

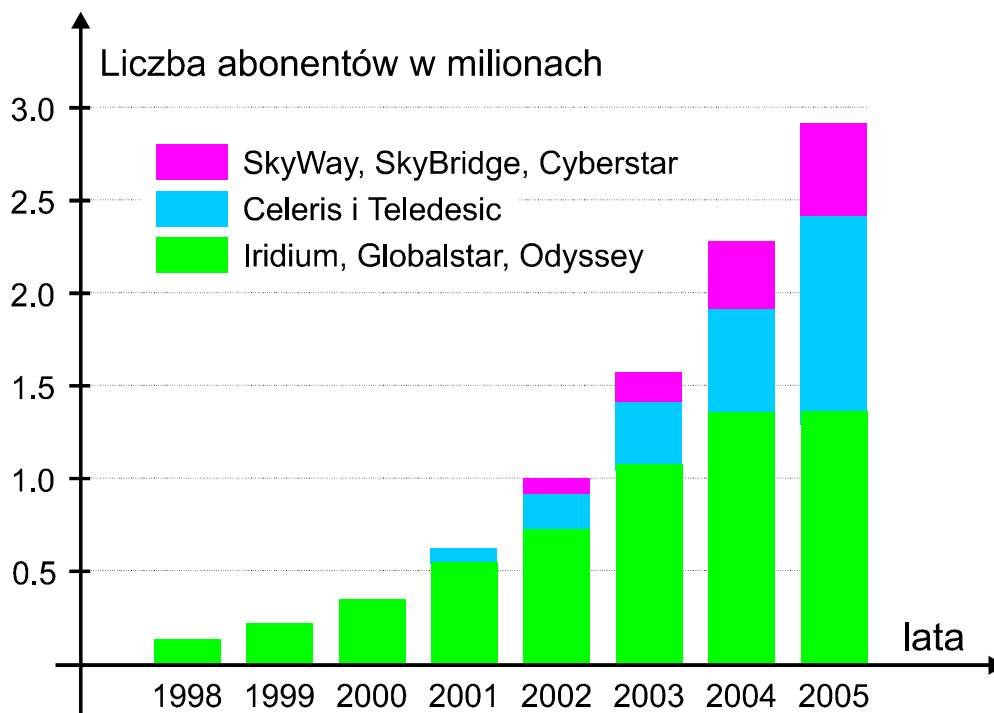
# Spis treści

---

<b>1. TENDENCJE ROZWOJOWE NOWOCZESNYCH SYSTEMÓW ŁĄCZNOŚCI .....</b>	<b>2</b>
<b>2. ARCHITEKTURA SYSTEMÓW SATELITARNYCH POWSZECHNEGO UŻYTKU.....</b>	<b>3</b>
2.1. WPROWADZENIE .....	3
2.2. KLASY SYSTEMÓW ORBITALNYCH .....	4
2.3. RADIOKOMUNIKACJA SATELITARNA.....	6
2.3.1. <i>Gospodarka widmem</i> .....	6
2.3.2. <i>Systemy antenowe</i> .....	7
2.3.3. <i>Problematyka propagacyjna</i> .....	12
2.3.4. <i>Charakterystyki szumowe</i> .....	14
2.3.5. <i>Bilans łącza</i> .....	16
2.4. METODY MODULACJI .....	19
2.5. TECHNIKI DOSTĘPU DO ŁĄCZY SATELITARNYCH .....	22
2.6. METODY PRZECIWDZIAŁANIA BŁĘDOM TRANSMISJI.....	36
2.6.1. <i>Kodowanie splotowe</i> .....	37
2.6.2. <i>Kody cykliczne</i> .....	43
2.7. CYFROWE TECHNIKI PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW RADIOWYCH .....	47
<b>3. SATELITARNE TECHNIKI SIECIOWE .....</b>	<b>55</b>
3.1. EKONOMICZNO-USŁUGOWE UWARUNKOWANIA ROZWOJOWE.....	55
3.2. ARCHITEKTURA HYBRYDOWYCH SIECI ROZLEGŁYCH .....	57
3.3. SIECI VSAT .....	60
3.3.1. <i>Wprowadzenie</i> .....	60
3.3.2. <i>Organizacja sieci</i> .....	61
3.3.3. <i>Satelitarny terminal abonencki</i> .....	61

## 1. Tendencje rozwojowe nowoczesnych systemów łączności

Gwałtowny rozwój technik przetwarzania informacji oraz przemiany w świadomości użytkowników sprawiają, że coraz powszechniejsze staje się wykorzystywanie systemów satelitarnych do realizacji zadań obejmujących nie tylko przekazywanie danych komputerowych, lecz również tzw. *usługi czasu rzeczywistego* (telefonii, wideo oraz ich połączenia), które tradycyjnie uznawano dotąd za domenę naziemnych sieci telekomunikacyjnych. Przestrzeń kosmiczna staje się coraz częściej swoistym poligonem, używanym do testowania różnorodnych usług i udogodnień (telekonferencje, video na życzenie, zdalna edukacja i in.) przewidywanych dopiero do szerszego wprowadzenia w kolejnych etapach rozwojowych systemów naziemnych. W rezultacie podobnych działań, a także na skutek stałego powiększania liczby użytkowników, wzrostu przepustowości wykorzystywanych łączy oraz doskonalenia technik wewnętrznego przetwarzania danych, systemy satelitarne są coraz częściej postrzegane jako sieci dostępne z integracją usług (*Integrated Service Access Network - ISAN*), których jakościowo nowe możliwości przyczynią się niewątpliwie do zrewolucjonizowania technik i sposobów komunikowania się indywidualnych i zbiorowych członków społeczności międzynarodowej. Przewidywany rozwój liczby abonentów publicznych systemów satelitarnych przedstawia rysunek:

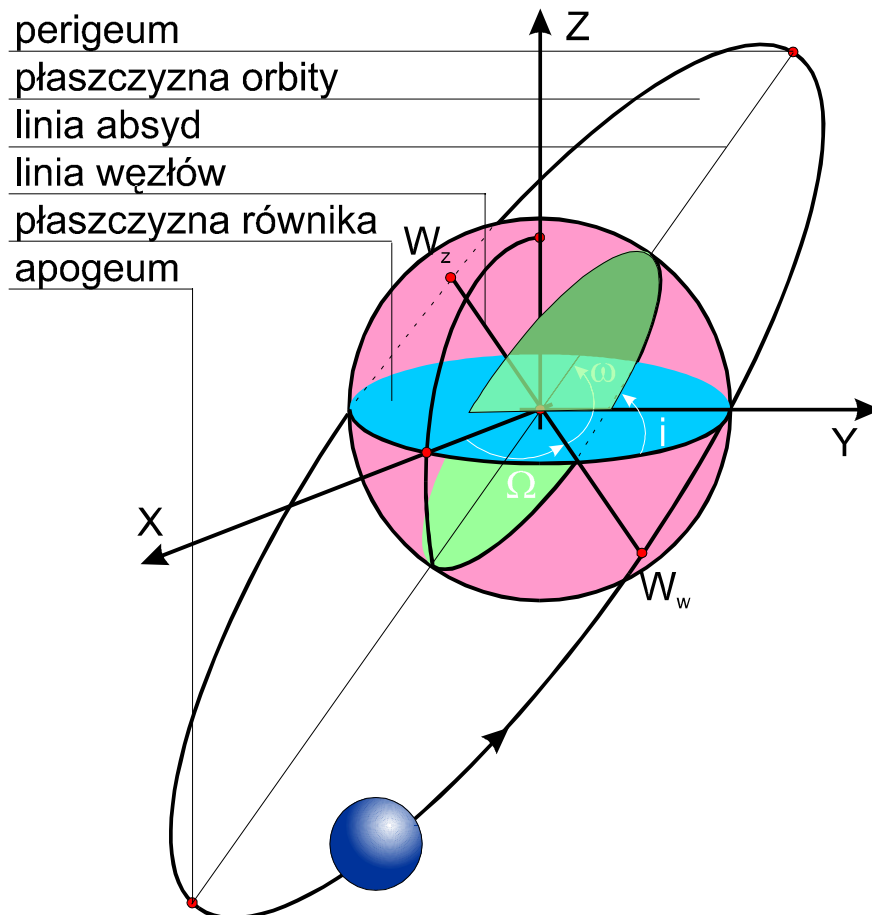


Przewidywany rozwój publicznych sieci satelitarnych

## 2. Architektura systemów satelitarnych powszechnego użytku

### 2.1. Wprowadzenie

Położenie satelity na orbicie określone jest za pomocą sześciu niezależnych parametrów, które nazywane są *elementami orbity*. Parametry te określone są w inercyjnym, geocentrycznym i prawoskrętnym układzie współrzędnych kartezjańskich, którego oś  $Z$  przechodzi przez biegun północny, zaś oś  $X$  wskazuje punkt równonocy wiosennej.



Elementy orbity

Część wspólna płaszczyzn równika i orbity nazywana jest *linią węzłów*, którą wyznaczają punkt przejścia satelity z półkuli południowej na północną (*węzeł wstępujący* -  $W_w$ ), oraz przeciwległy *węzeł zstępujący* -  $W_z$ . Podobnie prosta wyznaczona przez punkty *apogeum* i *perigeum* określana jest jako *linia absyd*. Wykorzystując wprowadzone w ten sposób pojęcia przedstawić można definicje elementów orbity - w ich skład wchodzi kolejno:

- **Rektascencja (długość) węzła wstępującego ( $\Omega$ )** - mierzony przeciwnie do ruchu wskazówek umieszczonego na biegunie północnym zegara kąt jaki tworzy *linia węzłów* z osią  $X$  układu współrzędnych.
- **Inklinacja (nachylenie) orbity ( $i$ )** - mierzony przeciwnie do ruchu wskazówek umieszczonego w węźle  $W_w$  zegara kąt jaki tworzy płaszczyzna równika z płaszczyzną orbity. Orbity, dla których  $i = 0^\circ$  nazywane są równikowymi, zaś te, dla których  $i = 90^\circ$  - biegunowymi.

- **Argument perigeum ( $\omega$ )** - mierzony w płaszczyźnie orbity kąt pomiędzy kierunkiem węzła  $W_w$  i kierunkiem perigeum.
- **Czas przechodzenia przez perigeum ( $t_p$ )** - chwila osiągnięcia przez satelitę punktu najbliższego Ziemi.
- **Duża półoś orbity ( $a$ ) oraz mimośród orbity ( $e$ )** - parametry elipsy orbitalnej.

W praktyce oddziaływania zewnętrzne powodują istotne zmiany elementów orbity, które w konsekwencji powinny być traktowane jako pewne funkcje czasu. Najważniejszymi czynnikami powodującymi zmiany ruchu pojazdów orbitalnych są kolejno:

- hamowanie atmosferyczne;
- nieregularny rozkład masy wewnątrz ciała centralnego (Ziemi);
- oddziaływanie grawitacyjne innych ciał niebieskich (Księżyc i Słońce);
- ciśnienie światła słonecznego.

Bezpośrednią konsekwencją występowania zaburzającego oddziaływania czynników zewnętrznych jest potrzeba wyposażania sztucznych satelitów w mechanizmy umożliwiające stabilizację elementów orbity w okresie ich wykorzystywania do realizacji zadań użytkowych.

## 2.2. Klasy systemów orbitalnych

Ze względu na umiejscowienie członu orbitalnego wyróżniane są następujące klasy systemów satelitarnych:

**Niskoorbitalne (Low Earth Orbit - LEO)** - przeznaczone pierwotnie do zastosowań wojskowych, w tym zwłaszcza prowadzenia doraźnego rozpoznania szczebla taktycznego i operacyjnego. Satelity LEO umieszczane są na wysokościach 800 - 1600 km, zaś ich duża atrakcyjność dla zastosowań telekomunikacyjnych powodowana jest relatywnie niskim opóźnieniem transmitowanych sygnałów zawierających się w granicach 20 - 25 ms.

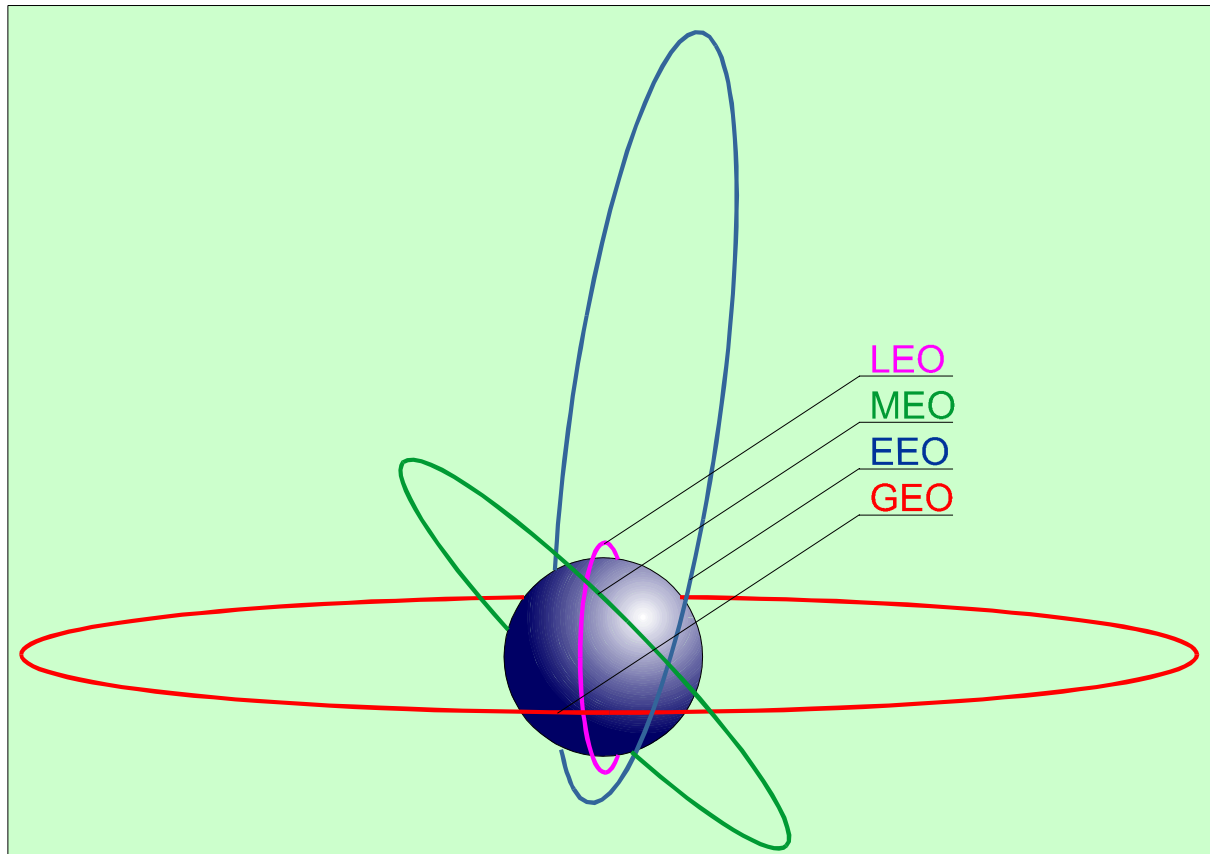
W ramach klasy LEO wyróżniane są *mini-LEO* - wykorzystujące częstotliwości rzędu 800 MHz, *midi-LEO* - operujące w zakresie zbliżonym do 2 GHz oraz *maxi-LEO* - przewidywane do pracy w paśmie 20 - 30 GHz. Zamierzone wykorzystanie ostatniego z wymienionych zakresów podyktowane jest m. in. potrzebą realizacji cechujących się dużym zapotrzebowaniem na przepustowość usług multimedialnych.

**Średnioorbitalne (Medium Earth Orbit - MEO)** - stanowią rezultat praktycznego wdrożenia najnowszych osiągnięć technologicznych oraz technik współczesnej telekomunikacji. Podstawową zaletą systemów klasy MEO jest uzyskiwanie większego pokrycia terenu wiązkami transponderów, co w porównaniu z systemami LEO umożliwia uzyskiwanie takiego samego zasięgu przy wykorzystaniu istotnie mniejszej liczby orbiterów. Satelity MEO wykorzystują orbity o promieniu ok. 10 000 km, tak że typowe opóźnienie sygnału na drodze stacja naziemna - satelita i z powrotem wynosi 110 - 130 ms. Najczęściej wykorzystywanym przez systemy MEO pasmem częstotliwości jest zakres powyżej 2 GHz.

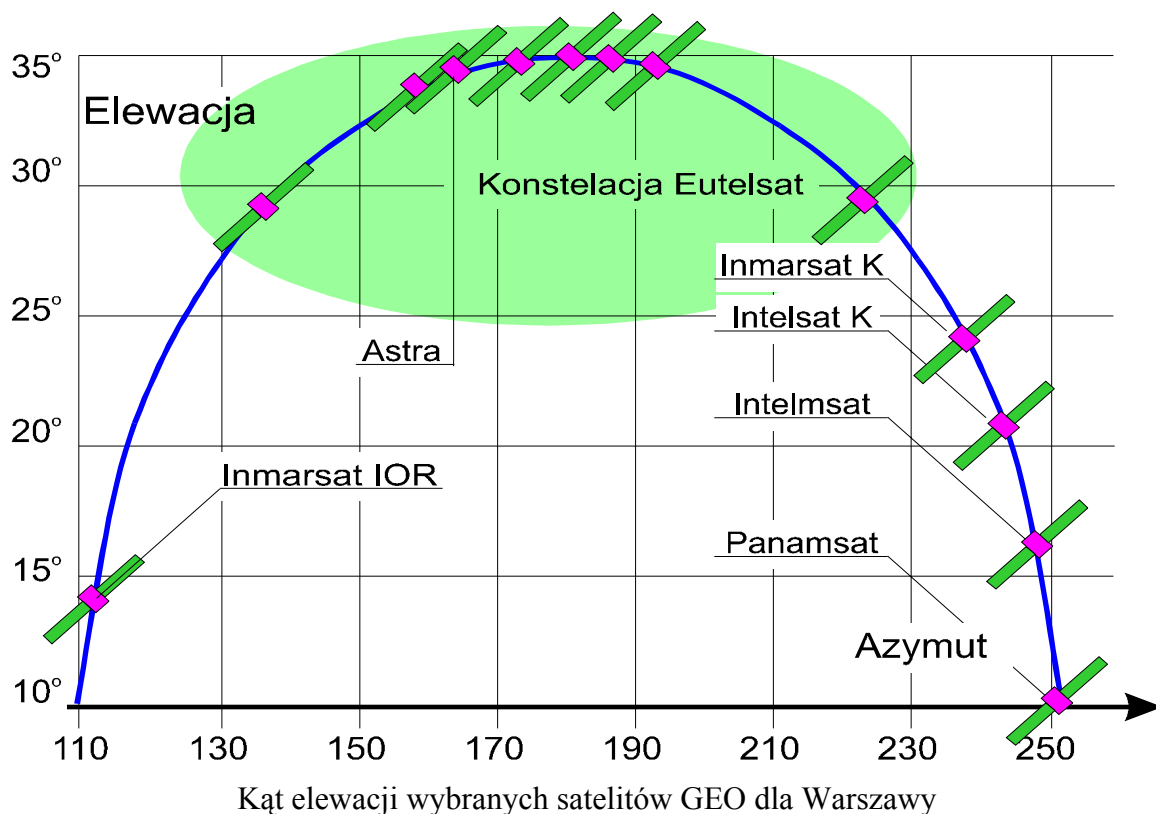
**Eliptyczne (Elliptical Earth Orbit - EEO)** - przeznaczone dla zapewnienia łączności pomiędzy stacjami naziemnymi usytuowanymi na dużych szerokościach geograficznych. Ze względów praktycznych satelity EEO wykorzystywane są głównie w narodowych systemach łączności Kanady i Federacji Rosyjskiej. W przypadku EEO, dla której parametr  $i = 63.4^\circ$  (tzw. *orbита Molnii*), uzyskuje się czas jednego obiegu równy dokładnie 12 godz., przy czym każdorazowo satelita przebywa nad półkulą południową przez okres ok. 1 godz. poruszając się z maksymalną szybkością. Odpowiednio, w pobliżu apogeum (ok. 40 000 km) ruch jest

silnie spowolniony, tak że pozostała, znacznie dłuższa część obiegu może być wykorzystana do realizacji podstawowych zadań telekomunikacyjnych.

**Geosynchroniczne (Geosynchronous Earth Orbit - GEO)** - powszechnie wykorzystywane w radiokomunikacji dyfuzyjnej systemy, w których satelita umieszczony jest na orbicie zapewniającej zgodność czasu jednego okrążenia Ziemi z okresem jej obrotu, znajdując się w konsekwencji w tym samym położeniu względem punktów powierzchniowych. Orbitę geostacjonarną, która jest szczególnym przypadkiem kołowej orbity równikowej, stanowi w okrąg o promieniu ok. 35 810 km. Konsekwencją znacznego oddalenia orbiterów GEO od powierzchni Ziemi jest relatywnie duże opóźnienie sygnału wynoszące ok. 280 ms.



Konfiguracja typowych orbit satelitarnych



## 2.3. Radiokomunikacja satelitarna

### 2.3.1. Gospodarka widmem

Wybór częstotliwości wykorzystywanych w satelitarnych systemach telekomunikacyjnych uwzględniać musi wpływ następujących czynników:

- stan unormowań prawnych regulujących wykorzystanie poszczególnych zakresów widma promieniowania elektromagnetycznego;
- poziomu dostępnych rozwiązań technologicznych, przy czym stosowanie wyższych częstotliwości wymaga na ogół bardziej zaawansowanych rozwiązań technicznych;
- tłumienia fal elektromagnetycznych przez atmosferę oraz występujące w niej zjawiska (hydrometeory, zapylenie i in.);
- wymagań nakładanych na dokładność kształtowania wiązki promieniowania kierowanej w stronę powierzchni Ziemi.

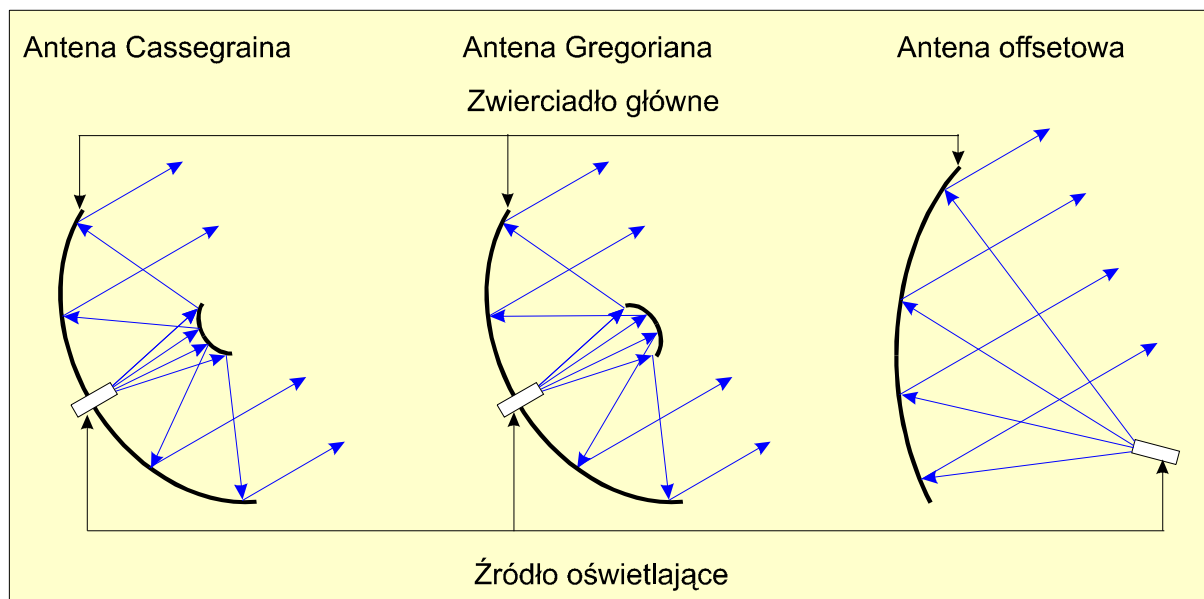
W praktyce systemów satelitarnych stosowane są następujące zakresy częstotliwości radiowych:

- **Pasmo C** - obejmujące zakres 4 - 8 GHz, w którym zadawalającą sterowalność wiązką zapewnia wykorzystanie anten o średnicach 2 - 3 m;
- **Pasmo Ku** - wykorzystujące pośredni zakres częstotliwości w granicach 11 - 17 GHz, dla którego optymalny rozmiar anten wynosi ok. 1 m;
- **Pasmo Ka** - stanowiące najwyższy z wykorzystywanych zakresów (20 - 30 GHz), w którym obserwuje się wyraźny wpływ tłumienia atmosferycznego. Anteny przeznaczone do pracy w paśmie Ka cechować się mogą niewielkimi rozmiarami rzędu 0.5 m.

## 2.3.2. Systemy antenowe

### 2.3.2.1. Realizacja fizyczna

Anteny satelitarne wywierając decydujący wpływ na jakość transmisji radiowej, stanowią jeden z najważniejszych elementów każdego systemu satelitarnego. Pomimo, że wymagania stawiane antenom są nieco inne w przypadku nadawania i odbioru, to jednak najczęściej obydwie te kierunki transmisji obsługuje pojedyncze urządzenie. Najczęstszą formą realizacji uniwersalnych anten satelitarnych jest czasza o odpowiedniej geometrii wykonana z przewodzącego materiału o dużej wytrzymałości mechanicznej. Najbardziej popularnymi typami anten są wykonania Cassegraina, Gregoriana oraz offsetowe, które przedstawia rysunek:

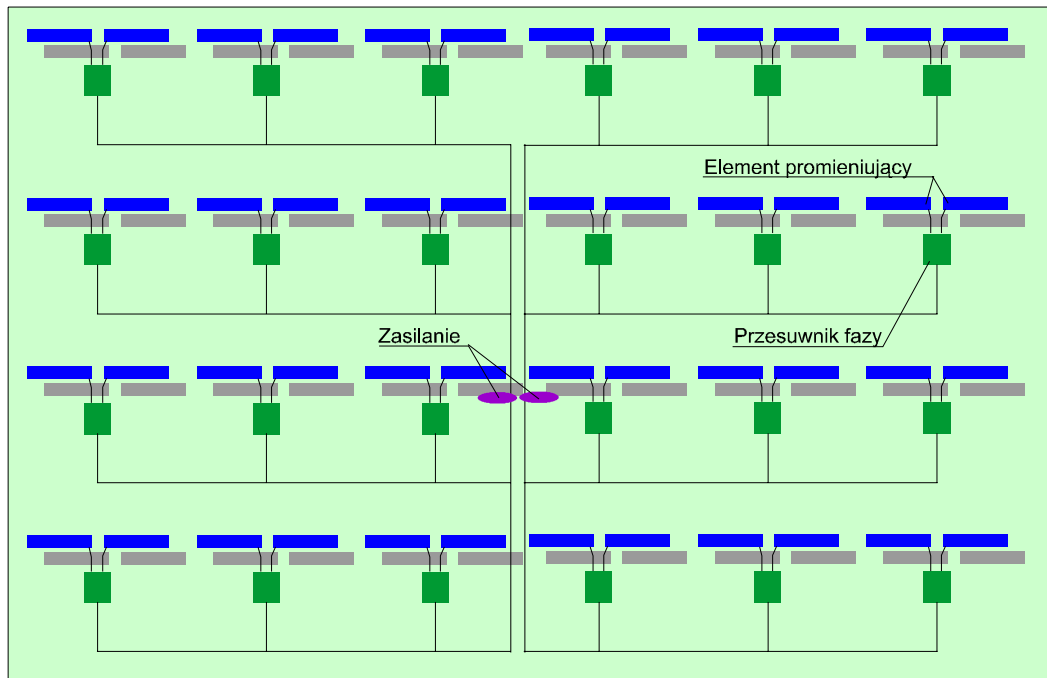


Klasyczne anteny nadawcze systemów satelitarnych

Anteny Cassegraina i Gregoriana wykorzystują dodatkowy reflektor, który "oświetlany" energią w.cz. kieruje ją na paraboliczne zwierciadło główne. Zaletą systemów o dwóch zwierciadłach jest możliwość łatwego kształtowania charakterystyki promieniowania anteny poprzez subtelne zmiany geometrii zwierciadła pomocniczego. Anteny Cassegraina i Gregoriana o dużych wymiarach (ok. 30 m) stanowią podstawowe wyposażenie stacjonarnych ośrodków radiokomunikacji satelitarnej, zaś nieco mniejsze ich realizacje (ok. 5 m) wykorzystywane są m. in. w urządzeniach radiokomunikacji morskiej oraz stacjach telewizyjnych sieci odbiorczych.

Antena offsetowa stanowi mniej złożone rozwiązanie, w którym wykorzystano pojedynczy element zwierciadlany o geometrii parabolicznej, skupiający sygnał na wstępnym elemencie przetwarzającym (konwerterze). Anteny offsetowe wykorzystywane są najczęściej w systemach indywidualnego odbioru radiowo-telewizyjnego, ponieważ ich niemal pionowa pozycja robocza zapobiega zatrzymywaniu się na reflektorze wilgoci, śniegu i szronu, co wpływa na zachowanie dobrych własności użytkowych w przypadkach wystąpienia intensywnych opadów atmosferycznych.

Najnowszym osiągnięciem technologicznym są anteny z fazowym kształtowaniem charakterystyki (AFC), w których wykorzystywana jest duża ilość indywidualnych promienników (dipoli) tworzących tzw. *szyk antenowy*. Schemat anteny fazowej przedstawia rysunek:



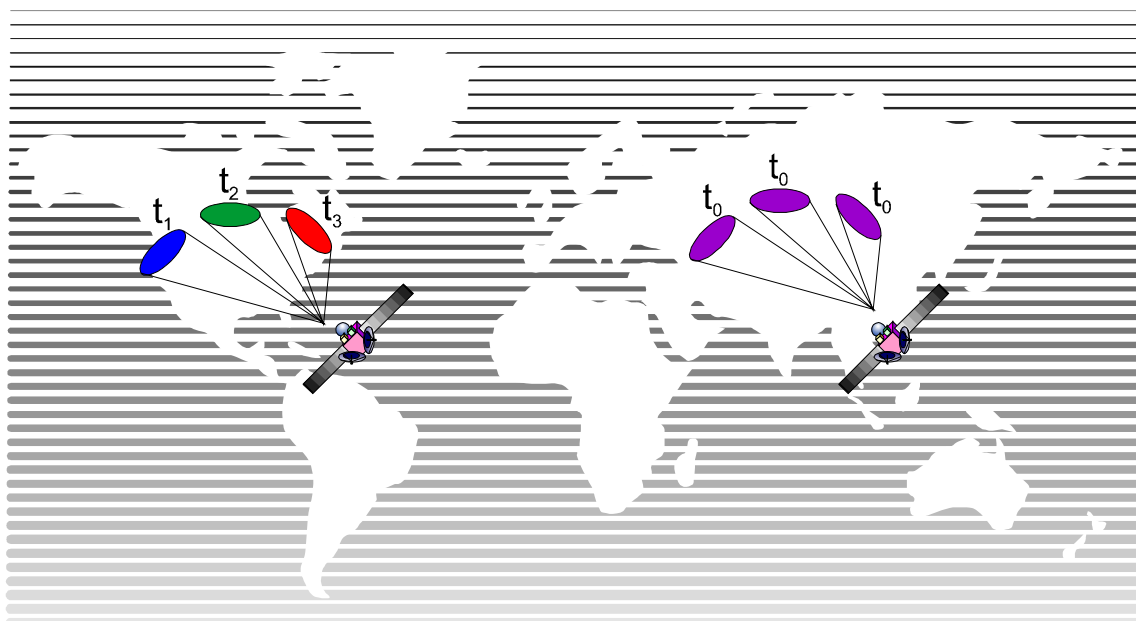
Aktywna antena ze sterowaniem fazowym

Podstawą działania AFC jest zasilanie każdego z promienników sygnałem o fazie przesuniętej w ten sposób, by strumień energii stanowiący wypadkową promieniowania dipoli posiadał wyraźnie zaznaczone maksimum, przy równoczesnym ograniczeniu listków bocznych do wymaganego minimum. W zastosowaniach popularnych przesuwники fazowe anten AFC realizowane są jako niesterowalne - anteny tego typu muszą być kierunkowane na źródło sygnału w sposób mechaniczny. Rozwiązania zaawansowane (stosowane dotychczas tylko w niektórych systemach radarowych) wykorzystują przesuwniki strojone, dzięki czemu maksimum charakterystyki może być kierunkowane przez odpowiedni sterownik bez potrzeby dokonywania ingerencji o charakterze fizycznym.

