pomiarów stosunku mocy nośnej do mocy szumów i mocy zakłóceń dla torów zwrotnych w obszarach o różnej gęstości zabudowy w powiązaniu z wynikami symulacji przeprowadzonych na bazie opracowanego modelu toru zwrotnego można stwierdzić:
- zaproponowany model symulacyjny toru zwrotnego daje wyniki zbliżone do wartości zmierzonych, a maksymalny błąd mieści się w granicach od +3,3 do -5,4 dB, przy czym różnice te mogą być spowodowane zarówno błędami pomiarowymi jak również okresowymi zakłóceniami impulsowymi, których zaproponowany model nie obejmuje,
 - pomiar pokazał, że dla wszystkich rodzajów sieci i typów zabudowy zachodzi tendencja zmniejszania się odstepu $CINR_{ONU}$ wraz ze wzrostem liczby gniazd abonenckich włączonych do jednego węzła ONU, przy czym degradacja sygnału następuje najszybciej dla sieci o zabudowie rozproszonej, ze względu na dużą fizyczną rozpiętość sieci i związaną z nią liczbą wzmacniaczy dystrybucyjnych,
 - zaproponowany model symulacyjny toru zwrotnego najlepiej sprawdza się dla sieci o dużej gęstości zabudowy i liczbie gniazd abonenckich poniżej 800,
 - dla obszarów o małej gęstości zabudowy zaproponowany model toru zwrotnego daje wyniki zawyżone w stosunku do wartości zmierzonych, co może być spowodowane dużą ilością wzmacniaczy dystrybucyjnych i nieznacznymi błędami w ustawieniu poszczególnych tłumień odgałęzień sieci oraz wpływem zakłóceń o dodatniej korelacji wzajemnej,
 - zadowalająca wypadkowa zbieżność wyników obliczeń symulacyjnych z wynikami pomiarów pozwala na zastosowanie opracowanego w ramach niniejszej pracy modelu matematycznego toru zwrotnego do planowania nowych sieci dwukierunkowych kablowych oraz do modernizacji sieci istniejących, w celu zwiększenia pojemności toru zwrotnego.

5.1.3 Wnioski dotyczące optycznego łącza zwrotnego

- 1) Dla toru optycznego zbudowanego ze światłowodowych włókien jednomodowych, można poczynić następujące obserwacje:
 - dla małej długości torów do 20 km strata mocy związana z wyborem długości fali optycznej pomiędzy 1310 nm i 1550 nm jest niewielka ≤ 2 dB,
 - dla torów o znacznej długości należy stosować systemy na fali 1550 nm, co pozwoli na większy odstęp od szumów odbiornika (konieczne jest jednak sprawdzenie warunku na dyspersję chromatyczną),
 - wprowadzenie elementów zwielokrotnienia falowego powoduje znaczne tłumienie dodatkowe zmniejszając bilans mocy o ok. 8 dB, co wymusza stosowanie nadajników o większej mocy wyjściowej.
- 2) Analizując wykresy na rys. 4.17 dla łączy optycznych zestawionych z modulatorów bezpośrednich z laserem FP i DFB oraz dla modulatora z zewnętrzną modulacją MZM, łącznie z przeprowadzonym powyżej wywodem, można wyciągnąć następujące ogólne wnioski:
 - wzmocnienie naturalne łącza optycznego g_i dla modulacji bezpośredniej nie zależy od nadawanej przez laser mocy optycznej, w badanym zakresie mocy. Dopiero przy wartościach emitowanej mocy optycznej, zbliżonych do wartości granicznych, dla danego typu urządzenia (rzędu 1mW dla laserów FP i rzędu kilku mW dla laserów DFB), następuje kilku dB spadek wzmocnienia g_i ,

- łączy optyczne z laserami DFB, ze względu na większą efektywność przemiany optycznej ($s_{I-DFB} > s_{I-FP}$), posiadają większe o ok. 15÷20 dB wzmocnienie naturalne łączy w porównaniu z łączy z laserami FP,
- w przypadku modulatorów z zewnętrzną modulacją sterując mocą źródła światła można zmieniać naturalne wzmocnienie łączy,
- dla mocy optycznych rzędu 1 mW, w stosunku do łączy z laserem FP oraz 6 mW, dla łączy z laserem DFB, wzmocnienie naturalne łączy z badanym modulatorem zewnętrznym jest równe wzmocnieniu naturalnemu łączy z badanym modulatorem bezpośrednim,
- dalszy wzrost mocy lasera CW powoduje dalszy, w przybliżeniu liniowy (w mierze log), wzrost wzmocnienia naturalnego łączy z modulatorem MZM.

