

Podstawy teleinformatyki – skrypt  
część I – klasa II

Materiały zebrał i opracował  
Wojcich Psik  
wersja 1

## Spis treści

1. Podstawowe pojęcia – linie teletransmisyjne .....	8
1.1. Źródła napięcia i prądu .....	8
1.2. Rezystancja i impedancja .....	11
1.3. Dopasowanie źródła. Zasada przekazywania maksimum mocy .....	12
1.4. Dwójnik o rezystancji R .....	14
1.5. Dwójnik o indukcyjności L .....	15
1.6. Dwójnik szeregowy o pojemności C .....	16
1.7. Obwód RLC .....	17
1.7.1 Obwód RL .....	18
1.8. Rezonans napięć .....	19
1.9. Rezonans prądów .....	25
1.10. Elementy algebry czwórników .....	27
1.10.1 Klasyfikacja czwórników .....	28
1.10.2 Równanie admitancyjne i impedancyjne czwórnikownika .....	28
1.10.3 Równania łańcuchowe czwórnikownika. Parametry abcd .....	30
1.10.4 Zasilanie czwórnikownika od strony zacisków wyjściowych .....	30
1.10.5 Impedancja falowa i stała przenoszenia czwórnikownika symetrycznego .....	31
1.10.6 Czwórnikownika typu T i $\Pi$ .....	33
1.10.7 Łańcuch czwórnikowników symetrycznych .....	34
2. Transmisja sygnału w linii .....	35
2.1. Definicja i własności logarytmu .....	35
2.2. Moc i wzmacnienie napięciowe wyrażone w decybelach .....	36
2.2.1 Decybel .....	36
2.2.2 Zastosowanie decybeli .....	36
2.2.3 Jednostka dBm .....	37
2.2.4 Decybele –ćwiczenia .....	37
2.3. Pojęcie i definicja linii długiej .....	38
2.4. Model linii długiej jako czwórnikownika .....	39
2.4.1 Parametry pierwotne linii dwuprzewodowej napowietrznej .....	40
2.4.2 Parametry pierwotne kabla koncentrycznego .....	41
2.5. Parametry transmisyjne kabli .....	44
2.5.1 Kategorie i parametry kabli teleinformatycznych .....	45
2.5.2 Kable teleinformatyczne .....	46
2.5.3 Charakterystyka kabli teleinformatycznych kategorii 3, 4, 5, 6 .....	47
2.5.4 Parametry transmisyjne skrętek teleinformatycznych .....	48
2.6. Impedancja i tamowność falowa .....	50
2.7. Transmisja danych w sieci i fizyczne łącza .....	51
2.8. Pasma cyfrowe. Prawo Shanona .....	52
2.9. Algorytmy kodowania danych .....	55
2.9.1 Manchester .....	55
2.9.2 4B/5B .....	55
2.9.3 5B/6B .....	57
2.9.4 8B/6T .....	57
2.9.5 8B/10B .....	58
2.9.6 MLT-3 .....	59
2.9.7 PAM-5 .....	60
2.10. Krótka charakterystyka wybranych wersji standardu Ethernet .....	62
2.10.1 Rzeczywiste parametry kanału .....	62
2.10.2 Obowiązujące normy parametrów okablowania kategorii 3 i 5 .....	64
2.11. Rodzaje, budowa i parametry skrętki .....	64
2.11.1 Skrętka nieekranowana UTP .....	64
2.11.2 Skrętka ekranowana FTP .....	65
2.11.3 Skrętka ekranowana STP .....	66

2.11.4 Końcówka skrętki .....	68
2.12. Budowa i parametry kabla koncentrycznego.....	68
2.12.1 Elementy łączeniowe .....	69
2.13. Budowa i działanie światłowodów .....	69
2.13.1 Definicje .....	70
2.13.2 Budowa światłowodu.....	70
2.13.3 Działanie światłowodu.....	71
2.13.4 Warunek jednomodowości .....	71
2.13.5 Warunek odbicia .....	72
2.13.6 Rodzaje światłowodów .....	72
2.13.7 Okna transmisyjne .....	73
2.13.8 Wymiary światłowodów .....	74
2.13.9 Fiberoskop .....	74
2.13.10 Zastosowanie światłowodów:.....	75
2.13.11 Straty w światłowodzie.....	75
2.13.12 Zalety i wady stosowania światłowodów .....	78
3. Okablowanie strukturalne .....	78
3.1. Geneza powstania okablowania strukturalnego.....	78
3.2. Istota okablowania strukturalnego .....	79
3.3. Topologie sieci.....	79
3.4. Elementy systemu okablowania strukturalnego .....	80
3.4.1 Polaryzacja.....	81
3.4.2 Sekwencja połączeń.....	82
3.4.3 Protokoły.....	84
3.4.4 Okablowanie pionowe .....	85
3.4.5 Punkty rozdzielcze.....	86
3.5. Projekt węzła dystrybucyjnego.....	86
3.6. Okablowanie poziome .....	88
3.7. Okablowanie szkieletowe .....	89
3.8. Okablowanie ekranowane.....	91
3.9. Punkt abonencki.....	91
3.10. Panel krosujący .....	92
3.11. Standardy w okablowaniu.....	93
3.12. Kategorie skrętki i klasy aplikacji .....	94
3.12.2 Słowniczek.....	94
3.13. Kabel prosty i krzyżowy .....	95
3.13.1 Końcówki kabla .....	95
3.13.2 Montowanie wtyku RJ45 .....	96
3.14. Testowanie okablowania strukturalnego .....	99
3.14.1 Cyfryzacja pomiarów.....	100
3.14.2 Testowanie sieci telekomunikacyjnej .....	100
3.14.3 Testery okablowania.....	103
3.14.4 Testowanie okablowania .....	104
3.14.5 Przesłuchy w torach kablowych .....	105
3.14.6 Mapa okablowania.....	106
3.14.7 Tłumienność .....	106
3.14.8 Stosunek ACR (Attenuation to Crosstalk Ratio) .....	106
4. Transmisja światłowodowa i mikrofalowa .....	107
4.1. Techniki transmisji w liniach światłowodowych .....	107
4.2. Wzmacniacze światłowodowe.....	107
4.2.1 Wzmacniacz półprzewodnikowy SOA.....	108
4.2.2 EDFA.....	108
4.2.3 Wzmacniacz Ramana.....	111
4.2.4 Wzmacniacz Brillouina .....	112

4.2.5 Zastosowanie wzmacniaczy optycznych.....	112
4.3. Technologie pomiarowe w liniach światłowodowych .....	114
4.3.1 Metoda transmisyjna.....	115
4.3.2 Metoda reflektometryczna .....	116
4.4. Spawanie włókien.....	117
4.4.1 Spawanie mechaniczne (połączenie trwałe) .....	118
4.4.2 Spawanie łukiem termicznym - spawarka (połączenie trwałe) .....	118
4.5. Złącza światłowodowe.....	121
4.5.1 Narzędzia używane przy zarabianiu wtyczek do światłowodu .....	121
4.5.2 Elementy składowe złączki światłowodowej .....	121
4.5.3 Kolejne etapy wykonania złącza światłowodowego .....	122
4.6. Podstawy działania traktów mikrofalowych.....	123
4.7. Zasada działania falowodu .....	124
4.8. Wytwarzanie mikrofal .....	126
4.9. Budowa i działanie rezonatora.....	127
4.10. Budowa i działanie cyrkulatora optycznego.....	131
4.11. Budowa i działanie magnetronu .....	133
4.12. Klistron – budowa i działanie .....	134
4.13. Inne sposoby wytwarzania mikrofal .....	136
4.14. Parametry anten WiFi .....	137
4.14.1 Charakterystyki promieniowania anten .....	137
4.14.2 Graficzna prezentacja charakterystyk promieniowania .....	138
4.14.3 Zależności energetyczne w antenach.....	139
4.14.4 Anteny odniesienia .....	141
4.14.5 Zysk i kierunkowość anten .....	142
4.14.6 Szerokość wiązki głównej charakterystyki.....	144
4.14.7 Szerokość pasma roboczego anten .....	144
4.14.8 Stosunek promieniowania głównego do wstecznego .....	144
4.14.9 Impedancja anteny .....	144
4.14.10 Polaryzacja.....	145
4.15. Budowa i rodzaje anten .....	145
4.15.1 Anteny proste.....	145
4.15.2 Anteny Yagi-Uda.....	147
4.15.3 Anteny dipolowe logarytmicznie-periodyczne (LOG-PER) .....	150
4.15.4 Anteny panelowe .....	153
4.15.5 Anteny offsetowe i paraboliczne .....	155
4.15.6 Anteny dookólne.....	156
4.15.7 Anteny sektorowe .....	157
4.15.8 Anteny szczelinowe .....	157
4.15.9 Anteny adaptacyjne – przyszłość sieci radiowych .....	158
4.15.10 Łączenie anten na 2,4 GHz .....	159
4.15.11 Anteny WiMAX .....	160
4.16. Testowanie medium radiowego .....	160
4.17. Osprzęt WiFi.....	161
4.18. Standardy WLAN .....	165
4.19. Strefa Fresnela .....	165
4.19.1 Krzywizna ziemi .....	167
4.19.2 Tłumienie w deszczu i w gazie .....	168
4.19.3 Model FSL i tłumienie w wolnej przestrzeni .....	168
4.19.4 Tłumienie w wolnej przestrzeni i reguła 6dB.....	168
4.19.5 Obliczenia RSL.....	169
4.19.6 Przykład doboru sprzętu WiFi.....	170
4.20. Współczynnik EIRP.....	172
4.20.1 Kanały radiowe WiFi.....	173



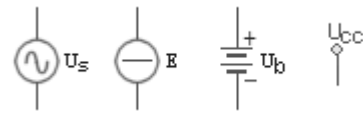
4.20.2 Dobór polaryzacji .....	173
4.20.3 Szumy .....	174
4.20.4 Efektywna przepływność .....	175
4.20.5 Tryby pracy punktu dostępowego .....	175
4.20.6 Problemy z sieciami WLAN .....	175
4.21. WLAN w domu jednorodzinnym .....	176
4.21.1 Do czego potrzebny jest ruter ? .....	178
4.21.2 Jak usytuować punkt dostępowy ? .....	178
4.21.3 Dlaczego niektóre urządzenia mają dwie anteny ? .....	178
4.21.4 Jak skonfigurować karty bezprzewodowe? .....	179
4.21.5 Tryb ad-hoc ? .....	179
5. Sieci transmisyjne .....	180
5.1. Telekomunikacja .....	180
5.1.1 Telegrafia .....	180
5.1.2 Telefonia .....	182
5.1.3 Radiofonia .....	185
5.1.4 Symilografia – fax .....	185
5.1.5 Telewizja .....	185
5.1.6 Transmisja danych .....	185
5.1.7 Współczynnik BER .....	186
5.2. Łańcuch informacyjny i telekomunikacyjny .....	187
5.3. Tor teletransmisyjny .....	189
5.4. Natężenie ruchu telekomunikacyjnego .....	192
5.5. Transmisja analogowa a cyfrowa .....	192
5.6. Komutacja .....	193
5.6.1 Techniki komutacji .....	193
5.6.2 Komutacja kanałów .....	193
5.6.3 Komutacja pakietów .....	194
5.6.4 Komutacja ramek i komutacja komórek .....	195
5.6.5 Porównanie sieci z poszczególnymi technikami komutacji .....	196
5.6.6 Publiczna sieć telefoniczna PSTN .....	196
5.6.7 Publiczna sieć pakietowa PDN .....	196
5.6.8 Klasyfikacja central .....	197
5.7. Pole komutacyjne .....	198
5.7.1 Klasyfikacja pól komutacyjnych .....	200
5.7.2 Systemy komutacji w Polsce .....	204
5.8. Modulacja .....	204
5.8.1 Tor transmisyjny .....	204
5.8.2 Modulacja sygnału .....	205
5.8.3 Cyfrowa Modulacja Amplitudy – ASK .....	206
5.8.4 Cyfrowa Modulacja Częstotliwości – FSK .....	207
5.8.5 Cyfrowa Modulacja Fazy – PSK .....	208
5.9. Transmisja wąsko- i szerokopasmowa .....	210
5.10. Standard ISDN .....	212
5.10.1 Architektura ISDN .....	212
5.10.2 Dostęp podstawowy BRI .....	212
5.10.3 Dostęp pierwotny PRI przez T1 .....	213
5.10.4 Proces połączenia BRI .....	213
5.10.5 Struktura sieci ISDN .....	214
5.10.6 Fizyczna reprezentacja BRI .....	215
5.10.7 Usługi bazowe .....	216
5.10.8 Usługi dodatkowe ISDN .....	216
5.11. Sieć SMDS .....	218
5.12. Asynchroniczny typ transferu danych ATM .....	221

5.12.1 Cechy standardu ATM.....	223
5.12.2 Interfejsy ATM .....	224
5.12.3 Wirtualizacja połączeń.....	225
5.12.4 Struktura komórki .....	227
5.12.5 Multipleksacja i przełączanie komórek .....	227
5.12.6 Transportowe przełączniki ATM.....	228
5.12.7 Usługi sieciowe.....	229
5.12.8 Warstwowy model sieci.....	229
5.12.9 Funkcje warstwy adaptacyjnej AAL .....	230
5.12.10 Kategorie usług ( <i>klasy ruchowe</i> ) .....	231
5.12.11 Klasy i typy usług ATM .....	232
5.12.12 Parametry jakościowe przekazu .....	233
5.13. Sieć GSM.....	234
5.13.1 Szyfrowanie w GSM.....	234
5.13.2 Historia GSM.....	235
5.13.3 Podstawowe założenia standardu GSM.....	236
5.13.4 Standardy GSM .....	237
5.13.5 Rozmiary komórek .....	237
5.13.6 Transmisja sygnałów mowy .....	237
5.13.7 Transmisja danych.....	238
5.13.8 Messaging.....	238
5.13.9 Architektura sieci GSM.....	239
5.13.10 Scenariusze GSM – włączenie telefonu .....	240
5.13.11 Scenariusze GSM - Abonent A, mający telefon w systemie abonamentowym dzwoni do abonenta B .....	241
5.13.12 Scenariusze GSM - Abonent A, mający telefon w systemie prepaid, dzwoni do abonenta B – .....	241
5.13.13 Scenariusze GSM - Użytkownik telefonu wysyła SMS .....	241
5.13.14 GSM w Polsce .....	242
5.14. Standard GPRS .....	242
5.14.1 GPRS na tle innych technologii używanych w GSM do przesyłania danych].....	243
5.14.2 Architektura GPRS .....	243
5.14.3 Alokacja zasobów radiowych .....	244
5.14.4 Kodowanie.....	245
5.15. UMTS .....	246
5.15.1 Sieci 2G a UMTS.....	246
5.15.2 Sieć szkieletowa.....	247
5.15.3 Usługi sieci UMTS: .....	248
5.16. Sieci pagerowe.....	248
5.16.1 Struktura sygnału .....	248
5.17. Sieciowe systemy satelitarne .....	249
5.17.1 Budowa systemu satelitarnego .....	249
5.17.2 Moduł naziemny .....	249
5.17.3 Moduł kosmiczny i orbity.....	250
5.17.4 Kanał radiowy.....	253
5.17.5 Architektura sieci satelitarnej .....	253
5.18. Telefonia komputerowa .....	254
5.19. Sieci inteligentne .....	255
5.19.1 Standaryzacja usług IN .....	257
5.19.2 Cechy sieci IN.....	258
5.19.3 Architektura sieci IN.....	259
5.19.4 Komponenty struktury sieci.....	260
5.19.5 Moduły funkcyjne SIB .....	262
5.19.6 Podmioty w sieci IN .....	262



# 1. Podstawowe pojęcia – linie teletransmisyjne

## 1.1. Źródła napięcia i prądu



rys. 5.1

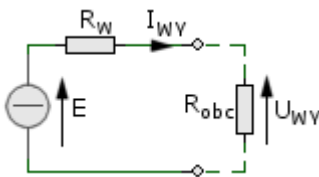
**Źródło napięcia** definiowane jest jako element dwuzaciskowy, na którego zaciskach panuje zawsze taka sama różnica potencjałów czyli inaczej mówiąc napięcie, niezależnie od dołączonego do tych zacisków obciążenia. Oczywiście jest to prawdziwe dla tzw. idealnego źródła napięcia pozbawionego rezystancji wewnętrznej  $R_w$ .

Na rysunku 5.1 przedstawione są najczęściej spotykane symbole graficzne źródeł napięcia.

Najczęściej spotykanymi źródłami napięcia są:

- baterie,
- akumulatory,
- zasilacze (z punktu widzenia obciążenia są to też elementy dwuzaciskowe),
- fotoogniwa.

Źródła napięcia mogą dostarczać napięcia o wartości stałej lub zmiennej.



rys. 5.2 Na rysunku 5.2 przedstawiony jest schemat zastępczy rzeczywistego źródła napięcia obciążonego rezystancją  $R_L$ .

Korzystając z II-go prawa Kirchhoffa można rzeczywiste źródło napięcia opisać następującą zależnością

$$U_{WY} = E - R_w \cdot I_{WY}$$

gdzie  $E$  jest siłą elektromotoryczną źródła, a  $R_w$  jego rezystancją wewnętrzną. To nie wszystko - już wkrótce dalszy ciąg informacji o źródłach napięcia...

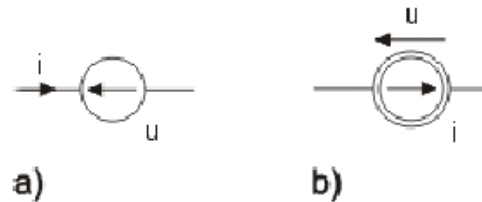


**Źródło prądu** definiowane jest jako element dwuzaciskowy, który wymusza przepływ prądu o stałym natężeniu przez obciążenie niezależnie od wartości przyłożonej do jego zacisków rezystancji obciążenia. Inaczej mówiąc prąd źródła nie zależy od napięcia przyłożonego do zacisków źródła. Oczywiście jest to prawdziwe dla tzw. idealnego źródła prądu.

Na rysunku 5.3 przedstawione są najczęściej spotykane symbole graficzne źródeł prądu.

## (2.4) Niesterowane źródło napięcia i prądu

**Źródło niesterowane prądu** bądź **napięcia**, zwane w skrócie źródłem prądu i źródłem napięcia, jest elementem aktywnym, generującym energię elektryczną, powstającą zwykle z zamiany innego rodzaju energii, na przykład z energii mechanicznej, słonecznej, jądrowej itp. W teorii obwodów rozważać będziemy źródła idealne należące do klasy źródeł napięciowych bądź prądowych. Symbol idealnego niesterowanego źródła napięcia przedstawiony jest na rys. 1.5a, natomiast źródła prądu na rys. 1.5.b.

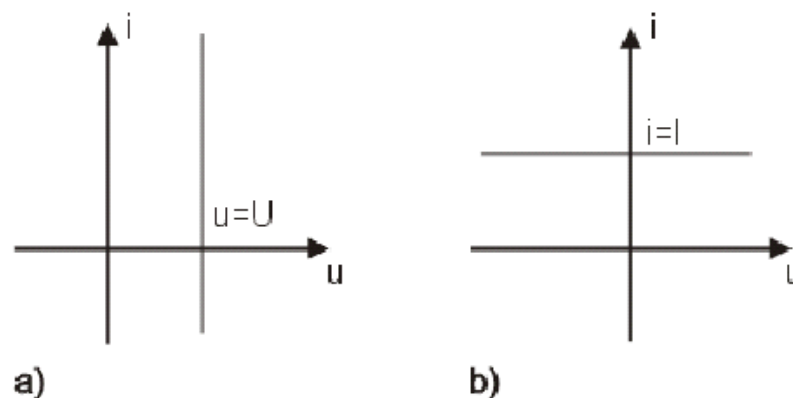


*Rys. 1.5 Symbole graficzne niesterowanego źródła a) napięcia, b) prądu*

Niesterowane źródła prądu i napięcia mają następujące właściwości.