Wykorzystanie anten typu AFC otwiera przed telekomunikacją satelitarną nowe perspektywy rozwojowe, ponieważ umożliwia rezygnację ze stosowania ciężkiej, skomplikowanej, kosztownej i zawodnej mechaniki sterującej, która może być zastąpiona jeszcze bardziej kosztownymi, lecz o wiele mniej zawodnymi i zajmującymi o wiele mniej miejsca systemami elektronicznymi.

Jak wynika z dostępnych materiałów firmowych, pojedyncza antena AFC umożliwia np. realizację trybu TDMA w odniesieniu do ok. 1000 stacji naziemnych oświetlanych kolejno (w każdej ramce transmisyjnej) wiązką punktową, przy maksymalnej częstotliwości powtarzania dostępu przekraczającej 8000 razy na sekundę. Innym typowym schematem funkcjonowania anten AFC jest tryb wielowiązkowy, w którym charakterystyka promieniowania posiada kilka maksimum roboczych, zapewniających selektywne pokrycie emisją wskazanych obszarów powierzchni Ziemi. Porównanie obydwu trybów wykorzystania anten AFC w systemach satelitarnych przedstawiono na rysunku

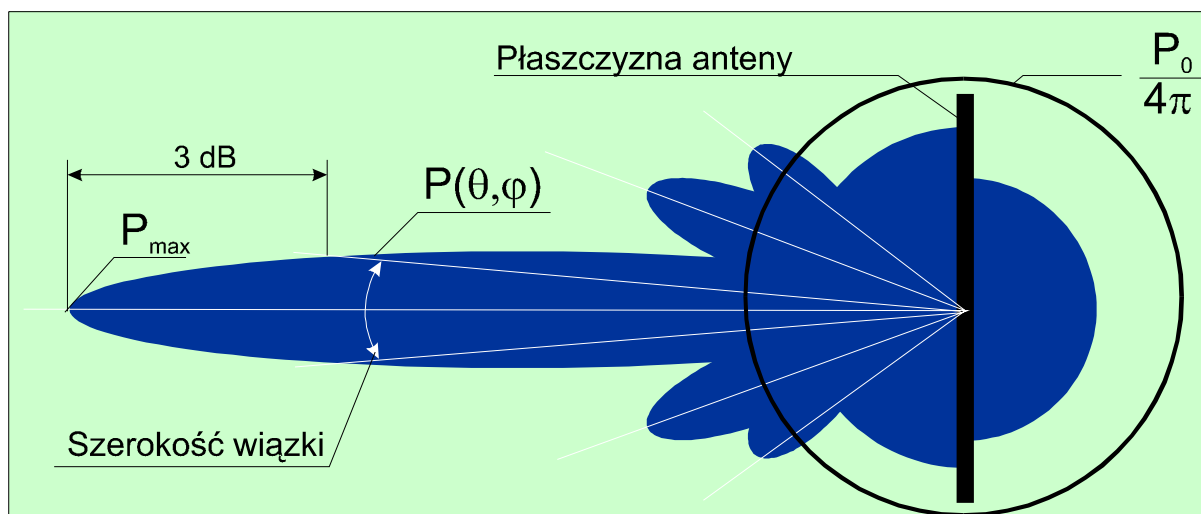




Tryby przełączania oraz wielowiązkowy

### 2.3.2.2. Charakterystyka i parametry techniczne

Typową charakterystykę rozkładu energii wypromieniowywanej przez uniwersalną anteną nadawczo-odbiorczą przedstawiono na rysunku:



Uproszczona charakterystyka promieniowania anteny satelitarnej

Własności kierunkowe anteny opisywane są przez jej zysk energetyczny  $g(\theta, \varphi)$ , odniesiony do charakterystyki promiennika izotropowego, który promieniuje równomiernie moc  $p_0$  w całym zakresie pełnego kąta bryłowego ( $4\pi$  steradianów):

$$g(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{p(\theta, \varphi)}{p_0},$$

przy czym moc  $p_0$  może być wyrażona jako:

$$p_0 = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi p(\Theta, \varphi) \sin \Theta d\Theta d\varphi$$

Podobnie maksymalny zysk energetyczny anteny kierunkowej  $g_{max}$ , definiowany jest zależnością

$$g_{max} = 4\pi \frac{P_{max}}{P_0}$$

Kierunek maksimum charakterystyki promieniowania wyznacza kąt  $\theta$  wykorzystywanego układu współrzędnych, zaś parametr  $g_{max}$  jest najczęściej wyrażany w decybelach dBi oznaczanych tak dla podkreślenia izotropowego charakteru promiennika odniesienia:

$$G = 10 \log g_{max} [dBi]$$

Wszystkie wykorzystywane w praktyce anteny charakteryzują się ograniczoną zdolnością wykorzystania *apertury* czyli powierzchni przeznaczonej do przechwytywania energii fal elektromagnetycznych. W związku z nieuniknionymi stratami definiuje się współczynnik wykorzystania apertury  $\eta$  definiowany jako stosunek efektywnej powierzchni zwierciadła  $A_e$  do wyrażonej z zależności natury geometrycznej powierzchni całkowitej  $A$  (równej w najczęstszym przypadku geometrii kołowej  $\pi D^2/4$ ). Tak więc ostatecznie zachodzi zależność:

$$A = \eta A_e.$$

Warto w tym miejscu podać, że w praktyce wartości współczynnika  $\eta$  zawierają się w przedziale od 0.6 do 0.8. Bardzo istotną zależnością jest związek pomiędzy parametrem  $g_{max}$ , długością wypromieniowywanej fali  $\lambda$  oraz efektywną powierzchnią apertury  $A_e$ , który dany jest równaniem:

$$g_{max} = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \eta \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2,$$

które w mierze decybelowej przyjmuje postać:

$$G = 9.94 + 10 \log \eta + 20 \log \left( \frac{D}{\lambda} \right).$$

Powyższe zależności dotyczą kierunku głównego ( $\Theta = \varphi = 0$ ), lecz można je uogólnić zapisując:

$$g_{max} = \frac{4\pi A_e(\Theta, \varphi)}{\lambda^2} = \frac{A_{e\max}}{A_{iso}},$$

gdzie  $A_e(\Theta, \varphi)$  jest efektywną aperturą widzianą z kierunku  $(\Theta, \varphi)$ ,  $A_{e\max}$  efektywną aperturą dla kierunku głównego, zaś  $A_{iso}$  efektywną aperturą promiennika izotropowego.

Jak już wspomniano, właściwości kierunkowe anteny opisywane są charakterystyką kierunkową  $g(\Theta, \varphi)$ , w której kątową szerokość wiązki głównej  $\Theta_0$  definiuje się na poziomie 3 dB spadku mocy w stosunku do maksimum  $g_{max}$ . Kąt  $\Theta_0$  może być przy tym wyrażony równaniem:

$$\Theta_0 = k \frac{\lambda}{D},$$

w którym  $k$  jest współczynnikiem zależnym od sposobu oświetlenia apertury promieniowaniem i w typowych przypadkach przyjmuje wartości zbliżone do  $65^0$ . Model

odniesienia anteny satelitarnej przedstawiony w *Zaleceniu 465 ITU-R* wymaga, aby promieniowanie w zakresie kątów azymutalnych  $\Theta$  z przedziału  $1^\circ - 48^\circ$  nie przekraczało poziomu danego zależnością  $32 - 25 \log \Theta$  [dBi], zaś w pozostałych kierunkach bocznych i wstecznych było mniejsze od 10 dBi. Zalecenie to powinno być rozumiane w sensie statystycznym - w podanych zakresach powinno leżeć nie mniej niż 90% wyników pomiarowych.

Jednym ze sposobów wielokrotnego wykorzystania pasm częstotliwości przyznaných służbie satelitarnej jest wykorzystanie ortogonalnych polaryzacji promieniowania elektromagnetycznego. Większość anten reflektorowych charakteryzuje się przy tym małym poziomem promieniowania o niepożądaną polaryzacją na osi głównej wiązki oraz jego relatywnie dużym wzrostem dla większych odchyżeń, z maksimum na kierunkach odpowiadających 3 dB spadkowi mocy w stosunku do  $p_{max}$ . Ponieważ efekt ten przyczynia się do istotnego obniżenia stosunku C/N w systemach pracujących na zbliżonych częstotliwościach i wykorzystujących odmienną polaryzację, stosowane są specjalne zabiegi zmierzające do minimalizacji promieniowania o niepożądaną polaryzację. Zabiegi te obejmują:

- stosowanie anten dwurefleksyjnych, w których na skutek podwójnego odbicia zachodzi kompensacja składowych o niewłaściwej polaryzacji;
- wykorzystywanie specjalnych źródeł oświetlających zapewniających ortogonalność pól odbitych od reflektora w warunkach nadawania oraz odbioru, co jest praktycznym kryterium minimalizacji niepożądaną emisji.

Wektor **E**, który definiuje polaryzację fali elektromagnetycznej, opisuje na płaszczyźnie prostopadłej do kierunku promieniowania elipsę, co oznacza polaryzację eliptyczną (*Elliptical Polarization - EP*) opisywaną następującymi parametrami:

- **Kierunkiem rotacji** określanym przez obserwatora skierowanego od anteny w stronę przemieszczania się fali, który wyróżnia kierunki prawy (*Right Hand - RH*) oraz lewy (*Left Hand - LH*), przy czym RH jest kierunkiem zgodnym z obrotem wskazówek zegara;
- **Osiowymi współczynnikiem elipsy** (*Axial Ratio - AR*) określającym jej geometrię (stopień spłaszczenia);
- **Kąt nachylenia osi głównej elipsy** (*Inclination -  $r$* ).

W większości praktycznych przypadków wykorzystywane są stanowiące szczególne przypadki EP polaryzacje: liniowa (*Linear Polarization - LP*), dla której elipsa degraduje się do odcinka ( $AR = \infty$ ) oraz kołowa (*Circular Polarization - CP*), kiedy  $AR = 1$ . Z kolei, stosowanymi powszechnie trybami uzyskiwania ortogonalności polaryzacji są pionowa i pozioma LP oraz lewo i prawoskrętna CP. Ważnym parametrem technicznym określającym jakość rozważanego systemu jest stosunek poziomów energii o pożądaną i niepożądaną polaryzacją nazywany izolacją (*Isolation - I*), a wyrażany zależnością:

$$I = 20 \log \frac{AR + 1}{AR - 1} \text{ [dB]}$$

W przypadkach, gdy współczynnik  $AR$  nie przekracza 3 dB, możliwe jest wykorzystanie następujących zależności przybliżonych:

$$I = 24.8 - 20 \log AR \text{ [dB]}$$

$$\text{oraz } AR = 17.37 * 10^{\frac{I [dB]}{20}} [dB],$$

w których parametr  $I$  stanowi miarę dyskryminacji fal o przeciwnych polaryzacjach.

### 2.3.3. Problematyka propagacyjna

Umieszczona w wolnej przestrzeni antena izotropowa promieniuje energię, której powierzchniami izofazowymi są sfery o środku w punkcie umieszczenia promiennika. W sferze dalekiej, energia przypadająca na jednostkę powierzchni stycznej do sfery fazowej wyraża się zależnością:

$$pdf_i = \frac{P_e}{4\pi d^2}$$

analogiczna zależność dla anteny nieizotropowej, promieniującej w rozważanym kierunku moc efektywną  $g_e$  przyjmuje postać:

$$pdf = \frac{P_e g_e}{4\pi d^2},$$

której licznik ( $P_e \times g_e$ ) jest określany jako ekwiwalentna moc promieniowania izotropowego (*equivalent isotropically radiated power - e.i.r.p.*). E.i.r.p. posiada wymiar mocy i może być wyrażana w odniesieniu do 1 W mierze decybelowej (dBW).

Moc odbierana przez antenę o efektywnej aperturze równej  $A_e$  dana jest zależnością:

$$P_r = P_e g_e \frac{A_e}{4\pi d^2} = P_e g_e g_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2,$$

w której:  $g_r$  - zysk odbiorczy anteny;

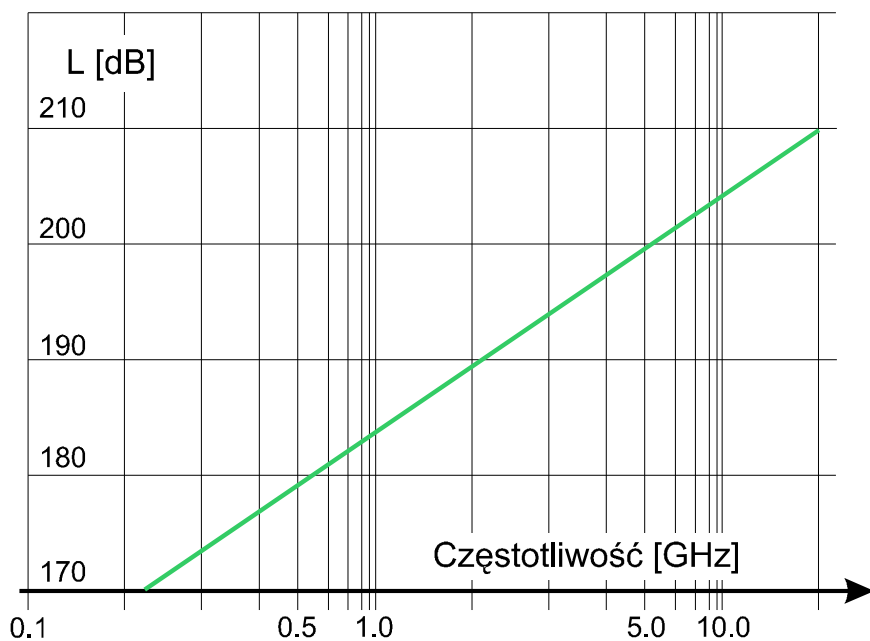
$\lambda$  - długość odbieranej fali EM.

Wartość definiowana jako:

$$l = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

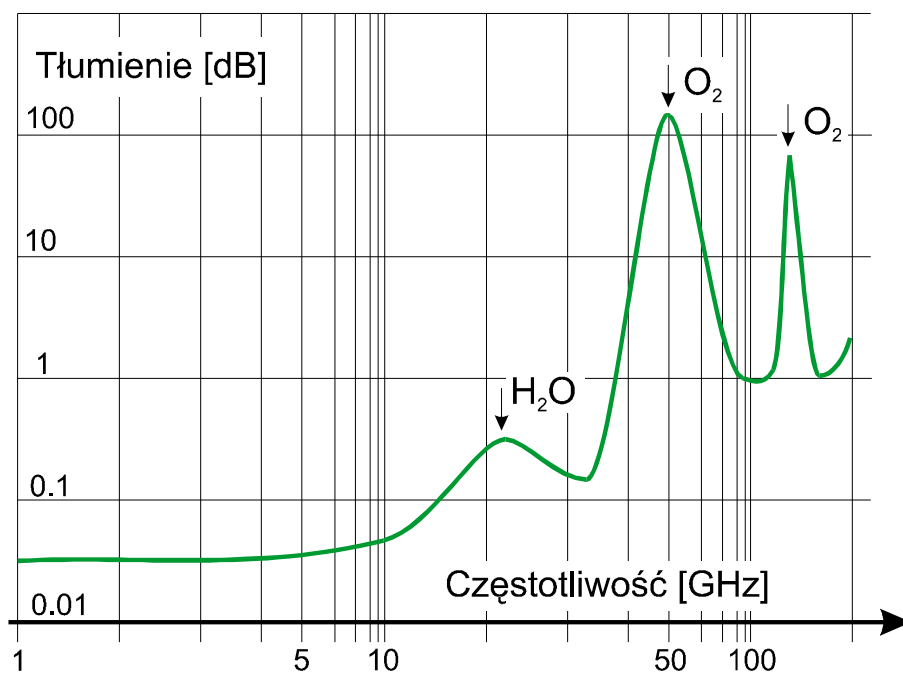
lub alternatywnie w mierze decybelowej  $L = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)$  znana jest jako tłumienność wolnej przestrzeni (*free-space attenuation*).

Zmiany wartości  $L$  w funkcji częstotliwości dla orbity geostacjonarnej (ok. 36 000 km) przedstawia rysunek:

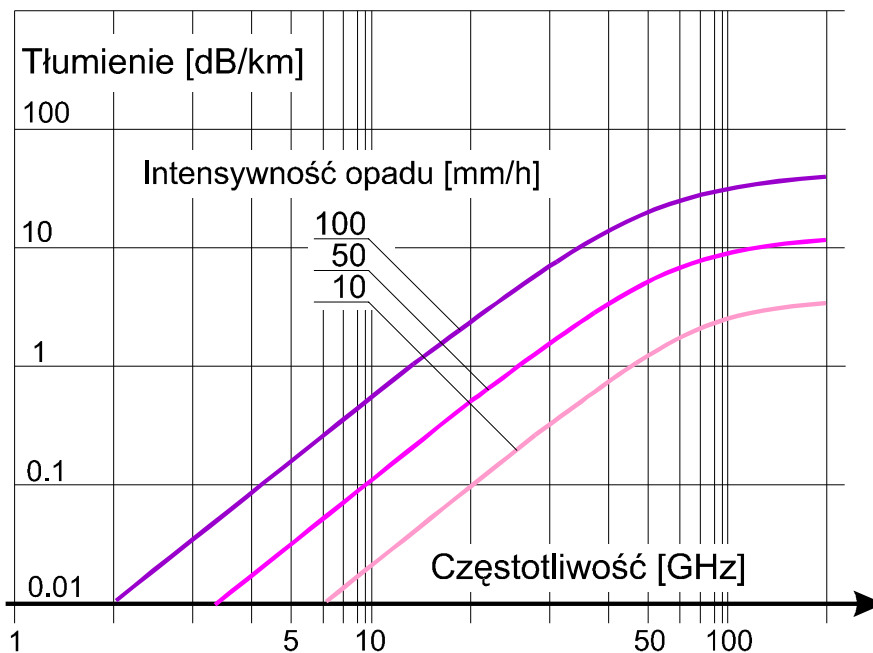


Tłumienność wolnej przestrzeni w funkcji częstotliwości

Innymi czynnikami o charakterze naturalnym ograniczającymi zasięg łączy satelitarnych są straty atmosferyczne obejmujące absorpcję molekularną oraz tłumienie na hydrometeorach (deszcz, mgła i śnieg). Ilościowe charakterystyki wymienionych zjawisk ilustrują wykresy przedstawione na kolejnych rysunkach.



Tłumienie absorbcyjne w atmosferze



Tłumienie sygnału przez deszcz o różnej intensywności

Czynnikami technicznymi powodującymi straty sygnału są rozbieżności pomiędzy kierunkami polaryzacji promieniowania i wyposażenia antenowego, tłumienie i niedopasowanie torów kablowych oraz niedokładne ukierunkowanie maksimum charakterystyki promieniowania, co może być wyrażone zmianami poziomu w funkcji kąta odstrojenia  $\Delta\Theta$  wyrażającymi się zależnością:

$$\Delta G = 12 \left( \frac{\Delta\Theta}{\Theta_0} \right)^2 [dB]$$

#### 2.3.4. Charakterystyki szumowe

Poziom szumów obserwowany na wejściu odbiornika kształtowany jest zarówno przyczynami o charakterze wewnętrznym, jaki i dopływem niepożądanego energii z przestrzeni zewnętrznej.

Podstawowymi parametrami szumowymi są widmowa gęstość szumu  $N_o$  [W/Hz] oraz temperatura szumowa  $T$ , których dobór pozwala na uniezależnienie procesów pomiarowych od wykorzystywanego przez system pasma ( $B$ ). Zachodzi bowiem:

$$N = kTB \text{ oraz } N_o = N/B$$

gdzie  $N$  - moc szumu;

$k$  - stała Boltzmanna ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K).

wyrażając powyższe zależności w mierze decybelowej otrzymujemy:

$$N = 10 \log k + 10 \log T + 10 \log B [dBW]$$

$$N_o = 10 \log k + 10 \log T [dB(W/Hz)]$$

Zjawiska szumowe wynikające z właściwości samego odbiornika są opisywane przy wykorzystaniu ekwiwalentnej temperatury szumowej  $T_e$  definiowanej jako temperatura rezystancyjnego źródła szumu, które po dołączeniu do wejścia generuje taką samą moc jak

rozważany odbiornik. Innym używanym parametrem jest liczba szumowa  $F$  związana z  $T_e$  zależnością:

$$T_e = (F - 1) T_0,$$

gdzie  $T_0 = 290 K$ .

Właściwości odbiornika rozpatrywane są zwykle łącznie z dodatkowymi źródłami szumu jakie stanowią elementy pośredniczące w postaci składowych toru transmisyjnego łączącego nadajnik z odbiornikiem (przestrzeń oraz okablowanie). W takim przypadku wykorzystywana jest temperatura szumowa  $T$  definiowana jako:

$$T = T_r + T_a (1 - 1/a)$$

gdzie:  $T_r$  - temperatura odbiornika;

$T_a$  - temperatura toru transmisyjnego;

$a$  - wyrażone jako stosunek mocy na wejściu do mocy na wyjściu tłumienie toru.

Kolejnym czynnikiem wpływającym na efektywny poziom szumów jest energia odbierana z przestrzeni przez ustrój antenowy, a charakteryzowana parametrem  $T_A$  danym zależnością:

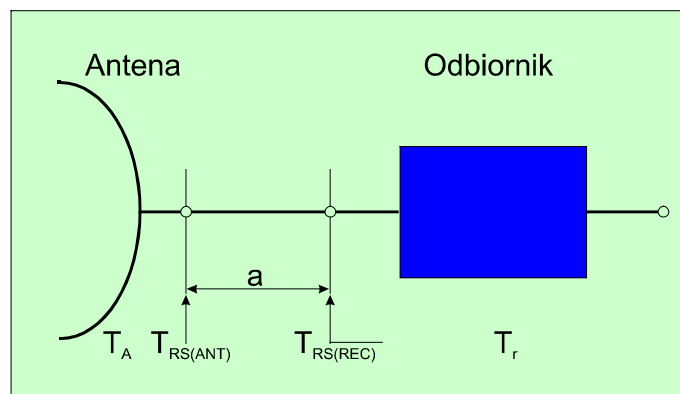
$$T_A = \frac{1}{4\pi} \iint g(\Omega) T(\Omega) d\Omega,$$

w której:  $d\Omega$  - elementarny wycinek przestrzeni w kierunku  $\Omega$ ;

$g(\Omega)$  i  $T(\Omega)$  - zysk antenowy oraz ekwiwalentna temperatura szumowa źródeł w kierunku  $\Omega$ .

Źródłami szumów, których oddziaływanie uwzględnia parametr  $T_A$  są oddziaływanie atmosfery i powierzchni ziemi oraz czynniki pozaziemskie w postaci źródeł astrofizycznych.

Temperatura szumów systemu odbiorczego odniesiona do wejścia odbiornika  $T_{RS(REC)}$  wyznaczana jest przy wykorzystaniu schematu przedstawionego na rysunku:



Schemat wyznaczania temperatury szumowej systemu odbiorczego

$$T_{RS(REC)} = T_r + T_a \left(1 - \frac{1}{a}\right) + \frac{T_A}{a}$$

Podobnie wyznaczana jest temperatura szumów systemu odbiorczego odniesiona do wyjścia anteny  $T_{RS(ANT)}$ :

$$T_{RS(ANT)} = aT_r + T_a(a - 1) + T_A,$$

przy czym w praktyce  $T_a = T_0 = 290 K$ . Jeśli straty pomiędzy anteną i odbiornikiem mogą być pominięte ( $a \approx 1$ ), to wtedy temperatura szumów systemu odbiorczego wyraża się jako:

$$T_{RS((REC))} = T_{RS((ANT))} = T_A + T_R$$

Podstawowym czynnikiem ocenowym systemu odbiorczego jest jego zysk odniesiony do temperatury szumowej i wyznaczany z zależności

$$(G/T) = 10 \log g - 10 \log (T_{RS((ANT))}) \text{ [dB(K}^{-1}\text{)]}$$

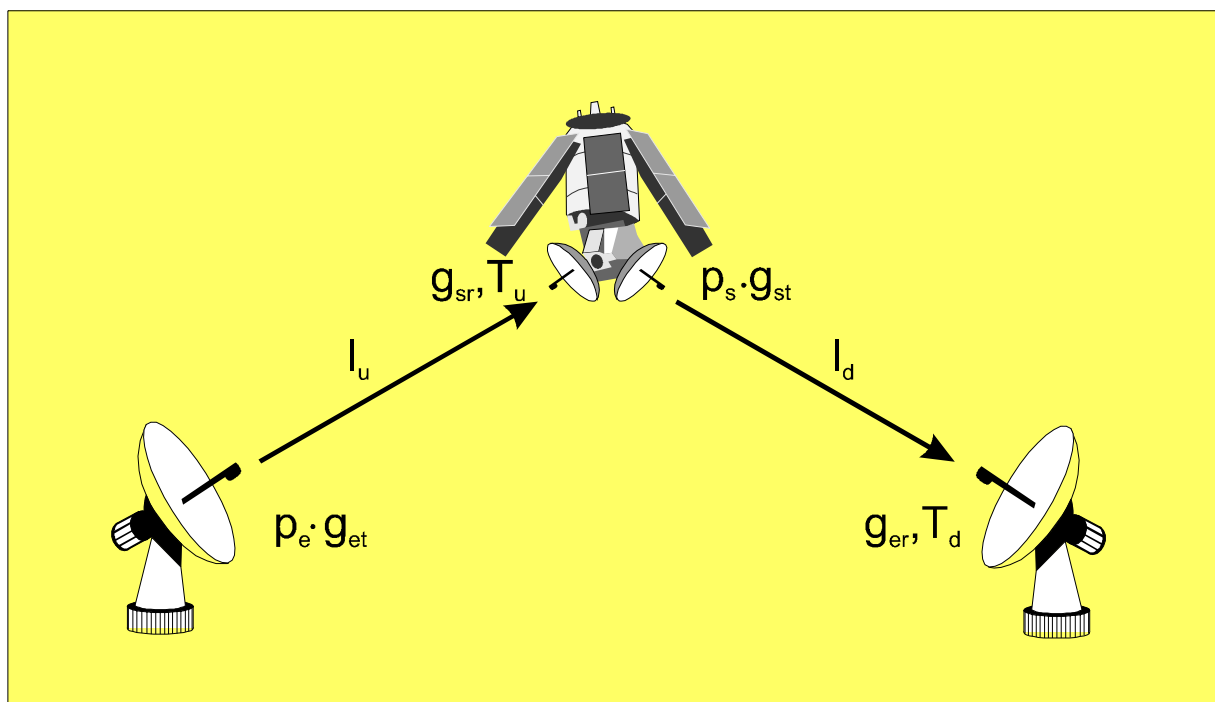
Charakterystyczne wartości wskaźnika G/T zawiera tablica:

**Tablica.** Charakterystyczne wartości wskaźnika G/T

System	G/T [dB(K <sup>-1</sup> )]
Stacja naziemna z anteną 30 m i chłodzonym wzmacniaczem parametrycznym (częstotliwość robocza 4 GHz)	41
Stacja naziemna z anteną 4.5 m i wzmacniaczem na tranzystorach polowych FET (częstotliwość robocza 4 GHz)	23
Antena orbitalna z wiązką globalną - wzmacniacz tranzystorowy (częstotliwość robocza 6 GHz)	-19
Antena orbitalna z wiązką punktową - wzmacniacz tranzystorowy (częstotliwość robocza 6 GHz)	-3

### 2.3.5. Bilans łącza

Model odniesienia jednokierunkowego łącza satelitarnego przedstawiono na rysunku:



Model odniesienia łącza satelitarnego

#### Wpływ łącza uplink ( $C/T$ )<sub>u</sub>

Odpowiednio do wcześniej omówionych zależności, poziom nośnej na wejściu odbiornika satelitarnego dany jest równaniem:



$$c_u = p_e * g_{et} * \frac{g_{sr}}{l_u}$$

gdzie:  $p_e g_{et}$  - e.i.r.p stacji naziemnej w kierunku satelity;

$l_u$  - tłumienie wolnej przestrzeni w kierunku satelity;

$g_{sr}$  - zysk odbiorczej anteny satelitarnej w kierunku stacji naziemnej.

Natomiast poziom nośnej odniesiony do temperatury szumowej wyraża się zależnością:

$$\left(\frac{c}{T}\right)_u = (e.i.r.p)_e * \frac{g_{sr}}{l_u} * T_u = \left(\frac{g}{T}\right)_s * \frac{(e.i.r.p)_e}{l_u}$$

gdzie:  $T_u$  - temperatura szumowa łącza widziana przez odbiornik;

$(g/T)_s$  - parametr ocenowy stacji satelitarnej.

Przedstawiona zależność może być zapisana także w innej postaci:

$$\left(\frac{c}{T}\right)_u = \left(\frac{g}{T}\right)_s * \frac{\lambda^2}{4\pi} * \frac{(e.i.r.p)_e}{4\pi d^2}$$

gdzie:  $(\lambda^2/4\pi)$  - ekwiwalent efektywnej powierzchni anteny izotropowej.

Ponieważ  $(e.i.r.p)_e/(4\pi d^2)$  stanowi gęstość mocy przekazywanej przez antenę stacji naziemnej do satelity ( $pfd_u$ ), a wskaźnik ten jest często podawany w danych technicznych satelitów telekomunikacyjnych jako gęstość mocy na wejściu transpondera, użyteczną postacią omawianej zależności jest:

$$\left(\frac{c}{T}\right)_u = \left(\frac{g}{T}\right)_s * \frac{\lambda^2}{4\pi} * pfd_u$$

Przedstawione zależności mogą być zapisywane w mierze decybelowej tj.:

$$\left(\frac{C}{T}\right)_u = \left(\frac{G}{T}\right)_s + (E.I.R.P.)_e - L_u \quad [\text{dB(W/K)}]$$

$$\left(\frac{C}{T}\right)_u = \left(\frac{G}{T}\right)_s + 10\log\frac{\lambda^2}{4\pi} + PDF_u \quad [\text{dB(W/K)}]$$

Typowe wartości wykorzystywanych parametrów wynoszą:

- $L_u$  - 199.75 dB dla łącza 6 GHz oraz 207.10 dB dla łącza 14 GHz (odległość 38 000 km, kąt widoczności satelity 30°);
- $\lambda^2/4\pi$  (efektywna powierzchnia anteny izotropowej) - - 37 dB(m<sup>2</sup>) dla łącza 6 GHz oraz -44.37 dB(m<sup>2</sup>) dla łącza 14 GHz.