3) Analizując przykład na rys. 4.23 oraz porównując wyrażenia (4.41) i (4.42) możemy wyciągnąć następujące wnioski:

- wzmocnienie stałoprądowe i niskoczęstotliwościowe, większe dla dopasowania transformatorowego w porównaniu do dopasowania rezystancyjnego, a zwiększenie wzmocnienia dla warunku dopasowania $N_L^2 R_L = R_S$ wynosi:

$$\text{Zwiększenie_wzmocnienia} = N_L^2 = \frac{R_S}{R_L}.$$

Przy zastosowaniu idealnego (bezstratnego i o dowolnym przełożeniu) transformatora i bardzo małej rezystancji diody laserowej możemy uzyskać znaczną poprawę przeniesienia mocy w stosunku do rozwiązania z dopasowaniem rezystancyjnym,

- sprzężenie transformatorowe w porównaniu do sprzężenia rezystancyjnego pozwala nie tylko zwiększyć wzmocnienie, ale również pasmo:

$$\text{Zwiększenie_pasma} = \frac{R_S + R_{MATCH}}{R_S} = 2 - \frac{R_L}{R_S}.$$

Okazuje się że istnieje limit, wynoszący 2 razy, zwiększenia pasma dzięki zastosowaniu sprzężenia transformatorowego w porównaniu z dopasowaniem rezystancyjnym, a wpływ na pasmo ma także rezystancja diody laserowej. Im rezystancja ta jest mniejsza tym pasmo większe.

4) Analizując rys. 4.27 oraz równanie (4.46) można wyciągnąć następujące wnioski:

- funkcja przenoszenia jest stała dla określonego N_D od niskich częstotliwości, aż do częstotliwości granicznej dla której obserwujemy wpływ pojemności diody C_D i skończonej rezystancji połączeń (styków) R_D wówczas następuje spadek wzmocnienia,
- można zaobserwować „wymianę” wzmocnienia na pasmo: im wyższe wzmocnienie tym mniejsze pasmo, co jest regulowane przełożeniem transformatora N_D ,
- dla pracy ze sprzężeniem poniżej dopasowania obserwujemy podbicie rezonansowe wynikające z równoległego połączenia pojemności C_D i indukcyjności L ,
- w celu optymalizacji przenoszonego pasma należy tak dobrać przełożenie transformatora N_D i indukcyjność L by kompensowały spadek wzmocnienia powodowany przez stałą RC układu,

- w przypadku realizacji toru zwrotnego, gdzie górna częstotliwość graniczna jest zwykle poniżej 100 MHz, korzystniej będzie (ze względu na odstęp od szumów) stosować duże przełożenia transformatora i pracę z dopasowaniem.
- 5) Praca z dopasowaniem na wejściu i wyjściu nie jest optymalna ani z punktu widzenia szerokości pasma transmisyjnego łącza optycznego, ani pod względem przeniesienia mocy. Jak już było wcześniej zauważone dla toru zwrotnego zależność nam będzie na jak najlepszym przeniesieniu mocy, ze względu na odstęp od szumów i zakłóceń. Można to uzyskać przez zastosowanie większych przełożeń transformatorów wejściowych i wyjściowych niż to wynika z warunku dopasowania. Ewentualne niestabilności układu można zniwelować przez zastosowanie dodatkowego filtra dolnoprzepustowego.
- 6) W wyniku analizy szumowej łącza optycznego złożonego z lasera DFB i fotodiody przeprowadzonej w p. 4.6 można stwierdzić, co następuje:
- dla małych długości toru optycznego (tłumienie do ok. 3 dB, co odpowiada długości toru optycznego ok. 6÷8 km) dominuje szum RIN i CNR_{LINK_DFB} jest praktycznie stały, a jego wartość zależy od gęstości widmowej szumów RIN lasera i szerokości pasma szumowego B_N rozpatrywanego kanału transmisyjnego,
 - dla średnich długości toru optycznego (od 6 do 16 km) powodujących tłumienie sygnału powyżej 3 dB można zaobserwować wpływ szumów śrutowych detektora i wówczas CNR_{LINK_DFB} zmniejsza się w stosunku 1:1 wraz ze wzrostem tłumienia (długości toru),
 - dla znacznych długości toru optycznego powodujących tłumienie sygnału powyżej 7 dB (ok. 16÷18 km) zaczyna dominować szum termiczny i szum wzmacniacza w odbiorniku toru zwrotnego i wówczas CNR_{LINK_DFB} zmniejsza się w stosunku 2:1 wraz ze wzrostem tłumienia,
 - przy zastosowaniu dodatkowej modulacji mocy optycznej lasera (*dithering*) rozszerzającej efektywną szerokość spektralną źródła Δf_{RSM} do 1 GHz można pominąć wpływ szumów IIN na pracę łącza optycznego,
 - zwiększając średnią moc optyczną lasera $P_{l,o}$, bez zmiany pozostałych parametrów systemu można zwiększyć zasięg łącza optycznego dla założonego odstępu CNR_{LINK_DFB} (rys. 4.36),
 - zwiększając głębokość modulacji m_{peak} można również poprawić stosunek nośnej do szumu odebranego sygnału CNR_{LINK_DFB} , jednak będzie to powodować wzrost poziomu produktów zniekształceń nieliniowych zależnie od liczby transmitowanych kanałów zwrotnych.
- 7) Dla łącza złożonego z lasera FP i fotodiody optycznej analizując wykresy z rys. 4.38 można stwierdzić co następuje:
- dla małych długości toru optycznego (tłumienie do ok. 5 dB, co odpowiada długości toru optycznego do ok. 12 km) dominuje szum RIN i CNR_{LINK_FP} jest praktycznie stały, ale o ok. 10 dB gorszy niż dla rozpatrywanego wcześniej lasera DFB, ze względu na większą o 10 dB gęstość szumu RIN ,
 - dla znacznych długości toru optycznego powodujących tłumienie sygnału powyżej 10 dB (ok. 18÷20 km) zaczyna dominować szum MPN łącznie z szumami wzmacniacza w odbiorniku toru zwrotnego i wówczas CNR_{LINK_FP} zmniejsza się w stosunku 2:1 wraz ze wzrostem tłumienia,