- Napięcie na zaciskach idealnego źródła napięcia nie zależy od prądu przepływającego przez to źródło, a zatem nie zależy od jego obciążenia.
- Przy stałym napięciu  $u$  panującym na zaciskach oraz prądzie  $i$  wynikającym z obciążenia, rezystancja wewnętrzna idealnego źródła napięciowego, definiowana w postaci zależności różniczkowej  $R_w = \frac{du}{di} = 0$ . Stąd idealne źródło napięcia charakteryzuje się rezystancją wewnętrzną równą zero (zwarcie z punktu widzenia rezystancyjnego).
- Prąd idealnego źródła prądu nie zależy od obciążenia tego źródła, a więc od napięcia panującego na jego zaciskach.
- Przy stałym prądzie płynącym przez idealne źródło prądowe i dowolnym (bliżej nieokreślonym) napięciu panującym na jego zaciskach rezystancja wewnętrzna idealnego źródła prądowego jest równa nieskończoności. Stąd idealne źródło prądowe z punktu widzenia rezystancyjnego reprezentuje sobą przerwę.

Rys. 1.6 przedstawia charakterystyki prądowo-napięciowe obu rodzajów idealnych źródeł niesterowanych: napięcia (rys. 1.6a) i prądu (rys. 1.6b).



*Rys. 1.6 Charakterystyki prądowo-napięciowe idealnych źródeł niesterowanych: a) źródło napięcia, b) źródło prądu*

Dla źródła napięciowego charakterystyka jest równoległa do osi prądowej (wartość napięcia  $u$  stała), a dla źródła prądowego równoległa do osi napięciowej (wartość prądu  $i$  stała). Tak podane charakterystyki odnoszą się do źródeł stałych. W przypadku źródeł sinusoidalnych idealność jest rozumiana jako stałość parametrów źródła (amplituda, faza początkowa oraz częstotliwość niezależna od obciążenia).

Przykładami źródła napięcia stałego jest akumulator, źródła napięcia zmiennego - generator synchroniczny, źródła prądowego - elektroniczny zasilacz prądowy o stabilizowanym, niezależnym od obciążenia prądzie, itp.

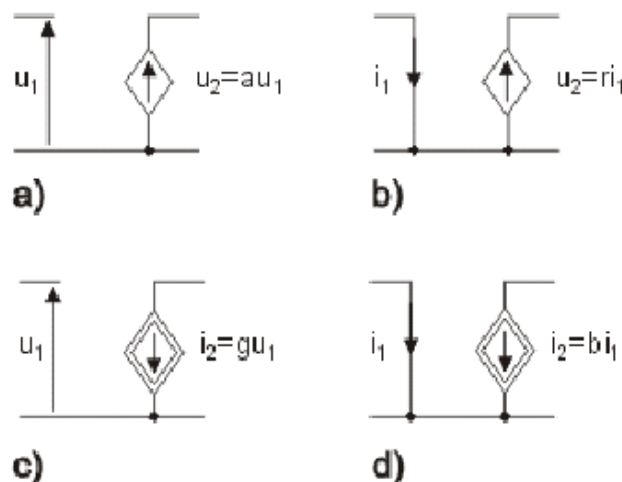
## (2.5) Źródła sterowane prądu i napięcia

W odróżnieniu od źródeł niesterowanych, których prąd lub napięcie (bądź parametry charakteryzujące je, np. amplituda i częstotliwość) były stałe, ustalone na etapie wytworzenia, **źródła sterowane** z definicji zależą od wielkości sterujących, którymi mogą być prąd lub napięcie dowolnego innego elementu w obwodzie.

Źródło sterowane jest więc elementem czterozaciskowym i charakteryzuje się tym, że napięcie lub prąd na jego zaciskach wyjściowych jest proporcjonalny do napięcia lub prądu związanej z drugą parą zacisków sterujących. Wyróżnić można cztery rodzaje źródeł sterowanych:

- źródło napięcia sterowane napięciem, opisanie równaniem  $u_2 = \alpha u_1$
- źródło napięcia sterowane prądem, opisanie równaniem  $u_2 = r i_1$
- źródło prądu sterowane napięciem, opisanie równaniem  $i_2 = g u_1$
- źródło prądu sterowane prądem, opisanie równaniem  $i_2 = b i_1$

Schematy graficzne wszystkich wymienionych tu rodzajów źródeł sterowanych prądu i napięcia przedstawione są na rys. 1.7.



### Rys. 1.7 Schematy graficzne źródeł sterowanych

Wielkości  $r$ ,  $g$  oraz  $a$  i  $b$  stanowią współczynniki proporcjonalności między wielkością sterującą i sterowaną tych źródeł. Przyjmują one najczęściej wartości rzeczywiste, choć w różnego rodzaju modelach mogą być również opisane funkcją zespoloną. Należy nadmienić, że źródła sterowane stanowią bardzo popularne modele wielu elementów elektrycznych i elektronicznych, takich jak transformatory idealne, maszyny elektryczne, tranzystory bipolarne i polowe, wzmacniacze operacyjne napięciowe i prądowe, itp.

#### 1.2. Rezystancja i impedancja

**Impedancja (moduł impedancji)** - *opór całkowity* (ozn.  $Z$ ) to wielkość opisująca elementy w obwodach prądu przemiennego. Impedancja jest rozszerzeniem pojęcia rezystancja z obwodów elektrycznych prądu stałego, umożliwia rozszerzenie prawa Ohma na obwody prądu przemiennego.

Impedancja  $Z$  elementu obwodu prądu przemiennego jest definiowana jako

$$Z_R = \frac{V_r}{I_r}$$

gdzie:  $V_r$  - to napięcie, a  $I_r$  - natężenie prądu przemiennego.

Jest wypadkową oporu czynnego ( $R$ ) i biernego ( $X$ ).

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Zapis na liczbach zespolonych:  $Z = R + jX$

(w naukach technicznych, np. w elektronice, na oznaczenie jednostki urojonej używa się zazwyczaj nie litery  $i$ , jak w matematyce, ale  $j$  - dzięki temu unika się niejednoznaczności, wynikających ze zwyczajowego oznaczania **natężenia prądu** literą  $i$ ).

Zapis zespolony wiąże się ściśle z teorią wskazów wirujących, która pozwala silnie uprościć obliczenia przy projektowaniu układów skupionych, liniowych, stacjonarnych (SLS) przy pobudzeniu prądem przemiennym o jednej częstotliwości. Wszystkie napięcia i prądy przedstawiane są w tej teorii jako wartości zespolone, ale nie zawierające bezpośrednio czynników harmonicznych, co pozwala na łatwiejsze nimi operowanie.

Pojęcie impedancji wprowadza się także dla układów rozproszonych - wówczas impedancja jest funkcją przestrzeni  $Z = f(x, y, z)$ . Takie pojęcie impedancji wykorzystuje się w układach bardzo wysokiej częstotliwości (układy mikrofalowe), takich jak telefony komórkowe czy nowoczesne procesory.

**Rezystancja** jest miarą oporu, z jakim element przeciwstawia się przepływowi prądu elektrycznego.

Zwyczajowo rezystancję oznacza się symbolem  $R$  (wielka litera R).

Jednostką rezystancji w układzie SI jest om ( $1 \Omega$ ).

Odwrotność rezystancji to konduktancja, której jednostką jest siemens.

Dla większości materiałów ich rezystancja nie zależy od wielkości przepływającego prądu lub wielkości przyłożonego napięcia. Prąd i napięcie są wtedy do siebie proporcjonalne, a współczynnik proporcjonalności to właśnie rezystancja. Zależność ta znana jest jako prawo Ohma.

Miarą oporu, z jaką dany materiał przeciwstawia się przepływowi prądu elektrycznego, jest rezystywność. Jeżeli znamy wymiary geometryczne elementu i rezystywność materiału, z jakiego został

wykonany, to jego rezystancję obliczamy według wzoru: 
$$R = \frac{L\rho}{S}$$
 gdzie  $L$  - długość elementu,  $S$  - pole przekroju poprzecznego elementu,  $\rho$  - rezystywność materiału.

Niektóre z materiałów przejawiają specyficzne właściwości ze względu na rezystancję - zobacz: rezystancja ujemna, nadprzewodnictwo.

Rezystancja dotyczy tylko elementów czysto rezystancyjnych (rezystor). Uogólnieniem i rozwinięciem pojęcia rezystancji na elementy rezystancyjne, pojemnościowe (kondensator) i indukcyjne (cewka) jest impedancja. Rezystancja jest wówczas częścią rzeczywistą impedancji zespolonej.

**Reaktancja** lub *opór bierny* to wielkość charakteryzująca obwód elektryczny zawierający kondensator (pojemność) lub cewkę (indukcyjność). Jednostką reaktancji jest om.

Reaktancję oznacza się na ogół symbolem  $X$ .

Gdy przez cewkę lub kondensator płynie prąd przemienny, wtedy część energii magazynowana jest w polu, odpowiednio magnetycznym lub elektrycznym. Wywołuje to spadek napięcia wprost proporcjonalny do iloczynu prądu i **reaktancji**. W przypadku obwodów prądu stałego nie mówi się o reaktancji, bowiem (pomijając stan nieustalony) cewka stanowi zwarcie, zaś kondensator przerwę w obwodzie.

Reaktancja idealnej cewki i kondensatora jest równa co do wartości bezwzględnej ich impedancji. Napięcie i prąd w takich elementach są przesunięte w fazie o 90 stopni względem siebie. Znak liczby zależy od tego, czy prąd wyprzedza napięcie, czy napięcie wyprzedza w fazie prąd.

**Reaktancja cewki** (*opór indukcyjny*) ma znak dodatni i oblicza się ją ze wzoru:

$$X_L = j\omega L$$

gdzie  $L$  to **indukcyjność własna** cewki,  $\omega$  pulsacja,  $j$  - jednostka urojona.

**Reaktancja kondensatora** (*opór pojemnościowy*) ma znak ujemny i oblicza się ją ze wzoru:

$$X_C = \frac{-j}{\omega C}$$

gdzie:  $C$  - pojemność kondensatora,  $\omega$  - pulsacja,  $j$  - jednostka urojona.

Gdy operujemy **wyłącznie** na *oporach biernych* możemy pominąć jednostki urojone i podstawić w ich miejsce 1.

### **1.3. Dopasowanie źródła. Zasada przekazywania maksimum mocy.**

Stan, w którym z danego źródła napięcia lub prądu jest pobierana możliwie największa moc nazywamy *dopasowaniem odbiornika do źródła*.



## Zasilanie odbiornika o rezystancji $R_Z$ ze źródła napięcia stałego.

Oznaczenia:

$R_Z$  - rezystancja odbiornika

$R_w$  - rezystancja źródła

$E$  - napięcie źródła

Moc pobierana przez odbiornik  $P_2 = R_Z I^2$ . Jeżeli rezystancja  $R_Z$  będzie zmieniała się od 0 do  $\infty$ , to moc dostarczona ze źródła do odbiornika będzie ulegała zmianie. Dla stanu jałowego i zwarcia moc pobierana przez odbiornik jest równa 0. Moc pobieraną przez odbiornik określa funkcja  $P_2 = f(R_Z)$  dla  $E = \text{const}$  oraz  $R_w = \text{const}$ .

$$P_2 = R_Z I^2 = R_Z \left( \frac{E}{R_Z + R_w} \right)^2$$

Wprowadzając dla  $R_w \neq 0$  parametr bezwymiarowy  $k = R_Z/R_w$ , wyrazimy  $P_2 = f(k)$

$$P_2 = \frac{E^2}{R_w} \frac{1}{k + \frac{1}{k} + 2} = \frac{E^2}{R_w} \frac{k}{k^2 + 2k + 1}$$

Chcąc znaleźć  $P_{2\max}$ , przyrównujemy do zera  $dP_2/dk$  i stąd znajdujemy warunek dla  $k$

$$\frac{dP_2}{dk} = \frac{E^2}{R_w} \frac{k^2 + 2k + 1 - k(2k + 2)}{(k^2 + 2k + 1)^2}$$

$$\frac{dP_2}{dk} = 0$$

gdzie

czyli

Dla  $k=1$  wyrażenie  $d^2P/dk^2$  jest ujemne, a zatem obliczonej wartości  $k$  odpowiada maksimum funkcji  $P_2 = f(k)$ .

Dla  $R_Z = R_w$  (przy  $E = \text{const}$  i  $R = \text{const}$ ) występuje dopasowanie odbiornika do źródła napięcia stałego i moc pobierana przez odbiornik wynosi

$$P_{2\max} = \frac{E^2}{4R_w}$$

## Zasilanie odbiornika o konduktancji $G_Z$ ze źródła prądu stałego

Oznaczenia:

$G_Z$  - konduktancja odbiornika

$G_w$  - konduktancja źródła

$I_Z$  - prąd źródła

Moc pobierana przez odbiornik:

$$P_2 = G_Z U^2 = G_Z \left( \frac{I_{\dot{z}}}{G_Z + G_W} \right)^2$$

Wprowadzając dla  $G_W \neq 0$  parametr bezwymiarowy  $l = G_Z/G_W$  wyrazimy  $P_2 = f(l)$ :

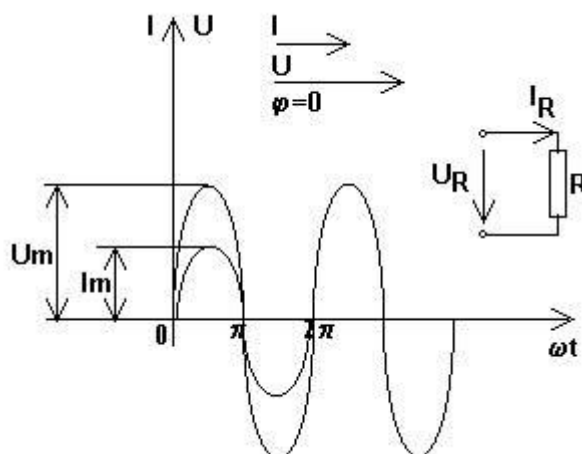
$$P_2 = \frac{I_{\dot{z}}^2}{G_W} \frac{1}{l + \frac{1}{l} + 2} = \frac{I_{\dot{z}}^2}{G_W} \frac{l}{l^2 + 2l + 1}$$

Dla  $dP_2/dl = 0$ ,  $l = 1$  i dla  $G_Z = G_W$  występuje dopasowanie odbiornika do źródła prądu stałego i moc pobierana przez odbiornik wynosi:

$$P_{2\max} = \frac{I_{\dot{z}}^2}{4G_W}$$

#### 1.4. Dwójnik o rezystancji R

Wyobraźmy sobie teraz obwód( Rys.1) z dołączonym do jego końcówek



Rys.1 Dwójnik o rezystancji R wykresy fazowy i wektorowy.

napięciem U, który zawiera jeden opornik o oporze R, w obwodzie tym płynie prąd I i taki, że :

$$I = \frac{U}{R} [2]$$

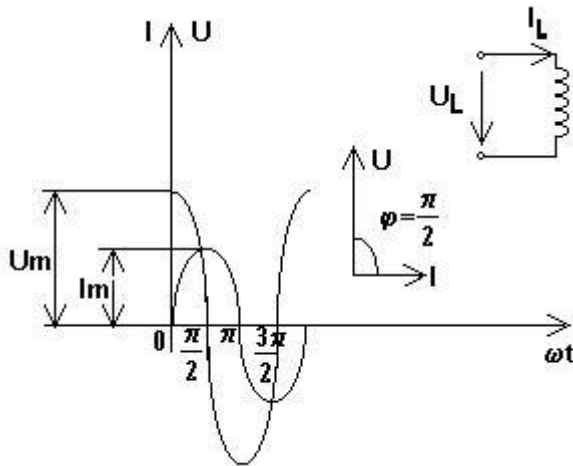
Zależność ta (przedstawiona w formie uproszczonej, z reguły wystarczającej do rozważań mniej fizycznych, a bardziej technicznych) wyraża **prawo Ohma**(\*). Jak się okazuje prawo Ohma stosuje się do prądów i napięć zmiennych tak samo jak do prądów i napięć stałych. Jeśli tak jest to przekształćmy nieco wyrażenie [2] obowiązujące w naszym obwodzie i zastosujmy w nim wyrażenie [1] :

$$I_0 \sin(\omega t) = \frac{U}{R} \Leftrightarrow U_R = I_0 R \sin(\omega t) \Leftrightarrow U_R = U_{R0} \sin(\omega t)$$

Gdzie  $U_{R0} = I_0 R$  jest amplitudą napięcia na oporniku w naszym obwodzie z rys.1. Należy tu zauważyć, że w obwodzie z rys.1 nie zauważamy żadnych przesunięć fazowych napięcia względem prądu oraz prądu

względem napięcia, porównajmy wzory [1] i przed chwilą otrzymany. Czynniki  $\sin(\omega t)$  nie ulega zmianie. Interpretacja wektorowa tego zjawiska oraz wykres fazowy przedstawiono na rys.1.

### 1.5. Dwójnik o indukcyjności $L$



Rys.2 Dwójnik szeregowy o indukcyjności  $L$  oraz wykresy fazowy i wektorowy prądów i napięć w obwodzie.

Rozpatrzmy teraz inny obwód pokazany na rys.2.

Niech w obwodzie płynie prąd sinusoidalnie zmienny zdefiniowany wzorem [1]. Na skutek zmienności w czasie prądu, w cewce indukuje się siła elektromotoryczna indukcji własnej, która zgodnie ze wzorem [3]

$$e_L = -L \frac{di}{dt} \quad [3]$$

Napięcie na zaciskach cewki jest równe sile elektromotorycznej indukowanej ze znakiem przeciwnym, czyli:

$$U_L = L \frac{di}{dt} \quad [4]$$

Wstawiając teraz do [4] nasze [1] otrzymamy:

$$U_L = L \frac{d}{dt} (I_0 \sin(\omega t)) = LI_0 \frac{d}{dt} (\sin(\omega t)) = \omega LI_0 \cos(\omega t) = \omega LI_0 \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

[5]

Z powyższego równania wynika, że  $U_L = \omega LI_0$ , związek ten ma podobną postać jak dla opornika, z tym tylko, że występuje zamiast  $R$  czynnik  $\omega L$ , który nazywa się reaktancją indukcyjną lub oporem biernym indukcyjnym [6]:

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \quad [6]$$

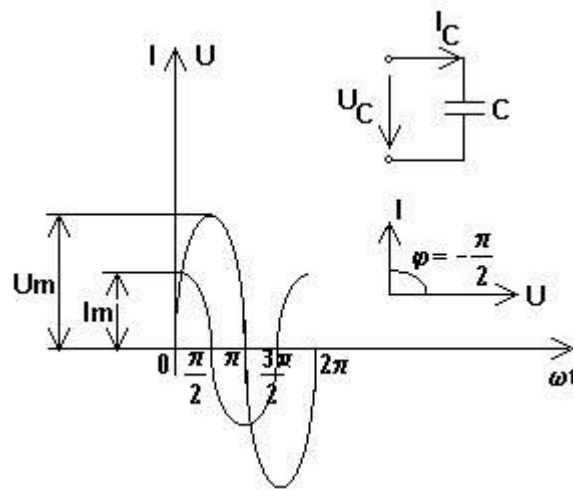
gdzie we wzorze [6]:  $f$  - częstotliwość prądu w obwodzie,  $L$  - indukcyjność cewki.