### Wpływ łącza downlink $(C/T)_d$

Poziom nośnej na wejściu odbiornika stacji naziemnej dany jest równaniem:

$$c_u = p_s * g_{st} * \frac{g_{er}}{l_d}$$

gdzie:  $p_s g_{et}$  - e.i.r.p satelity w kierunku stacji naziemnej;  
 $l_d$  - tłumienie wolnej przestrzeni w kierunku stacji naziemnej;  
 $g_{er}$  - zysk odbiorczej anteny stacji naziemnej w kierunku satelity.

Natomiast poziom nośnej odniesiony do temperatury szumowej wyraża się zależnością:

$$\left(\frac{c}{T}\right)_d = (e.i.r.p)_s * \frac{g_{er}}{l_d} * T_d = \left(\frac{g}{T}\right)_e * \frac{(e.i.r.p)_s}{l_d}$$

gdzie:  $T_d$  - temperatura szumowa łącza widziana przez odbiornik;  
 $(g/T)_e$  - parametr ocenowy stacji naziemnej.

Ostatnia z zależności może być zapisana w mierze decybelowej tj. w postaci:

$$\left(\frac{C}{T}\right)_d = \left(\frac{G}{T}\right)_e + (E.I.R.P.)_s - L_d \quad [\text{dB(W/K)}]$$

Typowe wartości  $L_d$  wynoszą 196.20 dB dla łącza 4 GHz oraz 205 dB dla 11 GHz.

### **Wpływ intermodulacji (C/T)<sub>i</sub>**

Wartość emitowanej przez satelitę mocy *e.i.r.p.* jest funkcją poziomu nośnej  $C_u$  na wejściu odbiornika satelity. Większość satelitów wykorzystuje we wzmacniaczach sygnału nadawanego lampy z falą bieżącą (TWT), które są elementami nieliniowymi i jako takie wprowadzają szum intermodulacyjny w przypadkach, gdy transponder przekazuje więcej niż jeden sygnał równocześnie. Efekt ten opisywany jest współczynnikiem odnoszącym poziom nośnej do ekwiwalentnej temperatury szumowej intermodulacji (C/T)<sub>i</sub>.

### **Wpływ pozostałych czynników (C/T)<sub>p</sub>**

Poza wymienionymi dotychczas źródłami szumów w praktycznie wykorzystywanych systemach występują jeszcze inne dodatkowe zakłócenia wnoszone np. przez inne pobliskie nadajniki, ziemskie i kosmiczne radioźródła itp. Oddziaływanie wszystkich tego typu czynników opisywane jest współczynnikiem (C/T)<sub>p</sub>.

### **Całkowity bilans łącza (C/P)<sub>total</sub>**

Całkowity bilans łącza tj. uogólniona wartość współczynnika C/T wyraża się następującą zależnością:

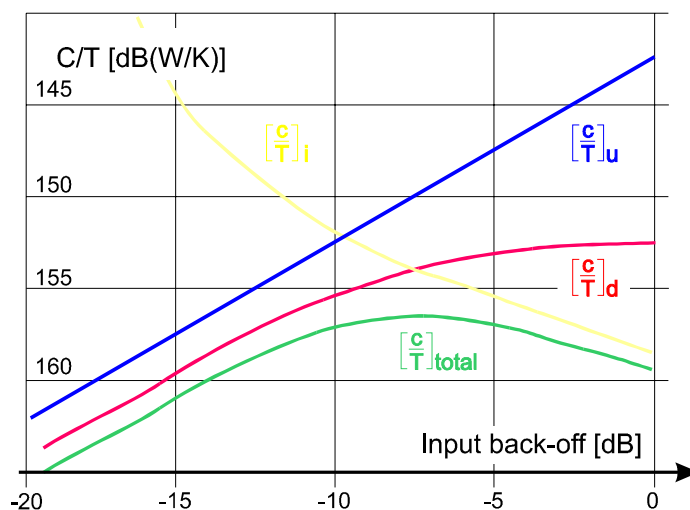
$$(c/T)_{total}^{-1} = (c/T)_u^{-1} + (c/T)_d^{-1} + (c/T)_i^{-1} + (c/T)_p^{-1}$$

We wszystkich przypadkach kiedy interferencje mogą być traktowane jako dodatkowy niekoherentny szum wywołowany przez oddziaływanie sygnałów z sąsiednich kanałów (*adjacent frequency - af*), zakłóceń na zbliżonych częstotliwościach (*co-frequency - cf*) itp. , współczynnik (C/T)<sub>p</sub> jest funkcją dodatkowych parametrów, co pozwala zapisać:

$$(c/T)_p^{-1} = (c/T)_{af}^{-1} + (c/T)_{cf}^{-1} + \dots$$

Poziom szumowych zakłóceń intermodulacyjnych zależy m. in. od liczby realizowanych wspólnie kanałów transmisyjnych, poziomu przesyłanych w nich sygnałów, podziału przydzielonego pasma oraz stopnia nieliniowości wyjściowych wzmacniaczy mocy. Jeśli poziom zakłóceń może być łatwo wyznaczony, możliwa jest minimalizacja jego wartości poprzez optymalizację przydziału kanałowych częstotliwości roboczych oraz dobór punktu

pracy wzmacniaczy wyjściowych (*optimal back-off*\*). Tak rozumiana optymalizacja jest niezbędna z powodu zmieniając poziom sygnału na wyjściu wzmacniacza mocy wpływa się nie tylko na poziom zakłóceń intermodulacyjnych  $(C/T)_i$  lecz i na pozostałe składowe zakłóceń  $(C/T)_x$ . Efekt ten ilustruje wykres przedstawiony na rysunku:



Przykład optymalizacji bilansu łącza

#### Dane systemu

Sposób realizacji transmisji	FDM - FM - FDMA pasma 6/4 GHz
Pasmo transpondera	90 MHz
Typy kanałów	20 nośnych o jednakowych poziomach 30 zmultipleksowanych kanałów tlf. zajęte pasmo 4.05 MHz
Wymagania jakościowe	S/N (łącznie z marginesami) - 51.4 dB C/T = - 157.4 dB(W/K)

#### 2.4. Metody modulacji

W cyfrowych łączach satelitarnych powszechnie wykorzystywaną metodą modulacji jest kluczkowanie fazy (*Phase Shift Keying -PSK*) z odpowiednią liczbą stanów znamienych. Kluczkowanie fazy polega na skokowej zmianie chwilowej wartości fazy przebiegu nośnego o kąt stanowiący różnicę między dwiema dowolnymi fazami zbioru podstawowego.

##### Binarne kluczkowanie fazy (BPSK)

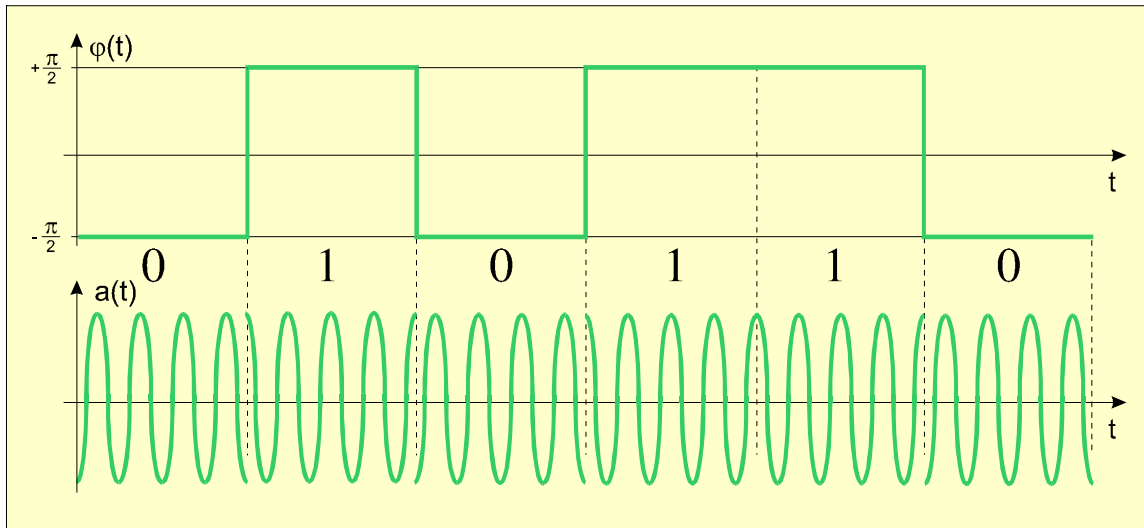
W przypadku dwustanowego kluczkowania fazy stany znamienne przebiegu przenoszącego informację wywołują zmiany postaci sygnału nośnego, przy czym dewiacja fazy przybiera

\* *Input back-off* jest definiowany jako stosunek mocy wywołującej nasycenie wyjściowego wzmacniacza mocy do poziomu aktualnie doprowadzonego do jego wejścia, natomiast *output back-off* jest stosunkiem mocy na wyjściu wzmacniacza w stanie nasycenia do aktualnego poziomu mocy wyjściowej.

alternatywne wartości różniące się o kąt  $\pi$ , takie jak np.  $+\frac{\pi}{2}$  i  $-\frac{\pi}{2}$  lub  $0$  i  $\pi$ . Sytuacji tej odpowiadają dwa sygnały:

$$a_1(t) = A\cos\omega t \quad \text{oraz} \quad a_2(t) = -A\cos\omega t$$

nadawane alternatywnie w stanach "0" i "1", zgodnie ze schematem przedstawionym na rys.



Dwustanowa modulacja fazy

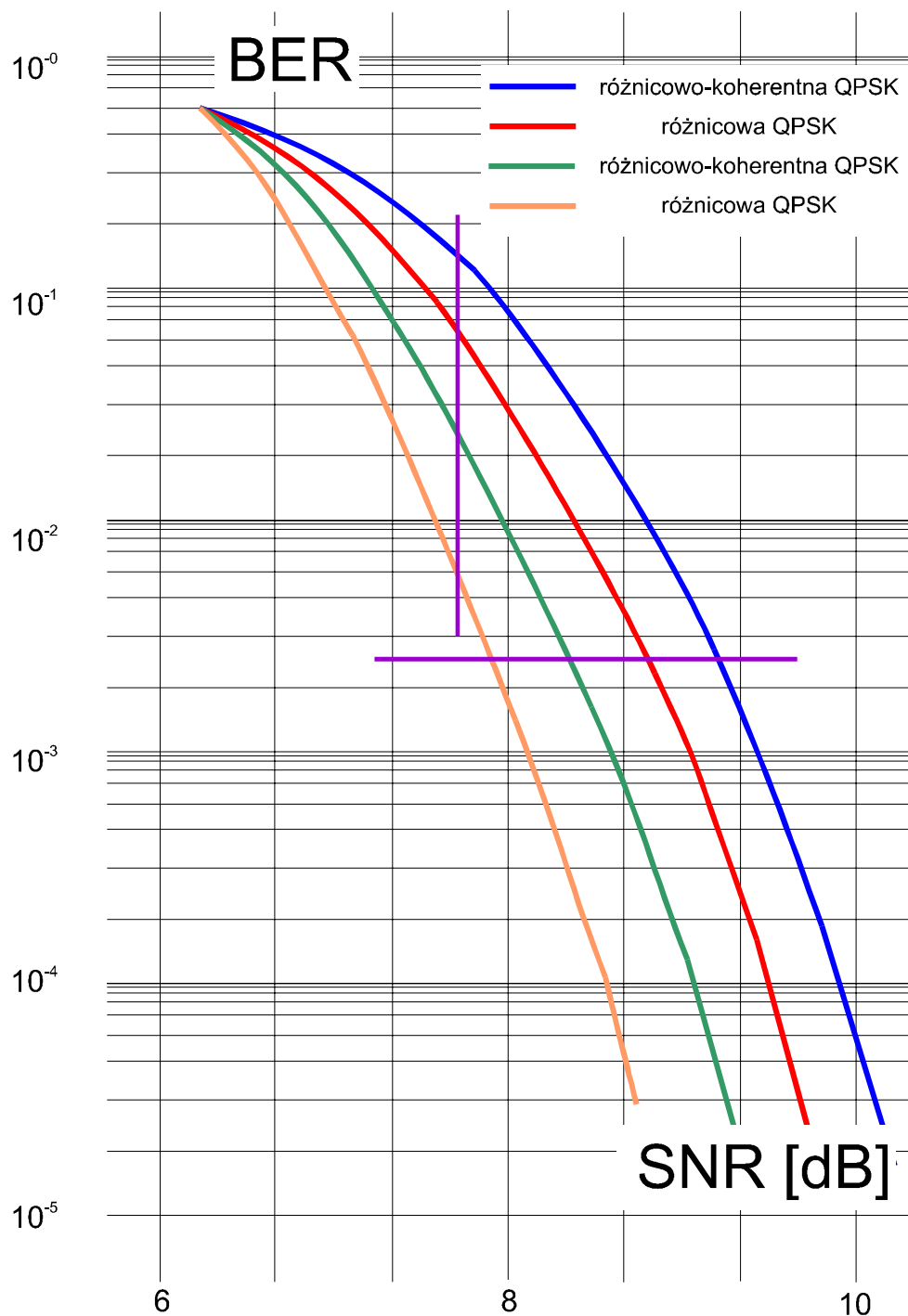
### Czterostanowe kluczowanie fazy (QPSK)

Czterostanowe kluczowanie fazy polega na wykorzystaniu dziewięciu o wartości  $\frac{\pi}{2}$ , czyli np.  $+\frac{\pi}{4}$ ,  $-\frac{\pi}{4}$ ,  $+\frac{3\pi}{4}$  i  $-\frac{3\pi}{4}$  lub  $0$ ,  $\frac{\pi}{2}$ ,  $\pi$  i  $\frac{3\pi}{2}$ , którym odpowiadają sygnały:

$$a_1(t) = A\cos\omega t, \quad a_2(t) = -A\sin\omega t, \quad a_3(t) = -A\cos\omega t, \quad a_4(t) = A\sin\omega t.$$

Przebiegom  $a_1 - a_4$  można przyporządkować cztery dwuelementowe sygnały dwójkowe: 00, 01, 10, 11, co odpowiada w istocie podwojeniu prędkości transmisji

Obecność zakłóceń w kanale telekomunikacyjnym może powodować przekłamanie przesyłanego sygnału powodując wzrost elementowej stopy błędów (*Bit Error Rate - BER*). Typowe wartości parametru BER w funkcji SNR dla wybranych typów modulacji przedstawiono na rysunku:



Zmiany BER w funkcji wartości SNR

Odbiór sygnałów z kluczowaniem fazy może być prowadzony w warunkach utrzymywania synchronizacji fazy sygnału lokalnego po stronie odbiorczej z fazą przebiegu nośnego i wtedy określany jest jako *odbiór koherentny* oraz bez synchronizowania, czyli *niekoherentnie*.

Przy niekoherentnym odbiorze sygnału w.cz. o nieznanym fazie nie jest możliwe uzyskanie informacji przesyłanej na podstawie oceny wartości chwilowej fazy  $\Theta$  sygnału odbieranego:

$$a_n(t) = A \sin(\omega t + \Theta)$$

Jednakże obserwacja sygnału w czasie dłuższym niż okres nadawania dwóch następujących po sobie stanów elementarnych pozwala na wyznaczenie różnicy ich faz i w konsekwencji

uzyskanie informacji o stanie fazy sygnału aktualnie nadawanego. Przyjmuje się mianowicie, że w  $M$ -stanowym systemie PSK,  $i$ -temu stanowi fazy odpowiada przesunięcie o  $\frac{2\pi}{M}i$ , gdzie  $i = 1, 2, \dots, M$ . Odbiór oparty o wykorzystanie przedstawionego mechanizmu określany jest jako *różnicowo-koherentny*, ponieważ wymaga porównania faz dwóch kolejnych, zakłóconych sygnałów.

Porównując odporność obydwu wymienionych metod na zakłócanie należy stwierdzić, że wobec wykorzystania dwukrotnie dłuższego okresu rozeznania w trybie *różnicowo-koherentnym* odznacza się on właściwościami gorszymi niż tryb *koherentny*. Spostrzeżenie to potwierdza przebieg wykresów przedstawionych na poprzednim rysunku.

Inną charakterystyczną własnością odbioru *różnicowo-koherentnego* jest brak możliwości wyznaczenia bezwzględnej wartości fazy nadawanego sygnału. Na przykład przy kluczowaniu dwustanowym nie można określić, czy nadany sygnał jest w fazie  $0$  czy też  $\pi$ . Stąd też, dla zmniejszenia błędów wynikających z przekłamania fazy, w systemie dwustanowym przyjmuje się, że stan "1" nie powoduje zmiany fazy, która występuje tylko w stanie "0". Wymaga to stosowania dodatkowego tłumaczenia nadawanego kodu zgodnie ze schematem przedstawionym w tabelicy:

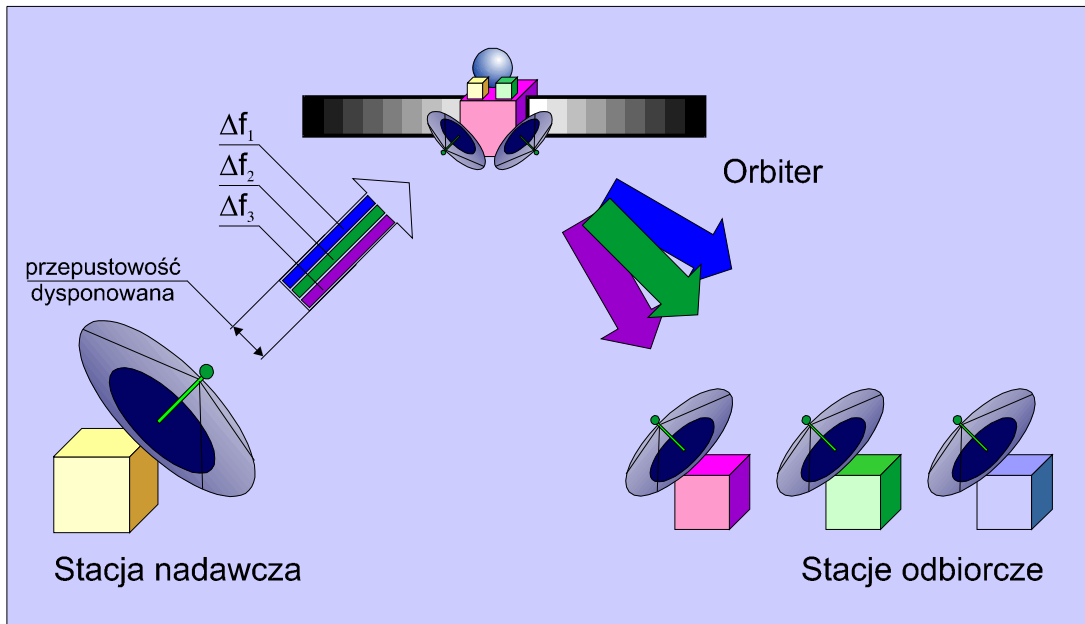
**Tablica.** Zmiany kodu przy odbiorze *różnicowo-koherentnym*

Kod pierwotny	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	
Kod do odbioru <i>różnicowo-koherentnego</i>	(1)	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1
Różnica faz	(0)	0	0	$\pi$	$\pi$	0	0	0	$\pi$	0	0

## 2.5. Techniki dostępu do łączy satelitarnych

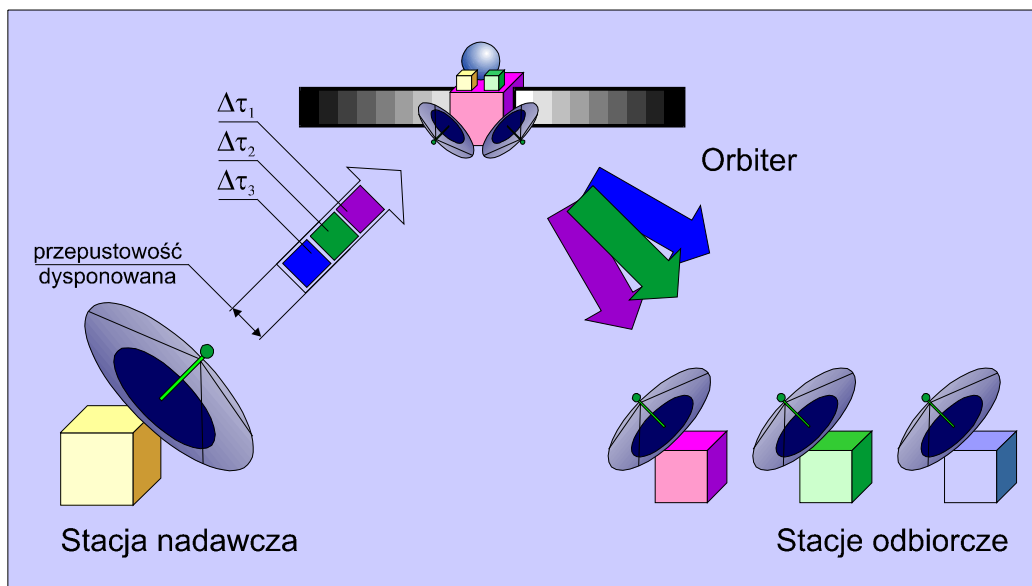
Klasyczne metody dostępu wykorzystywane w typowych sieciach LAN, MAN i WAN zostały opracowane przy uwzględnieniu krótkich czasów propagacji sygnału w łączach i w związku z tym nie mogą być bezpośrednio stosowane w relacjach satelitarnych. W rezultacie rozważane jest wykorzystywanie następujących alternatywnych schematów uzyskiwania dostępu do łącza:

**Podział częstotliwościowy (Frequency-Division Multiple Access - FDMA)** - polega na podziale dysponowanego zakresu częstotliwości na odpowiednią liczbę przedziałów, z których każdy przydziela się aktualnie aktywnej relacji transmisyjnej. Wyraźne wyodrębnienie zakresu pracy każdej stacji umożliwia eliminację konfliktów oraz związanych z nimi błędów wprowadzanych do transmitowanego przekazu. Niedogodnością systemu FDMA jest potrzeba utrzymywania odstępów międzykanałowych, co oznacza w istocie stratę części dysponowanej przepustowości. Schemat realizacji FDMA przedstawia rysunek:



Schemat realizacji FDMA

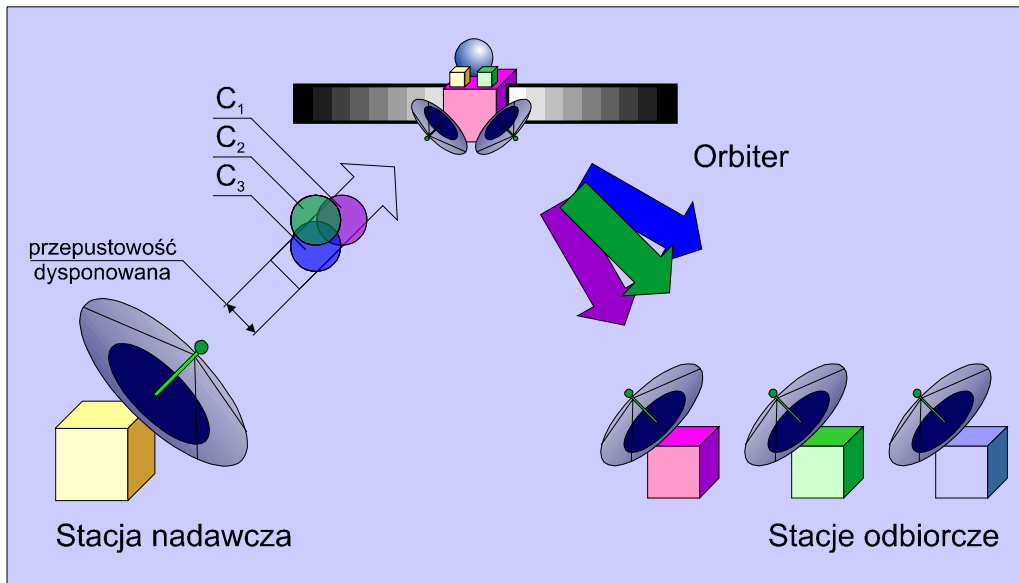
**Podział czasowy (Time-Division Multiple Access - TDMA)** - polega na przydzielaniu w ustalonym odcinku czasowym każdej aktywnej relacji całości dysponowanej przepustowości łącza. TDMA jest bardzo użyteczny w przypadku realizacji transmisji pakietowej, ponieważ czasowy schemat przełączeń może być łatwo dostosowany do czasu transmisji pojedynczej ramki. Podstawową wadą TDMA jest potrzeba utrzymywania synchronizacji czasowej pomiędzy stacją nadawczą, orbiterem i stacjami odbiorczymi, co wymusza stosowanie specjalnych zabiegów w rodzaju wprowadzania do strumienia danych tzw. sekwencji treningowych. Schemat realizacji TDMA przedstawia rysunek:



Schemat realizacji TDMA

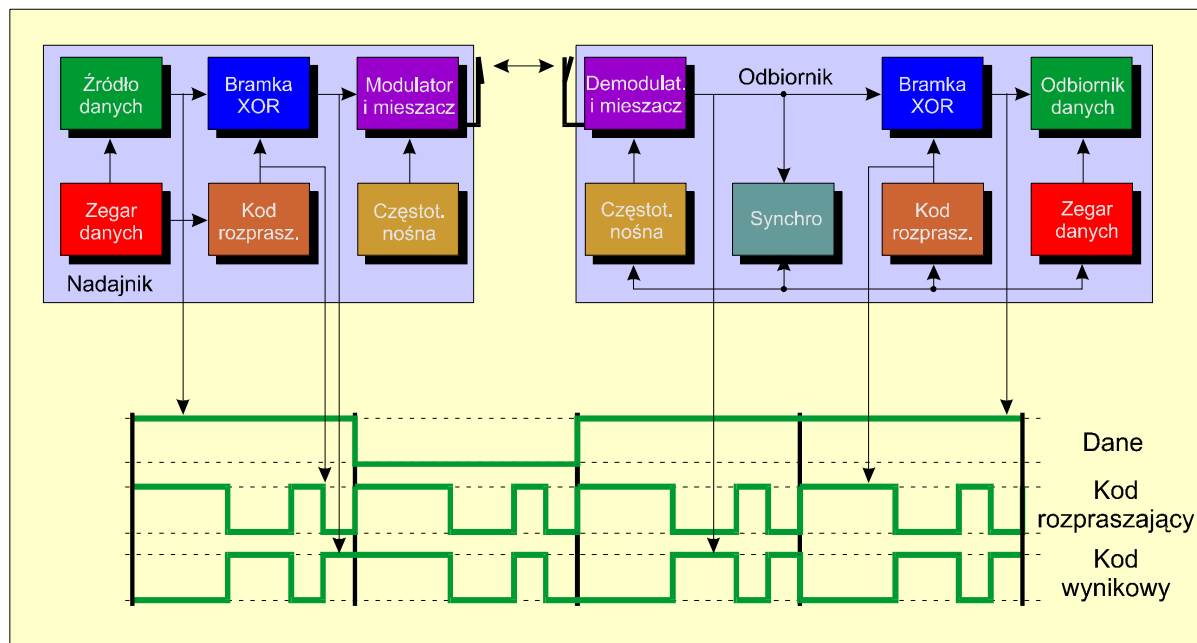
**Podział kodowy (Code-Division Multiple Access - CDMA)** - wykorzystuje rozproszenie energii związanej z każdą aktywną relacją transmisyjną zgodnie z przyjętym schematem kodowania. Wykorzystanie CDMA umożliwia uzyskanie dużej odporności przekazu na pasmowe zakłócenia generowane przez zjawiska naturalne, urządzenia techniczne oraz inne

systemy radiowe, co powoduje, że jest to najbardziej perspektywiczny sposób uzyskiwania wielodostępu. Schemat realizacji CDMA przedstawia rysunek:



Schemat realizacji CDMA

Podstawą realizacji schematu CDMA jest rozproszenie energii sygnału w szerokim paśmie częstotliwości, co realizuje się poprzez jego modulację pseudolosowymi ciągami kodowymi o własnościach zbliżonych do tzw. szumu białego. Najprostszym przykładem rozpraszania widma sygnału jest system *Direct Sequence - DS*, którego poglądowy schemat realizacyjny wraz z podstawowymi przebiegami czasowymi przedstawiono na rysunku.



Schemat działania systemu DS

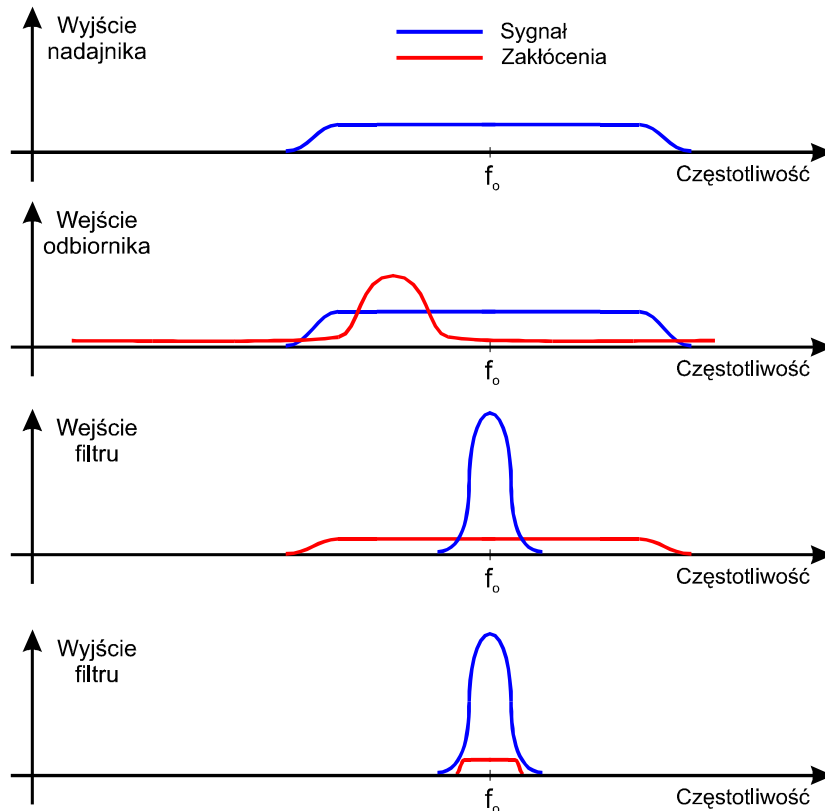
Składającą się z tzw. *chipów* sekwencję pseudolosową wytwarzaną przez generator rozpraszacza nazywa się *sekwencją rozpraszającą (spreading sequence)*, zaś ilość jej bitów przypadających na pojedynczy bit w kodowanym przebiegu informacyjnym stanowi istotny parametr procesu określanym mianem *współczynnika rozpraszania (spreading factor - SF)*.