- ze względu na brak możliwości zwiększenia mocy optycznej zasięg łączy zwrotnych dla z laserami FB będzie ograniczony ze względu na wymagany odstęp od zakłóceń wynoszący 40 dB do ok. 25÷30km,
 - dla pracy wielokanałowej istnieje konieczność zmniejszenia indeksów modulacji dla poszczególnych kanałów RF ze względu na zjawisko obcinania sygnału na wejściu lasera. Brak rezerwy odstępu od szumów łączy laserowego dla laserów FP powoduje, że nie znajdują one zastosowania dla systemów o dużej liczbie podnośnych cyfrowych.
- 8) Analizując wykresy z rys. 4.43 i 4.44 oraz równania (4.68) i (4.69) można wyciągnąć następujące wnioski:
- odstęp nośnej od zniekształceń nieliniowych powodowanych zjawiskiem *clipping'u CNLD* dla łączy optycznego toru zwrotnego pracującego z podnośnymi RF (dla $N > 10$) zależy wyłącznie od wartości skutecznej mocy sygnału na wejściu nadajnika laserowego, który przekłada się na wartość skuteczną optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} ,
 - przy ustalonej liczbie zwrotnych kanałów transmisyjnych (podnośnych RF) odstęp od zniekształceń nieliniowych można zwiększyć przez zmniejszenie optycznego indeksu modulacji dla poszczególnych podnośnych RF m_{rms} , co uzyskamy przez zmniejszenie poziomu mocy sygnału na wejściu nadajnika światłowodowego, będzie to jednak powodować zmniejszenie odstępu nośnej od szumów,
 - przy ustalonej wartości optycznego indeksu modulacji przypadającego na kanał m_{rms} (czyli przy ustalonym poziomie mocy sygnałów w poszczególnych kanałach zwrotnych) odstęp od zniekształceń możemy zwiększyć przez zmniejszenie liczby jednocześnie transmitowanych kanałów w paśmie zwrotnym.
- 9) Na podstawie przykładowych wykresów odstępu mocy nośnej od mocy szumów i zakłóceń dla łączy optycznego ($CINR_{LINK}$ - rys. 4.45 i 4.46) można wyciągnąć następujące ogólne wnioski dotyczące optycznego łączy zwrotnego z bezpośrednią modulacją i detekcją:
- przebieg funkcji $CINR_{LINK}(m_{rms})$ posiada dwa zbocza:
 - a) zbocze rosnące, rozpoczynające się od małych wartości m_{rms} związane ze zwiększającym się odstępem nośnej do szumów łączy optycznego wraz ze zwiększeniem poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego powodującego zwiększenie optycznego indeksu modulacji. W tym zakresie wartości m_{rms} , $CINR_{LINK}$ rośnie liniowo wraz ze zwiększeniem poziomu sygnału RF na wejściu nadajnika optycznego, tzn. 1 dB przyrostu poziomu sygnału powoduje 1 dB przyrostu odstępu $CINR_{LINK}$. Dodatkowo przy zmniejszającej się wartości odebranej mocy optycznej $P_{o,d}$ wzrasta wpływ szumów odbiornika optycznego, co powoduje zmniejszenie się wartości $CINR_{LINK}$ o ok. 2 dB na zmniejszenie o 1 dB poziomu odebranej mocy dla $P_{o,d} < -8$ dB,
 - b) zbocze malejące rozpoczynające się dla wartości m_{rms} przy której poziom produktów zniekształceń nieliniowych powodowanych obcinaniem sygnału na wejściu diody laserowej jest większy niż poziom szumów łączy laserowego. Przy dalszym zwiększaniu wartości m_{rms} następuje gwałtowne zmniejszenie odstępu $CINR_{LINK}$ w przybliżeniu o 5÷6dB na każde 1dB zwiększenia poziomu mocy na wejściu nadajnika optycznego.