Zatem prawo Ohma dla obwodu zawierającego element indukcyjny L możemy zapisać wstawiając do [2] wartość [6]:

$$I = \frac{U}{X_L} [7]$$

Równanie [7] nazywamy prawem Ohma dla wartości skutecznej cewki idealnej. Z porównania zależności [5] i [1] wynika, że **napięcie wyprzedza prąd o kąt fazowy  $\varphi = \pi/2$** . Zależność tą przedstawiono na rys.2(wykres czasowy) oraz rys.2(wykres wektorowy) .

### 1.6. Dwójnik szeregowy o pojemności C



Rys.3 Dwójnik szeregowy o pojemności C oraz wykresy fazowy i wektorowy prądów i napięć w obwodzie.

Załóżmy teraz że mamy obwód taki jak na rys.3 zawierający pojemność C. W obwodzie płynie prąd zdefiniowany wzorem [1]. Należy zauważyć, że kondensator jest takim elementem obwodu w którym zmianie napięcia na nim o  $du$  towarzyszy zmiana ładunku o  $dq$ , opisuje to relacja:

$$dq = Cdu. [8]$$

Z kolei zmiana ładunku na okładzinie kondensatora wiąże się z przepływem prądu w przewodach łączących kondensator ze źródłem napięcia, i tak że:

$$I = dq/dt [9]$$

prąd określony tą zależnością[9] nazywa się prądem ładowania kondensatora. Uwzględniając teraz [8] oraz [1] w [9] otrzymamy:

$$\begin{aligned} I &= C \frac{dU_C}{dt} \Leftrightarrow U_C = \frac{1}{C} \int I dt \Leftrightarrow U_C = \frac{1}{C} \int I_1 \sin(\omega t) dt = \frac{I_1}{C} \int \sin(\omega t) dt = -\frac{I_1}{\omega C} \cos(\omega t) = \\ &= \frac{I_1}{\omega C} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) = U_{C0} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned}$$

[10]

Z równania [10] wynika, że amplituda napięcia na kondensatorze wynosi:

$$U_{c0} = \frac{I_0}{\omega C}$$

[11]

Wyrażenie [12] określa reaktancję pojemnościową:

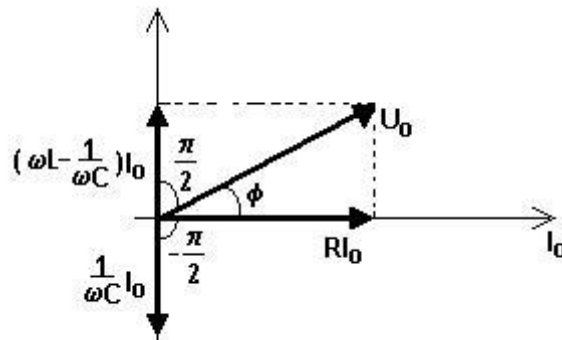
$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad [12]$$

Napięcie na kondensatorze jest, podobnie tak jak napięcie na cewce, przesunięte w fazie względem natężenia prądu co pokazuje rys.7, przy czym przesunięcie fazy wynosi teraz  $-\pi/2$ . Oznacza to, że napięcie  $U_c$  opóźnia się względem prądu o  $\pi/2$ .

### 1.7. Obwód RLC

Obliczamy teraz napięcie  $U=U_R+U_L+U_c$  na całym obwodzie, uwzględniając przesunięcia fazowe napięć na cewce i kondensatorze. Jeśli napięcia  $U_r$ ,  $U_l$  i  $U_c$  są harmonicznymi funkcjami czasu, to również napięcie  $U$  jest funkcją harmoniczną czasu i ma postać [13].

$$U = U_0 \sin(\omega t + \varphi) \quad [13]$$



Rys.4. Metoda diagramu wektorowego wyznaczania  $U_0$

Do wyznaczenia  $U_0$  i  $\varphi$  wykorzystamy tzw. Metodę diagramu wektorowego. Wielkości harmonicznnej zmiennej z częstością kołową  $\omega$  (w naszym przypadku takimi wielkościami są natężenie prądu  $I$  oraz napięcia  $U_r$ ,  $U_l$ ,  $U_c$ ,  $U$ ) przyporządkowujemy wektor wirujący ze stałą prędkością kołową  $\omega$ , którego długość jest równa amplitudzie tej wielkości. Koniec wektora porusza się po okręgu, a jego rzut na jedną ze średnic zmienia się tak, jak dana wielkość harmonicznnie zmienna. W razie występowania kilku wielkości harmonicznnie zmiennych z tą samą częstością kołową, każdą z nich można przedstawić za pomocą wektora wirującego z tą samą prędkością kątową, przy czym kąty między wektorami będą stałe w czasie i równe różnicy faz między wielkościami, którym one odpowiadają. W dalszym ciągu będziemy pomijać ruch obrotowy wektorów i przedstawiać ich położenie dla pewnych chwil czasu  $t$ . Rys 4 przedstawia diagram wektorowy natężenia prądu i napięć  $U_r$ ,  $U_c$ ,  $U_l$ ,  $U$ , przy czym chwilę czasu  $t$  wybrano tak, że wektor odpowiadający natężeniu prądu  $I$  leży wzdłuż poziomej półprostej. Również wektor napięcia na oporniku ma ten sam kierunek i zwrot. Wektor napięcia na cewce tworzy z poziomą półprostą kąt równy półpełny, a wektor napięcia na kondensatorze kąt minus półpełny. (wektory odpowiadające  $U_l$  i  $U_c$  mają jak widać ten sam kierunek lecz przeciwne zwroty). Wektor całkowitego napięcia na obwodzie  $U$  jest równy sumie wektorowej wektorów napięć  $U_l$ ,  $U_r$  i  $U_c$ . Amplituda

całkowitego napięcia  $U_0$  jest równa długości wektora wypadkowego (patrz rys.4) i zgodnie z twierdzeniem Pitagorasa

$$U_0 = I_0 \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

Jak widać amplituda napięcia  $U_0$  jest proporcjonalna do amplitudy prądu  $I_0$  jest to prawo Ohma dla prądu zmiennego. Współczynnikiem proporcjonalności jest wielkość

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

która nazywa się **zawadą (impedancją)**. Z diagramu wektorowego znajdujemy również kąt przesunięcia fazowego między natężeniem prądu a napięciem.

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{I_0 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R I_0} = \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R}$$

Kąt przesunięcia fazowego może być zarówno dodatni, ujemny, jak i równy zero. Ten ostatni przypadek zachodzi wtedy gdy częstość płynącego prądu spełnia warunek

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$$

czyli

$$\omega = \omega_{\text{RZ}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Częstość tą nazywamy **częstością rezonansową**. Dla tej częstości zawada przyjmuje wartość minimalną  $Z=R$ .

Jeżeli amplituda napięcia  $U_0$  jest stała, a zmienia się częstość  $\omega$  to następuje gwałtowny wzrost prądu, gdy częstość dąży do częstości rezonansowej.

Gdy obwód zawiera jedynie opornik i cewkę indukcyjną wówczas wzory na zawadę i kąt przesunięcia fazowego mają postać:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{\omega L}{R}$$

### 1.7.1 Obwód RL

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{-1}{\omega C R}$$

W praktyce nie mierzy się amplitud prądów i napięć  $I_0$  i  $U_0$  lecz wartości skuteczne:

$$I_{sK} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$$

$$U_{sK} = \frac{U_0}{\sqrt{2}}$$

Prawo Ohma dla prądu zmiennego możemy zapisać jako:

$$U_{sK} = I_{sK}Z$$

### 1.8. Rezonans napięć

Zjawisko rezonansu napięć występuje w gałęzi szeregowej RLC i polega na tym, że przy określonej częstotliwości sygnałów w obwodzie  $f_0$ , zwanej częstotliwością rezonansową, napięcie  $U_L(t)$  na cewce oraz  $U_C(t)$  na kondensatorze są równe co do modułu, a przeciwne co do znaku, wobec czego ich suma jest równa zero. Jeśli szeregowy obwód RLC (rys. 1) zasilany jest ze źródła napięciowego sinusoidalnego

$$u(t) = |U_m| \sin(\omega t + \varphi)$$

(1)

to prąd płynący w obwodzie ma charakter sinusoidalny

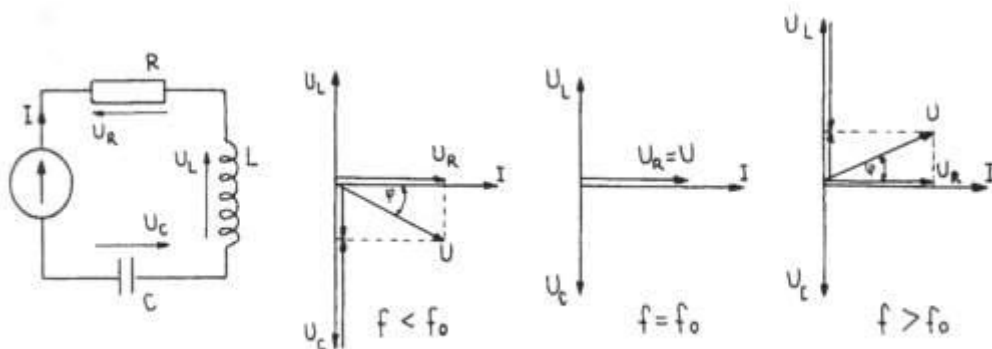
$$i(t) = |I_m| \sin \omega t$$

(2)

Prąd zespolony wyraża się stosunkiem napięcia zespolonego do impedancji obwodu

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

(3)



Rys.1. Szeregowy obwód RLC i wykresy wskazowe dla tego obwodu

W zależności od częstotliwości źródła przeważa w obwodzie reaktancja indukcyjna  $X_L = \omega L$  lub

reaktancja pojemnościowa  $X_C = \frac{1}{\omega C}$  lub obie te reaktancje są sobie równe  $X_L = X_C$  (rys. 2). Właśnie ten

przypadek  $X_L = X_C$

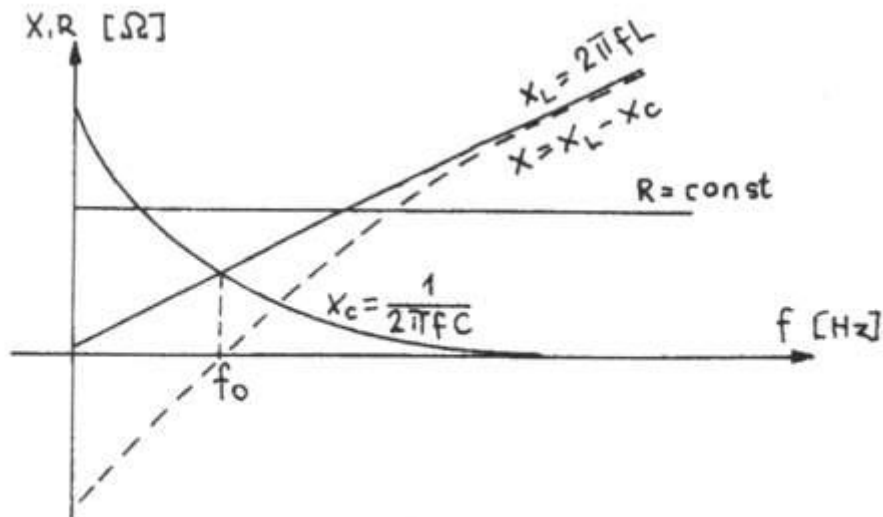
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(4)

natomiast

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

(5)



Rys.2. Charakterystyka częstotliwościowa rezystancji i reaktancji gałęzi szeregowej RLC

Impedancja obwodu rezonansowego wynosi:

$$Z = R + j(X_L - X_C) = R$$

(6)

czyli w stanie rezonansu dwójnik szeregowy składający się z elementów RLC ma charakter rezystancyjny

(współczynnik mocy  $\cos \mu = \frac{R}{|Z|} = 1$ ). Wartość skuteczna prądu płynącego w obwodzie zależy jedynie od

rezystancji i osiąga maksimum  $|I(\omega_0)| = |I_0| = |I|_{\max} = \frac{|U|}{R}$ . Napięcie na cewce wynosi:

$$U_L = jX_L I = j2\pi f_0 L I$$

(7)

a na kondensatorze

$$U_C = -jX_C I = \frac{-j}{2\pi f_0 C} I$$



(8)

Z równości reaktancji indukcyjnej i pojemnościowej wynika dla obwodu szeregowego RLC równość modułów napięć na cewce i kondensatorze

Wartości chwilowe napięć na kondensatorze i na cewce są przesunięte w fazie o kąt  $180^\circ$ . W stanie rezonansu całkowicie się kompensują, czyli napięcie zasilające  $U = RI$  (patrz rys. 1).

Wartości chwilowe energii  $w_C(t)$  nagromadzonej w polu elektrycznym kondensatora oraz  $w_L(t)$  nagromadzonej w polu magnetycznym cewki dla częstotliwości (pulsacji) rezonansowej wynoszą:

$$w_L(t) = \frac{1}{2} L i^2(t) = \frac{1}{2} L |I_m|^2 \sin^2 \omega_0 t$$

(9)

$$w_C = \frac{1}{2} C u_C^2(t) = \frac{1}{2} C |U_{cm}|^2 \cos^2 \omega_0 t$$

(10)

Energia nagromadzona w układzie jest wielkością stałą i wynosi:

$$w_{LC}(t) = w_L(t) + w_C(t) = \frac{1}{2} L |I_m|^2 = \frac{1}{2} C |U_{cm}|^2$$

(11)

W stanie rezonansu występuje odwracalny proces zamiany co ćwierć okresu energii pola magnetycznego cewki w energię pola elektrycznego kondensatora i odwrotnie. Stąd częstotliwość drgań energii w każdym z elementów jest dwa razy większa od częstotliwości  $f_0$  napięcia źródłowego. W ciągu jednego

okresu  $T_0 = \frac{1}{f_0}$  opornik pobiera ze źródła energię  $w_R = P T_0 = R |I|^2 T_0$ . W procesie nie bierze udziału ani cewka ani kondensator.

W obwodach rezonansowych wykorzystuje się pojęcie dobroci. Dobroć cewki  $Q_L = \frac{2 \pi f_0 L}{R}$  w stanie

rezonansu jest równa dobroci kondensatora  $Q_C = \frac{1}{R 2 \pi f_0 C}$ . Dobroć całego układu wynosi

$$Q = \frac{|U_L|}{|U|} = \frac{|U_C|}{|U|}$$

. Zależność prądu zespolonego od częstotliwości przedstawia się następująco:

$$|I|(\omega) = \frac{|U|}{|Z|} = \frac{|U|}{\sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}}$$

(12)

a dla częstotliwości rezonansowej

$$|I|(\omega_0) = |I_0| = \frac{|U|}{|Z|} = \frac{|U|}{\sqrt{R^2 + \left(aL - \frac{1}{aC}\right)^2}} = \frac{|U|}{|R|}$$

(13)

Stosunek tych dwóch prądów wynosi

$$\begin{aligned} \frac{|I|}{|I_0|} &= \frac{R}{|Z|} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(aL - \frac{1}{aC}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{aL}{R} - \frac{1}{aCR}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{aL\omega_0}{R\omega_0} - \frac{\omega_0}{CR\omega_0}\right)^2}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_L \frac{\omega}{\omega_0} - Q_C \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)^2}} Q^2 \end{aligned}$$

(14)

gdzie:

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \text{pulsacja względna}$$

$$Q = Q_L = Q_C$$

Szerokość pasma określa przedział pulsacji (częstotliwości), w którym wartość zespolonego prądu

względnego  $\frac{|I|}{|I_0|}$  nie zmniejsza się poniżej wartości  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ .

Stąd

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{1}{Q}$$

(15)

gdzie:

$\omega_1, \omega_2$  - pulsacje, dla których

$$\frac{|I|}{|I_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

(16)

Zależność zespolonego napięcia względnego na cewce od częstotliwości

$$\frac{|U_L|}{|U|} = \frac{aL}{\sqrt{R^2 + \left(aL - \frac{1}{aC}\right)^2}} = \frac{\frac{aL\omega_0}{R\omega_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{aL\omega_0}{R\omega_0} - \frac{\omega_0}{CR\omega_0}\right)^2}} = \frac{Q}{\sqrt{1 + \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)^2 Q^2}}$$

(17)

i analogicznie

$$\frac{|U_C|}{|U|} = \frac{Q}{\eta \sqrt{1 + \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)^2 Q^2}}$$

(18)

$$\frac{|U_{LC}|}{|U|} = \frac{Q}{\sqrt{1 + \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)^2 Q^2}} \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)$$

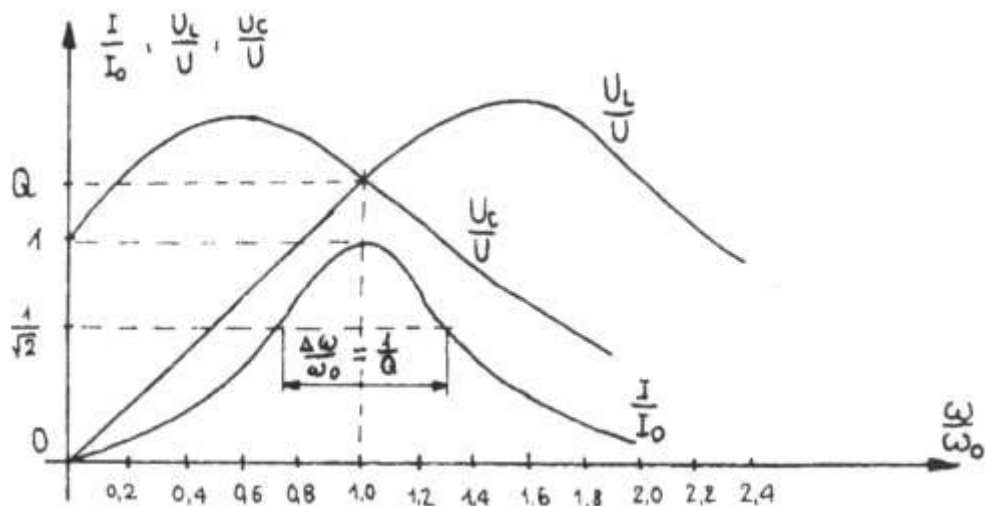
(19)

$$\text{Dla } \eta = 1 \quad \frac{|U_L|}{|U|} = Q \quad \frac{|U_C|}{|U|} = Q,$$

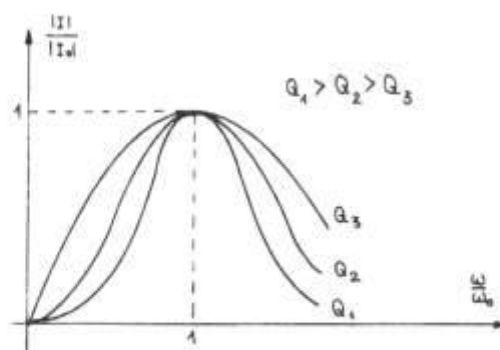
co jest zgodne z definicją dobroci.