Własności użytkowe rozważanej klasy systemów określane są bezpośrednio przez wyrażony w mierze decybelowej logarytm dziesiętny parametru SF, nazywany dalej *zyskiem przetwarzania* (*processing gain* -  $G$ ), którego zależność definicyjna przyjmuje postać:

$$G = 10 \log_{10} (SF)$$

Jako przykład można podać, że w systemie, w którym na każdy bit informacji przypada 10 bitów ciągu pseudolosowego ( $SF=10$ ), wartość  $G$  wynosi 10 dB, w przypadku, gdy  $SF = 100$ ,  $G$  jest równy 20 dB itd. Ilustracją mechanizmu powstawania zysku przetworzenia w systemie DS są charakterystyki przedstawione na rysunku:



Mechanizm powstawania zysku przetworzenia w systemie DS

Na wejściu odbiornika, poza sygnałem użytecznym o mocy  $S$  występują zakłócenia charakteryzujące się mocą  $N$ , która zostaje przez układ mnożący rozproszona w całym paśmie użytecznym  $B_u$ , podczas gdy energia sygnału zostaje ponownie skupiona w zakresie roboczym  $B_r$ . W rezultacie na wyjściu filtru pasmowo-przepustowego o paśmie  $B_r$  otrzymywana jest całość energii sygnału i niewielki procent energii zakłóceń, co pozwala zapisać wartość parametru  $G$  jako:

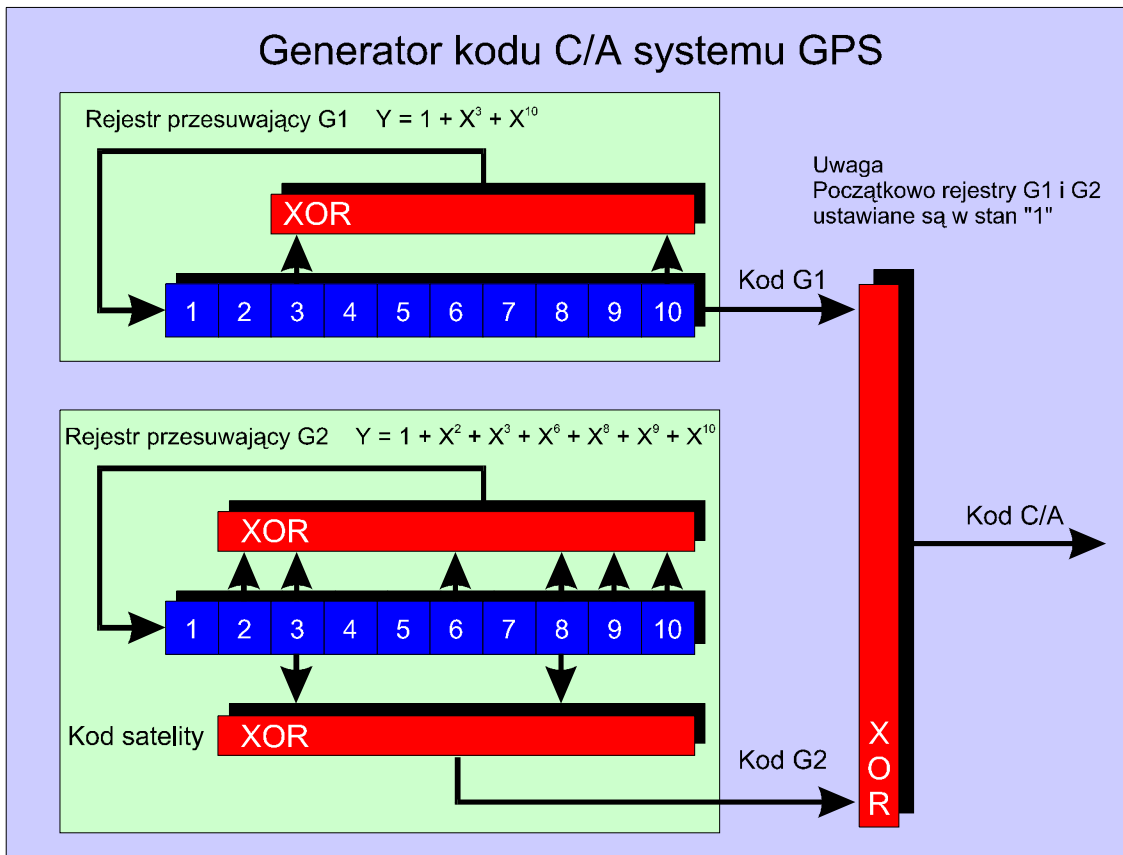
$$G = 10 \log_{10} \frac{B_u}{B_r} \quad (*)$$

Parametr  $G$  posiada również i inną prostą interpretację, związaną z kolejnym istotnym czynnikiem określającym warunki pracy systemu, a mianowicie, wyrażanym w mierze decybelowej tzw. *stosunkiem Sygnał/Szum* (*Signal to Noise Ratio* -  $SNR$ ). Jeśli mianowicie wykorzystywany rodzaj modulacji wymaga dla uzyskania zadanej *stopy błędów* (*Bit Error Rate* -  $BER$ ) utrzymania w punkcie odbioru prowadzonego bez rozpraszania zadanej wartości  $SNR$  równej  $SNR_0$ , to dla systemu z rozpraszaniem, taka sama wartość  $BER$  może być osiągnięta już przy wartości  $SNR_r$  danej zależnością:

$$SNR_r = SNR_o - G$$

Przedstawiona właściwość systemów DS stanowi o ich bardzo dobrych własnościach użytkowych, bowiem np. dla systemu, w którym  $SNR_o = 10 \text{ dB}$  (sygnał użyteczny musi dziesięciokrotnie przewyższać poziom szumu) i  $G = 20 \text{ dB}$ , wartość  $SNR_r$  wyniesie  $-10 \text{ dB}$ , co oznacza, że poziom szumu może do 10 razy przewyższać poziom sygnału.

Równocześnie należy pamiętać, że systemy DS posiadają istotne ograniczenia powodujące, że wartość zysku przetwarzania nie może być zwiększana nieograniczenie. Pierwszym czynnikiem ograniczającym jest fakt, że maksymalna szerokość pasma użytkowego  $B_u$  jest determinowana szybkością pracy generatora ciągu rozpraszającego, który zwykle jest realizowany jako zespół rejestrów ze sprzężeniami w postaci bramek XOR, czyli w sposób przedstawiony na rysunku:



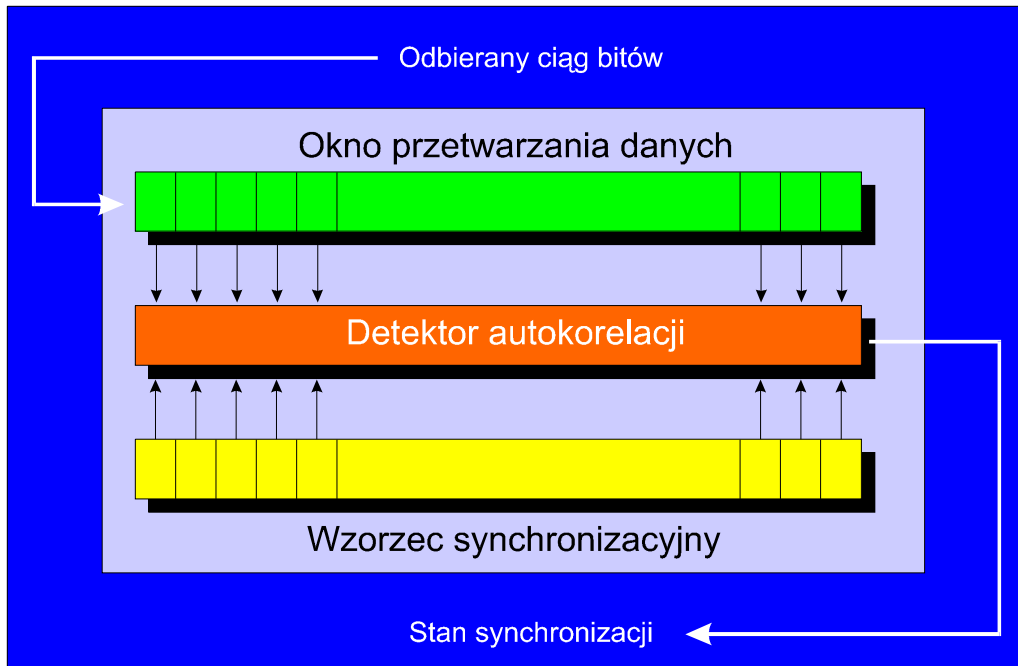
Schemat przykładowego generatora ciągu pseudolosowego

Współczesne technologie realizacji układów scalonych umożliwiają taktowanie struktur podobnych do przedstawionej na schemacie z częstotliwościami rzędu 500 MHz, co równocześnie stanowi maksymalną szybkość generacji ciągu rozpraszającego.

Innym problemem jest utrzymanie synchronizacji zegarów odbiornika i nadajnika - przy częstotliwościach ich pracy rzędu 500 MHz dokładności dostrojenia powinny być rzędu 1 ns, co wymagało dotąd stosowania niezwykle kosztownych zegarów z rubidowymi bądź cezowymi oscylatorami atomowymi (ok. 50 000 \$/sztuka). Na szczęście problem ten może być obecnie prosto rozwiązany dzięki wykorzystaniu własności satelitarnych systemów GPS i GLONASS.

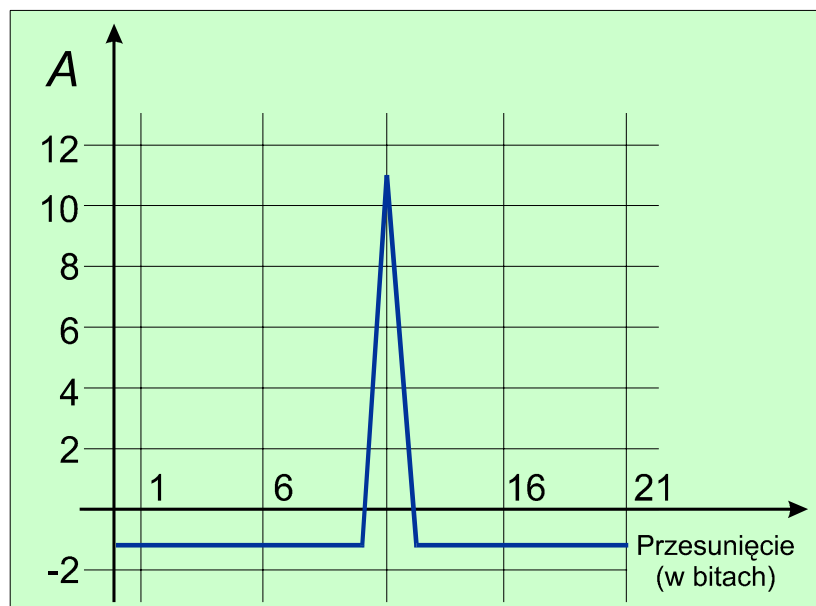
Ostatnim zagadnieniem istotnym dla praktycznej realizacji systemów DS jest kwestia uzyskania i utrzymania odpowiedniej synchronizacji przekazu - w tym celu na początku

transmisji nadawana jest specjalna ustalona sekwencja bitów, umożliwiającą odbiornikowi sprawne osiągnięcie synchronizmu bitowego oraz znakowego. Schemat poglądowy modułu synchronizującego odbiornika DS przedstawia rysunek:



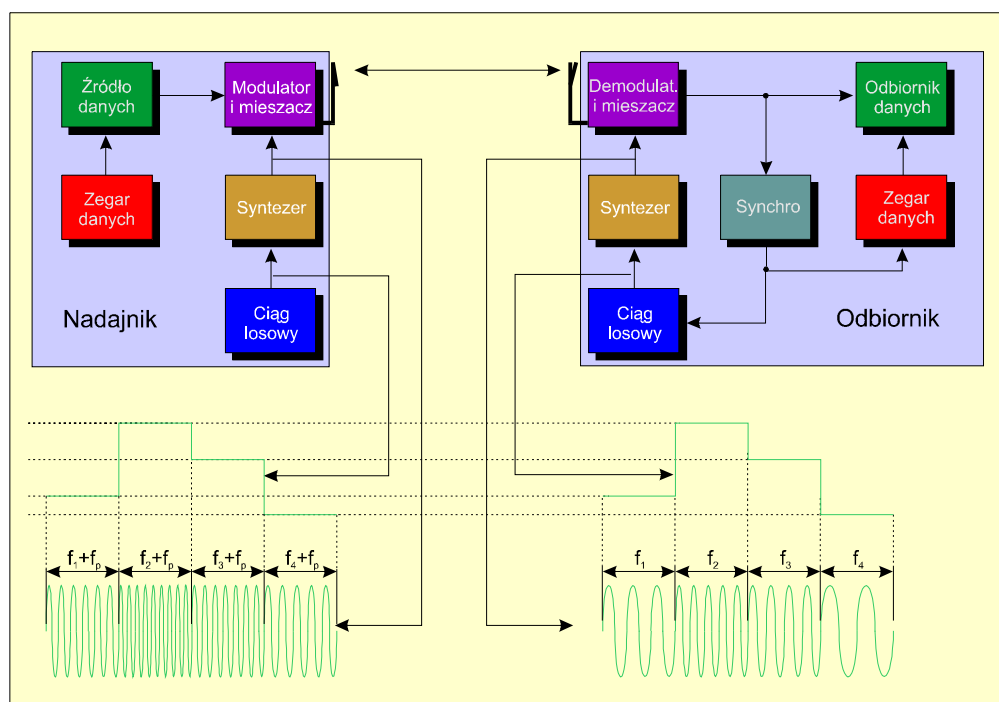
Moduł synchronizujący

W stanie poszukiwania synchronizacji (tzw. *hunting*) odbierana sekwencja wstępna zawierająca długi ciąg bitów o stałej wartości (np. "1") przechodzi przez rejestr przesuwający o długości równej okresowi jej powtarzania, w którym jest porównywana metodą element-po-elemente ze znanym wzorcem. Miarą podobieństwa sekwencji odbieranej i wzorcowej jest tzw. *cyfrowa funkcja autokorelacji* wyznaczana poprzez odjęcie stwierdzonej ilości elementów niezgodnych -  $N$  od liczby zgodności  $Z$ . Odbiornik uznaje, że synchronizacja została ustanowiona, jeśli wartość funkcji autokorelacji  $A = Z - N$  przyjmie znaną, maksymalną wartość (równą długości okresu sekwencji rozpraszającej). Przebieg zmienności funkcji autokorelacji  $A$  dla przykładu tzw. *sekwencji Barkera* przedstawia rysunek:



## Przebieg zmienności funkcji autokorelacji ciągu 10110111000

Rozszerzeniem schematu DS jest system z tzw. *skokami częstotliwości* (*Frequency Hopping - FH*), którego schemat realizacyjny oraz przebiegi czasowe w charakterystycznych punktach układu przedstawia rysunek:

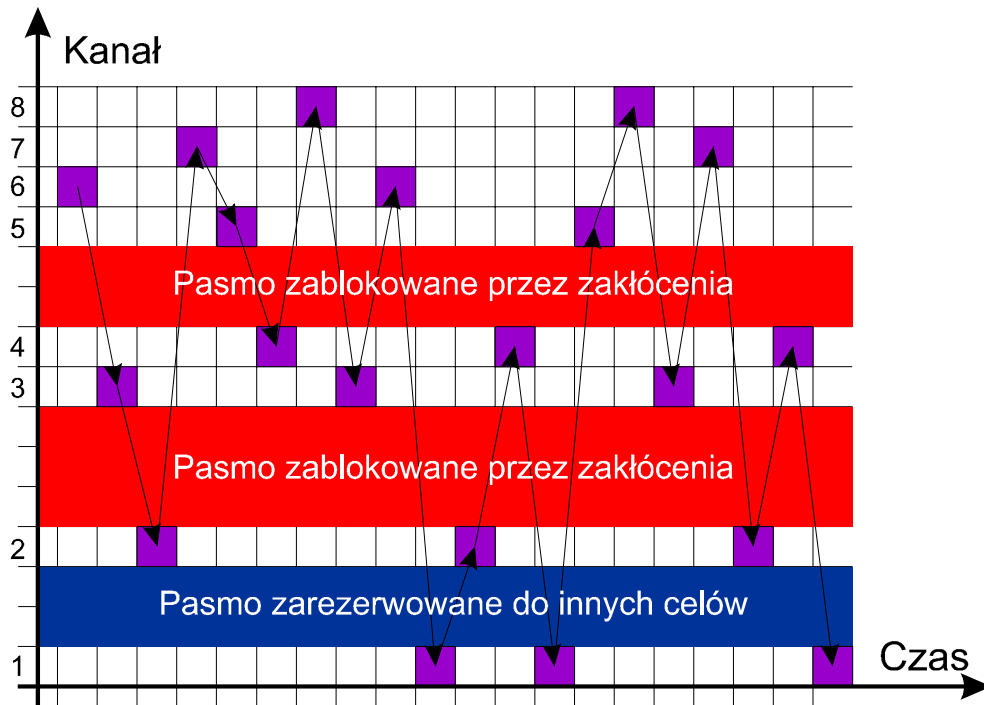


Realizacja i przebiegi czasowe w systemie FH

Generator ciągu pseudolosowego (GCP) nadajnika wybiera, zgodnie z przyjętą regułą kodowania, doprowadzaną do modulatora częstotliwość nośną, która wykorzystywana jest w procesie przekazywania informacji drogą radiową. W odbiorniku sygnał użytkowy zostaje poddany przemianie z przebiegiem pomocniczym otrzymanym z syntezeru, sterowanego przez GCP odbiornika (obydwa GCP pracują synchronicznie). Częstotliwości przebiegu pomocniczego różnią się od odpowiadających im częstotliwości nośnych nadajnika o wartość częstotliwości pośredniej  $f_p$ , co sprawia, że przy stałym sygnale wejściowym nadajnika składającym się z bitów o wartości logicznej równej "0", na wyjściu filtra pierwszej przemiany pojawia się czysty przebieg o częstotliwości pośredniej.

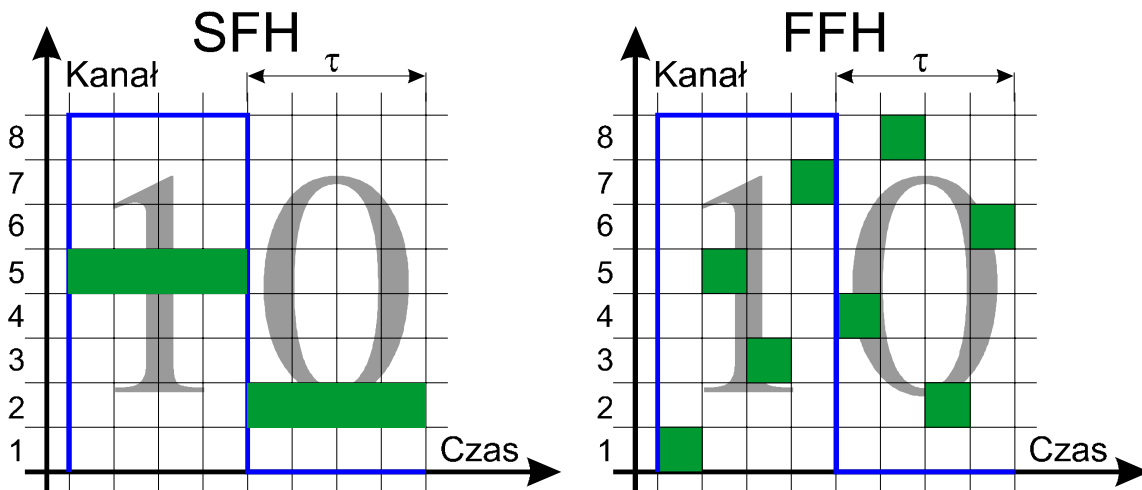
Skokowe zmiany częstotliwości nośnej realizowane przez nadajnik powodują rozpraszanie energii w szerokim paśmie użytecznym  $B_u$ . W odbiorniku przeprowadzany jest proces odwrotny tj. skupienie energii sygnału w paśmie roboczym  $B_r$  i rozproszenie pozostałych (zakłócających) składników emisji, tak że ich wpływ zostaje istotnie osłabiony podobnie jak we wcześniej opisanej metodzie DS. Podobieństwo mechanizmów powstawania zysku przetwarzania  $G$  powoduje, że jego zależność definicyjna (\*) jest słuszna również dla systemu FH.

W praktyce dysponowane pasmo użyteczne  $B_u$  jest dzielone na ustaloną liczbę jednakowych przedziałów nazywanych kanałami, które nadajnik wykorzystuje w kolejności wskazanej przez aktualną realizację sekwencji pseudolosowej. Podczas wykorzystywania danego kanału jego częstotliwość środkowa stanowi bieżącą nośną modulowaną odpowiednio do stosowanej techniki wartościami bitów informacyjnych. Przykładowy schemat wykorzystania kanałów przez system FH przedstawia rysunek:



Tryb wykorzystania kanałów FH

Wyróżniane są dwa podstawowe typy realizacji trybu FH, różniące się odstępami czasowymi  $\tau$  pomiędzy kolejnymi skokami częstotliwości. W przypadku, gdy  $\tau$  jest większy lub równy czasowi trwania pojedynczego bitu, system nazywany jest "wolnym" (*Slow Frequency Hopping - SFH*), zaś w pozostałych przypadkach "szybkim" (*Fast Frequency Hopping - FFH*). Praktyczne znaczenie posiadają przypadki, w których  $\tau$  jest równe interwałowi bitowemu (SFH) oraz takie, w których na interwał bitowy składa się całkowita liczba odstępów  $\tau$  (FFH). Obydwa rodzaje realizacji FH przedstawiono poglądowo na rysunku:



Sposoby realizacji FH

Podstawową przewagą FH nad poprzednio rozważanym DS jest możliwość eliminacji niektórych kanałów częstotliwościowych, których wykorzystanie jest zabronione organizacyjnie (pasma przeznaczone do innych celów), lub niecelowe ze względu na obecność silnych zakłóceń. Oznaczając przez  $C$  całkowitą liczbę kanałów, zaś przez  $Z$  liczbę

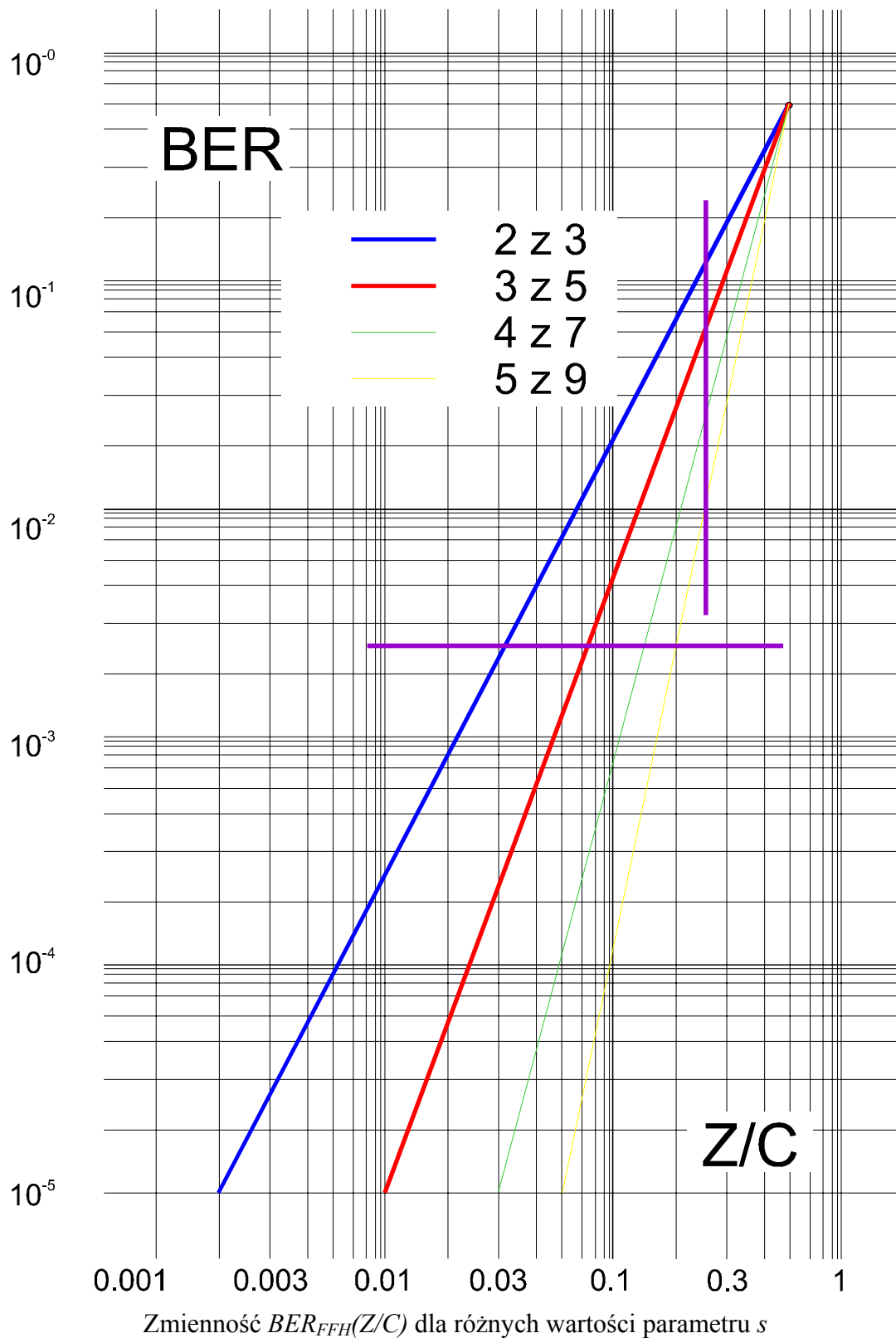
kanalów zablokowanych zakłóceniami o poziomie co najmniej równym poziomowi sygnału użytecznego, można wyrazić stopę błędów systemu SFH -  $BER_{SFH}$  jako:

$$BER_{SFH} = \frac{Z}{C}$$

Stopa błędów w systemie FH o ustalonych  $Z$  i  $C$  może być zmniejszona poprzez zwiększenie liczby skoków  $s$  przypadających na pojedynczy interwał bitowy, czyli realizując tryb FFH. Oznaczając przez  $d$  wymaganą liczbę poprawnie przesłanych elementów bitu niezbędną do jego właściwego odtworzenia w trybie "głosowania" (gdy  $s = 3$  to  $d = 2$ , gdy  $s = 5$  to  $d = 3$  itd.), możliwe jest wyrażenie  $BER_{FFH}$  zależnością:

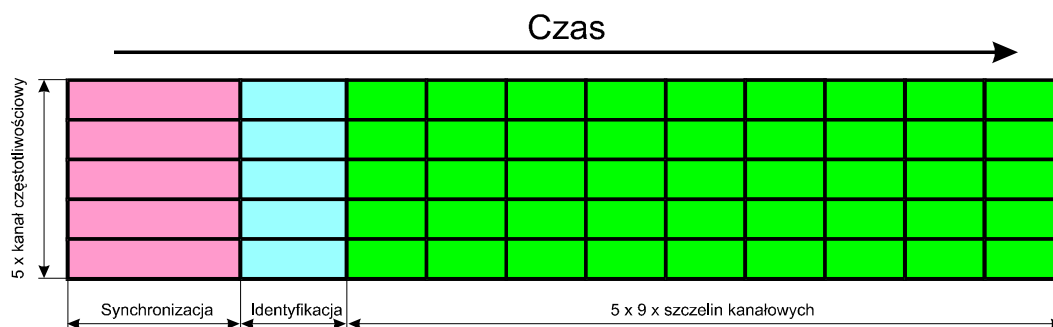
$$BER_{SFH} = \sum_{x=d}^s \binom{s}{x} \left(\frac{Z}{C}\right)^x \left(1 - \frac{Z}{C}\right)^{s-x}$$

Przebieg zmienności  $BER_{FFH}$  w funkcji  $Z/C$  przedstawiono na rysunku:



Analiza przedstawionych na rysunku wykresów prowadzi do wniosku, że zwiększenie częstotliwości skoków powoduje obniżenie elementowej stopy błędów transmisji. Poprawa uzyskiwana jest jednak za cenę powiększenia szerokości całkowitej pasma, ponieważ szerokość kanałów rośnie podczas gdy ich liczba nie ulega zmianie. Jeśli obniżenie  $BER$  nie może prowadzić do zwiększenia zajętości pasma jedynym wyjściem jest obniżenie prędkości transmisji.

Efektywność systemów transmisyjnych może zostać istotnie podwyższona poprzez łączną realizację więcej niż jednego schematu dostępowego. Największe znaczenie przypisywane jest przy tym tzw. **Wieloczęstotliwościowemu TDMA (Multifrequency TDMA MF-TDMA)**, który wykorzystuje równocześnie podział czasowy oraz częstotliwościowy, zwielfokrotniając liczbę możliwych do jednoczesnej obsługi stacji naziemnych. Schemat MF-TDMA wykorzystywany będzie przez nowoczesne systemy satelitarne masowego dostępu takie jak *Globalstar* czy *IRIDIUM*. Przykładową ramkę systemu MF-TDMA przedstawia schemat:



Realizacja schematu MF-TDMA

Niezależnie od wykorzystywanego schematu dostępowego możliwe są dwa podstawowe tryby wykorzystywania zasobów:

**Multipleksowany (Multiple Channel Per Carrier - MCPC)**, w którym dane większej liczby użytkowników są wstępnie łączone w jeden wspólny strumień dostarczany na wejście modemu satelitarnego. Ten tryb wykorzystywany jest najczęściej w przypadku niewielkich lub nowo organizowanych sieci satelitarnych.

**Indywidualny (Single Channel Per Carrier - SCPC)**, w którym każdy interfejs użytkownika wykorzystuje oddzielny kanał przydzielony wyłącznie na jego użytek. SCPC jest wykorzystywany w dużych sieciach o strukturze kratowej, zaś przydział kanałów może odbywać się wg. następujących schematów:

- **Dostęp z przydziałem losowym (Random-Assignment Multiple Access - RAMA)** - polegający na podejmowaniu prób dostępu bez synchronizacji z innymi współużytkownikami systemu, co oznacza że sterowanie terminali abonenckich powinno być w stanie wykrywać i sensownie rozstrzygać pojawiające się konflikty;
- **Dostęp z przydziałem statycznym (Permanent-Assignment Multiple Access - PAMA)** - w którym podział kanałów pomiędzy potencjalnych użytkowników realizowany jest na stałe, bez możliwości wprowadzania zmian w trakcie realizacji usług telekomunikacyjnych;
- **Dostęp z przydziałem na żądanie (Demand-Assignment Multiple Access - DAMA)** - schemat dostępu uwzględniający różnice w zapotrzebowaniu na pasmo występujące w przypadku realizacji różnego typu usług telekomunikacyjnych. Realizujący tryb DAMA użytkownik systemu jest w stanie uzyskać zmienny w czasie przydział przepustowości odpowiednio do typu i objętości przekazywanych danych.