Wraz ze zmniejszeniem liczby jednocześnie transmitowanych kanałów N w torze zwrotnym następuje zmniejszenie poziomu zniekształceń nieliniowych i przesunięcie zbocza malejącego w kierunku większych wartości m_{rms} , co powoduje zwiększenie zakresu dynamiki sygnału na wejściu nadajnika optycznego,

- wartość maksymalna funkcji $CINR_{LINK}(m_{rms})$ przesuwa się w kierunku większych wartości m_{rms} przy zmniejszeniu poziomu mocy optycznej na wejściu fotodetektora $P_{o,d}$, jak również przy zmniejszeniu liczby jednocześnie transmitowanych kanałów N , oznacza to, że przy zwiększaniu liczby transmitowanych kanałów zwrotnych konieczne jest obniżenie poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego, natomiast przy wydłużeniu trasy łącza optycznego, co powoduje zmniejszenie mocy odebranej $P_{o,d}$, należy odpowiednio podnieść poziom sygnału na wejściu i co za tym idzie optyczny indeks modulacji przypadający na jeden kanał zwrotny,
- optymalną wartość m_{rms} dla projektowanego systemu zwrotnego można określić na podstawie wykresu zależności $CINR_{LINK}(m_{rms}, P_{o,d}, N)$ dla założonej ilości jednocześnie transmitowanych kanałów N , wynikającej z założonej przepływności strumienia danych przypadającej na abonenta i zastosowanej modulacji oraz tłumienia łącza optycznego wynikającego z długości optycznej trasy i wybranej długości fali oraz dodatkowych tłumień związanych z zastosowaniem dzielników mocy optycznej i multiplexerów WDM (*Wavelength Division Multiplexing*). Punkt pracy systemu powinien się znajdować na zboczu rosnącym w połowie zakresu dynamiki sygnału na wejściu odpowiadającemu wymaganemu odstępowi nośnej od szumów i zniekształceń dla danej modulacji $CINR_{MIN}(M)$.

10) Analizując wykresy na rys. 4.51 można stwierdzić, że:

- liczba kanałów N w systemie z podziałem częstotliwości FDMA dla danego rodzaju modulacji podnośnych RF będzie się zwiększać proporcjonalnie wraz ze zwiększaniem optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} , aż do wartości granicznej powyżej której następuje przesterowanie sygnału na wejściu lasera,
- im wyższa jest wartościowość modulacji kwadraturowej M -QAM stosowanej w systemie zwrotnym, tym mniejsza jest liczba kanałów możliwych do transmisji przy wymaganej stopie błędów (w tym przypadku $BER=10^{-9}$) i odpowiadającej jej wartości odstepu od szumów i zakłóceń,
- im wyższa jest wartościowość modulacji kwadraturowej M -QAM, tym węższy jest zakres wartości wskaźnika modulacji dla systemu pracującego ze stopą błędów lepszą od wymaganej, co oznacza, że zmniejsza się wówczas zakres dynamik sygnału na wejściu nadajnika optycznego DR_{LINK} .

11) Przykład z rys. 4.52 pokazuje możliwość zwiększenia rozpiętości optycznego indeksu modulacji OMI_{rms} , a co za tym idzie poziomów sygnału na wejściu lasera (zakresu dynamiki), dla systemu z określoną liczną kanałów N przez wybranie nadajnika o lepszych parametrach szumowych. W tym miejscu należy zauważyć, że określona przez równanie (4.75) wartość OMI_{rms} maksymalizująca liczbę możliwych do transmisji kanałów przy określonych wymaganiach co do minimalnej wartości odstepu nośnej od szumów i zakłóceń $CNIR_{LINK_MIN}$, daje w wyniku wartość maksymalną funkcji (4.74).

Jednak dalsze zwiększenie OMI_{rms} powoduje gwałtowne zmniejszenie liczby kanałów, przez co w praktycznych systemach należy stosować mniejsze wartości OMI_{rms} od tych, które maksymalizują liczbę transmitowanych kanałów.