Z charakterystyk częstotliwościowych zespolonego prądu względnego  $\frac{|I|}{|I_0|}$  można odczytać, że gdy

zwiększa się dobroć, pasmo przepuszczania maleje, charakterystyka  $\frac{|I|}{|I_0|}$  jest coraz bardziej stroma (rys. 4), czyli selektywność jest większa.



Rys.3. Graficzne wyznaczanie dobroci obwodu



Rys.4. Charakterystyki częstotliwościowe prądu w obwodzie szeregowym RLC przy  $U = \text{const}$ ,  $C = \text{const}$ ,  $L = \text{const}$ ,  $Q = \text{var}$

Od wartości dobroci w sposób wprost proporcjonalny zależą wartości napięć występujących na cewce i kondensatorze. Napięcia te przy dużej dobroci obwodu są większe od napięcia zasilania

$$|U_C|_{\max} = |U_L|_{\max} = \frac{Q|U|}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}}$$

(20)

Są to tzw. przebiecia.

W obwodach bardziej złożonych niż gałąź szeregową RLC warunkiem rezonansu napięć jest znikanie reaktancji gałęzi

$$Z_{\text{gałęzi}} = R_{\text{gałęzi}} + jX_{\text{gałęzi}} = R$$

(21)

Z warunku  $X_{\text{gałęzi}}=0$  można wyznaczyć częstotliwość rezonansową. Z analizy wykresu wektorowego wykonanego dla obwodu wynika które napięcia się kompensują (są w rezonansie).

Występujące w układach elektroenergetycznych nieprzewidziane zjawisko rezonansu napięć stanowi poważne niebezpieczeństwo przebiecia izolacji układów. Szeregowe obwody rezonansowe wykorzystane

są natomiast jako filtry selektywne, wydzielające wśród sygnałów elektrycznych o różnych częstotliwościach sygnały o częstotliwościach pożądanym.

### 1.9. Rezonans prądów

Zjawisko rezonansu prądów występuje w gałęzi równoległej GCL i polega na tym, że przy określonej częstotliwości  $f_o$ , zwanej częstotliwością rezonansową, prąd  $i_C(t)$  płynący przez kondensator oraz  $i_L(t)$  płynący przez cewkę mają równe amplitudy, lecz przeciwne fazy, wobec czego ich suma jest równa zero.

Jeśli równoległy obwód GLC zasilany jest ze źródła prądu sinusoidalnego  $i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ , to odpowiedzią jest napięcie sinusoidalne  $u(t) = U_m \sin \omega t$ , któremu odpowiada wartość zespolona

$$U = \frac{I}{G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}$$

(22)

W zależności od częstotliwości źródła przeważa w obwodzie susceptancja indukcyjna  $B_L = \frac{1}{\omega L}$  lub susceptancja pojemnościowa  $B_C = \omega C$  albo, jak w rezonansie, obie te susceptancje są sobie równe  $B_L = B_C$  (rys. 6). Dla częstotliwości

$$f = f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(24)

admitancja obwodu wynosi

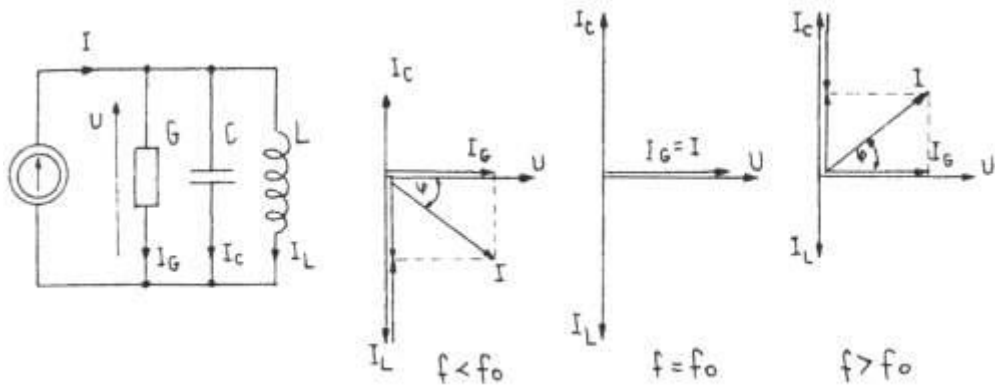
$$\underline{Y} = G + jB = G + j(B_L - B_C) = G$$

(25)

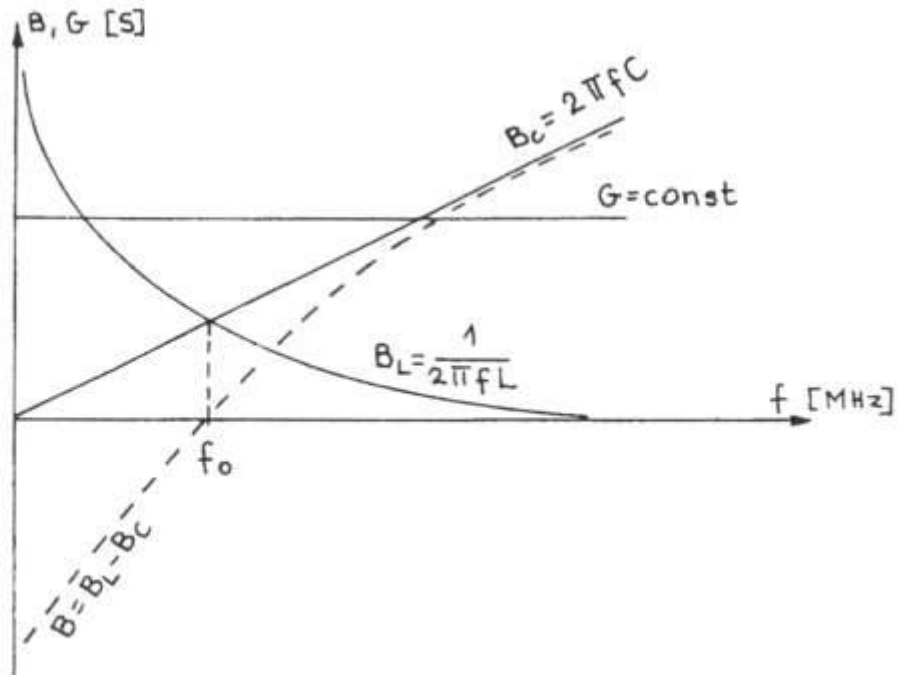
czyli obwód ma charakter rezystancyjny (współczynnik mocy  $\cos \varphi = 1$ ), a więc prąd  $I$  jest w fazie z napięciem  $U$ . Napięcie to osiąga wartość największą

$$|U|(f_o) = |U_{\max}| = |U_o| = \frac{|I|}{G}$$

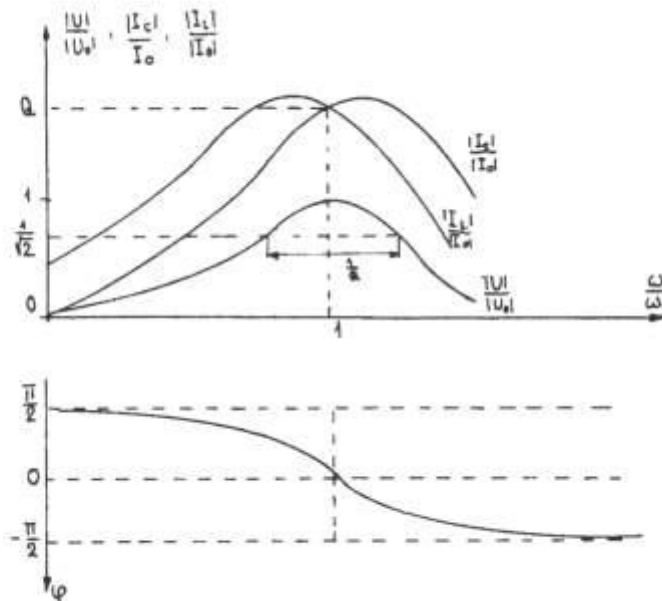
w porównaniu z wartościami skutecznymi napięć przy częstotliwościach poza rezonansowych.



Rys.5. Równoległy obwód GCL i wykresy wskazowe dla tego obwodu



Rys.6. Charakterystyki częstotliwościowe konduktancji i susceptancji gałęzi równoległej GCL



Rys.7. Charakterystyki częstotliwościowe prądów, napięcia i kąta przesunięcia fazowego dla układu równoległego GCL

Wartości chwilowe energii  $w_C(t)$  nagromadzonej w polu elektrycznym kondensatora oraz  $w_L(t)$  nagromadzonej w polu magnetycznym cewki dla częstotliwości rezonansowej wynoszą:

$$w_C(t) = \frac{1}{2} C u^2(t) = \frac{1}{2} C |U_m|^2 \sin^2 \omega_0 t$$

$$w_L(t) = \frac{1}{2} L i^2(t) = \frac{1}{2} L |I_m|^2 \cos^2 \omega_0 t$$

Suma tych energii stanowiąca energię nagromadzoną w układzie jest w każdej chwili wartością stałą i wynosi

$$w_{LC}(t) = w_C(t) + w_L(t) = \frac{1}{2} C |U_m|^2 = \frac{1}{2} L |I_m|^2$$

Następuje tu proces odwracalny zamiany co ćwierć okresu energii zgromadzonej w polu elektrycznym kondensatora w energię pola magnetycznego cewki i odwrotnie, przy czym w tym procesie wymiany energii ani źródło, ani rezystancja nie biorą udziału. Źródło natomiast wydaje energię z mocą czynną

$P = GU^2$ , którą pobiera opornik w ciągu okresu  $\frac{|U_c|}{|U|} = Q$ . Opornik pobiera energię

$$W_G = PT = GU^2T$$

Dobroć układu równoległego GCL w stanie rezonansu prądów wynosi

$$Q = 2\pi f \frac{w_{LC}}{P} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Ponieważ równoległy obwód rezonansowy GCL jest dualny z szeregowym obwodem RLC, to charakterystyki częstotliwościowe są dualne do poprzednich i przyjmują kształt jak na rys. 7. Dobroć układu równoległego można więc wyznaczyć graficznie w sposób analogiczny jak w przypadku obwodu szeregowego (patrz punkt 1.1). W układach złożonych częstotliwości, przy której występuje rezonans prądów, wylicza się z warunków znikania urojonej części admitancji gałęzi  $B_{gałęzi}=0$ .

$$Y_{gałęzi} = G_{gałęzi} + jB_{gałęzi} = G_{gałęzi}$$

Rezonans prądów podobnie jak rezonans napięć może przedstawiać pewne niebezpieczeństwo dla obwodu, gdyż wartości prądów  $I_C$  i  $I_L$  mogą być znaczne. Zjawisko rezonansu prądów wykorzystuje się w elektroenergetyce do pełnej kompensacji mocy biernej odbiornika. W radiotechnice obwody rezonansowe LC wykorzystuje się jako filtry dla prądów o określonej częstotliwości oraz jako część składową wzmacniaczy rezonansowych.

### 1.10. Elementy algebry czwórników

W analizie szeregu zagadnień nie jest potrzebna dokładna znajomość rozplywu prądów i rozkładu napięć w obwodzie, wystarczy natomiast informacja o tym, co dzieje się na dwóch wybranych parach zacisków. Dla wyznaczenia własności takiego dwuwrotnika, zwanego czwórnikiem należy określić związki między czterema wielkościami: prądem wejściowym, prądem wyjściowym, napięciem

wejściowym i napięciem wyjściowym. Związki między tymi czterema wielkościami wyrażają się dla czwórnika liniowego układem dwóch równań pierwszego stopnia.

### 1.10.1 Klasyfikacja czwórników.

Czwórniki mogą być klasyfikowane według różnorodnych cech.

- Czwórniki liniowe i nieliniowe.

Jeśli chociaż jeden z elementów czwórnika jest nieliniowy, to nie jest spełniona zasada superpozycji i czwórnik jest nieliniowy.

- Czwórniki aktywne i pasywne.

Czwórnik nazywamy aktywnym, jeśli wewnątrz znajdują się nieskompensowane źródła energii.

- Czwórniki odwracalne.

Czwórnik nazywamy odwracalnym, jeśli spełnia on zasadę wzajemności, np. czwórnik liniowy pasywny.

- Czwórniki równoważne.

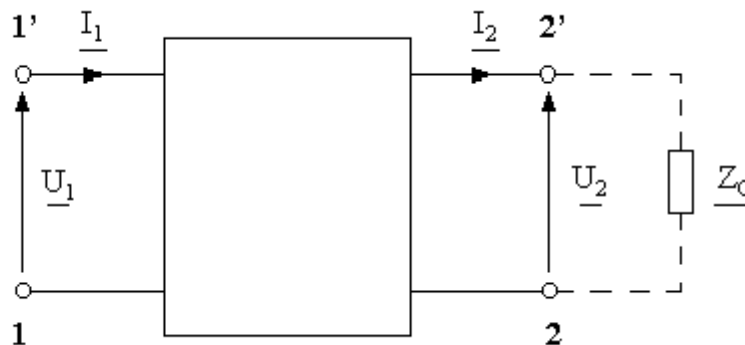
Przez równoważność dwóch czwórników mających różną strukturę wewnętrzną rozumie się możliwość ich wzajemnej zamiany w obwodzie bez zmiany prądów i napięć w pozostałej części obwodu.

- Czwórniki symetryczne.

Czwórnik nazywamy symetrycznym, gdy wzajemna zamiana miejscami jego zacisków wejściowych i wyjściowych nie zmienia prądów i napięć w pozostałej części obwodu, do którego włączony jest czwórnik.

- Czwórniki stacjonarne i parametryczne.

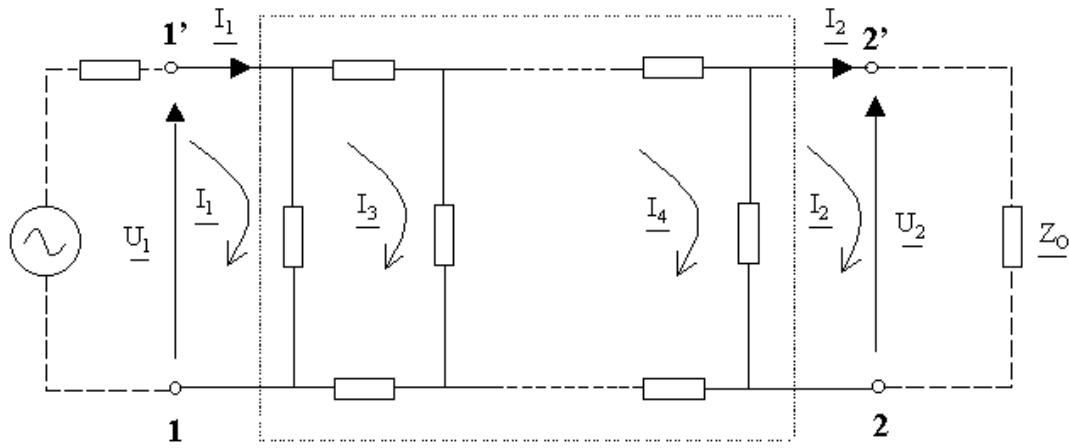
Czwórnik nazywamy parametrycznym, jeśli jeden z jego elementów zmienia się w czasie, np.  $C(t) = C_0 + C_1 \cos(\omega t)$ .



### 1.10.2 Równanie admitancyjne i impedancyjne czwórnika

Na rysunku przedstawiony jest obwód liniowy z wydzielonymi gałęziami 1' 1 i 2' 2. Przyjęto taką numerację oczek niezależnych, że prąd płynący w pierwszym jest prądem wejściowym, a prąd płynący w drugim prądem wyjściowym. Nie występują zmiany komutacyjne (załączenia, przełączenia, odłączenia i zwarcia) oraz elementy pasywne czwórnika są stałe w czasie (stacjonarność).





Układ równań oczkowych Maxwella ma następującą postać:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ -U_2 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Metodą wyznaczników można obliczyć prądy  $I_1$ ,  $I_2$

$$I_1 = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} U_1 - \frac{\Delta_{21}}{\Delta} U_2$$

$$I_2 = \frac{\Delta_{12}}{\Delta} U_1 - \frac{\Delta_{22}}{\Delta} U_2$$

Należy zauważyć, że w symetrii wyznacznika głównego  $\Delta$  względem głównej przekątnej wynika równość  $\Delta_{21} = \Delta_{12}$  (zasada wzajemności). Powyższe równania nazywa się równaniem admitancyjnym czwornika i jest zapisywane w następującej postaci:  $I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2$ ;  $-I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

Rozwiązując te równania względem napięć  $U_1$  i  $U_2$  otrzymuje się równania impedancyjne czwornika, które wyglądają następująco:  $U_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12}I_2$ ;  $U_2 = Z_{21}I_1 - Z_{22}I_2$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1}$	dla $I_2 = 0$	Impedancja mierzona między zaciskami wejściowymi przy rozwartych zaciskach 2', 2.
$Z_{22} = \frac{U_2}{-I_2}$	dla $I_1 = 0$	Impedancja mierzona między zaciskami wejściowymi przy rozwartych zaciskach 1', 1.
$Z_{12} = \frac{U_1}{-I_2}$	dla $I_1 = 0$	Transmitancja napięciowo-prądowa przy rozwartych zaciskach 1', 1.
$Z_{21} = \frac{U_2}{I_1}$	dla $I_2 = 0$	Transmitancja napięciowo-prądowa przy rozwartych zaciskach 2', 2.

### 1.10.3 Równania łańcuchowe czwórnika. Parametry abcd.

Przekształcając równania:

$$I_1 = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} U_1 - \frac{\Delta_{21}}{\Delta} U_2$$

$$I_2 = \frac{\Delta_{12}}{\Delta} U_1 - \frac{\Delta_{22}}{\Delta} U_2$$

otrzymujemy następującą zależność wielkości wejściowych od wielkości wyjściowych:

$$U_1 = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{12}} U_2 + \frac{\Delta}{\Delta_{12}} I_2$$

$$I_1 = \frac{\Delta_{22}\Delta_{11} - \Delta_{21}\Delta_{12}}{\Delta_{12}\Delta} U_2 + \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{12}} I_2$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

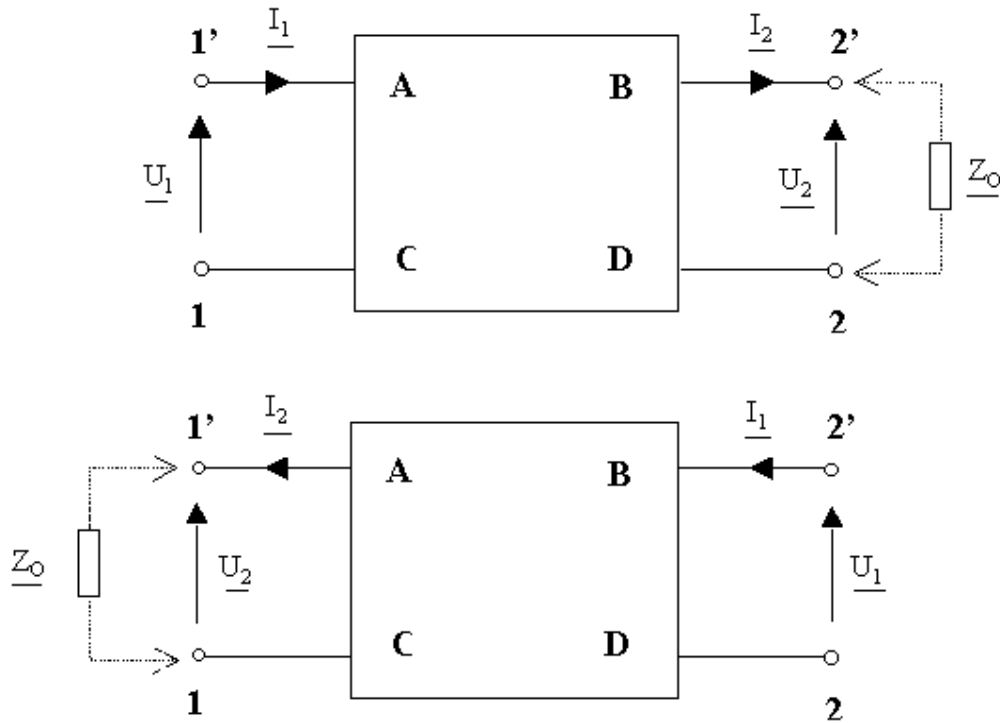
Uwzględniając równość  $\square_{21} = \square_{12}$  otrzymujemy następujący związek dla parametrów łańcuchowych ABCD:

$$AD - BC = 1$$

Wynika stąd ważna własność czwórnika liniowego pasywnego: spośród czterech parametrów tylko trzy są niezależne. Dodatkowo spełnienie zależności  $AD - BC = 1$  jest warunkiem odwracalności czwórnika. W przypadku czwórnika symetrycznego zachodzi dodatkowo:  $A = D$ .