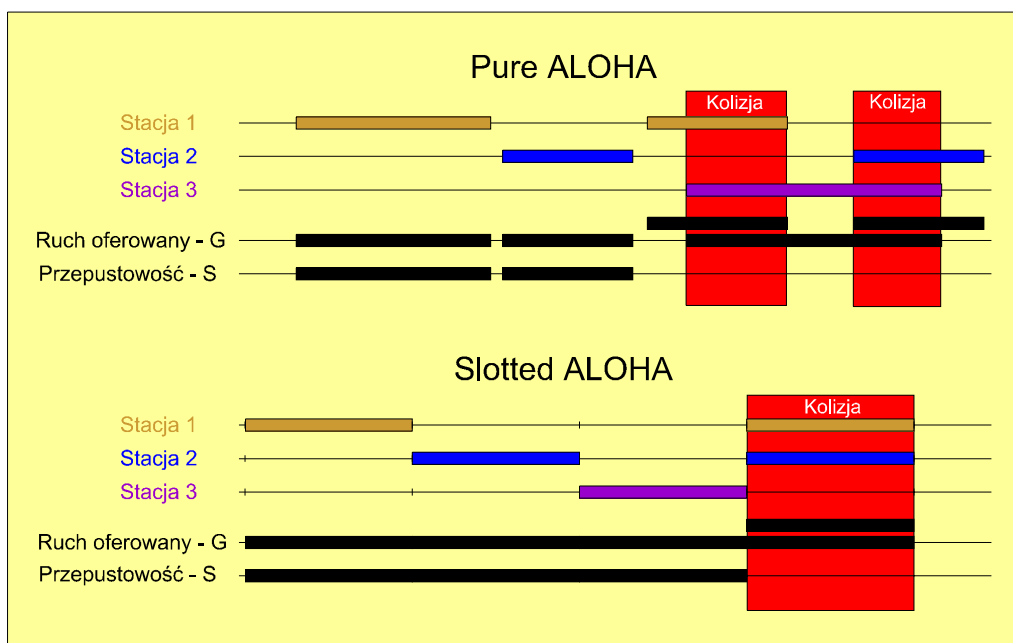
Technika RAMA stanowi historycznie najstarszy typ sterowania dostępem, który w swej czystej postaci cechuje się zadawalającą efektywnością tylko w przypadku, gdy ruch oferowany stanowi niewielki ułamek przepustowości wspólnego kanału transmisyjnego, oraz



gdy momenty zgłaszania poszczególnych terminali cechują się dużą losowością. Wprowadzenie licznych udoskonaleń trybu RAMA spowodowało marginalizację znaczenia przedstawionych wymagań, tak że w chwili obecnej jest on często wykorzystywany w formie protokołu określanego mianem *Aloha*.

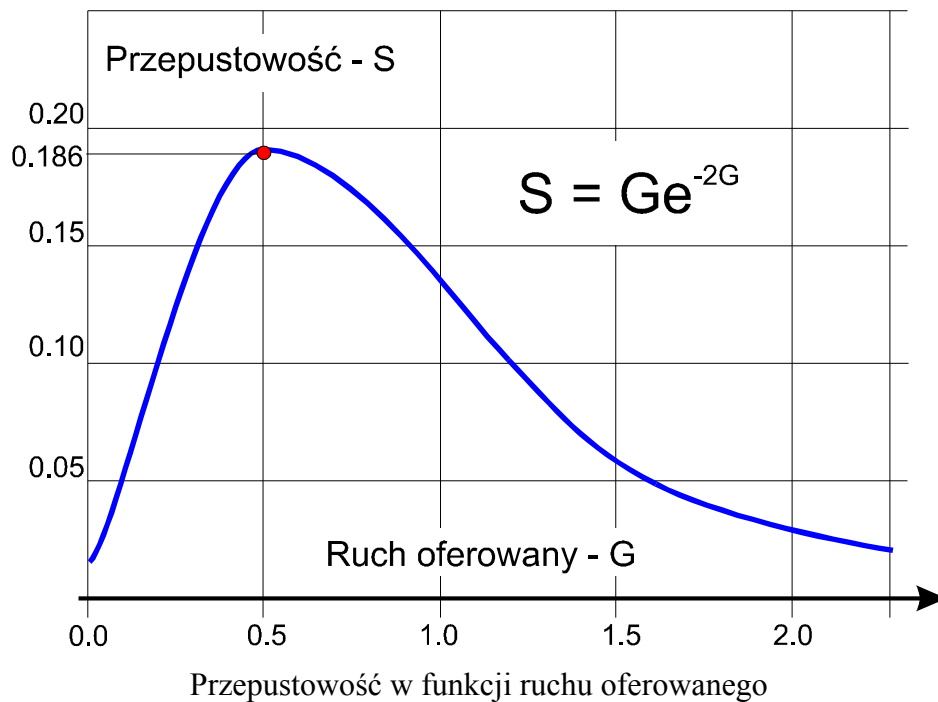
### Protokół ALOHA

Omawiany protokół został opracowany i wdrożony do praktycznego użytku w końcu lat 60, jako schemat dostępu do sieci *ALOHANET*, która zapewniała możliwość komunikowania się oddalonych terminali z centralnym komputerem Hawajskiego Uniwersytetu Stanowego umiejscowionym na wyspie Oahu. Wykorzystywana obecnie wersja protokołu określana jest jako *slotted Aloha (SA)* i różni się od początkowo stosowanej (*pure Aloha - PA*) wydzieleniem szczelin czasowych przeznaczonych na prowadzenie transmisji. Porównanie realizacyjnych schematów czasowych obydwu wersji przedstawia rysunek:

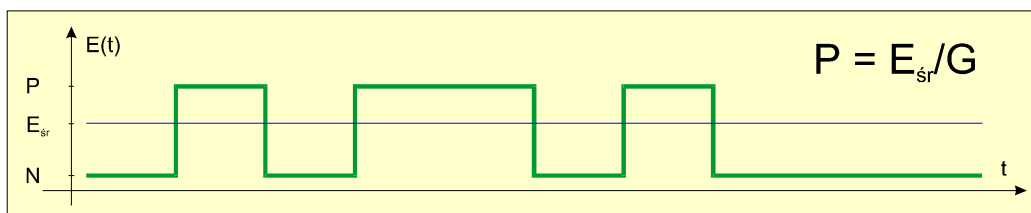


Schemat realizacji protokołu ALOHA

Jak wynika z przedstawionego schematu, stacje abonenckie grupują przeznaczone do transmitowania dane, by po wypełnieniu części informacyjnej pakietu dokonać jego przesłania w warunkach "rywalizacji o zasoby". Jeśli ruch oferowany przez użytkowników systemu ( $G$ ) rośnie, wzrasta też prawdopodobieństwo występowania kolizji, które powodując utratę wszystkich uczestniczących w nich pakietów przyczyniają się do zmniejszenia efektywnej przepustowości ( $S$ ). Można wykazać, że zależność wiążąca obydwie wymienione parametry przyjmuje w przypadku schematu PA następującą, przedstawioną na rysunku postać:



Typowy schemat wykorzystania kanału ALOHA opisuje model, w którym występują naprzemiennie stany obecności sygnału o maksymalnej mocy  $P$  (nadawanie pakietów) oraz jego braku (przerwy w transmisji), kiedy na wejściu odbiornika obecny jest jedynie addytywny szum gaussowski o poziomie  $N$ . Model ten ilustruje schemat przedstawiony na rysunku:



Zmiany energii sygnału w kanale systemu ALOHA

Wykorzystując zdefiniowane poprzednio pojęcie ruchu oferowanego  $G$ , możliwe jest wyrażenie szczytowej mocy sygnału w kanale z zależności:

$$P = E_{sr}/G.$$

Ponieważ w praktyce wartość ruchu oferowanego  $G$  rzadko przekracza wartość 0.1, różnica poziomów  $E_{sr}$  i  $P$  jest zwykle rzędu 10 dB. Korzystając z dobrze znanej zależności Shannona określającej pojemność kanału z addytywnym szumem gaussowskim jako:

$$C = W \log\left(1 + \frac{E_{sr}}{N}\right),$$

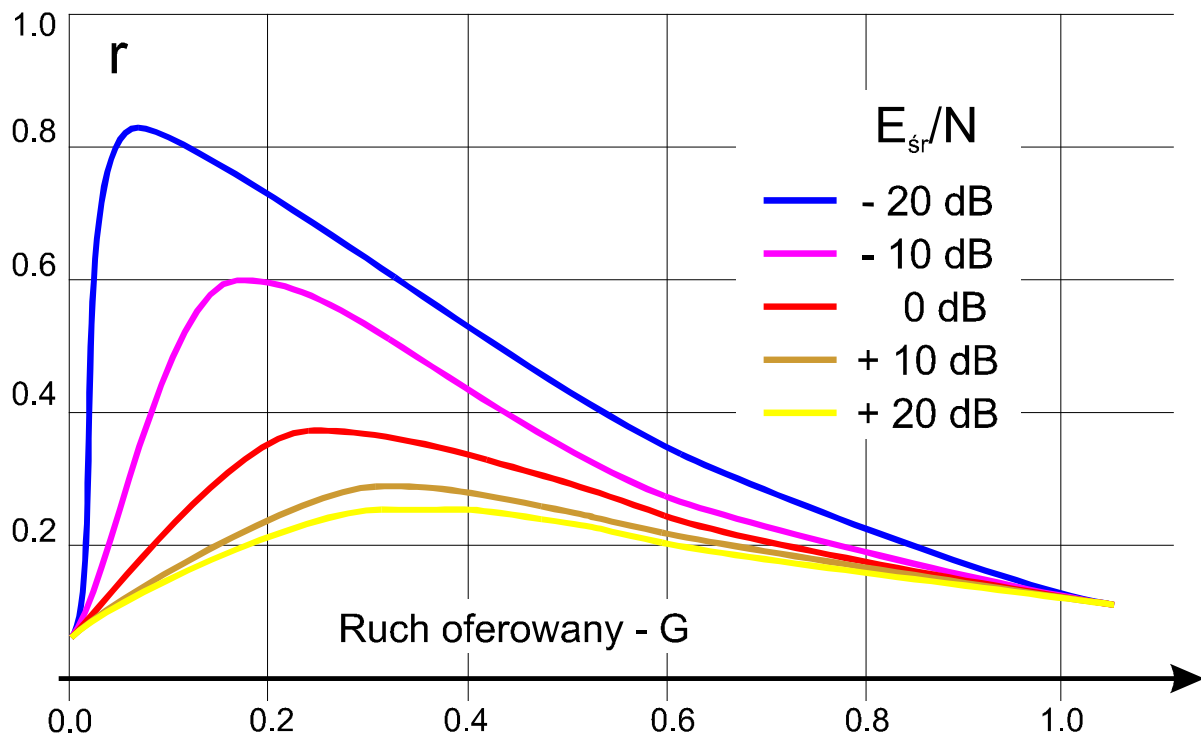
gdzie  $W$  jest wyrażoną w Hz szerokością pasma, zaś  $E_{sr}/N$  stanowi stosunek średniej mocy sygnału do średniej mocy szumu, możliwe jest wyrażenie informacyjnej pojemności wspólnego kanału ALOHA w postaci:

$$C_A = SW \log\left(1 + \frac{E_{sr}}{GN}\right) = Ge^{-2G} W \log\left(1 + \frac{E_{sr}}{GN}\right).$$

Ostatecznie, definiujemy współczynnik efektywności  $r$  jako stosunek pojemności kanału ALOHA do pojemności standardowego kanału z sygnałem o tej samej mocy średniej i takim samym paśmie:

$$r = \frac{C_A}{C} = \frac{Ge^{-2G} \log\left(1 + \frac{E_{sr}}{GN}\right)}{\log\left(1 + \frac{E_{sr}}{N}\right)}$$

Wartości współczynnika  $r$  w funkcji ruchu oferowanego  $G$ , przy stosunku średniej mocy sygnału do średniej mocy szumu  $E_{sr}/N$  traktowanej jako parametr przedstawia rysunek:



Wartości współczynnika  $r$  w funkcji ruchu oferowanego  $G$

Z przedstawionych na rysunku wykresów wynika, że dla ważnego użytkowo obszaru niskich wartości ruchu oferowanego oraz przy małym stosunku  $E_{sr}/N$ , efektywność wykorzystania kanału ALOHA osiąga wartości porównywalne z uzyskiwanymi w przypadku kanału idealnego ( $r=1$ ). Oznacza to w istocie niemożność wskazania protokołu o wyraźnie lepszych właściwościach użytkowych.

Chociaż teoretycznie protokół ALOHA jest całkowicie skalowalny ze względu na zajmowane przez wspólny kanał pasmo, to jednak jego powiększanie ma swoje granice wyznaczone przez minimalną energię przypadającą na pojedynczy bit przekazywanej informacji. W rezultacie realnie uzyskiwane przepustowości uzyskiwane w klasycznej wersji protokołu nie przekraczają pojedynczych kb/s. Ograniczenie to zostało usunięte dzięki wykorzystaniu techniki SAMA (*Spread ALOHA Multiple Access*), która umożliwia wykorzystanie kanałów o przepustowościach sięgających 3 Mb/s.

## 2.6. Metody przeciwdziałania błędom transmisji

Podlegające silnym wpływom zewnętrznych czynników zakłócających łącza satelitarne charakteryzują się relatywnie wysoką bitową stopą błędów (*Bit Error Rate - BER*), osiągającą w przypadku stosowania terminali ruchomych wartości zbliżone do  $10^{-5}$ . Ponieważ mobilny charakter nowoczesnych systemów telekomunikacyjnych jest podstawowym czynnikiem decydującym o ich rynkowym sukcesie, w praktycznych implementacjach sieci satelitarnych powszechnego użytku stosowane są odpowiednie mechanizmy przeciwdziałające negatywnym wpływom błędów transmisyjnych na jakość usług świadczonych przez system jego użytkownikom. W praktyce wykorzystywane są następujące techniki ochronne:

***Sterowane powtarzanie przekazu (Automatic Repeat Request - ARQ)*** - polegające na ponownym przekazywaniu do stacji odbiorczej sekwencji danych, które z powodu dużej liczby błędów nie mogły zostać prawidłowo zdekodowane. W ramach ARQ wyróżniane są trzy podstawowe algorytmy postępowania:

- ***stop-and-wait***, w którym nadajnik przerywa transmisję i oczekuje na potwierdzenie w przypadku przekroczenia przez odbiornik ustalonego czasu odpowiedzi;
- ***go-back-N***, w którym odebranie przez nadajnik żądania powtórzenia sekwencji o numerze kolejnym  $N$  oznacza dodatkowo konieczność powtórzenia wszystkich danych, które po niej następują;
- ***selective-repeat***, w którym powtarzane są tylko sekwencje wskazane przez odbiornik jako błędnie przekazane.

Pomimo wyraźnej przewagi ostatniego z wymienionych algorytmów nad pozostałymi, duży stopień jego komplikacji, a zwłaszcza potrzeba znacznej funkcjonalnej rozbudowy modułów nadawczego i odbiorczego powoduje, że najczęściej stosowanym w praktyce algorytmem jest prostszy realizacyjnie mechanizm *go-back-N*.

***Przeplatanie bitowe (Bit Interleaving)*** - polegające na buforowaniu danych po stronie wejściowej oraz kierowaniu do nadajnika kodujących je elementów binarnych w uszeregowaniu innym niż w pierwotnym strumieniu wejściowym, przy czym po stronie odbiorczej dokonywana jest operacja odwrotna tj. odpowiednie uszeregowanie informacji. Uzasadnienie celowości stosowania opisanego mechanizmu opiera się na spostrzeżeniu, że błędy w kanałach satelitarnych posiadają własność grupowania tj. obejmują najczęściej więcej niż jedną pozycję bitową. Przeplatanie bitów powoduje więc rozproszenie każdej z paczek (*burstu*) przekłamań na dużym obszarze i w konsekwencji możliwość ich skutecznej korekty przy wykorzystaniu specjalnie dobranych kodów protekcyjnych.

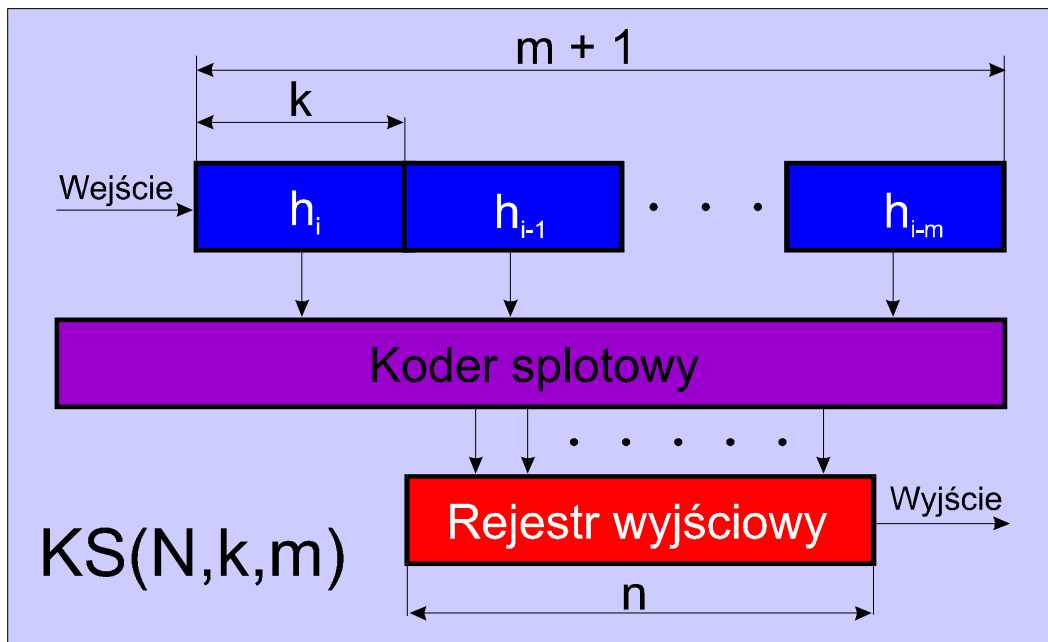
***Kodowanie ochronne (Protective Coding)*** - wykorzystujące podwójną metodę kodowania, w której jako tzw. *kod wewnętrzny* wykorzystywany jest *splotowy mechanizm Viterbiego*, zaś jako *kod zewnętrzny* stosowana jest jedna z odmian cechujących się dobrymi własnościami korekcyjnymi kodów *Reed-Solomona (RS)*. Dodatkową zaletą kodów RS jest możliwość ich bezpośredniego stosowania tj. brak potrzeby dodatkowego buforowania strumienia bitów w punktach nadawania i odbioru danych, co istotnie ogranicza opóźnienia wprowadzane w procesie transmisyjnym.

### 2.6.1. Kodowanie splotowe

Niech  $h_i$  oznacza  $k$ -pozycyjny ciąg informacyjny podawany na wejście kodera w  $i$ -tym momencie transmisji, zaś  $s_i$  -  $n$ -pozycyjny wyjściowy ciąg kodowy. Jeśli  $s_i$  zależy od ciągów informacyjnych  $h_{i-m}, h_{i-m+1}, \dots, h_{i-1}, h_i$ , to taki kod nazywa się kodem splotowym  $(N, k, m)$ , przy czym

$$N \stackrel{df}{\leftarrow} (m + 1)n$$

jest tak zwana *wymuszona długością bloku* określającą zasięg pamięci procesu kodowania splotowego. Przebieg procesu kodowania wyjaśnia schemat blokowy przedstawiony na rysunku:



Schemat kodera splotowego kodu  $(N, k, m)$

Kodowany aktualnie ciąg informacyjny  $h_i$  oraz  $m$  poprzednich ciągów  $h_{i-1}, h_{i-2}, \dots, h_{i-m}$  przechowuje wejściowy rejestr przesuwający, którego  $(m+1)k$ -bitowa zawartość wykorzystywana jest przez koder do wyznaczenia  $n$ -bitowego ciągu kodowego. Ciąg ten zostaje zapisany w rejestrze wyjściowym, skąd bit po bicie przesyłany jest do odbiorcy. Równocześnie zawartość rejestru wejściowego zostaje przesunięta dla wprowadzenia nowego i usunięcia ostatniego, niepotrzebnego już ciągu informacyjnego. Kody splotowe charakteryzuje się tzw. *współczynnikiem kodowym* -  $R$ , podającym ile bitów wyjściowych przypada na pojedynczy bit wejściowej sekwencji informacyjnej, czyli wyznaczanym z zależności:

$$R = \frac{k}{n}$$

W celu odzyskania przekazywanych ciągów kodowych po stronie odbiorczej może być wykorzystywane:

- dekodowanie algebraiczne, przy którym decyzja o nadanym ciągu kodowym  $s_i$  jest podejmowana na podstawie obliczeń wykorzystujących sekwencje bitowe poprzednio odebranych ciągów o numerach  $i-m, i-m+1, \dots, i-1, i$ .

- dekodowanie probabilistyczne, przy którym w procesie dekodowania wykorzystywana jest informacja zawarta w ciągu odebranych o długości przekraczającej (nieraz znacznie), wymuszoną długość bloku  $N$ .

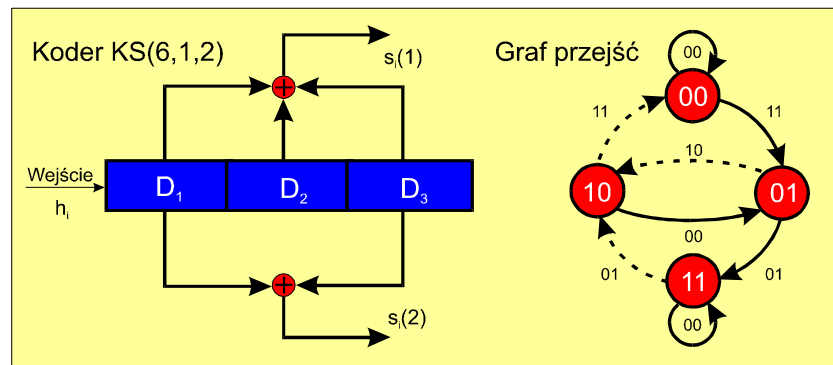
Dekodery algebraiczne są mniej skomplikowane, natomiast jakość dekodowania jest lepsza w przypadku metod probabilistycznych, które w większym stopniu wykorzystują nadmiar kodowy\*.

Jako przykład dekodowania probabilistycznego posłuży dekodowanie kodu splotowego  $KS(6,1,2)$ , czyli  $k = 1$ ,  $n = 2$ ,  $m = 2$ ,  $N = (2 + 1)2 = 6$ , zaś reguły kodowania mają postać:

$$s_i(1) = h_{i-2} \oplus h_{i-1} \oplus h_i$$

$$s_i(2) = h_{i-2} \oplus h_i$$

Schemat koder a omawianego kodu oraz jego graf przejść przedstawia rysunek:



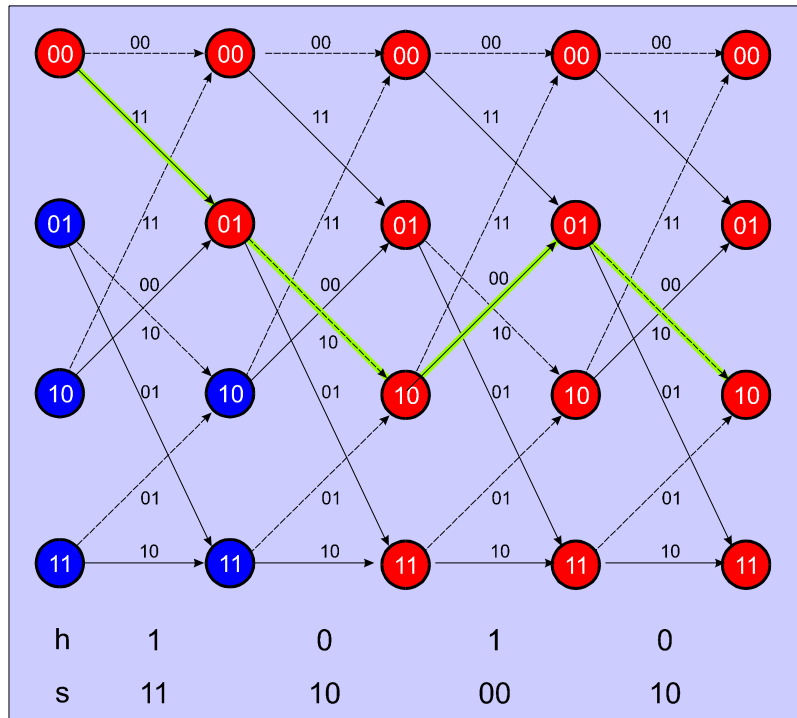
Schemat koder a oraz graf przejść kodu  $KS(6,1,2)$

Koder może być rozpatrywany jako automat skończony, którego działanie opisuje odpowiednio graf stanów i przejść. Automat realizuje  $2^m$  stanów ( $00$ ,  $01$ ,  $10$ ,  $11$ ) jednoznacznie określonych zawartością  $m$  najstarszych komórek rejestru ( $D_2$ ,  $D_3$ ). Z dowolnego stanu układ może przejść do jednego z dwóch innych, przy czym rodzaj przejścia zależy od wartości logicznej symbolu wejściowego (na rysunku przejście odpowiadające  $h = 1$  zaznaczono linią ciągłą, zaś  $h = 0$  - linią przerywaną). Każdemu przejściu towarzyszy wygenerowanie konkretnego,  $n$ -pozycyjnego ciągu kodowego.

Analiza przedstawionego układu prowadzi do tzw. *wykresu kratowego*, gdzie na osi rzędnych odłożono stany układu, zaś na osi odciętych - dyskretne chwile czasowe odpowiadające momentom kolejnych przejść fazowych:

---

\* Kodowanie splotowe jest procesem z nieograniczoną pamięcią, gdyż nadawany ciąg zależy od wszystkich poprzednio nadanych sekwencji.



Kodowanie sekwencji 1010

W uzyskanej w ten sposób dyskretnej czasoprzestrzeni można wyznaczyć ścieżkę, po której porusza się proces podczas kodowania wybranej sekwencji ciągów informacyjnych. W ten sposób otrzymujemy np. odpowiadający ciągowi  $h = 1010$  kod  $s = 11100010$ . Ten sam wykres może być wykorzystany do ilustracji procesu dekodowania - jeśli znany jest stan początkowy i nie wystąpiły błędy transmisyjne, to odebranie ciągu  $y = 11100010$  odpowiada przesłanie informacji  $h = 1010$ .

Sytuację komplikują przekłamania, które mogą spowodować, że ciąg odebrany będzie wskazywał na nieistniejące, a więc zabronione przejście. Będzie tak np. jeśli w stanie 00 odebrana zostanie sekwencja 01, która jest jednakowo odległa od dopuszczalnych ciągów 00 i 11. W takiej sytuacji uzasadnione jest, by dekodery wstrzymał decyzję do czasu, gdy kolejne odebrane ciągi dostarczą wystarczającej informacji dla prawidłowego odtworzenia sekwencji pierwotnej. Najczęściej wykorzystywaną metodą dekodowania kodów splotowych jest *algorytm Viterbiego*, polegający na wyznaczeniu i porównaniu długości wszystkich możliwych ścieżek w zdefiniowanej poprzednio czasoprzestrzeni dyskretnej.

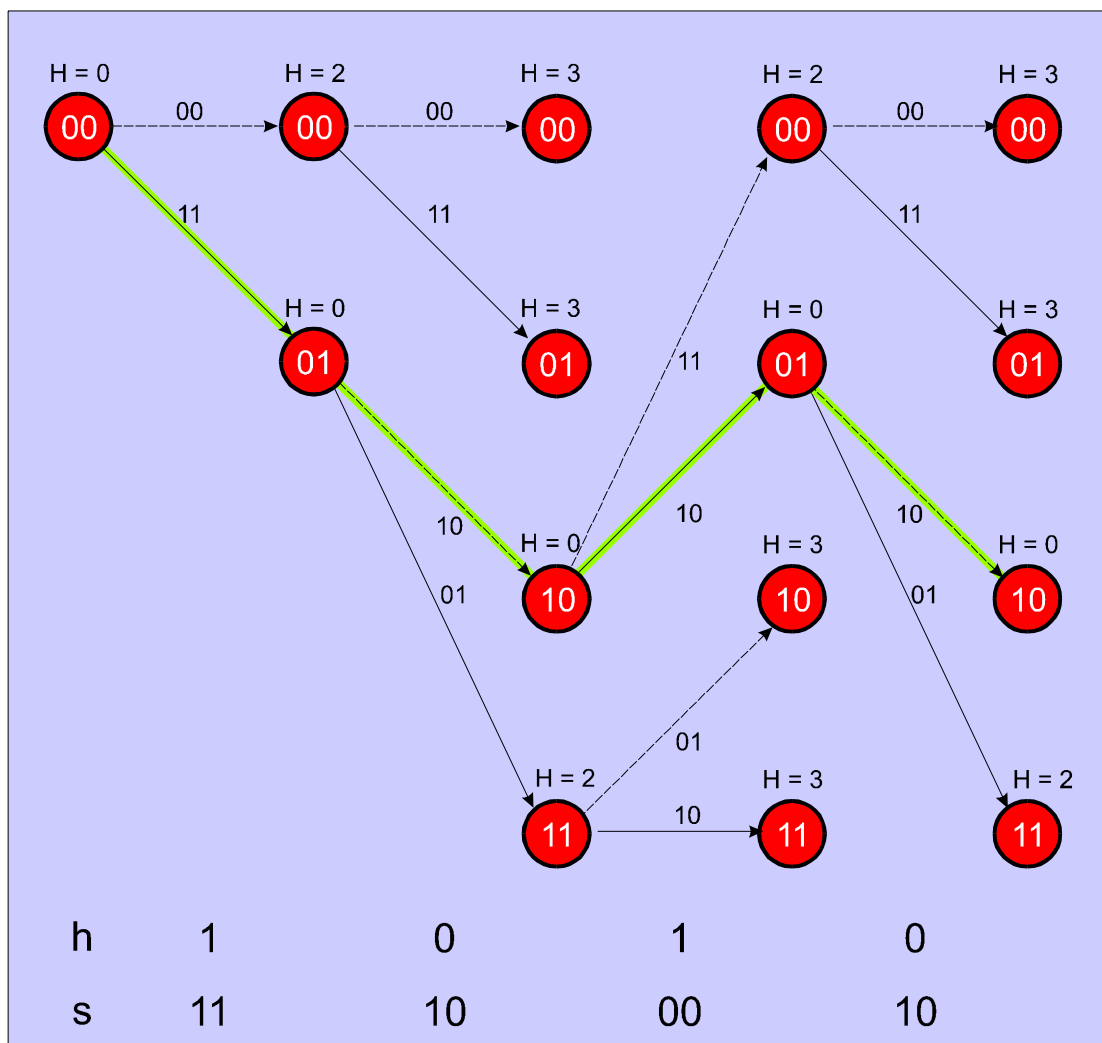
Niech  $\mu$  będzie pewną liczbą naturalną spełniającą nierówność  $\mu \geq N$ , zaś  $H$  niech stanowi tzw. *odległość Hamminga*, równą ilości pozycji, na których różnią się dwie rozważane sekwencje binarne. Wówczas dekodowanie Viterbiego przebiega następująco:

1. Dekoder ewidencjonuje na bieżąco parametry  $H$  wyznaczone pomiędzy sekwencją złożoną z  $\mu + 1$  odebranych ciągów, a wybranymi sekwencjami ciągów kodowych, odpowiadających różnym ścieżkom startującym z ustalonego punktu początkowego. Takich sekwencji jest tylko  $2^m$  (z  $2^{\mu+1}$  możliwych), ponieważ z dwóch ścieżek prowadzących do tego samego stanu uwzględniana jest tylko jedna, cechująca się mniejszą wartością parametru  $H$ . Ścieżka ta nazywana jest wygrywającą lub przeżywającą.
2. Decyzja o nadanym ciągu kodowym jest podejmowana z opóźnieniem o  $m$  taktów, przy zastosowaniu następującej reguły: "nadany został ciąg kodowy rozpoczynający taką sekwencję  $S_i$ , której odległość  $H$  od odebranego ciągu jest najmniejsza". Zasada

ta określana jest mianem "techniki maksymalnego podobieństwa" i może być realizowana w wariantach *twardo-* i *miękkodecyjnym*.