- 12) W nowoczesnych systemach o dużej liczbie podnośnych RF i przy stosowaniu multipleksacji falowej torów zwrotnych mają zastosowanie jedynie lasery DFB. Projektowanie łącza optycznego w praktyce sprowadza się jedynie do doboru mocy nadajnika i odpowiedniego ustawienia głębokości modulacji światła przez dobór poziomu sygnału w zależności od ilości transmitowanych kanałów. Przy właściwym doborze elementów łącza optycznego wpływ szumów i zakłóceń toru optycznego na wypadkowy odstęp nośnej do szumu i zakłóceń staje się nieistotny.
- 13) Dla łączy zwrotnych z częścią optyczną zbudowaną w oparciu o nadajnik DFB, i przy tłumieniu toru poniżej 8 dB (długość toru ok. 25 km praca w oknie 1550 nm bez zwielokrotniania WDM) wpływ łącza optycznego na pojemność informacyjną toru zwrotnego dla obszarów ONU o liczbie gniazd abonenckich powyżej 100 jest znikomy. Przez dobór mocy nadajnika światłowodowego możemy kompensować straty łącza optycznego w ten sposób by dopasować parametry szumowe łącza optycznego do parametrów szumowych sygnału na wejściu łącza optycznego. Projektując łącze optyczne należy dążyć do uzyskania takich parametrów szumowych łącza, by w zakresie zmian poziomu sygnału na wejściu nadajnika optycznego zachować co najmniej 3 dB odstęp poziomu mocy szumów łącza optycznego od poziomu mocy szumów i zakłóceń sieci współosiowej.

5.1.4 Wnioski dotyczące kompletnego łącza zwrotnego

- 1) Wraz ze zwiększającą się wartościowością modulacji kwadraturowych rosną wymagania dotyczące odstępu nośnej od szumów i zakłóceń dla danego kanału transmisyjnego toru zwrotnego, a w związku z tym zmniejsza się maksymalna liczba gniazd abonenckich, która dla określonych parametrów sieci HFC i rozkładu przestrzennego abonentów sieci (gęstości zabudowy), może przypadać na jeden optyczny węzeł dostępowy ONU, a co za tym idzie na pojedynczy tor optyczny.
- 2) Potencjalna przepływność toru zwrotnego dla danej liczby gniazd abonenckich włączonych do jednego optycznego węzła dostępowego ONU będzie największa dla obszarów o dużej gęstości zabudowy, wynika to przede wszystkim z niewielkiego rozrzutu tłumień sieci związanej z niewielkim rozmiarem przestrzennym współosiowej sieci dystrybucyjnej i budynkowej i dużą ilością gniazd przypadającą na jeden wzmacniacz budynkowy, małą liczbę wzmacniaczy magistralnych.
- 3) Rzeczywista pojemność informacyjna toru zwrotnego zależy od zastosowanej modulacji cyfrowej. Im wyższa wartościowość modulacji kwadraturowej tym większa przepływność toru przy tej samej szybkości modulacji i ilości częstotliwościowych kanałów zwrotnych, jednak przy zwiększaniu wartościowości sygnałów transmitowanych w torze zwrotnym konieczne jest dokonanie na tyle głębokiej segmentacji sieci współosiowej by odstęp nośnej od szumów i zakłóceń był wystarczający dla transmisji z określoną minimalną stopą błędów.

- 4) Wymagana głębokość segmentacji sieci współosiowej będzie największa dla obszarów o małej gęstości zabudowy, ze względu duży rozrzut tłumień w współosiowej sieci budynkowej i dystrybucyjnej i małej liczbie gniazd przypadających na wzmacniacz budynkowy i magistralny.
- 5) Dopasowanie parametrów łącza optycznego do głębokości segmentacji sieci współosiowej sprowadza się do doboru mocy nadajnika optycznego toru zwrotnego i jego parametrów szumowych.