### 1.10.4 Zasilanie czwórnika od strony zacisków wyjściowych.

Rozpatrzmy dwa układy podane na rysunkach:



Dla układu zasilanego od strony zacisków 1', 1 otrzymuje się następujące równania łańcuchowe (**AD - BC = 1**):

$$U_1 = AU_2 + BI_1$$

$$I_1 = CU_2 + DI_1$$

Przenosząc zasilanie do zacisków 2', 2 i podłączając obciążenie do zacisków 1', 1 otrzymuje się po zmianie oznaczeń:

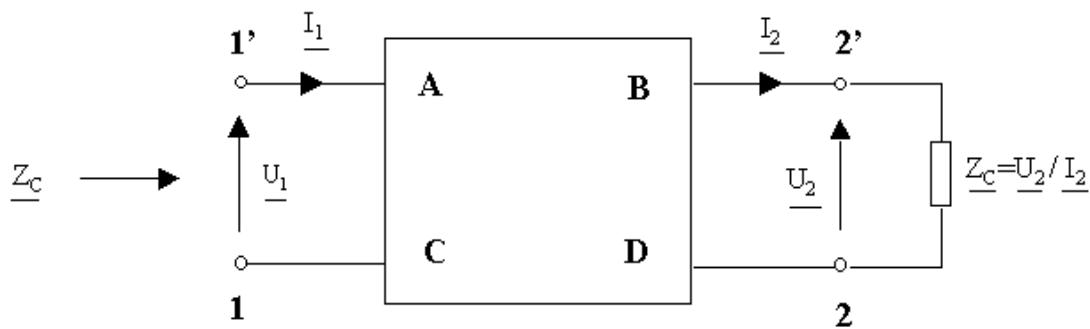
$$U_2 = AU_1 - BI_1 \quad U_1 = DU_2 + BI_2$$

$$-I_2 = CU_2 - DI_1 \quad I_1 = CU_2 + AI_2$$

Oznacza to zmianę w równaniach stałych A i D miejscami. W czwórnikach symetrycznych  $A = D$  i równania nie ulegną zmianie. Przy powyższych przekształceniach wykorzystany został warunek odwracalności czwórnika tzn. **AD - BC = 1**.

### 1.10.5 Impedancja falowa i stała przenoszenia czwórnika symetrycznego.

Jeśli impedancja odbiornika załączonego do zacisków wyjściowych czwórnika symetrycznego ma tę własność, że równa impedancji wyjściowej czwórnika, to impedancję taką nazywamy **impedancja falowa**.



$$\begin{cases} U_1 = AU_2 + BI_2 \\ I_1 = CU_2 + AI_2 \end{cases}$$

$$Z_c = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{AU_2 + BI_2}{CU_2 + AI_2} = \frac{AZ_c + B}{CZ_c + A}$$

Impedancja falowa (charakterystyczna) określona jest wzorem:

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} = Z_c \cdot e^{j\varphi}$$

Przy obciążeniu czwórnika symetrycznego impedancją falową stosunek napięć na wejściu i wyjściu jest równy stosunkowi prądów na wejściu i wyjściu.

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = A + \sqrt{BC} = e^\gamma$$

Stałą przenoszenia określa się równaniem:

$$e^\gamma = A + \sqrt{BC}; \gamma = \alpha + j\beta$$

$\alpha$  - współczynnik tłumienia amplitud przebiegów sinusoidalnych napięć lub prądów przy przejściu ich przez czwórnik.

$\beta$  - zmiana kąta przesunięcia fazowego tych przebiegów.

W stanie dopasowania falowego moce czynne doprowadzane do wejścia czwórnika i pobrane z wyjścia są równe.

$$P_1 = |U_1| \cdot |I_1| \cdot \cos \varphi; P_2 = |U_2| \cdot |I_2| \cdot \cos \varphi; Z_c = Z_c e^{j\varphi}$$

Stosunek mocy wynosi:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{|U_1| \cdot |I_1|}{|U_2| \cdot |I_2|} = e^\alpha \cdot e^\alpha = e^{2\alpha}$$

Jeśli w czwórniku występują straty energii, współczynnik tłumienia jest dodatni. W przypadku czwórników reaktancyjnych bez strat współczynnik tłumienia może przyjmować wartości dodatnie i ujemne. W zależności od impedancji wejściowej

$$Z_{we} = \frac{AZ_2 + B}{CZ_2 + A}; U_2 = Z_2 \cdot I_2$$

W stanie zwarcia  $Z_2 = 0$  i biegu jałowego  $Z_2 = \infty$

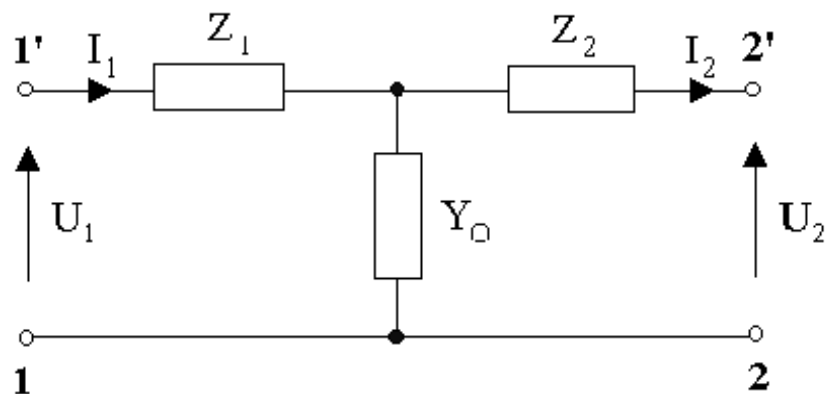
$$Z_0 = A/C; Z_Z = B/A$$

Otrzymuje się następujące zależności:

$$Z_0 = \sqrt{B/C} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_Z}$$

$$\begin{cases} e^{\gamma} = A + \sqrt{BC} \\ e^{-\gamma} = A - \sqrt{BC} \end{cases} \rightarrow \operatorname{ch} \gamma = A = \sqrt{Z_0 / (Z_0 - Z_Z)}$$

### 1.10.6 Czwórnik typu T i $\Pi$ .



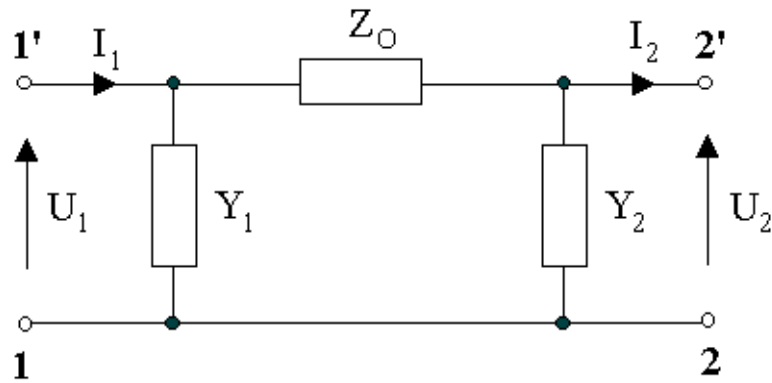
Dla podanego na rysunku czwórnika typu T otrzymuje się:

$$I_1 = I_2 + Y_0(ZI_2 + U_2) \quad ; \quad U_1 = Z_1 I_1 + Z_2 I_2 + U_2$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_1 Y_0 & Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 Y_0 \\ Y_0 & 1 + Z_2 Y_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Dla czwórnika symetrycznego  $Z_1 = Z_2 \rightarrow A = D = 1 + ZY_0$ . Dodatkowo wyznacznik macierzy łańcuchowej jest równy jedności.

$$AD - BC = (1 + Z_1 Y_0)(1 + Z_2 Y_0) - Y_0(Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 Y_0) = 1$$



Dla podanego na rysunku czwornika typu  $\Pi$  obliczenia przeprowadza się mnożąc macierze połączonych łańcuchowo czworników elementarnych.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Y_2 Z_0 & Z_0 \\ Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2 Z_0 & 1 + Y_1 Z_0 \end{bmatrix}$$

### 1.10.7 Łańcuch czworników symetrycznych.

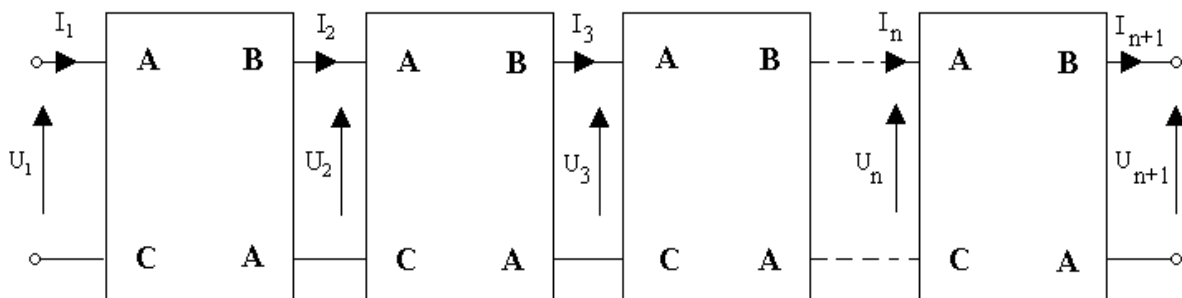
Dla czwornika symetrycznego można parametry łańcuchowe uzależnić od funkcji hiperbolicznych współczynnika przenoszenia i od impedancji falowej.

$$\begin{aligned} e^{\gamma} &= A + \sqrt{BC} & \rightarrow & \quad \quad \quad ch \gamma = A \\ e^{-\gamma} &= \frac{1}{A + \sqrt{BC}} = A - \sqrt{BC} & \rightarrow & \quad \quad \quad sh \gamma = \sqrt{BC} \quad ; \quad Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} \end{aligned}$$

Przekształcając powyższe równania otrzymujemy:

$$A = ch \gamma \quad ; \quad B = Z_c \cdot sh \gamma \quad ; \quad C = Z_c^{-1} \cdot sh \gamma$$

Łańcuchem czworników nazywamy szeregowy układ czworników, w którym zaciski wyjściowe pierwszego czwornika są połączone z zaciskami wejściowymi drugiego itd. Rozważmy łańcuch złożony z  $n$  jednakowych czworników symetrycznych o parametrach łańcuchowych  $A, B, C$ , impedancji falowej  $Z_c$  i stałej przenoszenia  $\gamma$ .



Można wykazać, że parametry łańcuchowe całego połączenia określone są zależnością:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch \gamma & Z_C \cdot sh \gamma \\ Z_C^{-1} \cdot sh \gamma & ch \gamma \end{bmatrix}^n \cdot \begin{bmatrix} U_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch n \gamma & Z_C \cdot sc \gamma \\ Z_C^{-1} \cdot sh n \gamma & ch n \gamma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}$$

Jeśli na wyjściu ostatniego czwórnika załączymy impedancję falową, to zachodzi:

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{I_1} &= \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_3}{I_3} = \dots = \frac{U_n}{I_n} = \frac{U_{n+1}}{I_{n+1}} = Z_C \\ \frac{U_1}{U_2} &= \frac{U_2}{U_3} = \frac{U_3}{U_4} = \dots = \frac{U_n}{U_{n+1}} = e^{\gamma} \rightarrow \frac{U_1}{U_{n+1}} = e^{n\gamma} \\ \frac{I_1}{I_2} &= \frac{I_2}{I_3} = \frac{I_3}{I_4} = \dots = \frac{I_n}{I_{n+1}} = e^{-\gamma} \rightarrow \frac{I_1}{I_{n+1}} = e^{-n\gamma} \end{aligned}$$

Oznacza to, że wypadkowy czwórnik określony jest przez impedancję falową  $Z_C$  i stałą przenoszenia równą  $n\gamma$  zgodnie z równaniem zapisanym macierzowo powyżej.

## 2. Transmisja sygnału w linii

### 2.1. Definicja i własności logarytmu

Logarytm o podstawie  $a$  z liczby logarytmowanej  $b$  definiujemy następująco:

$$\log_a b = c \Leftrightarrow a^c = b, \text{ dla } a \in R_+ \setminus \{1\} \wedge b \in R_+$$

Logarytm dziesiętny, to logarytm o podstawie 10

$$\log b = c \Leftrightarrow 10^c = b, \text{ dla } b \in R_+$$

Logarytm naturalny, to logarytm o podstawie  $e$

$$\ln b = c \Leftrightarrow e^c = b, \text{ dla } b \in R_+$$

Prawa działań na logarytmach

$$\log_a (b_1 \cdot b_2) = \log_a b_1 + \log_a b_2, \text{ gdy } b_1, b_2 \in R_+ \wedge a \in R_+ \setminus \{1\}$$

$$\log_a \left( \frac{b_1}{b_2} \right) = \log_a b_1 - \log_a b_2, \text{ gdy } b_1, b_2 \in R_+ \wedge a \in R_+ \setminus \{1\}$$

$$\log_a b^m = m \cdot \log_a b, \text{ gdy } b \in R_+ \wedge a \in R_+ \setminus \{1\} \wedge m \in R$$

$$\log_a b = \frac{\log_c b}{\log_c a}, \text{ gdy } b \in R_+ \wedge a, c \in R_+ \setminus \{1\}$$

## 2.2.Moc i wzmocnienie napięciowe wyrażone w decybelach

### 2.2.1 Decybel

Wartości wyrażane w decybelach odnoszą się do stosunku dwóch wielkości proporcjonalnych do mocy. Jednostką podstawową jest bel [B] jednak jednostka okazała się zbyt duża i przyjęło się używać jednostki pochodnej - 10 razy mniejszej (przedrostek decy).

$$P_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P}{P_0} \right) ,$$

gdzie:

- $P_{dB}$  - zależność mocy w decybelach
- $\log_{10}$  - logarytm dziesiętny
- $P$  - moc
- $P_0$  - moc odniesienia

**Uwaga!** W przypadku wielkości typu wzmocnienie napięciowe wykorzystuje się następującą definicję decybelu:

$$K_u[dB] = 20 \log_{10} \frac{U_2}{U_1}$$

Taka definicja wykorzystywana jest przy analizie charakterystyk amplitudowych filtrów elektronicznych oraz obiektów automatyki, w których np. o sytuacji, gdy 10-krotny wzrost częstotliwości powoduje 10-krotny wzrost wzmocnienia mówi się o wzroście *20db na dekadę*.

### 2.2.2 Zastosowanie decybeli

Dla stosunku napięć lub prądów będzie to  $20 \log (U_1/U_2)$ .

Decybeli używamy w sytuacji gdy chcemy pokazać zależność między dwoma wartościami, które są (w skali liniowej)

- bardzo daleko od siebie
- lub bardzo blisko.

Dla pierwszego przypadku założmy, że chcemy pokazać na wspólnym wykresie zależności między:

$$P_0 = 1, P_1 = 10, P_2 = 100, P_3 = 1000, P_4 = 10000.$$

Jeżeli nanieśliśmy te wartości na skalę liniową  $P_{1,2,3}$  byłyby zupełnie niewidoczne, przesłonięte największą wartością  $P_4$ . Jeżeli teraz zmienimy dane na decybele otrzymamy:

$$p_1 = 10 \log (P_1/P_0) = 10 \text{ dB}, p_2 = 10 \log (P_2/P_0) = 20 \text{ dB}, p_3 = 10 \log (P_3/P_0) = 30 \text{ dB}, p_4 = 40 \text{ dB}.$$

Teraz na jednym wykresie możemy umieścić już wszystkie wartości i mniejsze nie będą w cieniu większych.

W drugim przypadku założmy, że  $P_0 = 1, P_1 = 0.001, P_2 = 0.00001$ . Po przeliczeniu na decybele otrzymamy:  $p_1 = -30 \text{ dB}, p_2 = -50 \text{ dB}$ .



## 2.2.3 Jednostka dBm

**dBm** to jednostka miary mocy odniesiona do 1 mW.

Moc wyrażona w dBm mówi o ile decybeli moc ta jest większa (lub mniejsza) od mocy 1 mW. Poziomowi 1 mW odpowiada 0 dBm, 10 mW -> 10 dBm, 0.1 mW -> -10 dBm.

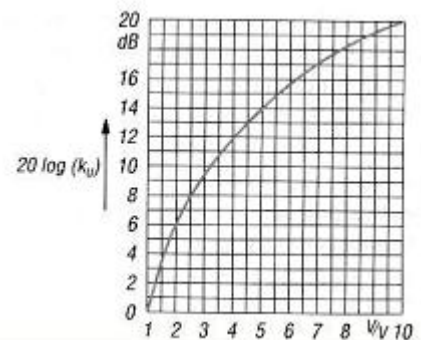
Przykładowo 100mW przeliczona na dBm wynosi:

$$10 * \log_{10}(100\text{mW}/1\text{mW}) = 10 * \log_{10}(100) = 10 * 2 = 20 \text{ dBm}$$

## 2.2.4 Decybele –ćwiczenia

Odpowiedniki wzmocnienia w mierze liniowej, logarytmicznej i decybelowej

$k_v$	$\lg(k_v)$	$20 \lg(k_v)$
0,00001 = $10^{-5}$	-5	-100
0,0001 = $10^{-4}$	-4	-80
0,001 = $10^{-3}$	-3	-60
0,01 = $10^{-2}$	-2	-40
0,1 = $10^{-1}$	-1	-20
1 = $10^0$	0	0
10 = $10^1$	1	20
100 = $10^2$	2	40
1000 = $10^3$	3	60
10000 = $10^4$	4	80
100000 = $10^5$	5	100
1000000 = $10^6$	6	120



### Przykład 1.2

Oblicz, jakiej wartości w decybelach odpowiada wartość modułu transmitancji równa 0,055?

$$20 \lg(0,055) = 20 \lg(5,5 \cdot 0,01) = 20 [\lg(5,5) + \lg(0,01)] = 20 \lg(5,5) + 20 \lg(0,01).$$

Z wykresu przedstawionego na rys. 1.2 odczytujemy, że  $20 \lg(5,5) = 15 \text{ dB}$ , natomiast z tab. 1.1 odczytujemy, że  $20 \lg(0,01) = -40 \text{ dB}$ , stąd  $20 \lg(5,5) + 20 \lg(0,01) = 15 \text{ dB} - 40 \text{ dB} = -25 \text{ dB}$ .