### Dekodowanie twardodecyjne

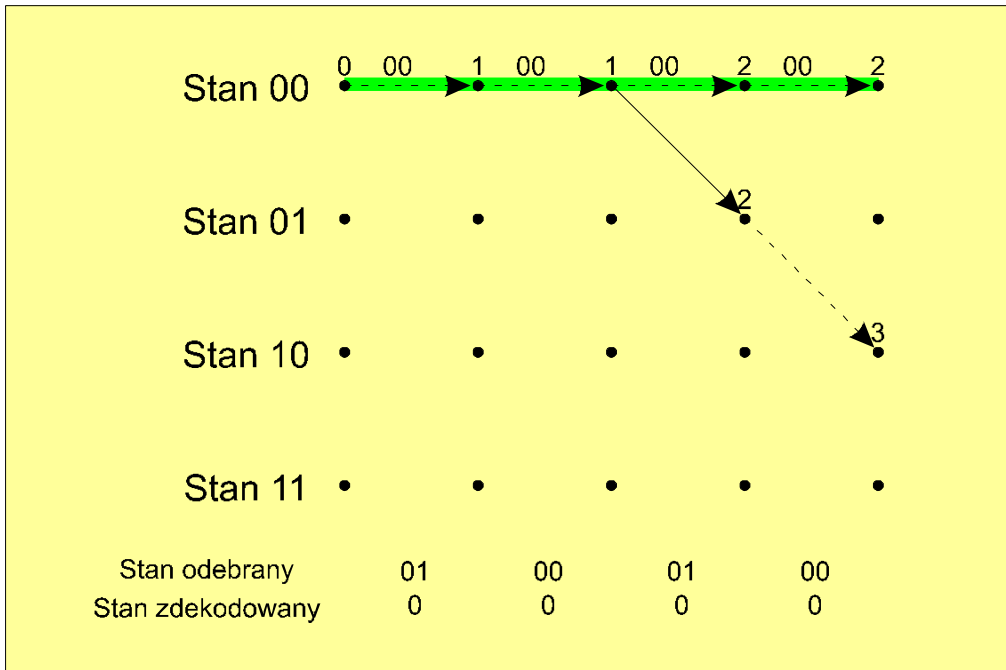
W celu pogładowego objaśnienia twardodecyjnego wariantu algorytmu Viterbiego wykorzystany zostanie rozważany uprzednio przypadek wykorzystania kodu  $KS(6,1,2)$ . Wykorzystując przedstawioną reprezentację graficzną stwierdzamy, że tylko wyróżniona ścieżka charakteryzuje się sumaryczną wartością  $H = 0$ , co spowoduje, że realizujący algorytm Viterbiego dekoderek wskaże ją jako najbardziej prawdopodobną realizację procesu dekodowania, odtwarzając w rezultacie prawidłową sekwencję nadaną  $h = 1010$ .



Dekodowanie z wykorzystaniem metryki Hamminga

W celu pogładowego przedstawienia zdolności algorytmu Viterbiego do eliminowania błędów rozważamy sytuację nadawania sekwencji złożonej z samych 0, która zostaje odebrana w postaci 0100010000, gdzie jedyne oznaczają błędy. Sytuację tą przedstawia kolejny diagram:

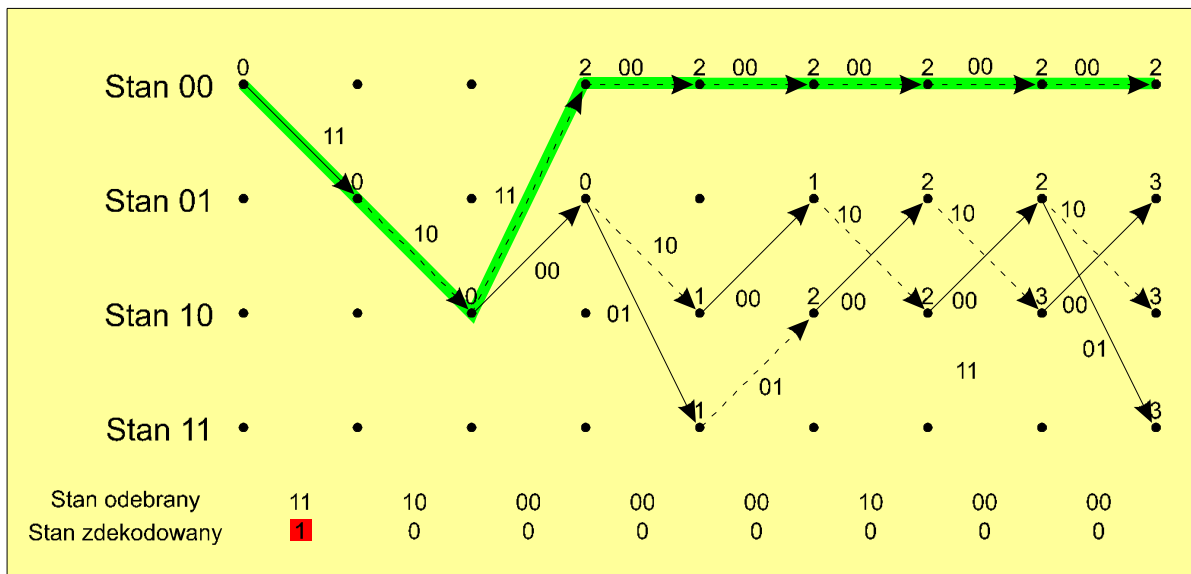




Przykład dekodowania z poprawianiem błędów

Pierwszym odebrany symbolem jest 01, dla którego wartość  $H = 1$  odzwierciedla równocześnie liczbę występujących błędów, podobnie jak to ma miejsce w przypadku kolejnego przekłamania (3 symbol), zwiększającego ponownie metrykę ścieżki o jeden. Już w piątym kroku czasowym dekodery Viterbiego może wskazać właściwą ścieżkę, która odpowiada poprawnie zdekodowanej sekwencji 000000.

Oczywiście w praktyce mogą występować przekłamania, których poprawienie metodą twardego decyzyjnego nie jest możliwe - przypadek taki ilustruje kolejny rysunek:



Przypadek dekodowania z błędem

Przesyłana sekwencja składająca się ponownie z samych zer została przekłamana z powodu błędów kanałowych, wprowadzających zmiany na trzech pierwszych pozycjach bitowych. Jak wynika z przedstawionego rysunku wskazanie poprawnej ścieżki możliwe jest dopiero w 8 kroku czasowym, a i tak na pierwszej pozycji odtworzonego ciągu występuje przekłamanie

spowodowane tym, że zakłócenia przekształciły jedną dozwoloną sekwencję kodową w inną również poprawną z punktu widzenia reguł kodowania. W takich przypadkach metryka zwycięskiej ścieżki nie odpowiada liczbie błędów kanałowych (3 błędy -  $H = 2$ ).

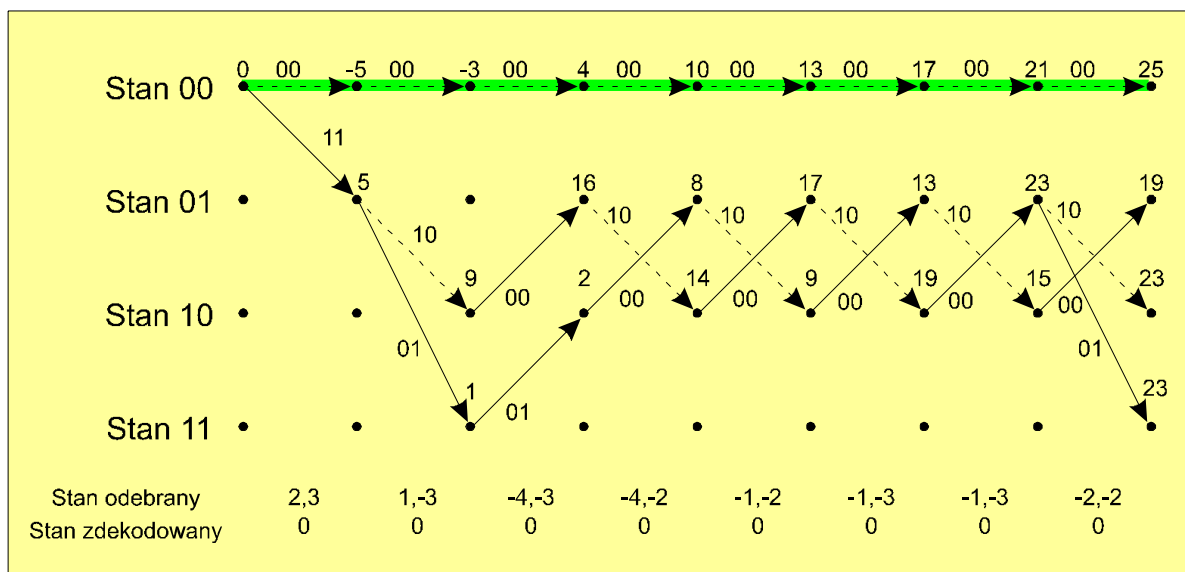
### Dekodowanie miękko-decyzyjne

W odróżnieniu od poprzedniego wariantu dekodowania, opierającego się na wykorzystaniu dwustanowego elementu decyzyjnego, miękko-decyzyjna realizacja algorytmu Viterbiego uwzględnia wielopoziomowe zmiany sygnału na wyjściu demodulatora. Przewagą omawianej metody polega na tym, że w porównaniu z przypadkiem kwantyzacji o nieskończonej liczbie poziomów, dwustanowa estymacja aktualnego stanu kanału z addytywnym białym szumem Gaussa (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*) oznacza w istocie pogorszenie efektywnego stosunku S/N o 2 dB, podczas gdy np. kwantyzacja 8 poziomowa pogarsza ten sam parametr tylko o 0.25 dB. Związek granic decyzyjnych z poziomami ośmiopozomowej kwantyzacji stanu kanału wykorzystywanego do przekazywania sygnału o poziomie jednostkowym przedstawia tablica:

Poziomy kwantyzacji							
-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
-1.5	-1.0	-0.5	0	0.5	1	1.5	
Granice decyzyjne							

Wielkość poziomu kwantyzacji stanowi miarę pewności odbiornika co do wartości logicznej przekazywanego elementu informacyjnego - poziomy  $\pm 4$  oznaczają niemal całkowitą pewność odbierania bitów o wartościach logicznych odpowiednio  $\pm 1$ , podczas gdy wykrycie któregoś z poziomów  $\pm 2$  pozwala na określenie polaryzacji odbieranego bitu z istotnie niższą wiarygodnością.

Wykorzystanie przedstawionej konwencji decyzyjnej w odniesieniu do przypadku przekłamań kanałowych, które doprowadziły poprzednio do błędu w odbiorze twarde-decyzyjnym ilustruje kolejny rysunek:



Dekodowanie miękko-decyzyjne

Tym razem demodulator przesyła na wejście dekodera Viterbiego nie bity, ale sekwencje poziomów sygnału odpowiadające kolejno odbieranym symbolom. Ponieważ podobnie jak

poprzednio nadawany jest ciąg samych zer, na wyjściu demodulatora powinna pojawić się sekwencja stanów -4, lecz występowanie zakłóceń, zaników oraz innych tego typu efektów powoduje okresowe występowanie stanów o dodatniej polaryzacji, co można zaobserwować na pierwszych 3 pozycjach bitowych, które odtwarzane bez dekodera przyjęłyby stany "1".

Uwzględniając konwencję przypisującą zeru wartość -1 oraz jedynce +1 otrzymujemy w przypadku pierwszego odebranego symbolu (2,3) następujące miary ufności ( $U$ ) obu potencjalnie możliwych ścieżek:

- przejście 00 -  $U = (-1) \times 2 + (-1) \times 3 = -5$
- przejście 11 -  $U = (+1) \times 2 + (+1) \times 3 = 5$

Postępując podobnie w przypadkach kolejnych odbieranych elementów otrzymujemy ostatecznie w dziewiątym kroku czasowym wartości 25, 19, 23, 23 jako miary ufności wszystkich przeżywających ścieżek. Prowadzi to do wniosku, że najbardziej godną zaufania jest ścieżka pierwsza, odtwarzająca ciąg zer jako najbardziej prawdopodobną nadaną sekwencję danych. Przedstawiony przykład dowodzi, że miękko decyzyjny algorytm Viterbiego jest wyraźnie lepszy niż dwupoziomowa wersja twardego decyzyjnego.

## 2.6.2. Kody cykliczne

Kody cykliczne (KC) stanowią odmianę kodów liniowych, która jest powszechnie stosowana w praktyce ponieważ:

- dla wielu KC istnieją ogólne metody konstruowania kodu o zadanych właściwościach detekcyjnych i korekcyjnych;
- urządzenia kodujące i dekodujące są w przypadku niektórych KC znacznie mniej złożone niż w przypadku kodów innego typu.

Geneza kodów cyklicznych wiąże się ściśle z wielomianową interpretacją ciągów. Wprowadza się mianowicie transformację:

$$F(\underline{a}) \stackrel{df}{\longleftarrow} \sum_{i=0}^{n-1} a_i X^i$$

przyporządkowującą w sposób jednoznaczny  $n$ -pozycyjnemu ciągowi binarnemu  $\underline{a} = (a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_0)$  wielomian  $a(X) = a_{n-1}X^{n-1} \oplus a_{n-2}X^{n-2} \oplus \dots \oplus a_1X^1 \oplus a_0$ . W ten sposób zachodzi np.  $F(10111) = X^4 \oplus X^2 \oplus X \oplus 1$ .

Dla ciągów traktowanych jako wielomiany określa się operacje sumowania oraz mnożenia i dzielenia. Dla dowolnych wielomianów binarnych  $a(X)$ ,  $b(X)$  ich suma  $c(X) = a(X) \oplus b(X)$  zdefiniowana jest jako:

$$c_i = a_i \oplus b_i, \text{ gdzie } i = 1, 2, \dots, m \text{ i } m = \max[\deg a(X), \deg b(X)].$$

Podobnie iloczyn  $c(X) = a(X) b(X)$  definiuje się w postaci:

$$c_i = \sum_{i+j=l} a_i b_j, \text{ gdzie } l = 0, 1, 2, \dots, \deg a(X) + \deg b(X),$$

zaś operację dzielenia opisuje algorytm Euklidesa:

$$\frac{a(X)}{b(X)} = c(X) \oplus \frac{r(X)}{b(X)}, \text{ przy czym } \deg a(X) < \deg b(X),$$

gdzie:  $c(X)$  - część całkowita podziału  $a(X)$  przez  $b(X)$

$r(X)$  - reszta podziału  $a(X)$  przez  $b(X)$

Przykłady wielomianowych działań mod 2:

<b>Dodawanie</b>	<b>Mnożenie</b>	<b>Dzielenie z resztą</b>
$1 \ 0 \ 1 \ 1 \leftarrow a(X)$	$1 \ 0 \ 1 \ 1 \leftarrow a(X)$	$1 \ 1 \ 1 \leftarrow c(X)$
$\oplus \underline{1 \ 0 \ 1} \leftarrow b(X)$	$\times \underline{1 \ 0 \ 1} \leftarrow b(X)$	$a(X) \rightarrow 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 : 1 \ 0 \ 1 \ 1$
$1 \ 1 \ 1 \ 1 \leftarrow c(X)$	$1 \ 0 \ 1 \ 1$	$\oplus \underline{1 \ 0 \ 1 \ 1} \leftarrow b(X)$
	$0 \ 0 \ 0 \ 0$	$1 \ 1 \ 0 \ 0$
	$\oplus \underline{1 \ 0 \ 1 \ 1}$	$\oplus \underline{1 \ 0 \ 1 \ 1}$
	$1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \leftarrow c(X)$	$1 \ 1 \ 1 \ 1$
		$\oplus \underline{1 \ 0 \ 1 \ 1}$
		$1 \ 0 \ 0 \leftarrow r(x)$

Niech dany będzie pewien wielomian  $g(X)$  stopnia  $r = n - k$  i stanowiący dzielnik wielomianu  $X^n \oplus 1$ , tak że zachodzi:

$$(X^n \oplus 1) \bmod g(X) = 0$$

Binarny blokowy kod liniowy  $(n, k)$  jest kodem cyklicznym jeżeli dla jego ciągów traktowanych jako wielomiany  $s(X)$  spełniona jest zależność:

$$s(X) \bmod g(X) = 0$$

Wielomian  $g(X)$  nazywany jest wielomianem generującym kodu cyklicznego, ponieważ ciągi kodowe  $s(X)$  mogą być otrzymane z sekwencji informacyjnych  $h(X)$  w wyniku realizacji działania:

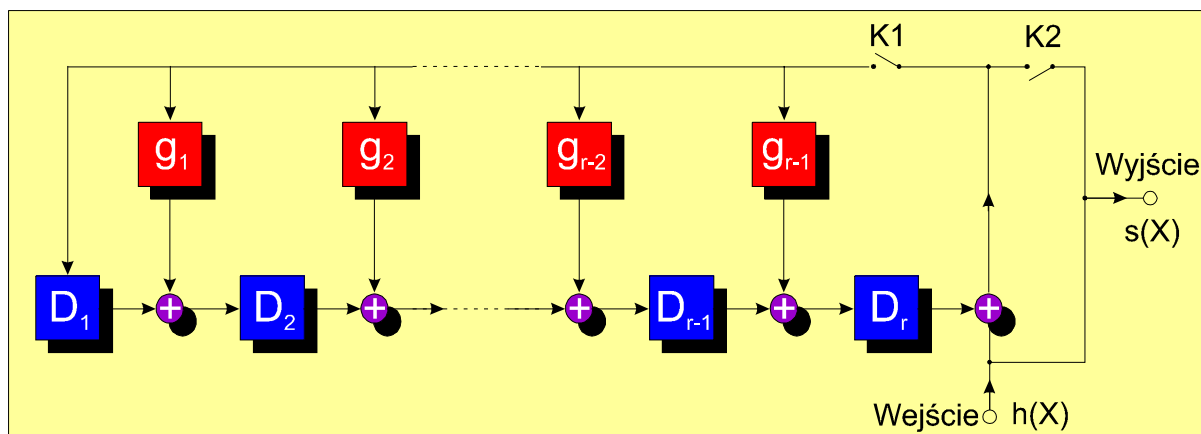
$$s(X) = h(X)g(X)$$

Ponieważ operacja ta daje w wyniku kod nierozdzielny, częściej stosowanym przekształceniem przeprowadzającym  $h(X)$  w systematyczny kod  $s(X)$  jest działanie:

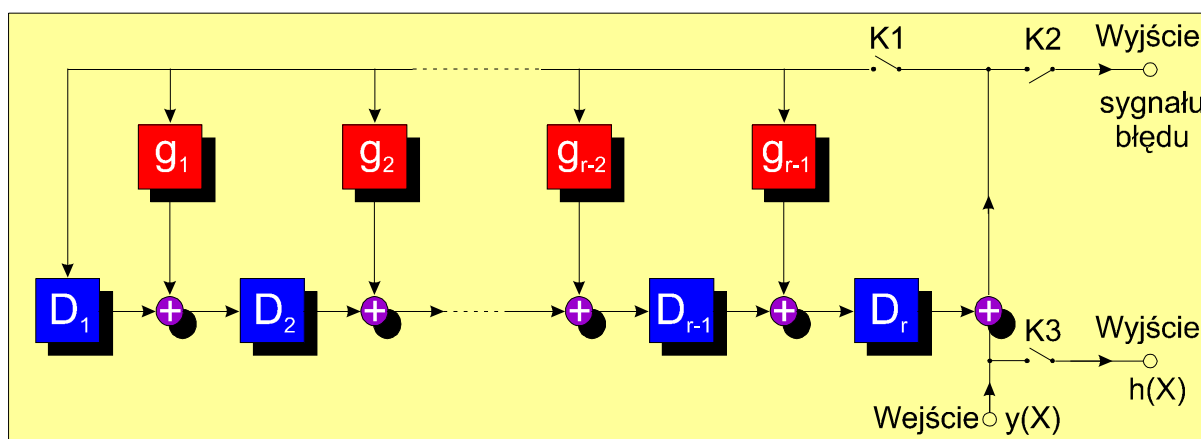
$$s(X) = X^r h(X) \oplus r(X),$$

gdzie  $r(X)$  jest resztą z podziału  $X^r h(X)$  przez  $g(X)$ .

Na kolejnych rysunkach przedstawiono schematy kodera i dekodera systematycznego kodu cyklicznego:



Koder systematycznego kodu cyklicznego



Dekoder systematycznego kodu cyklicznego

Sens użytych oznaczeń jest następujący:

- $D_i$  - stopień opóźniający o 1 takt zegara bitowego;
- $g_i$  - stały mnożnik, przy czym  $g_i = 1$  odpowiada zwarceniu, zaś  $g_i = 0$  przerwie;
- $\oplus$  - sumator mod 2.

Cykl pracy układów wynosi  $n$  taktów, zaś na wstępie rejestry  $D_i$  są wyzerowane. W czasie pierwszych  $k$  taktów zwarte są klucze  $K1$  i  $K3$ , a rozwarły  $K2$ , natomiast w pozostałych taktach ich ustawienie jest odwrotne. Zasadniczym elementem obydwu układów jest układ dzielący przez  $g(X)$ , wykorzystywany do wyznaczenia reszty  $r(X)$  z podziału  $X^r h(X)$  przez  $g(X)$  - w koderze oraz reszty  $r''(X)$  z podziału  $X^r h'(X)$  przez  $g(X)$  - w dekodерze; czynnik  $h'(X)$  jest odebrany wielomianem informacyjnym. Reszta  $r''(X)$ , odtworzona przez dekodер w czasie pierwszych  $k$  taktów, jest porównywana w sumatorze związanym z  $D_r$  (pozycja po pozycji) z odebraną resztą  $r'(X)$ . Jeśli wielomian błędów  $z(X)$  nie jest ciągiem kodowym, to zawsze zachodzi  $r''(X) \neq r'(X)$  i w rezultacie na "Wyjściu sygnału błędu" pojawi się stan "1".

Nazwa kodów cyklicznych pochodzi od ich własności polegającej na tym, że cykliczne przesunięcie ciągu kodowego jest również ciągiem kodowym. Powyższa własność jest wykorzystywana w dekodowaniu kodów cyklicznych. Istnieją one tylko dla niektórych wartości  $n$ , a w szczególności dla  $n = 2^m - 1$  charakteryzującej ich specjalną klasę nazywaną kodami *Bose, Chaudhuri i Hocquengheima* lub krótko *BCH*.

Kod BCH dokonuje przetworzenia  $k$ -pozycyjnego ciągu informacyjnego w  $n$ -elementowe słowo kodowe zdolne do skorygowania  $t$  niezależnych tj. losowo rozłożonych błędów

wprowadzonych przez zakłócenia kanałowe, co zapisujemy w postaci BCH(n,k,t). Kod BCH jest nazywany binarnym, jeśli jego słowa kodowe stanowią elementy ciała Galois  $GF(q)$ , gdzie  $q = 2$  i w takim przypadku długość sekwencji kodowej wyraża się wspomnianym wcześniej wzorem  $n = 2^m - 1$ . Duże znaczenie praktyczne posiadają niebinarne kody BCH, których składowe stanowią elementy  $GF(q)$  przy  $q > 2$ . Długość sekwencji kodowych jest w tym przypadku równa  $n = q^m - 1$ .

Przyjmując  $m = 1$  otrzymuje się specjalną klasę niebinarnych kodów BCH, znaną jako kody Reed-Solomona (RS). Zarówno współczynniki wielomianów generujących kody RS jak i ich pierwiastki są elementami ciała  $GF(q)$ . Możliwość korygowania  $t$  błędów przez kod RS zapewnia wykorzystanie jako generatora wielomianu:

$$g(X) = (X - \alpha^{j_0})(X - \alpha^{j_0+1}) \dots (X - \alpha^{j_0+2t-1}). \quad (*)$$

Najczęściej w praktyce przyjmuje się  $j_0 = 1$ , i wtedy wielomian generujący  $g(X)$  jest rzędu  $2t = n - k$ , zaś długość sekwencji kodowych wobec  $m = 1$  wynosi  $n = q - 1$ .

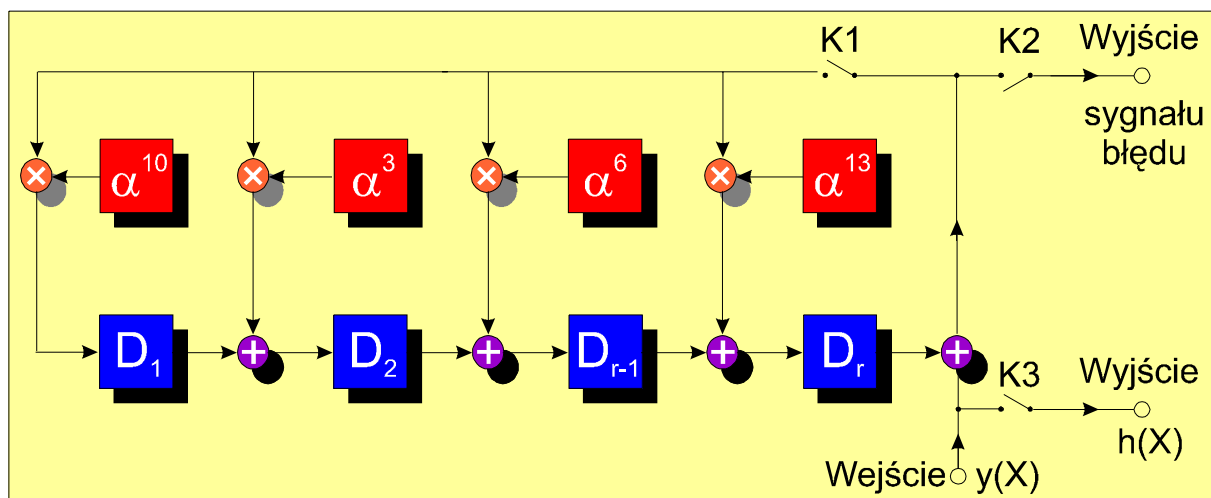
Ważną cechą kodów RS jest fakt, że minimalna odległość Hamminga w zbiorze wszystkich słów kodowych  $d_{min}$  może być większa niż tzw. odległość projektowana  $d$ , wynosząca w przypadku kodów BCH  $d = 2t + 1$ , podczas, gdy  $d_{min} = n - k + 1$ . Z uwagi na przedstawioną własność kody RS stanowią kody o maksymalnej odległości minimalnej ciągów kodowych.

Jako przykład rozważmy kod RS posiadający zdolność do korygowania błędów podwójnych, czyli taki, dla którego  $t = 2$ . Przyjmując, że symbole wejściowe tworzą czterobitowe liczby heksadecymalne (0 - F) tworzące  $GF(16)$  stwierdzamy, że pierwiastki wielomianu generującego  $g(X)$  również należą do  $GF(16)$ . Zgodnie z zależnością (\*) otrzymujemy:

$$g(X) = X^4 + \alpha^{13}X^3 + \alpha^6X^2 + \alpha^3X + \alpha^{10}, \quad (**)$$

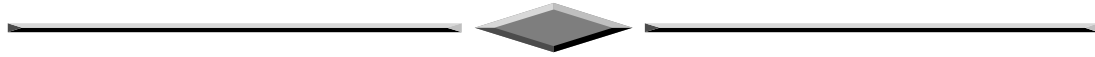
stwierdzając, że zgodnie z poprzednio przedstawionymi wzorami rząd  $g(X)$  jest rzeczywiście równy  $n - k = 4$ , zaś  $n = 15$  i  $k = 11$ . W rezultacie stosowania kodu RS(15,11,2) sekwencje informacyjne stanowiące 11 elementowe zbiory symboli heksadecymalnych (44 bity) zamieniane są na słowa, z których każde zawiera 15 symboli (60 bitów), przy czym symbole informacyjne związane są z elementami wyższych potęg ( $X^{14} - X^4$ ), podczas gdy symbole kontrolne występują przy składowych niższego stopnia ( $X^3 - X^0$ ).

Dekoder przeznaczony do przetwarzania kodu RS(15,11,2) przedstawiono na rysunku

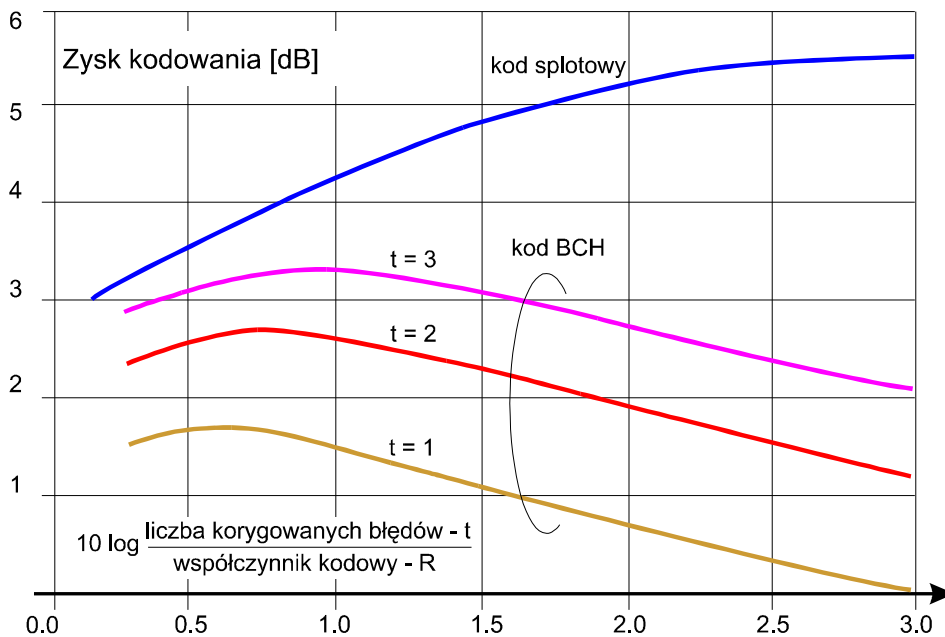


Dekoder kodu RS(15,11,2)

Struktura powiązań sprzętowych komponentów dekodera wynika z zasad przedstawionych przy omawianiu schematu dekodera binarnych kodów cyklicznych z tą wszakże różnicą, że obecnie zamiast binarnego rozważany jest alfabet heksadecymalny i współczynniki  $\alpha$  z zależności (\*\*) muszą być uwzględnione w postaci jawnej (nie wystarczy binarne zwieranie i rozwieranie połączeń).