6. Spis literatury

- [1] Ciciora W., Farmer J., Large D., Adams M., *Modern Cable Television Technology*, Morgan Kaufmann Publishers 2004
- [2] Cox Ch. H., *Analog Optical Links Theory and Practice*, Cambridge University Press 2004
- [3] Raskin D., Stoneback D., *Broadband Return Systems for hybrid fiber/coax cable TV networks*. Prentice Hall PTR.1998
- [4] Carro B., Nguyen Chan H., Sanchez A., *Link-Level Effect of Noisy channel over data transmission on the return patch of an HFC network*, IEEE 2001
- [5] Roberts H., *Technical Analysis of DOCSIS 2.0*, ADC White Paper, www.adc.com
- [6] Popper A., Buda F., Sari H., *Ingress noise cancellation for the upstream channel in broadband cable access systems*, IEEE 1999
- [7] Chu L.C., *Relationship between Physical and Higher Layer Errors in HFC Communication Network* IEEE 1999
- [8] Li K-H., Huang A., Ingram M. A., Howard D., *Impulse noise identification for the HFC upstream channel*. IEEE Transactions on Broadcasting. Vol. 44, No.3. 1998
- [9] Boskaljon G., Huygebaert A., *Return path combining in the optical node*, *Cable Telecommunication Engineering*, vol.21, nr 3, September 1999
- [10] Śnieżko O.J., Werner T., *Return Path Active Components Test Methods and Performance Comparison*, Conference on Emerging Technologies, Nashville 1997
- [11] Kartalopoulos S.V., *DWDM Networks, Devices and Technology*, IEEE Press 2003
- [12] Huynh H. T., Vo B., Fortier P., *Performance of M-QAM in a Non-Gaussian Environment*, *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 51, no. 5, pp. 255-262, September 1997.
- [13] Onnegren J., Alping A., *Reactive matching of microwave fiber-optic links*, *Proceedings MIOP-1995*, Sindelfingen, Germany, 458-62
- [14] Bonang Ch., *Bringing Home Bandwidth: Optimal HFC Access Architectures for New Builds*, Harmonic Inc. White Paper www.harmonicinc.com, 2004
- [15] Scientific-Atlanta White Paper, *Increasing the performance and capacity of digital reverse system*, www.scientificatlanta.com, 2004
- [16] Enssle A., Halbauer H., Otterbach J., Schwoerer G. , *S-CDMA flexible broadband return channel concept for fixed access networks*, Alcatel Key Theme T5
- [17] Wagner S., Chapuran T., Menendez R., *The effect of analog video modulation on laser clipping noise in optical video-distribution networks*, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 8, No. 2, February 1996, pp. 275-277

- [18] Chiang P.-Y., Way W. I., *Ultimate capacity of a laser diode in transporting multichannel M-QAM signals*, J. Lightwave Technol., vol. 15, pp. 1914–1924, Oct. 1997.
- [19] Saleh A. A. M., *Fundamental limit on number of channels in subcarrier multiplexed lightwave CATV system*, Electron. Lett., vol. 25, pp. 776–777, June 8, 1989.
- [20] Frigo N. J., M. R. Philips, and G. E. Bodeep, *Clipping distortion in lightwave CATV systems: Models, simulations and measurements*, J. Lightwave Technol., vol. 11, pp. 138–146, Jan. 1993.
- [21] Mazo. J., *Asymptotic distortion spectrum of clipped, D.C.-biased Gaussian noise*, IEEE Trans. Commun., vol. 40, pp. 1339–1344, 1992.
- [22] Wu M.-C., Chiang P.Y., Way W. I., *On the validity of using CW tones to test the linearity of multichannel M-QAM subcarrier multiplexed lightwave systems*, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 12, pp. 413–415, Apr. 2000.
- [23] Philips M. R., Darcie T. E., *Numerical simulation of clipping-induced distortion in analog lightwave systems*, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 3, pp. 1153–1155, 1991.
- [24] Woodward S. L., Chersnutt A. E., Gnauck A. H., Lu X., *Transmission of M-QAM signals using and unisolated DFB laser*, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, pp. 1644–1646, Nov. 1998.
- [25] Lam C. F., *A Simplified Model for Estimating the Capacity Limit of an Optical Link in Transporting Multichannel M-QAM Signals*, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 12, pp. 1579–1581, Nov. 2000.
- [26] Coldren L.A., Corzine S.W., *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, New York, 1995
- [27] Peterman K., *Laser Diode Modulation and Noise*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1988.
- [28] Proakis J.G., *Digital Communications*, New York, Mc Graw-Hill, 1983
- [29] Fischer W., *Digital Television*, Hinderberg, Springer-Verlag 2004
- [30] Scientific Atlanta, *CATV Data Book*, Scientific-Atlanta, Inc.
- [31] Mazo J. E., *Asymptotic distortion spectrum of clipped, dc-biased, Gaussian noise*, IEEE Trans. On Communication, vol. 40, no. 8, August 1992
- [32] Germanov V., *The Notch Filter Test Method Simulation for Intermodulation Noise of Return Path CATV Amplifiers*, IEEE Trans. On Broadcasting, Vol. 46, No 1, March 2000
- [33] Eldering Ch. A., Himayat N., Gardner F. M., *CATV Return Path Characterization for Reliable Communications*, IEEE Communications Magazine, August 1995 p. 62-69