### Przykład 1.3

Oblicz, jakiej wartości modułu transmitancji odpowiada wartość 29dB?

$$29 \text{ dB} = 20 \text{ dB} + 9 \text{ dB}.$$

Z wykresu przedstawionego na rys. 1.2 odczytujemy, że wzmocnieniu o wartości 9dB odpowiada wartość ok. 2,8 V/V, natomiast z tab. 1.1 odczytujemy, że wartości 20dB odpowiada wzmocnienie równe 10. A zatem wartość 29dB jest równoważna wartości  $2,8 \cdot 10 = 28$ .

### Przykład 1.4

Oblicz, jakiej wartości modułu transmitancji odpowiada wartość -47dB?

$$-47 \text{ dB} = -60 \text{ dB} + 13 \text{ dB}.$$

Z wykresu przedstawionego na rys. 1.2 odczytujemy, że wartości 13dB odpowiada wzmocnienie ok. 4,5 V/V, natomiast z tab. 1.1 odczytujemy, że wartości -60dB odpowiada wzmocnienie 0,001. A zatem wartość -47dB jest równoważna wartości  $4,5 \cdot 0,001 = 0,0045$ .

### Przykład 1.1

Oblicz, jakiej wartości w decybelach odpowiada wartość modułu transmitancji równa 2000?

$$20\lg(2000) = 20\lg(2 \cdot 1000) = 20[\lg(2) + \lg(1000)] = 20\lg 2 + 20\lg 1000.$$

Z wykresu przedstawionego na rys. 1.2 odczytujemy, że  $20\lg 2 = 6\text{dB}$ , natomiast z tab. 1.1 odczytujemy, że  $20\lg 1000 = 60\text{dB}$ , stąd  $20\lg 2 + 20\lg 1000 = 6\text{dB} + 60\text{dB} = 66\text{dB}$ .

## 2.3. Pojęcie i definicja linii długiej

Jeżeli parametry układu, takie jak rezystancja, pojemność oraz indukcyjność, są skupione w jednym punkcie tego układu, to nazywamy go *układem o parametrach skupionych*. Warunek ten jest spełniony, gdy wymiary wszystkich elementów (np. rezystorów, kondensatorów, indukcyjności, itd.) występujących w układzie są pomijalnie małe w porównaniu z długością fali elektromagnetycznej  $l$ . W wielu rzeczywistych układach warunek ten spełniony jest z bardzo dobrym przybliżeniem. Do opisu układów o parametrach skupionych stosuje się równanie różniczkowe zupełne, bądź ich układ. Argumentem jest czas  $t$ .

Jeżeli jednak zjawiska falowe występujące w układzie są na tyle silne, że nie mogą być pominięte, to układ taki nazywamy *układem o parametrach rozłożonych*. W przypadku układu o parametrach rozłożonych opisu dokonuje się przy pomocy równania różniczkowego cząstkowego, bądź ich układu. Argumentami są trzy współrzędne przestrzenne  $x, y, z$  oraz czas  $t$ .

*Linie długie* są szczególnym przypadkiem układu o parametrach rozłożonych, w którym sygnał rozprzestrzenia się wzdłuż jednej tylko współrzędnej. Przyjmijmy, że jest to współrzędna  $x$ , która określa odległość od początku linii. Taki układ opisany jest układem równań cząstkowych, w których argumentami są czas  $t$  oraz współrzędna  $x$ .

**Linia długa** nazywamy linię, której długość  $l$  jest porównywalna z długością  $l$  rozchodzącej się w niej fali elektromagnetycznej.

Istotne jest, aby pamiętać, że to, czy daną linię należy traktować jako linię długą, wynika nie z jej długości  $l$ , a ze stosunku tej długości do długości fali elektromagnetycznej  $l$ .

Parametry opisujące falę elektromagnetyczną, jej długość  $l$ , prędkość  $v$  oraz częstotliwość  $f$  są związane ze sobą następującą zależnością:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

Dla napowietrznej linii elektroenergetycznej, w której prędkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej jest bliska prędkości światła  $c=300\,000\text{ km/s}$ , przy przemysłowej częstotliwości  $f=50\text{Hz}$  długość fali elektromagnetycznej jest równa  $l=6000\text{km}$ .

Dla częstotliwości  $f=1\text{MHz}$  długość fali elektromagnetycznej jest już o pięć rzędów wielkości mniejsza i wynosi  $l=300\text{m}$ , a dla sygnału o częstotliwości  $f=1\text{GHz}$  już linia o długości  $l=30\text{cm}$  musi być traktowana jako linia długa.

Istnieje kilka kryteriów podziału linii długich.

Linie długie nazywamy **linią długą jednorodną**, jeżeli wszystkie parametry linii są równomiernie rozłożone wzdłuż linii.

W przypadku linii niejednorodnej parametry linii są funkcją współrzędnej położenia  $x$ .

Linie długą nazywamy **linią długą linearną**, jeżeli parametry linii nie zależą od wartości prądu ani napięcia w danym punkcie linii.

Oznacza to, że linia taka składa się z elementów liniowych, więc zachodzi dla niej zasada superpozycji.

Linie długą nazywamy **linią długą symetryczną**, jeżeli parametry wszystkich przewodów linii są jednakowe.

Linie długą nazywamy **linią długą bezstratną**, jeżeli rezystancja przewodów linii  $R$  oraz konduktancja między przewodami  $G$  są równe 0.

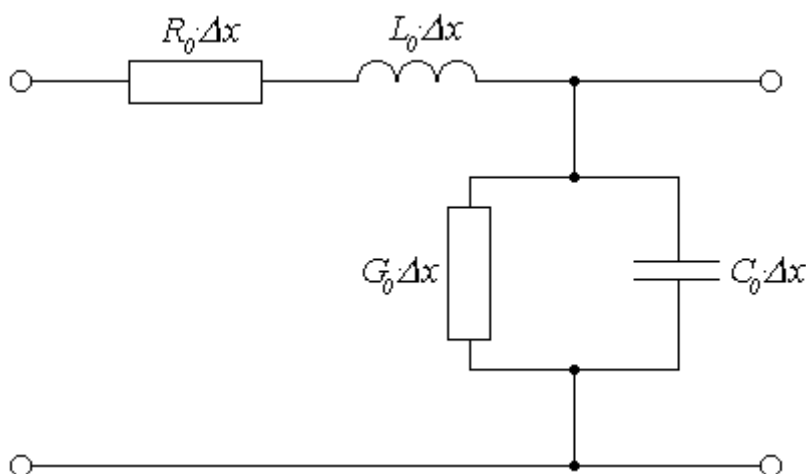
## 2.4. Model linii długiej jako czwórnik

Linia bezstratna jest wyidealizowanym przypadkiem linii długiej, w którym nie uwzględnia się parametrów rozpraszających energię  $R$  i  $G$ , a jedynie parametry zachowawcze  $L$  i  $C$ . W rzeczywistości linie długie bez strat oczywiście nie istnieją, ale w wielu wypadkach można przyjąć założenie  $R=G=0$ , które prowadzi do znacznych uproszczeń w obliczeniach. W dalszej części rozpatrywane będą linie długie jednorodne, linearne i symetryczne.

Każdą linię długą można jako złożoną z pewnej liczby odcinków o długości  $\Delta x$ . Rezystancja, pojemność oraz indukcyjność linii jednorodnej są proporcjonalne do długości linii. Dlatego jako parametry linii długiej podaje się rezystancję, pojemność oraz indukcyjność linii przypadające na jednostkę długości. Ponadto wprowadza się jeszcze jeden parametr jednostkowy charakteryzujący niedoskonałość izolacji między przewodami linii, między przewodem a ziemią lub między przewodem a uziemioną powłoką kabla - parametr ten nazywany jest konduktywnością upływu, bądź upływnością.

Każdą linię długą charakteryzują więc cztery pierwotne parametry elektryczne odnoszone do długości jednostkowej linii. Są to:

- rezystancja obu przewodów linii  $R_0 \left[ \frac{\Omega}{m} \right]$
- indukcyjność układu obu przewodów  $L_0 \left[ \frac{H}{m} \right]$
- pojemność między przewodami  $C_0 \left[ \frac{C}{m} \right]$
- konduktancja upływu (upływność) między przewodami  $G_0 \left[ \frac{S}{m} \right]$



### Jednostkowy odcinek linii długiej $Dx$

Parametry  $R_0$  oraz  $L_0$  są parametrami podłużnymi linii długiej, natomiast  $C_0$  i  $G_0$  - parametrami poprzecznymi.

Parametry pierwotne linii długiej dzieli się także na rozpraszające energię i zachowawcze. Do pierwszych zalicza się  $R_0$  i  $G_0$ , natomiast do drugich -  $L_0$  i  $C_0$ .

Parametry wtórne linii długiej są nazywane także parametrami falowymi, ponieważ decydują one o wartościach fal napięcia i prądu w linii długiej.

Parametrami wtórnymi linii długiej są: **stała tłumienia (tłumienność)  $a$** , **stała fazowa (przesuwność jednostkowa)  $b$**  oraz **impedancja falowa  $Z_c$** .

Stałe tłumienia  $a$  oraz fazową  $b$  najczęściej rozpatruje się wspólnie, ponieważ stanowią one odpowiednio część rzeczywistą i urojoną tworzą **stałe rozprzestrzeniania (propagacji) fali  $g$** :

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta$$

Parametry wtórne linii wyrażają się poprzez parametry pierwotne  $R_0$ ,  $L_0$ ,  $C_0$  i  $G_0$  oraz pulsację  $\omega$ .

$$\text{Impedancja falowa } Z_c = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G + j \cdot \omega \cdot C}}$$

$$\text{Stała propagacji } \gamma = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G + j \cdot \omega \cdot C)}$$

$$\text{Stała tłumienia } \alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left[ R \cdot G - \omega^2 \cdot L \cdot C + \sqrt{(R^2 + \omega^2 \cdot L^2) \cdot (G^2 + \omega^2 \cdot C^2)} \right]}$$

$$\text{Stała fazowa } \beta = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left[ \omega^2 \cdot L \cdot C - R \cdot G + \sqrt{(R^2 + \omega^2 \cdot L^2) \cdot (G^2 + \omega^2 \cdot C^2)} \right]}$$

#### 2.4.1 Parametry pierwotne linii dwuprzewodowej napowietrznej

Rezystancja jednostkowa

$$R_0 = \frac{2000}{\gamma \cdot S} \left[ \frac{\Omega}{km} \right]$$

$\gamma$  - konduktywność [S/m]

$S$  - przekrój poprzeczny przewodów [m<sup>2</sup>]

Indukcyjność jednostkowa

$$L_0 = 9,2 \cdot 10^{-4} \cdot \log \frac{a}{r} \left[ \frac{H}{km} \right]$$

$a$  - odstęp między osiami przewodów [mm]

$r$  - promień przewodu [mm]

Pojemność jednostkowa

$$C_0 = \frac{12,08 \cdot 10^{-9}}{\log \frac{a}{r}} \left[ \frac{F}{km} \right]$$

$a$  - odstęp między osiami przewodów [mm]

$r$  - promień przewodu [mm]

Konduktancja jednostkowa

$$G_0 = 11,3 \cdot C_0 \left[ \frac{S}{km} \right]$$

$C_0$  - pojemność jednostkowa linii [F/km]

## 2.4.2 Parametry pierwotne kabla koncentrycznego

Rezystancja jednostkowa

$$R_0 = 0,0837 \cdot \sqrt{f} \cdot \left( \frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \left[ \frac{\Omega}{km} \right]$$

$d$  - średnica żyły [mm]

$D$  - średnica wewnętrzna przewodu zewnętrznego [mm]

$f$  - częstotliwość [Hz]

Indukcyjność jednostkowa

$$L_0 = 4,6 \cdot 10^{-4} \cdot \log \frac{D}{d} \left[ \frac{H}{km} \right]$$

$d$  - średnica żyły [mm]

$D$  - średnica wewnętrzna przewodu zewnętrznego [mm]

Pojemność jednostkowa

$$C_0 = \frac{24,16 \cdot 10^{-9} \cdot \varepsilon_r}{\log \frac{D}{d}} \left[ \frac{F}{km} \right]$$

$\varepsilon_r$  - względna przenikalność dielektryczna izolacji kabla [1]

$d$  - średnica żyły [mm]

$D$  - średnica wewnętrzna przewodu zewnętrznego [mm]

Konduktancja jednostkowa

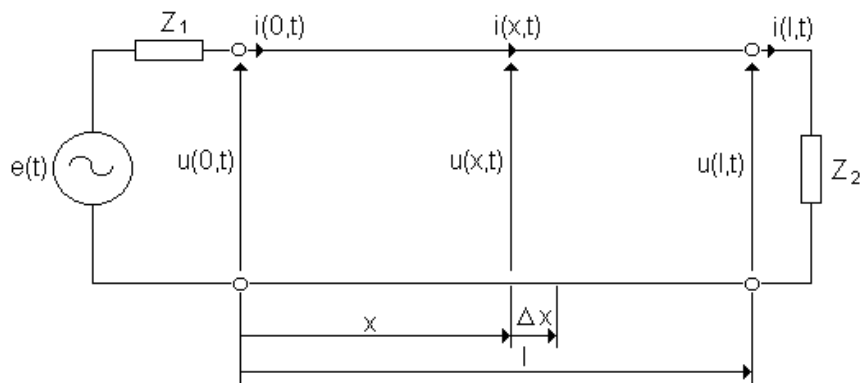
$$G_0 = \omega \cdot C_0 \cdot \operatorname{tg} \delta \left[ \frac{S}{km} \right]$$

$\omega$  - pulsacja [rad/s]

$C_0$  - pojemność jednostkowa kabla [F/km]

$\operatorname{tg} \delta$  - współczynnik strat dielektrycznych [1]

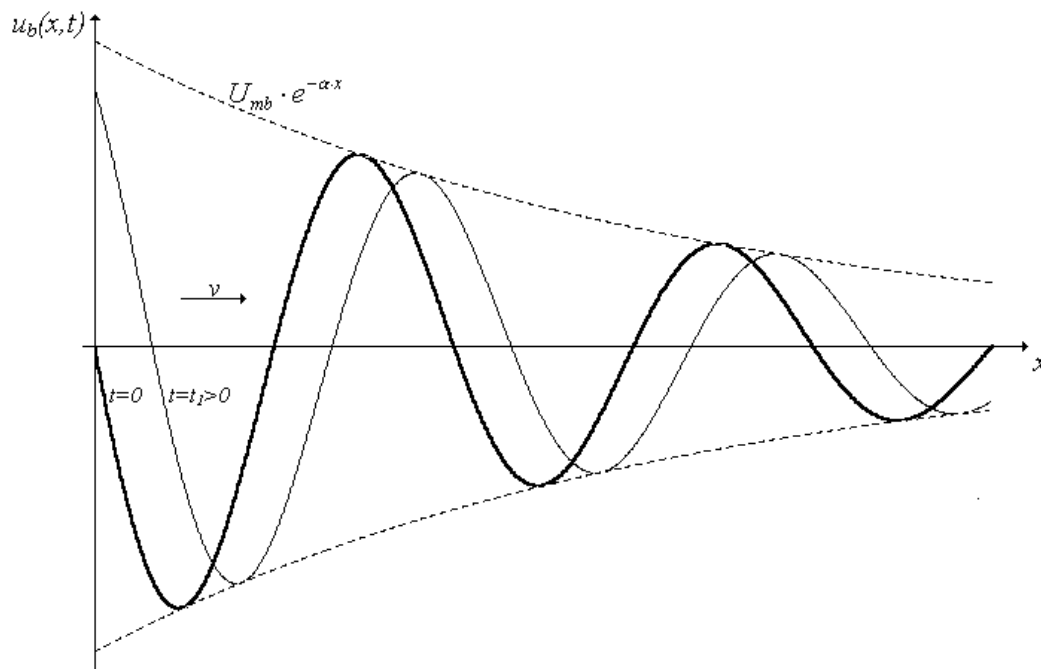
Rozpatrzmy dwuprzewodową, jednorodną, symetryczną linię długą o długości  $l$ . Do wejścia linii dołączone jest źródło napięcia sinusoidalnie zmiennego  $e(t)$  o pewnej impedancji wewnętrznej  $Z_1$ . Linia obciążona jest odbiornikiem o impedancji  $Z_2$ .



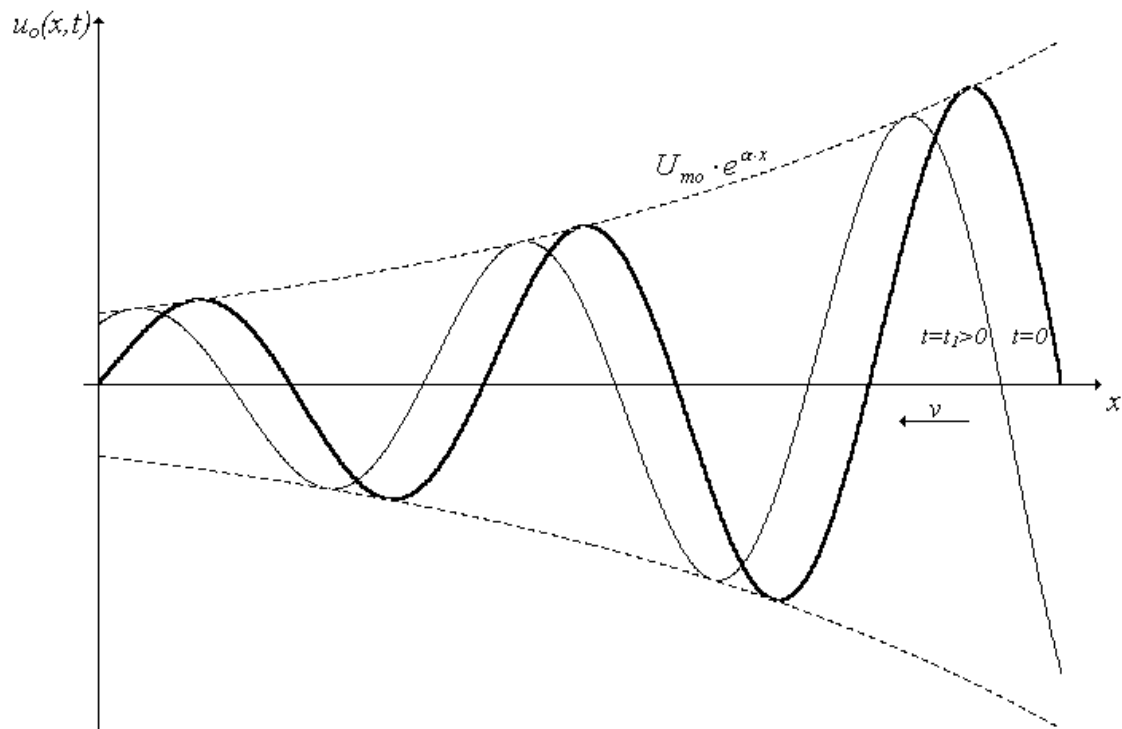
Równanie fali w linii:

$$u(x,t) = U_{mb} \cdot e^{-\alpha \cdot x} \cdot \sin(\omega \cdot t + \Psi_1 - \beta \cdot x) + U_{mo} \cdot e^{\alpha \cdot x} \cdot \sin(\omega \cdot t + \Psi_2 + \beta \cdot x)$$

Pierwsza składowa tego wzoru przedstawia falę, której amplituda zmniejsza się ze wzrostem współrzędnej  $x$ , a opóźnienie fazowe rośnie. Fala ta przesuwa się w miarę upływu czasu  $t$  od źródła do odbiornika. Jest to **fala bieżąca (pierwotna)**.