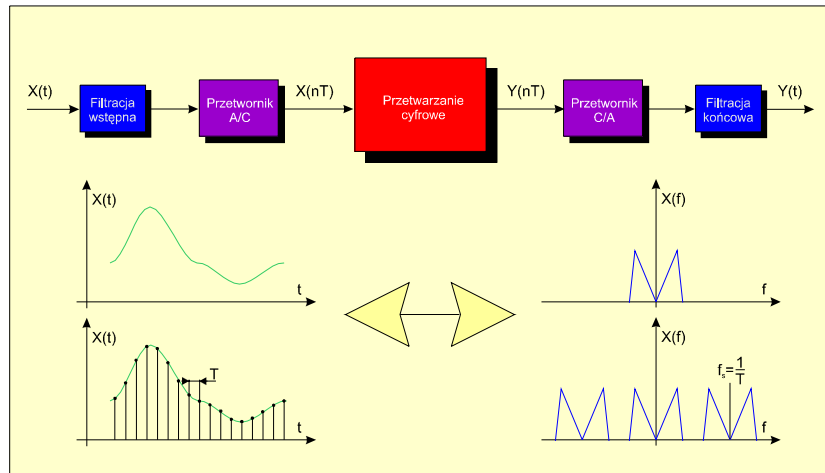
Podsumowując rozważania poświęcone metodom kodowania należy stwierdzić, że na obecnym poziomie rozwoju technologicznego kody splotowe są wyraźnie lepsze od kodów blokowych w zastosowaniach, w których wykorzystywane kanały transmisyjne nie wykazują tendencji do powielania błędów. Innym czynnikiem przemawiającym na korzyść metod splotowych jest znacznie łatwiejszy sposób odzyskiwania i utrzymywania synchronizacji strumienia danych. Jednakże uwzględniając, że stanowiące przedmiot rozważań kanały satelitarne cechują się wyraźnie skorelowanym rozkładem występujących w nich przekłamań, w obecnie stosowanych systemach wykorzystuje się łącznie kody splotowe oraz zdolne do usuwania błędów grupowych kody BCH. Porównanie zysku kodowania osiąganego przy wykorzystaniu kodów obydwu typów przedstawiono w formie graficznej na rysunku:



Porównanie zysku kodowania splotowego (dekodowanie Viterbiego) i kodów BCH

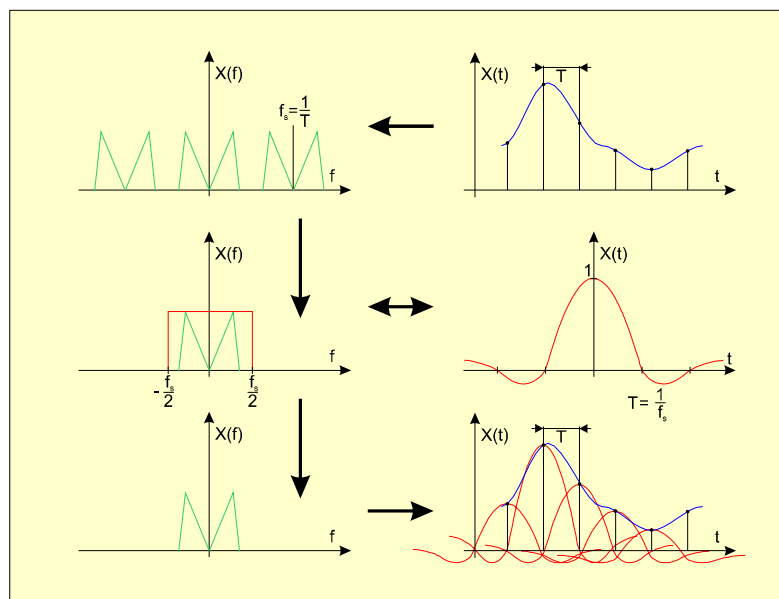
## 2.7. Cyfrowe techniki przetwarzania sygnałów radiowych

Realizacje nowoczesnych urządzeń telekomunikacyjnych wykorzystują w coraz szerszym zakresie technikę cyfrowego przetwarzania sygnałów przy pomocy specjalizowanych procesorów sygnałowych (*Digital Signal Processors - DSP*). Czynniki, które w sposób specjalny stymulują systematyczne rozszerzanie obszarów stosowania DSP są ich malejąca cena oraz bardzo szybki wzrost dysponowanej mocy przetwarzania. Typowy schemat realizacji cyfrowej obróbki sygnałów analogowych przedstawia rysunek:



Schemat realizacji cyfrowego przetwarzania sygnału analogowego

Zgodnie z twierdzeniem Nyquista, jeśli częstotliwość próbkowania  $f_s$  jest przynajmniej dwukrotnie większa od najwyższej częstotliwości występującej w przetwarzanym sygnale analogowym, to jego przekształcenie w postać cyfrową odbywa się bez utraty informacji pierwotnej. W związku z powyższym wymaganiem, sygnał podlegający przetwarzaniu jest poddawany filtracji wstępnej w celu eliminacji składowych o częstotliwościach przewyższających połowę  $f_s$  (*anty-aliasing*). Równocześnie, z uwagi na powielanie struktury widma w procesie próbkowania niezbędne jest prowadzenie filtracji końcowej usuwającej wpływ dodanych składowych nie występujących w sygnale pierwotnym, co ilustruje kolejny rysunek:



Schemat odtwarzania sygnału analogowego

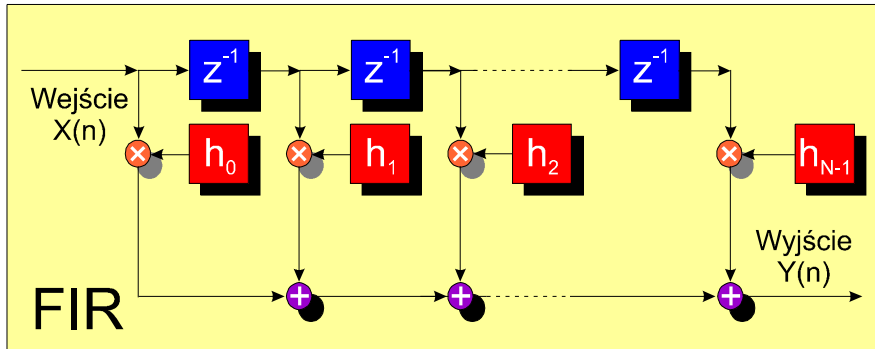
Jednym z pierwszych zastosowań DSP stanowiła realizacja cyfrowej filtracji. Filtr cyfrowy jest urządzeniem lub algorytmem, który produkuje na wyjściu ciąg próbek będący liniową kombinacją ustalonej liczby poprzednich stanów wejściowych i wyjściowych, co zapisujemy:

$$Y_n = \sum_{\alpha=0}^n X_n h_{n-\alpha}$$



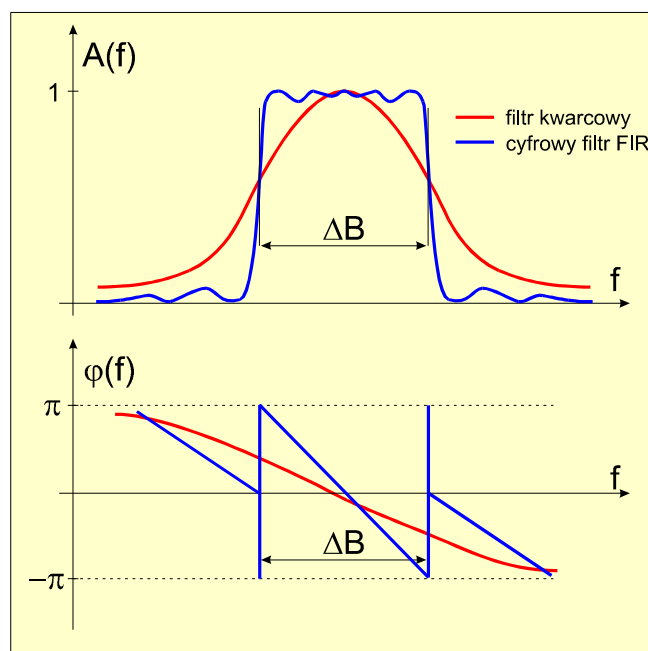
gdzie  $X_n$  i  $Y_n$  stanowią odpowiednio stan wejściowy i wyjściowy, zaś  $h_x$  są współczynnikami odpowiedzi impulsowej filtru.

Jeśli zbiór współczynników jest skończony, filtr określa się jako *Finite Impulse Response - FIR*, natomiast w przypadku przeciwnym stanowi on *Infinite Impulse Response - IIR*. Każdy z wymienionych rodzajów charakteryzuje się specyficznymi właściwościami, np. filtry FIR umożliwiają łatwe uzyskanie liniowej charakterystyki fazowej. Blokową strukturę filtru FIR przedstawia rysunek:



Schemat blokowy filtru FIR

Pomimo licznych zalet filtrów cyfrowych obejmujących: dokładność, stabilność, powtarzalność, programowalność oraz adaptywność ich praktyczne stosowanie nie zawsze jest możliwe, ponieważ czasy propagacji wykorzystywanych układów sprzętowych wprowadzają istotne ograniczenia maksymalnej częstotliwości przetwarzanego sygnału. Szczególnie istotnym czynnikiem decydującym o możliwości stosowania techniki DSP do prowadzenia filtracji jest przy tym szybkość działania przetworników A/C o dużej rozdzielczości, która na obecnym poziomie technologicznym ogranicza zakres przetwarzanych częstotliwości do ok. 35 MHz. Jednakże najnowsze zapowiedzi sygnalizują pojawienie się w najbliższym czasie rozwiązań umożliwiających przesunięcie granicy stosowania filtrów cyfrowych do zakresu pojedynczych GHz. Porównanie charakterystyk amplitudowych i fazowych ceramicznego i cyfrowego filtra p. cz. 10.7 MHz przedstawia rysunek:

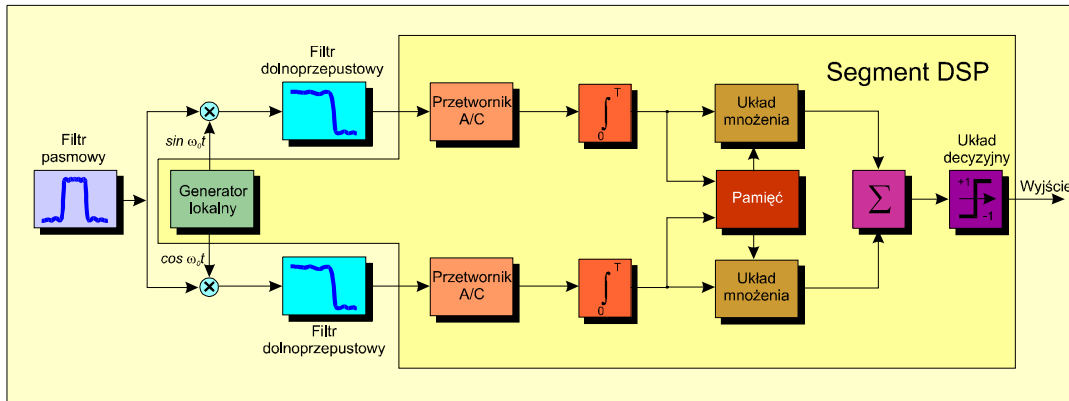


Porównanie charakterystyk ceramicznej i cyfrowej realizacji filtra p. cz.

Innym zastosowaniem DSP jest cyfrowa realizacja modulatorów i demodulatorów DPSK. Schemat praktycznej implementacji cyfrowego demodulatora funkcjonującego zgodnie z regułą:

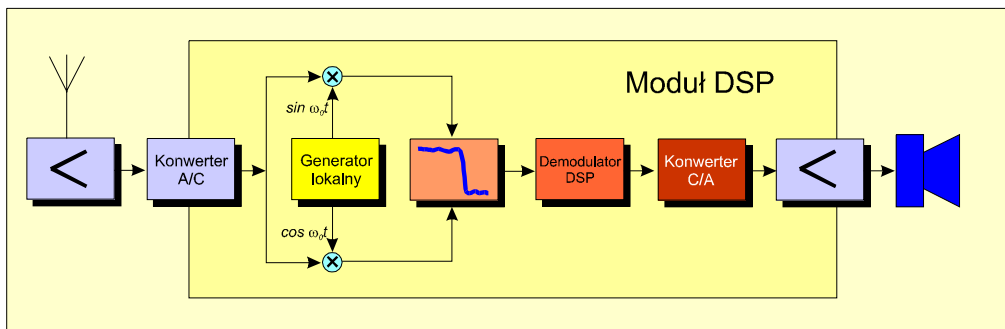
$$\text{sign}J = \text{sign} \left[ \int_0^T s_{n-1}(t) \cos \omega_i t dt * \int_0^T s_n(t) \cos \omega_i t dt + \int_0^T s_{n-1}(t) \sin \omega_i t dt * \int_0^T s_n(t) \sin \omega_i t dt \right]$$

przedstawia rysunek:



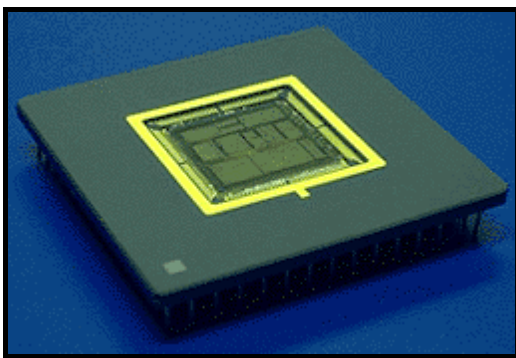
Cyfrowy demodulator DPSK

Dzięki wykorzystaniu cyfrowych realizacji funkcji całkowania oraz zapamiętywania poprzednich stanów dekodowanego sygnału układy tego typu znajdują obecnie coraz szersze zastosowanie w zintegrowanych odbiornikach cyfrowych, które dzięki znaczącej redukcji ilości analogowych elementów pasywnych (rezystory, kondensatory i cewki) mogą być w dużym stopniu zminiaturyzowane. Schemat typowego urządzenia odbiorczego wykorzystującego kompleksowo technikę DSP przedstawia rysunek:



Cyfrowy odbiornik DSP

Układ cyfrowego odbiornika funkcjonuje w sposób podobny do klasycznych rozwiązań analogowych, z tym że wszystkie przekształcenia sygnału następujące po wzmocnieniu w.c.z. i przetwarzaniu A/C realizowane są przez procesory DSP. W pierwszym kroku cyfrowa postać odbieranego sygnału DPSK jest poddawana mieszaniu z lokalnie wytwarzanymi sygnałami odniesienia i po ograniczeniu pasma w cyfrowym filtrze decymacyjnym zostaje zdemodulowana do postaci binarnej. Otrzymane w ten sposób słowa kodowe o odpowiedniej liczbie bitów sterują wyjściowym konwerterem C/A, skąd po wzmocnieniu zostają przekazane do przetwornika elektroakustycznego



odtworzącego treść odbieranego przekazu. Choć wspomniane wcześniej problemy z realizacją odpowiednio szybkich przetworników A/C ograniczają aktualnie zakres odbieranych w opisany sposób częstotliwości radiowych do ok. 35 MHz, to rezultaty prac rozwojowych wskazują na możliwość szybkiego pojawienia się rozwiązań umożliwiających przesunięcie tej granicy do ok. 1 GHz. Stosowanie tego typu rozwiązań umożliwi uzyskanie niezwykle efektywnych, wielosystemowych urządzeń abonenckich przeznaczonych do stosowania w dynamicznie rozwijanych naziemnych i satelitarnych systemach cyfrowej telefonii komórkowej.

Typowym przykładem tego typu rozwiązań jest przedstawiony obok prototypowy układ scalony VLSI typu *ASTRA (Advanced Spread Spectrum Transceiver)* SC2001 wykorzystujący technikę DSP do kompleksowego przetwarzania typowych dla telefonii komórkowej sygnałów satelitarnych o częstotliwości 1.8 GHz. W skład omawianego układu wchodzi:

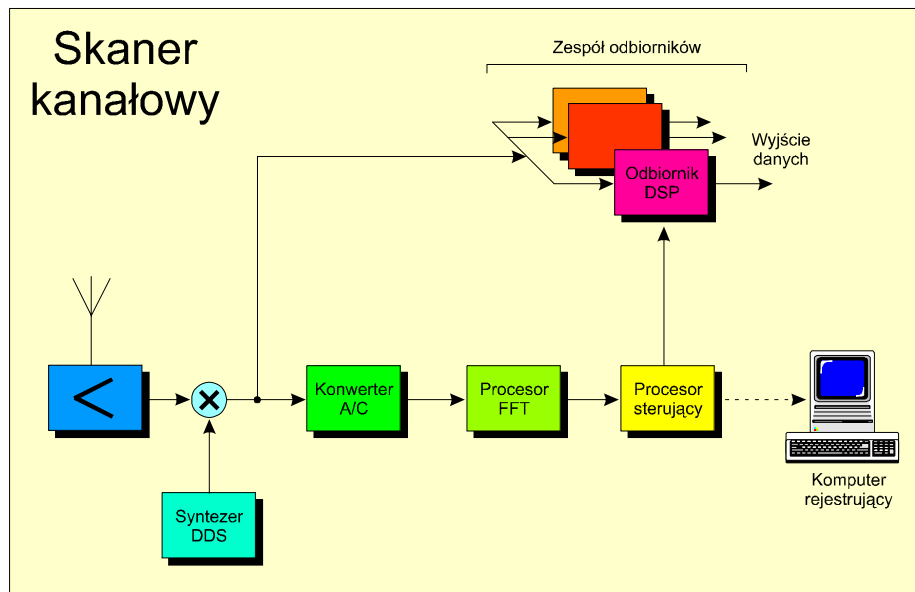
- Nadajnik - obejmujący zespół rozpraszania widma (DS), cyfrowy filtr pasmowy, moduł sterowania wyjściowym poziomem mocy oraz cyfrowy konwerter przeznaczony do przesuwania częstotliwości sygnału w obszar pasma radiowego. Układ umożliwia równoczesne nadawanie w 4 kanałach cyfrowych BPSK lub 2 QPSK, co przyczyni się w sposób istotny do obniżenia kosztów wykorzystujących go stacji VSAT typu hub.
- Odbiornik - zawiera konwerter obniżający częstotliwość, zespół decymacyjnych filtrów cyfrowych oraz moduł demodulatorów DPSK, na wyjście którego wyprowadzane są strumienie danych oraz zawartość kanału odniesienia (pilota). Pilot wykorzystywany jest do wyliczania wyprzedzającej, aktualnej oraz opóźnionej korelacji używanych do precyzyjnego wyznaczania momentów znamiennych odbieranych bitów. W systemach, w których pilot nie jest używany, przeznaczony do jego przesyłania kanał może być używany do transmitowania danych abonenckich. W takim przypadku uzyskiwana wynikowa przepustowość wynosi ok. 12 Mchip/s.

Wykorzystanie kompleksowych scalonych modułów, podobnych do przedstawionego elementu ASTRA powinno w istotny sposób usprawnić realizację jednego z najbardziej zaawansowanych rozwiązań DSP, określanego jako grupowe skanowanie kanałów (*Channel Scanning - CS*). Rozwiązanie to, realizowane w sposób czysto sprzętowy, wprowadzono po raz pierwszy w latach 70 jako użyteczne narzędzie w działaniach zmierzających do wykrycia emisji pochodzących od cywilizacji pozaziemskich. Z uwagi na wysoką, potwierdzoną praktycznie skuteczność, techniką CS zainteresowały się kręgi służb specjalnych i wojskowych, skąd naturalną drogą dotarła do telekomunikacji cywilnej. Typową realizacją modułu CS jest poniższe rozwiązanie sprzętowe:



Moduł DSP systemu skanowania kanałów

W typowym systemie VSAT występuje duża liczba indywidualnych terminali abonenckich wykorzystujących indywidualne kanały częstotliwościowe oraz odpowiedni protokół dostępowy (np. ALOHA). W celu wykrycia początku transmisji na jednej z wielu częstotliwości roboczych stacja centralna musi skanować przydzielone systemowi pasmo i reagować odpowiednio na stwierdzone przejawy aktywności użytkowników. Schemat wykorzystywanego w przedstawionym przypadku modułu CS przedstawia rysunek:



Skanowanie pasma metodą CS

W pierwszym, częściowo analogowym etapie przetwarzania, szerokopasmowy sygnał obejmujący zakres wszystkich wykorzystywanych przez system kanałów jest przesuwany do ustalonego pasma wokół częstotliwości pośredniej IF przez mieszacz wstępny współpracujący z cyfrowym syntezerem realizującym schemat Bezpośredniej Cyfrowej

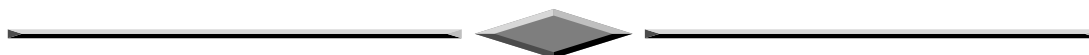
Syntezy Częstotliwości (*Direct Digital Synthesis - DDS\**). W kolejnym kroku sygnał pasma IF jest przetwarzany przez procesor DSP, który wyznacza jego szybką transformatę Fouriera (*Fast Fourier Transform - FFT*) wykorzystywaną do programowego wykrywania zajętości poszczególnych kanałów abonenckich. Etap ten jest krytyczną fazą realizacji techniki CS, ponieważ od szybkości jego realizacji zależy sprawność systemu wyrażona liczbą kanałów abonenckich przeszukiwanych w jednostce czasu. Postęp w technologii procesorów DSP ilustruje poniższe zestawienie:

**Porównanie szybkości działania różnych procesorów DSP**

Procesor	Rok opracowania	Czas wyznaczania 1000-punktowej FFT
TMS 320	1988	1600 $\mu$ s
PDSP 16510	1990	94 $\mu$ s
LH 9124	1992	81 $\mu$ s
BDSP 9124	1994	53 $\mu$ s
VIPER - 5	1996	11 $\mu$ s

Dostępne obecnie standardowe rozwiązania obejmują zarówno relatywnie wolne moduły zapewniających skanowanie 100-kanałowego pasma z częstotliwością ok. 150 razy/s (cena 5000 \$), jak i nowoczesne systemy zapewniające powtarzanie skaningu w tempie ok. 2000 razy/s przy równoczesnej możliwości automatycznego nadążania za pseudolosową sekwencją FH (cena przekraczająca 50 000 \$).

Informacje uzyskane przez moduł skaningowy są wykorzystywane do sterowania zespołu podobnych do opisanych uprzednio odbiorników cyfrowych, które przestraja się sukcesywnie na częstotliwości kanałów abonenckich, w których stwierdzono aktywność użytkowników .



Na zakończenie tej części rozważań wymienimy inne zastosowania techniki DSP w satelitarnych systemach radiowych. Obejmują one kolejno:

- analizę w dziedzinie częstotliwości, a w tym prostą i odwrotną FFT, wyznaczanie cepstrum, liniową i nieliniową analizę predykcijną oraz przetwarzanie widma gęstości mocy;
- analizę w dziedzinie czasu - filtrację, splatanie oraz rozplot sygnałów, ich analizę statystyczną, wyznaczanie krótkoterminowej energii oraz częstotliwości przejść przez 0;
- analizę filtrów pod względem impulsowym, częstotliwościowym oraz szumowym;
- arytmetykę sygnałów realizowaną w relacjach sygnał - sygnał oraz sygnał - skalar;

---

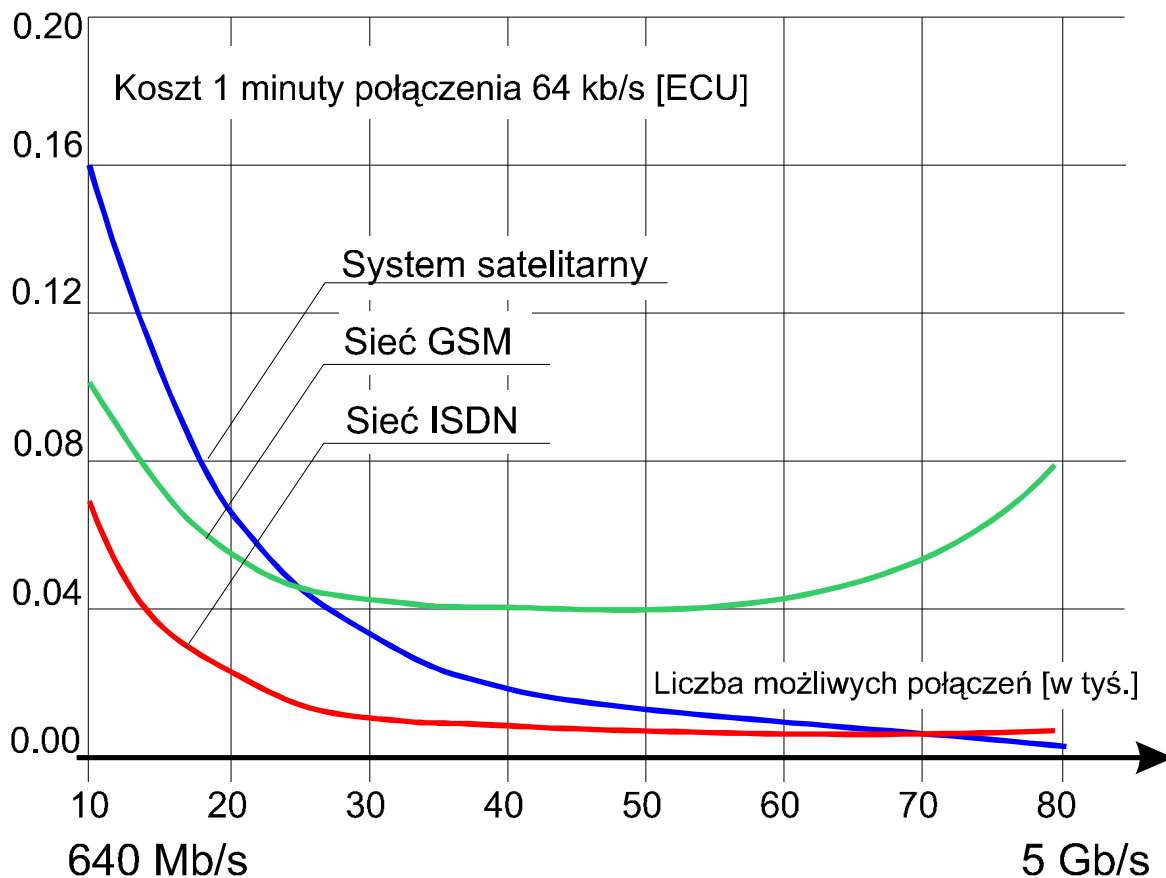
\* Syntezator DSS wykorzystuje zgromadzone w pamięci stałej próbki sygnałów harmonicznnych ( $\sin \omega t$ ,  $\cos \omega t$  itd.) do generacji przebiegów o wymaganych częstotliwościach.

- generowanie wzorców sygnałowych oraz szumowych o ściśle określonych własnościach.

### 3. Satelitarne techniki sieciowe

#### 3.1. Ekonomiczno-usługowe uwarunkowania rozwojowe

Podstawą inwestowania w rozwój sieci telekomunikacyjnych jest gwarancja uzyskania tą drogą podwyższenia ekonomicznej efektywności wykorzystania zasobów systemowych. W praktyce oznacza to, że na stały dopływ środków finansowych mogą liczyć tylko takie systemy, które z racji integralnych własności stają się przedmiotem rosnącego zainteresowania potencjalnych użytkowników. Zgodnie z rezultatami prac studialnych finansowanych przez czołowych wytwórców sprzętu oraz operatorów sieci o zasięgu światowym, najbardziej ekonomicznym sposobem implementacji technik satelitarnych jest wykorzystanie orbiterów o dużych pojemnościach, co uzasadnia przedstawiona na rysunku charakterystyka:



Porównanie jednostkowego kosztu połączeń w różnych systemach

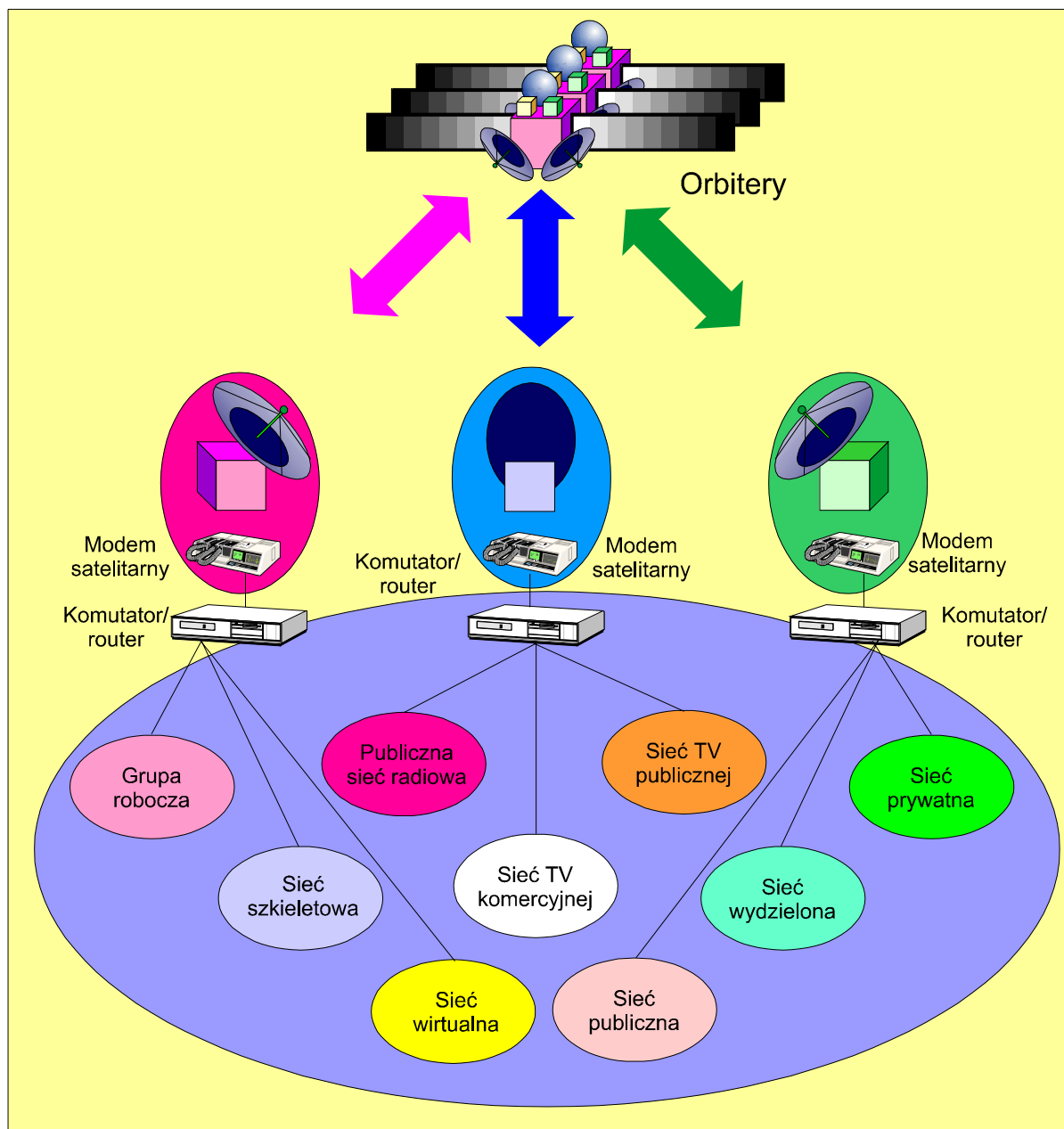
W myśl zgodnej opinii analityków rynkowych, porównanie wskaźników ekonomicznych opisujących najbardziej popularne systemy telekomunikacyjnych uzasadnia prawdziwość tezy, w myśl której systemy satelitarne staną się w niedalekiej przyszłości jednym z najbardziej znaczących składników światowej infrastruktury telekomunikacyjnej. Czynniki dodatkowo przemawiającymi na korzyść ich upowszechnienia są kolejno następujące fakty:

- wykorzystanie techniki kosmicznej umożliwia jednolite udostępnienie zaawansowanych usług telekomunikacyjnych społecznościom zamieszkującym obszary, wiejskie, odległe, trudnodostępne oraz niedoinwestowane;
- nowoczesne systemy satelitarne są w pełni dostosowane do świadczenia różnorodnych usług, w tym cechujących się zmiennym zapotrzebowaniem na przepustowość wykorzystywanych łączy teletransmisyjnych;

- sieci z dostępem satelitarnym cechują się wysoką elastycznością konfiguracyjną oraz umożliwiają doraźne przystosowywanie oferty usługowej do aktualnego zapotrzebowania grup abonentów o zróżnicowanych potrzebach;
- występuje duża łatwość równoczesnej realizacji usług w trybach punkt-punkt, punkt-wielopunkt oraz wielopunkt-wielopunkt, co oznacza możliwość wysoce ekonomicznego wykorzystywania pozostających w dyspozycji operatora zasobów sprzętowych;
- wykorzystanie przetwarzania *"na pokładzie"* orbiterów gwarantuje możliwość perspektywicznego wykorzystania sieci satelitarnych do realizacji nowych, dotychczas nie zdefiniowanych usług oraz udogodnień;
- dołączanie nowych abonentów jest możliwe bez budowy fizycznych łączy, co umożliwia objęcie zasięgiem sieci regionów oddalonych i o niskiej gęstości zaludnienia;
- łącza satelitarne mogą stanowić gotową do natychmiastowego użycia rezerwę wykorzystywaną w stanach przeciążenia, katastrof lub niespodziewanych uszkodzeń zasobów naziemnych.