- [34] Królikowski R., *Ograniczenia transmisji w kanale zwrotnym w sieciach telewizji kablowej*, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT 2003, 25-27 czerwca 2003 Wrocław
- [35] Królikowski R., *Metody zwielokrotniania kanałów zwrotnych w sieciach telewizji kablowej*, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT 2004, 16-18 czerwca 2004 Warszawa
- [36] Królikowski R., *Metody zwiększenia odporności systemu transmisyjnego kanału zwrotnego na zakłócenia w sieciach telewizji kablowej*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji KST 2004, 8-10 września 2004 Bydgoszcz
- [37] Królikowski R., *Metody przetwarzania sygnałów w celu realizacji efektywnej transmisji w kanale zwrotnym sieci TVK*, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT 2005, 15-17 czerwca 2005 Kraków
- [38] Królikowski R., *Analiza łącza optycznego z bezpośrednią modulacją intensywności światła w systemach TVK*, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji KKRRiT 2005, 15-17 czerwca 2005 Kraków

Dokumenty normalizacyjne, specyfikacje i katalogi wykorzystywane przy opracowaniu pracy:

- [39] *Digital Transmission Characterization of Cable Television Systems*, Cable Television Laboratories, Inc., November, 1994.
- [40] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Radio Frequency Interface Specification*, SP-RFiv2.0-I01-011231
- [41] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Cable Modem Termination System – Network Side Interface Specification*, SP-CMTS-NSI-I01-960702
- [42] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Cable Modem to Customer Premise Equipment Interface Specification*, SP-CMCI-I06-010829
- [43] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Operations Support System Interface Specification*, SP-OSSiv2.0-I01-012131
- [44] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Cable Modem Telephony Return Interface Specification*, SP-CMTRI-I01-970804
- [45] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Baseline Privacy Plus Interface Specification*, SP-BPI+-I07-010829
- [46] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Radio Frequency Interface Specification*, SPRFI-C01-011119
- [47] *Data-Over-Cable Service Interface Specifications, Baseline Privacy Interface Specification*, SPBPI-C01-011119

- [48] Data-Over-Cable Service Interface Specifications, *Radio Frequency Interface Specification v1.1*, SP-RFIV1.1-I07-010829
- [49] EIA Standard 542 (1997), *Cable Television Channel Identification Plan*, May 1997
- [50] ETSI Technical Report ETR290, *Digital Video Broadcasting (DVB), Measurement Guidelines for DVB systems*, Sophia Antipolis, 2000
- [51] ETSI EG 201 212: *Electrical safety; Classification of interfaces for equipment to be connected to telecommunication networks*
- [52] ETSI EN 300 429 V1.2.1: *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for cable systems*", April 1998
- [53] ETSI EN 55013:2001
- [54] CENELEC EN 50081-1 *Electromagnetic compatibility generic emission standard Part 1: Residential, commercial and light industry*
- [55] CENELEC EN 50082-1 *Electromagnetic compatibility generic immunity standard Part 1: Residential, commercial and light industry*
- [56] CENELEC EN 50083-1:1993: *Cabled distribution systems for television, sound and interactive multimedia signals, Part 1: Safety requirements*
- [57] CENELEC EN 50083-2: 1995 *Cabled distribution systems for television, sound and interactive multimedia signals, Part 2: Electromagnetic compatibility for equipment*
- [58] CENELEC EN 50083-3: 2002 *Cable networks for television signals and interactive services Part 3: Active wideband equipment for coaxial cable networks*
- [59] CENELEC EN 50083-6: 2003 *Cable networks for television signals and interactive services Part 6: Optical equipment*
- [60] CENELEC EN 50083-7: *Cable networks for television signals, sound signals and interactive services, Part 7: System performance*
- [61] CENELEC EN 50083-8: 2002 *Cable networks for television signals and interactive services Part 8: Electromagnetic compatibility for networks*
- [62] CENELEC EN 50083-10: 2002 *Cable networks for television signals and interactive services Part 10: System performance of return paths*
- [63] CENELEC EN 60950: *Safety of information technology equipment*
- [64] IEEE Std 802-1990, *Local and Metropolitan Area Networks: Overview and Architecture*
- [65] IEEE Standard 802.1Q, *Virtual Bridged Local Area Networks*, December 8, 1998
- [66] ISO-169-24 *F connector, female, indoor*