Fala reprezentowana przez drugą składową wzoru przesuwa się w przeciwną stronę - od odbiornika do źródła. Jej amplituda rośnie wraz ze wzrostem  $x$ , a faza uzyskuje większe wyprzedzenie. Jest to **fala odbita (powrotna)**.



Występujące we wzorach stałe  $A_1, A_2$  wyznacza się z warunków granicznych (brzegowych), np. z napięcia i prądu na początku linii  $x=0$ :

$$U(0) = U_1 = A_1 + A_2$$

$$Z_c \cdot I(0) = Z_c \cdot I_1 = A_1 - A_2$$

Stąd:

$$A_1 = \frac{U_1 + Z_c \cdot I_1}{2}$$

$$A_2 = \frac{U_1 - Z_c \cdot I_1}{2}$$

i wzory na napięcie  $U(x)$  i prąd  $I(x)$  przyjmują postać:

$$U(x) = \frac{U_1 + Z_c \cdot I_1}{2} \cdot (e^{-\gamma x} + n_1 \cdot e^{\gamma x})$$

$$I(x) = \frac{U_1 + Z_c \cdot I_1}{2 \cdot Z_c} \cdot (e^{-\gamma x} - n_1 \cdot e^{\gamma x})$$

gdzie:  $n_1 = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c}$  - współczynnik odbicia fali na początku linii

Jeżeli wyjść z równań dla  $x$  mierzonego od końca linii, uzyskuje się analogiczne wzory, w których  $n_2$  oznacza współczynnik odbicia fali na końcu linii:

$$U(x) = \frac{U_2 + Z_c \cdot I_2}{2} \cdot (e^{rx} + n_2 \cdot e^{-rx})$$

$$I(x) = \frac{U_2 + Z_c \cdot I_2}{2 \cdot Z_c} \cdot (e^{rx} - n_2 \cdot e^{-rx})$$

$$n_2 = \frac{Z_2 - Z_c}{Z_2 + Z_c}$$

W liniach przesyłających energię odbicia, tak na końcu jak i na początku linii, są niepożądane, ponieważ obniżają one sprawność przesyłu - część energii, która dociera do końca linii nie przechodzi do odbiornika, ale wraca z powrotem do linii i jest tracona na rezystancji i konduktacji linii albo dociera do początku linii, powodując tu efekt echa. Te wielokrotne odbicia powodują niepotrzebne straty energii.

Aby im zapobiec, należy dopasować impedancję źródła  $Z_1$  oraz odbiornika  $Z_2$  do impedancji falowej linii  $Z_c$ .

$$Z_1 = Z_c \Rightarrow n_1 = 0$$

$$Z_2 = Z_c \Rightarrow n_2 = 0$$

*W dopasowanej na wejściu i wyjściu linii długiej nie występują odbicia i rozprzestrzenia się w niej jedynie fala bieżąca.*

## 2.5. Parametry transmisyjne kabli

Przesyłanie sygnałów i danych między nadajnikiem (źródłem sygnałów) a odbiornikiem odbywa się po torach transmisyjnych, z których każdy składa się z dwóch żył tego samego kabla. Transmisji sygnałów towarzyszy ich tłumienie i zniekształcanie. Słabienie i zniekształcenie sygnału, który dociera do odbiornika, powinno być jednak na tyle niewielkie, aby sygnał pozostał czytelny i mógł być bezbłędnie zidentyfikowany przez odbiornik.

Rozróżniamy dwa rodzaje torów transmisji sygnałów: tory symetryczne i tory współosiowe.

**Tor symetryczny** charakteryzuje wzajemnie symetryczny układ (odbicie zwierciadlane) dwóch identycznych żył izolowanych, ułożonych jedna obok drugiej, przy czym odległość między nimi jest niezmienna.

**Tor współosiowy** zbudowany jest z pojedynczej żyły izolowanej, wokół której znajduje się druga żyła, cylindryczna, otaczająca izolację, przy czym osie obu żył pokrywają się (żyły ułożone są współosiowo).

Z punktu widzenia charakteru sygnałów, dzielimy je na **sygnały analogowe** i **sygnały cyfrowe** (patrz rozdział: Tłumienie i zniekształcanie sygnałów). Natomiast z punktu widzenia częstotliwości sygnałów, dzielimy je na sygnały o **częstotliwościach akustycznych** - do kilkudziesięciu kilohertzów, oraz sygnały o **częstotliwościach radiowych** - od kilkudziesięciu kilohertzów (sygnały analogowe) lub kilkudziesięciu kilobajtów na sekundę (sygnały cyfrowe) w górę. Im większa



częstotliwość sygnału, tym bardziej jest tłumiony i zniekształcany, toteż kabel, którym mają być transmitowane sygnały o częstotliwościach radiowych, musi spełniać określone wymagania.

Poniżej omówiono podstawowe **parametry transmisyjne kabli** i ich wpływ na przesyłane sygnały:

**Rezystancja żyły** (ang. conductor resistance) [ $\Omega/\text{km}$ ] mierzona jest prądem stałym i jej wartość zależy od średnicy (przekroju) żyły kabla. Rezystancja wpływa na tłumienie (straty) energii sygnałów o częstotliwościach akustycznych i ma istotny wpływ na tłumienie sygnałów o częstotliwościach radiowych.

**Asymetria rezystancji** (ang. resistance unbalance) [%] dotyczy wyłącznie torów symetrycznych i jest nią różnica rezystancji dwóch żył tej samej wiązki kabla. Małe wartości asymetrii rezystancji świadczą o poprawnym wykonaniu kabla.

**Rezystancja izolacji** (ang. insulation resistance) [ $\text{M}\Omega/\text{km}$ ] mierzona jest prądem stałym między jedną z żył kabla i pozostałymi żyłami zwartymi. Jej wartość zależy od materiału izolacji i od jej grubości.

**Odporność izolacji na napięcie probiercze** (ang. dielectric strength) [ $\text{V}$ ], stałe lub przemienne, przyłożone przez 1 minutę, jest próbą potwierdzającą poprawne wykonanie izolacji gotowego kabla.

**Pojemność skuteczna** (ang. mutual capacitance) [ $\text{nF}/\text{km}$ ] to pojemność między żyłami tego samego toru symetrycznego, określana jest zwykle dla częstotliwości 1 kHz.

**Asymetria pojemności względem ziemi** (ang. capacitance unbalance to ground) [ $\text{pF}/\text{km}$ ] dotyczy wyłącznie torów symetrycznych i jest różnicą pojemności cząstkowych względem ziemi poszczególnych żył tego samego kabla. Małe wartości asymetrii pojemności świadczą o poprawnym wykonaniu kabla.

**Impedancja sprzężeniowa ekranu** (ang. transfer impedance) [ $\text{m}\Omega/\text{m}$ ] charakteryzuje przenikanie energii elektromagnetycznej przez ekran i mierzona jest zwykle przy częstotliwości 10 MHz.

**Impedancja falowa** (ang. characteristic impedance) [ $\Omega$ ] torów kabla, określana zwykle dla częstotliwości 1 MHz, decyduje o zastosowaniu kabla. Ze względu na warunek dopasowania impedancji, impedancja falowa toru oraz impedancja wyjściowa nadajnika i impedancja wejściowa odbiornika powinny być takie same.

**Tłumienność falowa** (ang. attenuation loss) [ $\text{dB}/\text{km}$ ,  $\text{dB}/100\text{m}$ ] określa tłumienie sygnału wywołane przez elementy samego kabla. Podawane są wartości maksymalne dla zakresu częstotliwości radiowych. Informuje o poziomie jakości konstrukcji kabla.

**Tłumienność odbiciowa** (ang. return loss) [ $\text{dB}$ ] określona jest przez różnicę poziomów (w decybelach) sygnału użytecznego oraz niepożądanego echa pierwotnego (wypadkowego sygnału odbić jednokrotnych od nieregularności wewnętrznych kabla) w punkcie dołączenia źródła. Podawane są wartości minimalne dla zakresu częstotliwości radiowych. Informuje o poziomie jakości wykonania kabla.

**Tłumienność przenikowa** [ $\text{dB}$ ] określona jest przez różnicę poziomu sygnału użytecznego, w miejscu dołączenia jego źródła do toru zakłócającego, oraz poziomu szkodliwego sygnału przeniku, wywołanego przez przenikanie energii elektromagnetycznej sygnałów do sąsiedniego toru zakłócanego, na jednym z jego końców: przy źródle sygnału (**tłumienność zbliżoprzenikowa**) bądź na przeciwległym końcu (**tłumienność zdaloprzenikowa**). Podawane są wartości minimalne dla zakresu częstotliwości radiowych. Informuje o poziomie jakości wykonania kabla.

### 2.5.1 Kategorie i parametry kabli teleinformatycznych

Underwriters Laboratories, amerykańska jednostka certyfikująca, opracowała system klasyfikacji kabli teleinformatycznych z wiązkami parowymi, oparty na podziale na kategorie. Podstawowym kryterium tego podziału jest przydatność kabla do transmisji cyfrowej o określonej przepływności binarnej, co - jak wiadomo - jest równoznaczne z przydatnością symetrycznych torów transmisyjnych kabla do pracy w określonym zakresie częstotliwości sygnałów.

Przydatność torów do transmisji sygnałów analogowych bądź cyfrowych o określonym widmie częstotliwości jest całkowicie zdeterminowana przez parametry transmisyjne torów. W chwili

obecnej, zdefiniowane są wymagania, jakie powinien spełniać kabel zakwalifikowany do jednej z niżej wymienionych kategorii.

**Kategoria 1** obejmuje kable o torach przeznaczonych do transmisji sygnałów w paśmie częstotliwości akustycznych oraz do doprowadzania zasilania o niewielkiej mocy. Nie stawia się żadnych wymagań wobec parametrów transmisyjnych torów kabli tej kategorii.

**Kategoria 2** obejmuje kable o liczbie par od 2 do 25, z torami przystosowanymi do transmisji sygnałów w zakresie częstotliwości do 2 MHz, z przepływnością binarną do 2 Mb/s. Sprecyzowane są wymagania dotyczące impedancji falowej (84 do 120 ) oraz tłumienności falowej torów do 1 MHz (przy 1 MHz, co najwyżej 26 dB/km).

**Kategoria 3** dotyczy kabli z torami przewidzianymi do pracy przy częstotliwościach do 16 MHz, przy przepływności do 16 Mb/s. Wymagania dla torów z żyłami miedzianymi o średnicy 0,51 mm (24 AWG) zestawiono w [Tablicy 1](#).

**Kategoria 4** dotyczyła kabli o torach przystosowanych do transmisji w paśmie częstotliwości do 20 MHz i przy większym zasięgu w stosunku do kategorii 3. Jako zamienniki tej kategorii, większość producentów oferuje obecnie kable kategorii 5.

**Kategoria 5** dotyczy kabli z torami przewidzianymi do pracy przy częstotliwościach do 100 MHz, z przepływnością binarną do 100 Mb/s (transmisja simpleksowa - po dwóch różnych torach, po jednym dla każdego kierunku). Wymagania dotyczące torów z żyłami miedzianymi o średnicy 0,51 mm (24 AWG) zestawiono w [Tablicy 1](#).

**Kategoria 5e** dotyczy kabli czteroparowych z torami przewidzianymi do pracy przy częstotliwościach do 100 MHz, z przepływnością binarną do 1 Gb/s (transmisja duplexowa - po czterech torach w obydwu kierunkach). Wymagania dotyczące torów z żyłami miedzianymi o średnicy 0,51 mm (24 AWG) zestawiono w [Tablicy 1](#).

**Kategoria 6** dotyczy kabli czteroparowych z torami przewidzianymi do pracy przy częstotliwościach do 200 (250) MHz, z przepływnością binarną większą od 1 Gb/s (transmisja duplexowa - po czterech torach w obydwu kierunkach). Wymagania dotyczące torów z żyłami miedzianymi o średnicy 0,57 mm (23 AWG) zestawiono w [Tablicy 1](#).

**Kategoria 7** dotyczy kabli z dwoma lub czterema indywidualnie ekranowanymi parami, których tory przewidziane są do pracy przy częstotliwościach do 600 MHz, z przepływnością binarną znacznie większą od 1 Gb/s. Wymagania dotyczące torów z żyłami miedzianymi o średnicy 0,64 mm (22 AWG) nie zostały ostatecznie sprecyzowane.

## 2.5.2 Kable teleinformatyczne

### KLASYFIKACJA.

Powszechnie stosuje się pojęcie kategoria kabla. Pojęcie to pozwala na jednoznaczną klasyfikację (przyporządkowanie) kabli do określonych zastosowań, przy czym dotyczy wyłącznie właściwości transmisyjnych i nie obejmuje przydatności do zastosowań w różnych środowiskach klimatycznych (wilgoć, zakres temperatur stosowania itp.). Spośród kilku parametrów transmisyjnych decydujących o zakwalifikowaniu danego kabla do określonej kategorii, za najważniejsze należy uznać :

- pasmo;
- tłumienność przesłuchów (zbliznoprzenikową);
- tłumienność falową;
- stosunek tłumienności przesłuchów do tłumienności falowej ;
- tłumienie odbić (tłumienność niejednorodności falowej - pochodna niedokładności wykonania, która przekłada się na niezachowanie stałej impedancji falowej w całym odcinku kabla).

W grupie wyżej wymienionych parametrów pojęcie pasma jest oczywiste, zaś tłumienność falową, rosnącą ze wzrostem częstotliwości, omówiliśmy w poprzednim artykule. Natomiast o tłumienności zbliznoprzenikowej (ang. NEXT) obiecałem napisać więcej w bieżącym odcinku cyklu. Otóż parametr ten ma kapitalne znaczenie w systemach transmisyjnych, bowiem określa zdolność do tłumienia

sygnałów zakłócających, pochodzących od zewnętrznych pól elektromagnetycznych. Innymi słowy : im większa jest tłumienność zbliżoprzenikowa kabla przy danej częstotliwości mieszczącej się w paśmie pracy toru przesyłowego, tym lepiej dla jakości transmisji. Wielkość ta jest pochodną energii przeniku zakłócenia do toru sygnałowego, jest funkcją częstotliwości sygnału zakłócającego i wyrażana jest w dB. Sygnałem zakłócającym jest w tym przypadku sygnał, czy raczej pole elektromagnetyczne wytworzone przez sygnał dowolnej z sąsiednich par. Intuicyjnie można przypuszczać (i potwierdza to tabela), że parametr ten degradowe się ze wzrostem częstotliwości sygnału zakłócającego. Podstawową przyczyną niedoskonałej tłumienności przesłuchów jest niedoskonałość wykonania skręconej pary, a zatem jest to przyczyna technologiczna. Również nieidealny sposób sterowania i odbioru (niesymetryczność) w torze różnicowym ma istotny wpływ na jakość transmisji, ale definicja tłumienności przesłuchu kabla zakłada idealność urządzeń nadawczo-odbiorczych.

Stosunek tłumienności przesłuchów do tłumienności falowej (ang. ACR), albo odstęp zbliżoprzenikowy jednoznacznie określa jakość kabla przy określonej częstotliwości w oparciu o prosty rachunek odejmowania :

$$\text{ACR [dB]} = \text{NEXT [dB]} - 2 \text{ Tłum. falowa [dB]}$$

Jak się okaże w dalszej części artykułu parametr ten ma kapitalne znaczenie w aplikacjach transmisyjnych.

### 2.5.3 Charakterystyka kabli teleinformatycznych kategorii 3, 4, 5, 6

#### KONSTRUKCJA KABLI TELEINFORMATYCZNYCH

Zwykle kable tego rodzaju wykonywane są w postaci czterech skręconych par o oznaczeniu 4 x 2 x 0,5 poprzedzonym symbolem złożonym z dużych liter oznaczających :

- UTP- skrętka nie ekranowana;
- FTP- skrętka w pojedynczym ekranie w postaci folii estrafołowej napyłanej aluminium, wzmocnionej ocynowaną żyłą uziemiającą w postaci drutu lub linki;
- STP- skrętka o indywidualnie ekranowanych parach, ekran w postaci folii estrafołowej napyłanej aluminium i wzmocnionej pojedynczą żyłą uziemiającą.

W znakomitej większości izolację żył stanowi polietylen w różnych odmianach, natomiast powłokę kabla zwykle wykonuje się z polwinitu w różnych kolorach. Standardowo pary w kablu oznaczone są kolorami :

- para 1 (niebieska) - żyła a biała z paskiem koloru żyły b lub z odcieniem koloru żyły b, żyła b niebieska;
- para 2 (pomarańczowa) - żyła a biała z paskiem koloru żyły b lub z odcieniem koloru żyły b, żyła b pomarańczowa;
- para 3 (zielona) - żyła a biała z paskiem koloru żyły b lub z odcieniem koloru żyły b, żyła b zielona;
- para 4 (brązowa) - żyła a biała z paskiem koloru żyły b lub z odcieniem koloru żyły b, żyła b brązowa;

Kabel taki ma średnicę zewnętrzną ok. 5 mm (UTP) lub 6 mm (STP).

Najpopularniejsze i najłatwiej dostępne są kable do zastosowań wewnętrznych, bowiem stanowią one podstawowy składnik przewodowych sieci komputerowych. Niemal każdy producent kabli ma w swoim programie odmiany tych kabli przeznaczone do zastosowań zewnętrznych, ale są one oczywiście droższe. Osłonę przeciwwilgociową stanowi zwykle petrożel wypełniający przestrzeń między przewodami. Ponadto osłonę przeciwwilgociową i ekran stanowi również folia aluminiowa dwustronnie laminowana. Zewnętrzną powłokę kabla wykonuje się na ogół z polietylenu powłokowego w różnych kolorach, najczęściej czarnym. W wykonaniach specjalnych stosuje się materiały niepalne lub wydzielające toksycznych gazów podczas spalania. Najczęściej wykonania niestandardowe wykonywane są jednak na zamówienie, za to w odcinkach odpowiadających użytkownikowi. To jednak kosztuje.

## 2.5.4 Parametry transmisyjne skrętek teleinformatycznych.

W poniższych tabelach zestawiono typowe parametry kabli różnych kategorii. W przypadku kategorii 3, 4 i 5 parametry dotyczą kabli UTP 4 x 2 x 0,5 natomiast kabel kategorii 6 to kabel STP 4 x 2 x 0,565. Pomimo, że dla celów telewizji przemysłowej, przy przesyłaniu analogowym najczęściej wykorzystuje się pasmo podstawowe, w tabeli przytoczono parametry kabli w odniesieniu do całego pasma charakteryzującego daną kategorię, ponieważ mogą one być przydatne w innych zastosowaniach. Interesujące nas pasmo podstawowe TV przemysłowej (tu poszerzone do 8 MHz) zaznaczono w tabelach odmiennym kolorem. W grupie kabli teleinformatycznych kategorie 3-cia i 4-ta mają znaczenie raczej historyczne, bowiem większość producentów wycofała je z programu produkcyjnego. Przytoczone dane odpowiadają wartościom najczęściej spotykanym i spełniają wymagania określone normami. Zestawienie parametrów transmisyjnych poprzedzimy podaniem ogólnych parametrów elektrycznych. Zakres stosowania w TV przemysłowej wyróżniono kolorem żółtym.