Wymienione czynniki powodują, że administrowanie globalnymi satelitarnymi sieciami telekomunikacyjnymi o dużej pojemności (*Global Satellite Telecommunication Networks - GSTN*) stanowi dynamicznie rozwijającą się dziedzinę działalności komercyjnej o dużych perspektywach rozwojowych. Schemat odniesienia przykładowej GSTN przedstawiono na rysunku:





Model odniesienia globalnej sieci satelitarnej dużej pojemności

Możliwości realizacji globalnej sieci o przedstawionej strukturze determinowane są głównie techniczną dostępnością jednostek orbitalnych o odpowiednich właściwościach, w tym zwłaszcza o dużej pojemności, która jest niezbędna dla zapewnienia równoczesnego dostępu do systemu wielkiej liczbie użytkowników.

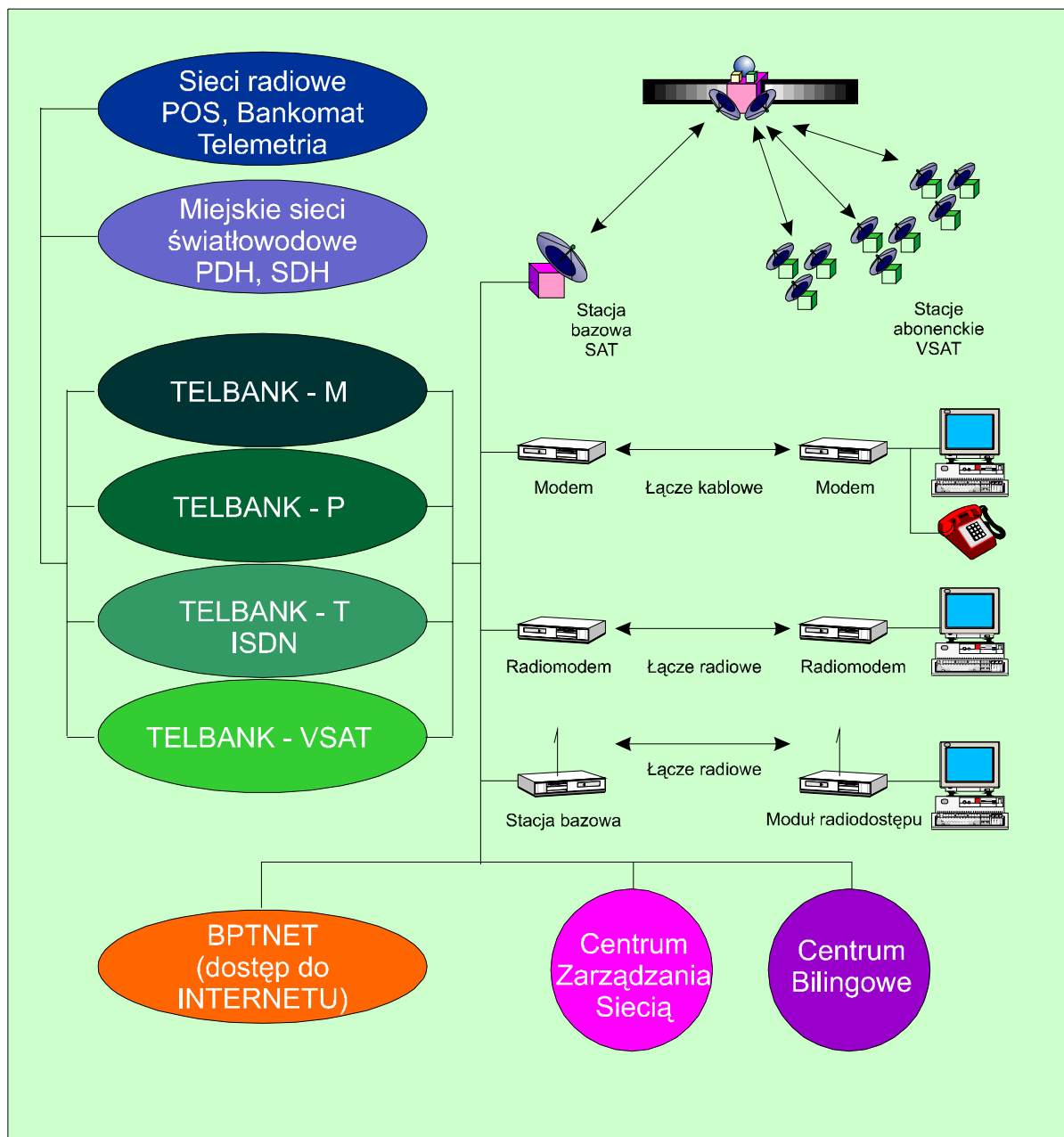
### 3.2. Architektura hybrydowych sieci rozległych

W ostatnich latach obserwowany jest znaczący wzrost zapotrzebowania na tworzenie różnego typu sieci (LAN, MAN i WAN) integrujących komputery używane w przemyśle, ośrodkach akademickich, firmach oraz instytutach naukowo-badawczych. Niestety, o ile do stworzenia sieci lokalnej wystarczy nieco dobrych chęci i kontakt z odpowiednią firmą usługową, o tyle powiązanie oddzielnych sieci LAN w strukturę nadrzędną wymaga rozwiązania wielu problemów do których należą m. in.:

- brak lub niska jakość łączy sieci dostępowej administrowanej przez działającego na danym obszarze operatora;
- niski, nieakceptowalny w niektórych przypadkach poziom bezpieczeństwa publicznych systemów telekomunikacyjnych;
- wysokie prawdopodobieństwo okresowej utraty spójności sieci w rezultacie wystąpienia czynników o charakterze losowym;
- trudności z połączeniem sieci LAN oddziałów znajdujących się na obszarze działania różnych operatorów (w różnych krajach).

Wymienione trudności posiadają charakter uniwersalny, tak że postęp technologiczny i organizacyjny może jedynie łagodzić ich niekorzystny wpływ na integralne własności sieci tworzonej w oparciu o podejście klasyczne tj. z wykorzystaniem łączy dzierzawionych od operatorów publicznych. W konsekwencji instytucje, dla których stała i niezawodna łączność z rozproszonymi oddziałami terenowymi stanowi niezbędny składnik efektywnego działania, wykorzystują dla podniesienia własności użytkowych sieci prywatnych całą gamę nowoczesnych technik komunikacyjnych, godząc się tym samym na istotne obniżenie efektywności ekonomicznej swojej działalności komercyjnej.

Typowym przykładem potwierdzającym prawdziwość przedstawionych spostrzeżeń jest sposób funkcjonowania sektora bankowego RP, którego potrzeby telekomunikacyjne realizuje funkcjonujące od 1992 Bankowe Przedsiębiorstwo Telekomunikacyjne "TELBANK" S.A. Podstawowym celem funkcjonowania TELBANKU jest tworzenie i administrowanie nowoczesną siecią telekomunikacyjną sektora bankowego, zapewniającą prawidłowe funkcjonowanie systemów informatycznych oraz sukcesywny rozwój krajowego systemu płatniczego. Sieć BPT stanowi zespół zintegrowanych zasobów powiązanych w sposób przedstawiony na schemacie organizacyjnym:



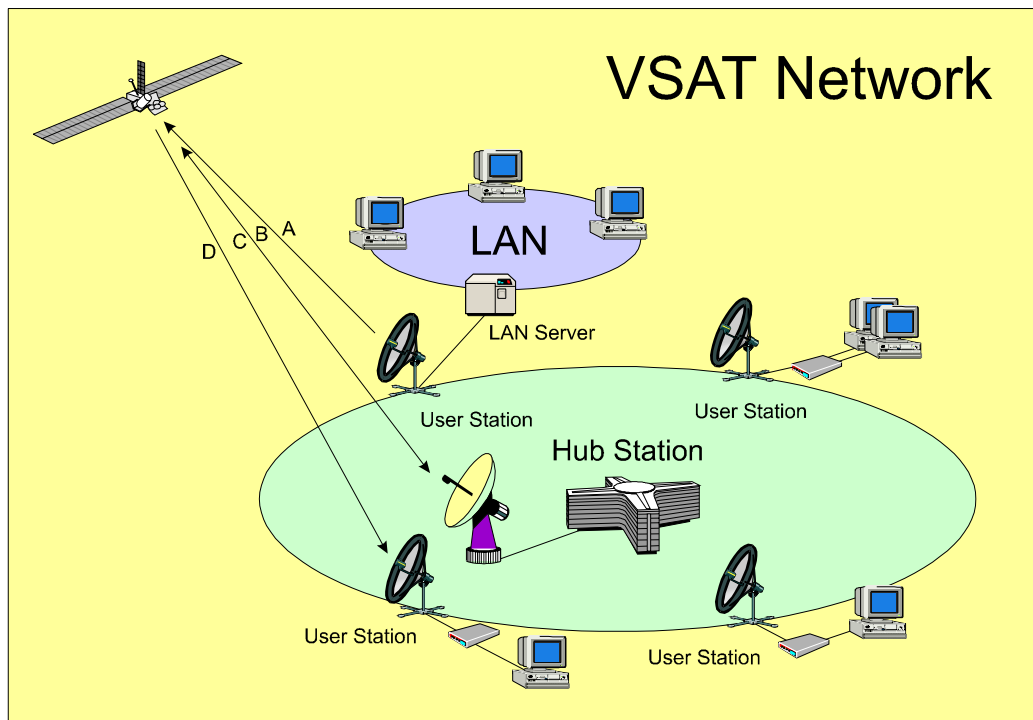
Organizacja sieci TELBANK

Nawet pobieżna analiza struktury systemu BPT zdaje się wskazywać, że wspomniane wcześniej niedostatki sieci publicznej wymusiły stosowanie wielu zróżnicowanych rozwiązań dostępu abonenckiego, w tym wykorzystującego środki radiowe. Przedstawiona konfiguracja nie stanowi wbrew pozorom dowodu słabości krajowej telekomunikacji, ponieważ podobną strukturę posiadają sieci większości liczących się banków krajów zachodnich.

### 3.3. Sieci VSAT

#### 3.3.1. Wprowadzenie

Techniki telekomunikacji satelitarnej wykorzystującej terminale abonenckie wyposażone w anteny o bardzo lub ultra małej średnicy, określane są odpowiednio jako *Very Small Aperture Terminal - VSAT* oraz *Ultra Small Aperture Terminal - USAT*. Wykorzystanie stacji VSAT umożliwia realizację różnorodnych usług telekomunikacyjnych w przypadkach, gdy dostępna infrastruktura naziemna nie jest w stanie zapewnić możliwości korzystania z łączy o odpowiednich parametrach technicznych. Schemat organizacji typowej sieci VSAT przedstawia rysunek:



Schemat organizacji sieci dostępowej VSAT

Najbardziej rozpowszechnionymi zastosowaniami sieci VSAT są kolejno:

- transmisja danych pomiędzy centrami obliczeniowymi a oddalonymi terminalami;
- realizacja połączeń centralnych urzędów administracji państwowej z filiami terenowymi;
- przekaz informacji pomiędzy siedzibami dużych firm i ich oddalonymi oddziałami.

Podstawową zaletą techniki VSAT jest elastyczność pozwalająca zarówno na organizowanie sieci o dowolnej strukturze, jak i zestawianie połączeń typu *punkt-punkt* do miejsc o słabo rozbudowanej infrastrukturze telekomunikacyjnej. W przypadku organizowania struktur sieciowych możliwe są rozwiązania, w których serwer dołączony jest łączy naziemnym do Stacji Centralnej VSAT (*Hub Station*), co znacznie podnosi niezawodność systemu, upraszcza jego organizację oraz udostępnia możliwość prowadzenia transmisji danych o większej przepustowości. Warto również podkreślić, że system VSAT może być wykorzystywany jako sieć łączności podstawowej, lub w charakterze systemu awaryjnego, uruchamianego w przypadku niedostępności łączy zasadniczych.

### 3.3.2. Organizacja sieci

Sieć VSAT składa się z odpowiedniej liczby oddalonych terminali abonenckich tworzących typową konfigurację gwiazdy. Przyjęty sposób połączeń oznacza, że wymiana danych odbywa się za pośrednictwem centralnej stacji sieci VSAT określanej jako *Hub Station - HS*, która identyfikuje użytkowników systemu za pośrednictwem przydzielonych im w momencie inicjalizacji adresów sieciowych. Jeśli terminal satelitarny wyposażony jest w więcej niż jeden interfejs umożliwiający dołączenie komputera, to każdy z portów oznaczony jest odrębnym adresem.

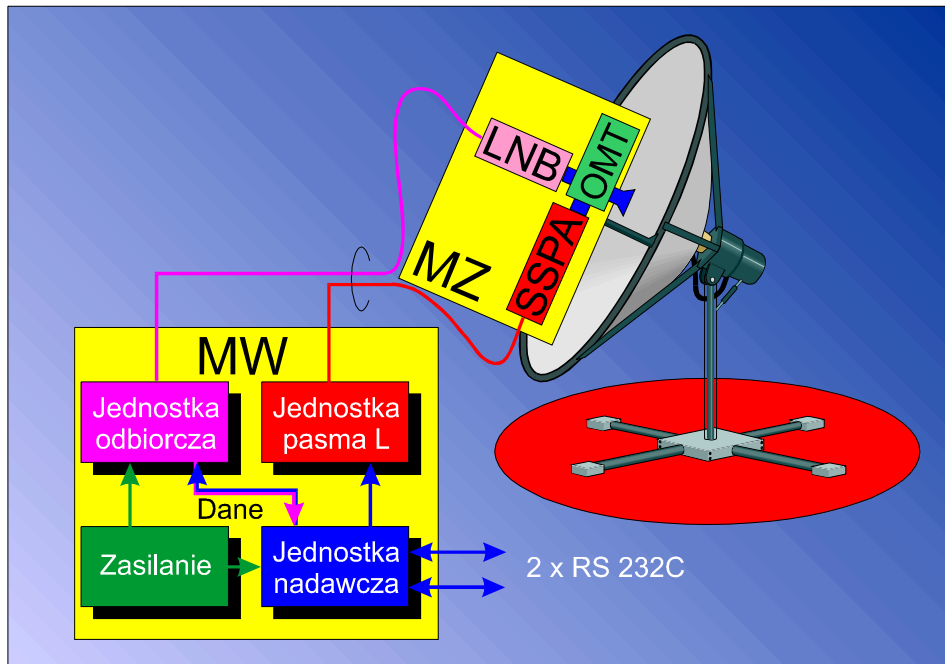
Organizacja wymiany danych oraz przekazywanie dodatkowych informacji technicznych odbywa się zazwyczaj za pośrednictwem specjalnego kanału nazywanego *Outbound Channel - OC*. Dane przekazywane w kanale OC zawierają informacje kierowane do wybranych terminali, ramki sterujące ich pracą, potwierdzenia odbioru ramek informacyjnych oraz markery czasowe wyznaczające granice szczelin transmisyjnych. Szybkość transmisji danych w kanale OC wynosi typowo 64 kb/s, zaś wykorzystywaną modulacją jest najczęściej różnicowa BPSK. Ponieważ informacje przekazywane w kanale OC są ważne dla wszystkich abonentów, są one specjalnie zabezpieczane przed błędami przy wykorzystaniu kodowania protekcyjnego np. siedmioznakowego kodu splotowego  $R = 1/2$ , zaś grupowaniu błędów zapobiega stosowanie odpowiedniego przeplotu bitowego (scrambling zgodnie z Zaleceniem V.35 ITU).

Terminale abonenckie prowadzą przekaz bądź z inicjatywy przekazującego dane użytkownika, bądź w wyniku wezwania ze strony HS, zaś transmisja prowadzona jest w kanale indywidualnym nazywanym *Inbound Channel - IC*, który charakteryzuje się typowo szybkością przekazu rzędu 9.6 kb/s. Najczęściej wykorzystywanym trybem przekazywania danych w kanałach IC jest wypełnianie informacją systemowych szczelin czasowych (*slotted ALOHA*), przy czym sygnał w.cz. promieniowany jest tylko w przypadku, gdy jest to niezbędne tj. trwa przekazywanie danych. Ze względu na powodowany różnym położeniem stacji abonenckich rozrzut czasów docierania sygnału do satelity, każdy z terminali rozpoczyna transmisję indywidualną zwłoką zmieniającą się w granicach 0 - 1 ms, która ustalana jest w momencie jego instalacji. Resztę szczeliny wypełnia sekwencja wstępna (50 ms) oraz informacja użytkowa trwająca do końca szczeliny z wyjątkiem ostatnich 2 ms, stanowiących tzw. *odstęp ochronny*. Podobnie jak w przypadku kanału OC, indywidualne dane abonenckie przekazywane są przy wykorzystaniu różnicowej modulacji BPSK, zaś zabezpieczenie przed błędami zapewnia siedmioznakowy kod splotowy przy  $R = 1/4$ . Dodatkowym mechanizmem podnoszącym pewność transmisji jest standardowo wykorzystywane w sieciach ze swobodnym dostępem potwierdzanie pomyślnego otrzymania danych przez HS.

Ostatecznie przyjmuje się, że w pełni akceptowalny system VSAT powinien zapewniać: transmisję o wynikowej stopie błędów BER rzędu  $10^{-7}$ , czas odpowiedzi poniżej 2 s dla nie mniej niż 90% wykonanych testów oraz być dostępny (sprawny) przez 99.98% całkowitego czasu eksploatacji

### 3.3.3. Satelitarny terminal abonencki

Typowy terminal abonencki VSAT zapewnia możliwość prowadzenia dwukierunkowej transmisji danych przez dołączone za pośrednictwem indywidualnych portów RS - 232C komputery osobiste użytkowników. Blokowy schemat terminala VSAT przedstawiono na rysunku:

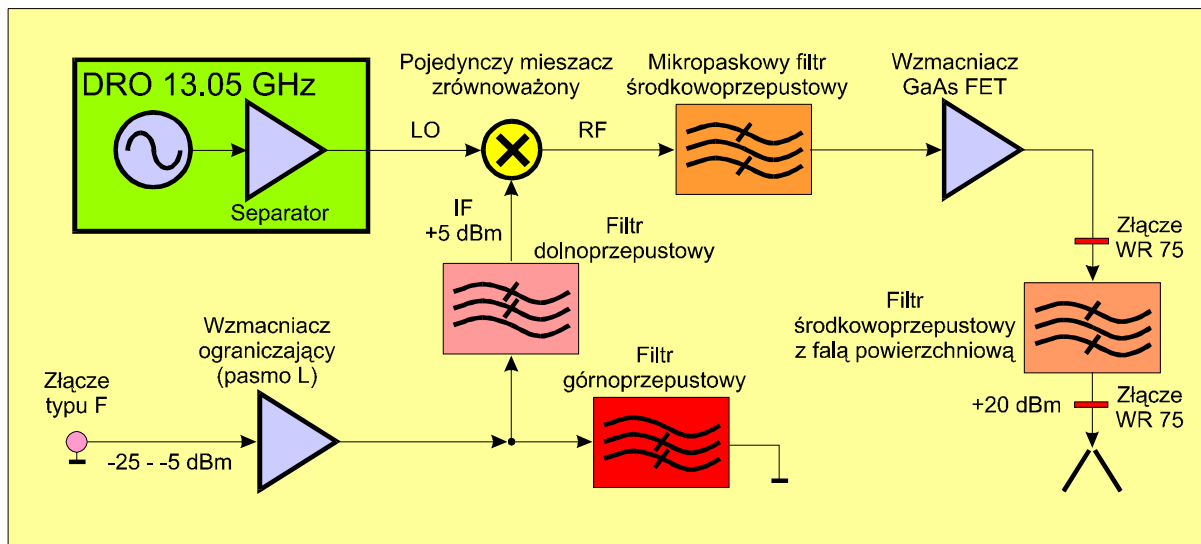


Schemat terminala abonenckiego sieci VSAT

### Moduł zewnętrzny

Podstawowymi jednostkami funkcjonalnymi modułu zewnętrznego (MZ) są nadajnik (TX), odbiornik (RX), antena oraz polaryzator (OMT) odcinający dopływ fal o niewłaściwej polaryzacji do odbiornika ( $I > 30 \text{ dB}$ ).

Nadajnik, którego typowy schemat blokowy przedstawiono na rysunku, wykorzystywany jest do uzyskiwania odpowiedniego poziomu mocy sygnału użytecznego oraz przenoszenia go z częstotliwości pośredniej do zakresu pracy transponderów satelity.



Schemat typowego nadajnika VSAT

Ponieważ miejsce zainstalowania komputerów roboczych jest zazwyczaj oddalone od punktu umieszczenia anteny, przekazywanie sygnału użytecznego odbywa się na częstotliwościach pasma L (950 - 1450 MHz), które są słabiej tłumione przez typowe kable połączeniowe. Dopiero po odpowiednim wzmacnieniu sygnał poddawany jest ostatecznej przemianie częstotliwości w mieszaczu sterowanym sygnałem z lokalnego generatora stabilizowanego

rezonatorem dielektrycznym (*Dielectric Resonance Oscillator - DRO*), który wykazując odpowiednią stabilność charakteryzuje się niskimi szumami fazy generowanego przebiegu. Następnie sygnał zostaje ponownie wzmocniony we wzmacniaczu z tranzystorami polowymi wykonanymi z arsenku galu (*GaAs FET*), by po filtracji, zapobiegającej zakłócaniu pracy części odbiorczej modułu przez nadajnik, dotrzeć do anteny kierunkującej energię w. cz. w stronę satelity. Typowe dane techniczne nadajników VSAT zestawiono w tabeli:

**Tabela.** Typowe dane techniczne nadajników VSAT

Parametr	Wartość
Dane elektryczne	
Częstotliwość wejściowa	950 - 1450 MHz
Częstotliwość wyjściowa	14.0 - 14.5 GHz
Poziom sygnału wejściowego	- 25 - -5 dBm
Poziom sygnału wyjściowego	+ 21 ± 3 dBm
Dokładność częstotliwości	0.5 MHz
Zasilanie	+ 15 - + 22 V (napiecie stałe)
Dane środowiskowe	
Zakres temperatur pracy	- 40 - + 60 °C
Dopuszczalna wilgotność względna	0 - 100 %

Standardową jednostką odbiorczą stacji VSAT stanowi konwerter (*Low Noise Block Converter - LNB*), który przenosi sygnał z pasma odbiorczego ( $K_u$ ) w zakres częstotliwości L oraz filtr odbiorczy (tłumienie sygnałów niepożądanych rzędu 50 dB), zabezpieczający LNB przed zakłóceniami powodowanymi przez nadajnik stacji. Parametry techniczne typowej jednostki odbiorczej zawiera tablica:

**Tabela.** Typowe dane techniczne odbiorników VSAT

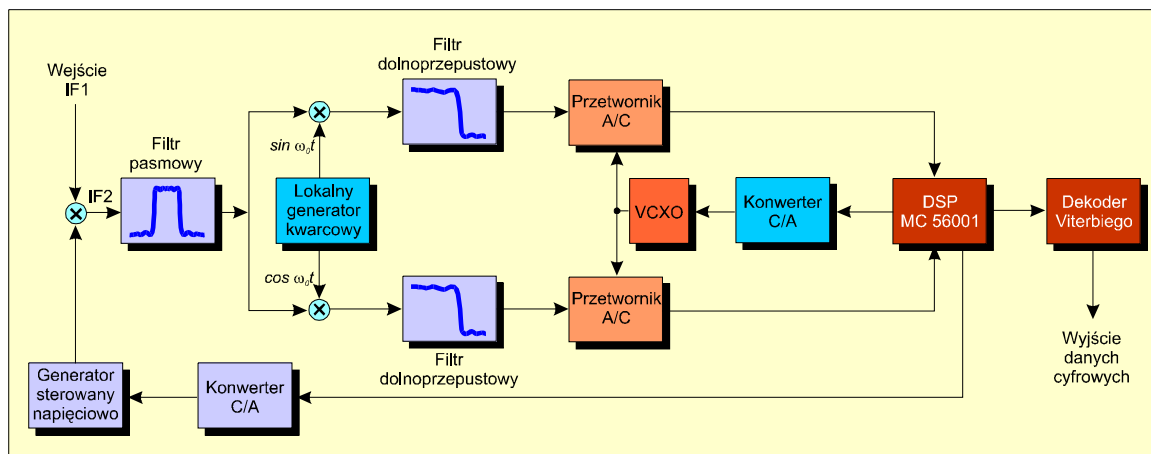
Parametr	Wartość
Dane elektryczne	
Częstotliwość wejściowa	12.5 - 12.75 GHz
Częstotliwość wyjściowa	950 - 1450 MHz
Temperatura szumowa	135 K
Zysk przemiany	55 dB
Dokładność częstotliwości	0.5 MHz
Zasilanie	+ 15 - + 22 V (napiecie stałe)
Dane środowiskowe	
Zakres temperatur pracy	- 40 - + 60 °C
Dopuszczalna wilgotność względna	0 - 100 %

Ostatnim z elementów modułu zewnętrznego jest antena, oprócz zasadniczej funkcji jaką jest właściwe ukierunkowanie strumienia energii w.c.z., stanowi mechaniczny element integrujący pozostałe elementy funkcjonalne. Antena powinna cechować się właściwą odpornością na oddziaływanie wiatru o dużej prędkości (normalna praca do ok. 140 km/h, prędkość niszcząca powyżej 180 km/h). Wykorzystywane w praktyce anteny charakteryzują się średnicą rzędu 1.2 m przy wskaźniku efektywności wykorzystania apertury nie gorszym niż 0.6 dla pasma  $K_u$ . Jeśli z uwagi na dane środowiskowe lub położenie geograficzne poziom odbieranego sygnału jest niewystarczający, niezbędne jest wykorzystanie anteny o większej średnicy.

### Moduł wewnętrzny

Interfejsem pośredniczącym pomiędzy zasobami sieci VSAT i komputerami użytkowników jest moduł wewnętrzny zawierający części odbiorczą i nadawczą oraz moduł funkcji sterujących.

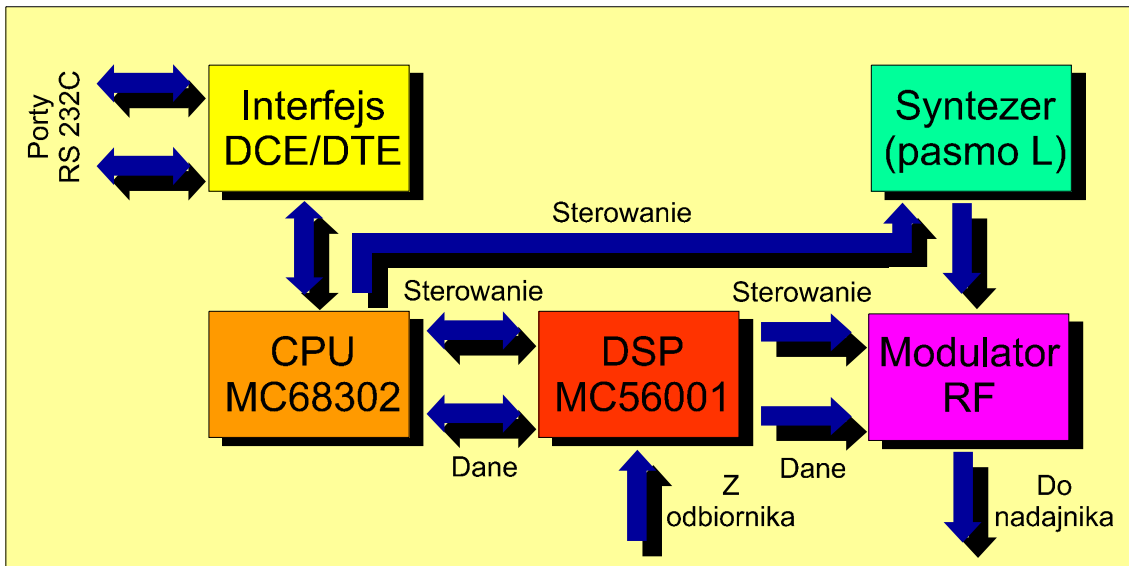
Schemat blokowy typowej części odbiorczej modułu wewnętrznego terminala VSAT przedstawia rysunek:



Schemat blokowy części odbiorczej

Jak wynika z przedstawionego schematu, funkcje dekodowania danych realizowane są głównie programowo, zaś realizacje sprzętowe wykorzystano w wysokoczęstotliwościowej części odbiornika. Algorytm demodulacji koherentnej DPSK realizowany jest przez procesor sygnałowy w sposób zbliżony do opisanego we wcześniejszych rozważaniach, zaś dodatkowe, wypełniane przez niego zadania obejmują dostrajanie do zmian częstotliwości sygnału satelity, automatyczną regulację wzmocnienia oraz utrzymywanie synchronizacji bitowej. Dane otrzymywane na wyjściu procesora DSP w formacie 3 bitowej liczby binarnej przetwarzane są przez miękkoodecyczny dekodery Viterbiego, który usuwa ewentualne błędy i udostępnia je kontrolerowi interfejsów zewnętrznych. Dzięki dodatkowym procedurom sterującym procesor części odbiorczej może komunikować się z wyposażonym w odpowiednie oprogramowanie komputerem zewnętrznym w celu wymiany danych testujących, sterujących oraz telemetrycznych. Kontakt ten jest możliwy za pośrednictwem zasobów wchodzących w skład części nadawczej modułu wewnętrznego, której schemat blokowy przedstawiono na rysunku:





Schemat blokowy części nadawczej

Nadajnik współpracuje z komputerami użytkowników za pośrednictwem standardowego kontrolera komunikacyjnego, który zapewnia odczytuje i ustawia właściwe stany logiczne na liniach sterujących interfejsów RS - 232C oraz dokonuje konwersji formatu wymienianych danych. Informacje dostarczane do przekazania są ramkowane zgodnie z wymaganiami protokołu HDLC i przesyłane do punktu przeznaczenia w sposób określony przedstawionym uprzednio protokołem ALOHA. Dostrojenie nadajnika do wybranego losowo kanału odbywa się za pośrednictwem syntezy o skoku częstotliwości 62.5 kHz, natomiast formowanie sygnału BPSK prowadzi bezpośrednio procesor DSP, który dodatkowo synchronizuje momenty rozpoczynania przekazu wychytując markery szczelin czasowych z danych dostarczanych przez HS za pośrednictwem kanału OC.