- [67] ISO 8025 (December 1987) – *Information processing systems - Open Systems Interconnection Specification of the Basic Encoding Rules for Abstract Syntax Notation One (ASN.1)*
- [68] ISO/IEC 8802-2: 1994 (IEEE Std 802.2: 1994) - *Information technology – Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements -Part 2: Logical link control*
- [69] ISO/IEC 8802-3: 1996 (IEEE Std 802.3: 1996) - *Information technology – Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical sublayer specifications*
- [70] ISO/IEC 10038 (ANSI/IEEE Std 802.1D): 1993, *Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local area networks - Media access control (MAC) bridges*
- [71] ISO/IEC 10039:1991 *Information technology – Open Systems Interconnection –Local area networks –Medium Access Control (MAC) service definition*
- [72] ITU-T Recommendation H.222.0 (2000) and ISO/IEC 13818-1:2000, *Information technology - generic coding of moving pictures and associated audio information systems*
- [73] ITU-T Recommendation G.652, *Transmission media characteristics – Optical fibre cables, Characteristics of a single-mode optical fibre cable*
- [74] ITU-T recommendation G.694.1, *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*
- [75] Annex B to ITU-T Recommendation J.83 (4/97), *Digital multi-programme systems for television sound and data services for cable distribution*
- [76] ITU-T Recommendation X.25 (10/96), *Interface between data terminal equipment and data circuit-terminating equipment for terminals operating in the packet mode and connected to public data networks by dedicated circuit*
- [77] ITU-T Recommendation Z.100 (11/99) - *CCITT Specification and description language (SDL)*
- [78] *NCTA Recommended Practices for measurement on Cable Television Systems* - National Cable Television Association, Washington DC, 2nd Edition, revised October, 1993
- [79] PacketCable Specifications, *Network-Based Call Signaling Protocol Specification*, PKT-SPEC-MGCP-I03-010620
- [80] PacketCable Specifications, *Dynamic Quality of Service Specification*, PKT-SP-DQOS-I02-000818
- [81] Postel, J., *Internet Protocol*, IETF RFC-791 (MIL STD 1777), September, 1981

- [82] Plummer, D., *Ethernet Address Resolution Protocol: Or converting network protocol addresses to 48-bit Ethernet address for transmission on Ethernet hardware*, November, 1982
- [83] Harrenstien, K., and Postel, J., *Time Protocol*, IETF RFC-868, May 1983
- [84] Postel, J., and Reynolds, J., *A Standard for the Transmission of IP Datagrams over IEEE 802 Networks*, IETF RFC-1042, February, 1988
- [85] Hedrick, C., *Routing Information Protocol*, IETF RFC-1058, June, 1988
- [86] Braden, R., *Requirements for Internet Hosts – Application and Support*, IETF RFC-1123, October 1989
- [87] Schoffstall, M., Fedor, M., Davin, J. and Case, J., *A Simple Network Management Protocol (SNMP)*, IETF RFC-1157, May, 1990
- [88] Braden, R., Clark, D., and Shenker, S., *Integrated Services in the Internet Architecture: An Overview*, IETF RFC-1633, June, 1994
- [89] Baker, F., *Requirements for IP Version 4 Routers*, IETF RFC-1812. June, 1995
- [90] Krawczyk, H., Bellare, M., and Canetti, R., *HMAC: Keyed-Hashing for Message Authentication*, IETF RFC-2104, February, 1997
- [91] Droms, R., *Dynamic Host Configuration Protocol*, IETF RFC-2131, March, 1997
- [92] Alexander, S., and Droms, R., *DHCP Options and BOOTP Vendor Extensions*, IETF RFC-2132, March, 1997
- [93] Wroclawski, J., *The Use of RSVP with the IETF Integrated Services*, IETF RFC-2210, September, 1997
- [94] Wroclawski, J., *Specification of the Controlled-Load Network Element Service*, IETF RFC-2211, September, 1997
- [95] Shenker, S., Partridge, C., and Guerin, R., *Specification of Guaranteed Quality of Service*, IETF RFC-2212, September, 1997
- [96] Fenner, W., *Internet Group Management Protocol, Version 2*, IETF RFC-2236, November 1997
- [97] Malkin, G. and Harkin, A., *TFTP Timeout Interval and Transfer Size Options*, IETF RFC-2349, May 1998
- [98] St. Johns, M., *DOCSIS Cable Device MIB Cable Device Management Information Base for DOCSIS Compliant Cable Modems and Cable Modem Termination Systems*, IETF RFC-2669, August 1999

- 9] St. Johns, M., *Diffie-Helman USM Key Management Information Base and Textual Convention*, IETF RFC-2786, March 2000
- 0] Patrick, M., *DHCP Relay Agent Information Option*, IETF RFC-3046, January, 2001.
- 01] Telefonika Kable S.A., *Katalog - Kable i przewody telekomunikacyjne*, www.tf.com.pl, wrzesień 2005