**Tab. 1. Parametry elektryczne kabli teleinformatycznych.**

Parametry elektryczne w temp.20°C	Jednostka miary	Kategoria kabla		
		3	4 i 5	6
Średnica znamionowa żył miedzianych	mm	0,52	0,52	0,565
Rezystancja torów transmisyjnych (pętla - max)	Ω/km	≤192	≤192	≤164
Asymetria rezystancji w torach transmisyjnych (max)	%	≤3		
Pojemność skuteczna torów transmisyjnych (max)	ΩnF/km	≤66	≤55,8	≤55,8
Asymetria pojemności torów transm. wzgl. ziemi (max)	pF/500m	≤1600		
Rezystancja izolacji	ΩM x km	≥150		
Odporność izolacji żył na napięcie probiercze (stałe)	V	1000		
Impedancja sprzężeniowa kabli ekranowanych (min) - przy częstotliwości 1 MHz - przy częstotliwości 10 MHz	μΩ x km	≤50 ≤100		
Impedancja falowa torów transmisyjnych	Ω	125 +- 25 @ 64 kHz 100 +- 15 @ 1-16 MHz	125 +- 25 @ 64 kHz 100 +- 15 @ 1-100 MHz	100 +- 15 do 100 MHz

**Tab. 2. Tłumienność zbliznoprzenikowa (NEXT)**

Częstotliwość MHz	Tłumienność zbliznoprzenikowa, co najmniej [dB]			
	Kategoria 3	Kategoria 4	Kategoria 5	Kategoria 6
0,150	52	68	74	78
0,772	43	58	64	76
1,0	41	56	62	74,3
4,0	32	47	53	65,3
8,0	27	42	48	60,8
10,0	26	41	47	59,3

16,0	23	38	44	56,2
20,0	-	36	42	54,8
25,0	-	-	41	53,3
31,25	-	-	39	51,9
62,5	-	-	35	47,4
100,0	-	-	32	44,3
155,5	-	-	-	41,4
200,0	-	-	-	39,8

**Tab.3. Tłumienność falowa.**

Częstotliwość MHz	Tłumienność falowa, co najwyżej [dB/100m]			
	Kategoria 3	Kategoria 4	Kategoria 5	Kategoria 6
0,064	1,0	0,8	0,8	-
0,256	1,4	1,1	1,1	-
0,512	1,9	1,5	1,5	-
0,772	2,3	1,9	1,8	1,7
1,0	2,6	2,2	2,1	2,0
4,0	5,6	4,3	4,3	3,8
8,0	8,5	6,2	5,9	5,4
10,0	9,7	7,2	6,6	6,0
16,0	13,1	8,9	8,2	7,6
20,0	-	10,2	9,2	8,5
25,0	-	-	10,5	9,6
31,25	-	-	11,8	10,7
62,5	-	-	17,1	15,5
100,0	-	-	22,0	19,9
155,5	-	-	-	25,4
200,0	-	-	-	29,8

**Tab.4. Odstęp zbliżoprzenikowy (ACR)**

Częstotliwość MHz	Odstęp zbliżoprzenikowy, co najmniej [dB]			
	Kategoria 3	Kategoria 4	Kategoria 5	Kategoria 6
0,064	51,0	68,0	74,0	78
0,256	-			
0,512	-			
0,772	40,7	56,1	62,2	74,3
1,0	38,4	53,8	59,9	72,3
4,0	26,4	42,7	48,7	61,5
8,0	18,5	35,8	42,1	55,4
10,0	16,3	33,8	40,4	53,3
16,0	9,9	29,1	35,8	48,6
20,0	-	25,8	32,8	46,3
25,0	-	-	30,5	43,7
31,25	-	-	27,2	41,2
62,5	-	-	17,9	31,9
100,0	-	-	10,0	24,4
155,5	-	-	-	16,0
200,0	-	-	-	10,0

**Tab.5. Tłumienność odbiciowa.**

Częstotliwość MHz	Tłumienność odbiciowa, co najmniej [dB]			
	Kategoria 3	Kategoria 4	Kategoria 5	Kategoria 6
0,064	-	-	-	-
0,256	-	-	-	-
0,512	-	-	-	-
0,772	-	-	-	-
1,0	12	21	23,0	19,0
4,0	12	21	23,0	20,8
8,0	12	21	23,0	21,7
10,0	11	20	23,0	22,0
16,0	10	19	23,0	22,0
20,0	-	18	23,0	22,0
25,0	-	-	22,0	21,3
31,25	-	-	21,1	20,6
62,5	-	-	18,0	18,5
100,0	-	-	16,0	17,1
155,5	-	-	-	15,8
200,0	-	-	-	15,0

Jakie wnioski praktyczne wynikają z przedstawionych w powyższych tabelach parametrów transmisyjnych ?

Przede wszystkim takie, że kable kategorii 5 i wyższych znakomicie nadają się do przesyłu sygnałów szerokopasmowych (choćby takich jak wizyjnych), bowiem zapewniają doskonale tłumienie przesłuchów skośnych, stosunkowo niewielką tłumienność falową w interesującym nas paśmie, co w efekcie pozwala na "umieszczenie" w jednym kablu czterech torów przesyłowych wizji (lub więcej, istnieją bowiem kable o większej ilości par), albo kombinację wizji, sterowania i niskonapięciowego zasilania kamery. Kable niższych kategorii również nadają się do tego rodzaju zastosowań, jednak pozwalają na osiągnięcie nieco gorszych rezultatów (większe przesłuchy). Za granicę dobrego przesyłu przyjmuje się odstęp od przesłuchów rzędu 40 dB @ 5 MHz, co można osiągnąć już na kablu 4 kategorii. Zasięg transmisji będzie jednak zależał nie tylko od jakości kabla, ale również od trasy kabla (poziom zakłóceń zewnętrznych), od obecności w kablu innych sygnałów (najgroźniejsze strome, szerokopasmowe sygnały cyfrowe), a przede wszystkim od jakości sprzętu nadawczo -2 odbiorczego. O tym jednak w dalszej części artykułu.

### Kabel koncentryczny

- Ethernet cienki o impedancji falowej 50 omów i grubości 1/4", □ powszechnie stosowany w małych sieciach lokalnych (max. odległość między stacjami 185m)
- Ethernet gruby o impedancji falowej 50 omów i grubości 1/2", □ praktycznie wyszedł z użycia, czasem stosowany jako rdzeń sieci (max. odległość między stacjami do 500m).
- 
- ARCNET o impedancji falowej 93 omy i grubości 1/3"(max. odległość między stacjami do 300m). □

### 2.6. Impedancja i tamowność falowa

**Tamowność falowa toru T** - logarytmiczna miara stosunku napięć i prądów na początku (odpowiednio  $U_1$  i  $I_1$ ) do napięć i prądów na końcu (odpowiednio  $U_2$  i  $I_2$ ) toru obciążonego impedancją równą jego impedancji falowej, wyrażona zależnością:

$$T = \ln(U_1 I_1 / 2 U_2 I_2)$$

**Tłumienność falowa toru A** - składowa rzeczywista tłumienności falowej toru, wyrażana w praktyce w decybelach [dB]:  $A = 8,686 \text{ Re } T$ .

**Impedancja falowa toru Z** - średnia geometryczna impedancji wejściowych toru zmierzonych na początku lub na końcu toru przewodowego, którego, odpowiednio, koniec lub początek jest na przemian nieobciążony ( $Z_{\infty}$ ) lub zwarty ( $Z_0$ ).

**Jednostkowa tłumienność falowa toru  $\alpha$** - stosunek tłumienności falowej toru A do jego długości l, wyrażany w praktyce w decybelach na kilometr [dB/km]:

$$\alpha = A/l$$

## 2.7. Transmisja danych w sieci i fizyczne łącza

### Transmisja danych

Ogólnie sygnały można podzielić na **analogowe i cyfrowe**. W połączeniu z terminami analogowe i cyfrowe wyróżniamy takie pojęcia jak dane, sygnały, transmisja cyfrowa i analogowa. Przykładem **danych analogowych** jest dźwięk i obraz. Natężenie dźwięku, barwa obrazu zmieniają się w sposób ciągły. **Dane cyfrowe** mogą przybierać ściśle określone wartości (ze skończonego przydziału). Dane przekształcone w sygnały mogą zostać przesłane na odległość z wykorzystaniem transmisji analogowej lub cyfrowej (nie ma znaczenia czy przesyłamy sygnały analogowe, czy cyfrowe). Podczas transmisji występują zjawiska tłumienia sygnałów i nakładania szumów. Trzeba stosować wzmacniaki (amplifier) i regeneratory (repeater). Regeneracja sygnałów cyfrowych jest łatwiejsza, gdyż sygnały te przyjmują ściśle określone wartości (kontrola i eliminacja szumów i zakłóceń).

W sieciach komputerowych (WAN i MAN) powszechnie używa się transmisji analogowej. Ponieważ komputer nadaje i przyjmuje sygnały cyfrowe trzeba stosować modemy i kodery. Komputery są urządzeniami cyfrowymi, wykorzystują dane w postaci dwójkowej (bity). Transmisja danych przez sieć od jednej maszyny do drugiej polega na przesyłaniu ciągu bitów przez nośniki sieci.

### Problemy transmisji danych

#### ❖ **Oslabienia sygnału - tłumienia:**

- siła sygnału maleje wraz z odległością,
- występuje zależność od medium,
- odbierany sygnał musi być
  - dostatecznie silny, aby odróżnić jego różne stany,
  - większy od szumu i zakłóceń zewnętrznych,
- tłumienie wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości.

#### ❖ **Zniekształcenie sygnału (*distorted*):**

- Sygnał odbierany różni się od nadawanego
  - Analogowy – pogorszenie jakości,
  - Cyfrowy – przekłamane bity.

#### ❖ **Zakłócenia:** od innych kabli - zależą między innymi od typu medium, odległości od innych kabli, odległości, na jaką przesyłamy dane

- sygnały wnikające pomiędzy nadajnik i odbiornik,
- szum cieplny
  - powodowany przez pobudzanie elektronów,
  - równomiernie wpływający na wszystkie częstotliwości,
  - zwany szumem białym,
- zakłócenia intermodulacyjne
  - sygnały będące sumą lub różnicą sygnałów biegnących tym samym medium,
- przesłuchy

- sygnał z danej linii zakłóca sąsiednie linie,
- impulsowe
  - nieregularne impulsy i szpilki,
  - powodowane przez inne urządzenia w sąsiedztwie,
  - krótkie impulsy o dużej amplitudzie.

## 2.8. Pasma cyfrowe. Prawo Shanona

### Transmisja sygnałów cyfrowych

Sygnał można przesyłać zmieniając napięcie w przewodzie. Napięciu dodatniemu może odpowiadać np. liczba „0” a ujemnemu liczba „1”. Elementy dwuwartościowe nazywane są **bitami informacji**. Każdą wielkość można zakodować w postaci ciągu zer i jedynek (bitów). W kodzie ASCII każdy znak jest przedstawiany w postaci ciągu 8 bitów (bajt).

W większości sieci przesyłanie ciągu bitów polega na odpowiedniej zmianie napięcia w przewodzie. Musi być zachowane stałe tempo zmian napięcia. Nadajnik i odbiornik muszą uzgodnić czas potrzebny na przesłanie pojedynczego bitu. **Szybkość przesyłania sygnałów cyfrowych** określamy na podstawie najkrótszego odstępu czasu (T) między kolejnymi zmianami stanu elektrycznego w przewodzie (odstęp jednostkowy). Charakteryzując sieć podajemy **szybkość modulacji** (przetwarzania sygnałów cyfrowych) równą liczbie odstępów jednostkowych na sekundę (liczbie zmian sygnału nadajnika w ciągu sekundy). Szybkość tą mierzy się w **bodach** (baud).

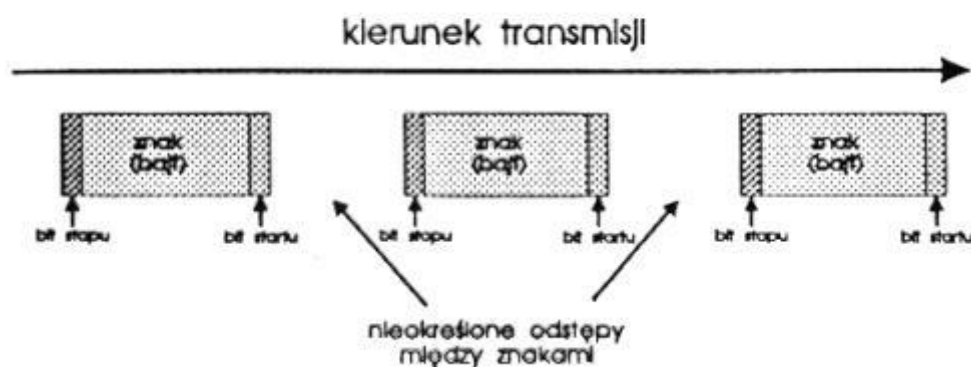
$$V = 1/T [\text{bodów}]$$

Liczba bitów przesyłanych w ciągu sekundy może być większa niż liczba bodów. Ma to miejsce w systemach, gdzie występuje więcej poziomów napięcia i jeden impuls elektryczny przynosi więcej bitów informacji. Szybkość transmisji zwana przepływnością binarna (data rate) określa liczbę bitów przesłanych w czasie 1 sekundy.

Ważną sprawą jest synchronizacja pracy nadajnika i odbiornika, który musi wiedzieć jak długo trwa zmiana odpowiadająca jednemu bitowi i rozpoznać początek nadawania. Stosowane są dwie techniki przesyłania sygnałów pozwalające na uzgodnienie pracy urządzeń nadawczych i odbiorczych:

- **transmisja asynchroniczna,**
- **transmisja synchroniczna.**

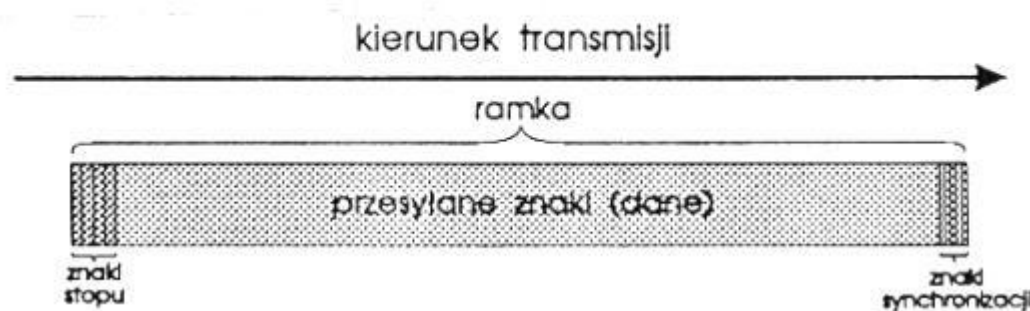
### Transmisja asynchroniczna





Komunikację nazywamy **asynchroniczną**, gdy nadawca i odbiorca nie wymagają koordynacji przed wysłaniem danych (nie potrzebują synchronizacji przed wysłaniem danych). Nadawca może czekać dowolnie długo między kolejnymi transmisjami i może zacząć nadawanie w dowolnej chwili, gdy ma coś do wysłania. Odbiorca musi być cały czas gotowy na odebranie informacji, które mogą przybyć w każdej chwili. Sprzęt komunikacyjny uważa się za asynchroniczny, gdy sygnał generowany przez nadajnik nie zawiera informacji, które pozwoliłyby odbiorcy na określenie początku i końca poszczególnych bitów. Transmisja asynchroniczna polega na przesyłaniu pojedynczych znaków, zazwyczaj ciągu 8 bitów. Każdy ciąg jest poprzedzony bitem startu („0”) i zakończony 1 lub 2 bitami stopu („1”), przerwa między ciągami może być dowolna. Odbiornik musi znać z ilu bitów składa się jeden znak i z jaką prędkością są nadawane bity. Przy transmisji 10 Mb/s nadanie 1 bitu zajmuje 100 ns, jeśli zegar nadajnika jest opóźniony do odbiornika o 1 s/30 lat, to po nadaniu 100 bitów wystąpi pierwsze przekłamanie.

## Transmisja synchroniczna



**Transmisja synchroniczna** polega na transmisji wielkich porcji danych. Początek porcji stanowi sygnał synchronizujący, na zakończenie nadajnik wysyła sygnał stopu. Zegary muszą być zsynchronizowane (dodatkowy przewód do wysyłania sygnału synchronizującego lub sposób kodowania np. kod Manchester). Transmisja synchroniczna umożliwia uzyskanie większych szybkości przesyłania danych w sieci.

### Wpływ sprzętu na szybkość transmisji – model matematyczny

Żadne urządzenie nie może wytwarzać napięcia o całkowicie stałej wartości ani zmieniać napięcia w sposób natychmiastowy, energia elektryczna jest w przewodniku tracona. Na wzrost i spadek napięcia potrzebny jest pewien czas, a odbierany sygnał jest nieidealny – w każdym standardzie podaje się stopień dokładności, z jakim musi nadawać nadajnik oraz stopień tolerancji na niedoskonałość sygnału, jaką musi wykazać odbiornik.

Każdy system przesyłania informacji cechuje się **szerokością pasma**, która określa max częstotliwość, z jaką sprzęt może zmieniać sygnał (przedział częstotliwości, w którym może zachodzić transmisja danych). Szerokość pasma mierzy się w cyklach na sekundę, czyli w **hercach (Hz)**. Każdy system transmisji ma ograniczoną szerokość pasma.

**Szerokość pasma (bandwidth)** – wyraża maksymalną teoretyczną przepustowość sieci, jednostka - 1 bit/s.

**Przepustowość (throughput)** - wyraża aktualne możliwości sieci w zakresie przesyłania danych w sieci jest mniejsza lub równa teoretycznej, jednostka – 1 bit/s, zależy od:

- wydajności sieci – zarówno komputerów końcowych, jak i elementów pośrednich
- obciążenia sieci – a więc od aktywności innych urządzeń
- typu danych – (przede wszystkim narzut na pola kontrolne)

## Twierdzenie Nyquista o próbkowaniu (lata 20-te XX wieku)

Twierdzenie to wiąże zależność szerokości pasma systemu transmisyjnego z max liczbą bitów, które można przesłać w ciągu 1 sekundy.

Maksymalna szybkość przesyłania danych  $D$  (mierzona w bitach na sekundę), możliwa do uzyskania w systemie o szerokości pasma  $B$ , przy transmisji, gdzie stosuje się  $K$  poziomów napięcia wynosi:

$$D = 2B \log_2 K \text{ [bps]}$$

gdzie:  $D$  – szybkość transmisji [bps]  
 $B$  – szerokość pasma częstotliwości [Hz]  
 $K$  – ilość poziomów napięcia.

## Prawo Shannona - Hartleya (1948 rok)

W rzeczywistych systemach komunikacyjnych istnieją zaburzenia, nazywane **szumem**, które nie pozwalają na osiągnięcie teoretycznej granicy szybkości. Twierdzenie Shannona uogólnia twierdzenie Nyquista na systemy, w których występuje szum.

$$\text{Stosunek mocy sygnału do mocy szumu:} \quad (S/N)_{dB} = 10 \log_{10}(S/N) \text{ [dB]}$$

gdzie:  $S$  – moc sygnału  
 $N$  – moc szumu wyrażona w identycznych jednostkach jak moc sygnału

Przykład:  $(S/N)_{dB} = 1 \text{ dB}$  odpowiada  $S/N = 1,26$   
 $(S/N)_{dB} = 3 \text{ dB}$  odpowiada  $S/N = 2,00$   
 $(S/N)_{dB} = 10 \text{ dB}$  odpowiada  $S/N = 10,00$   
 $(S/N)_{dB} = 20 \text{ dB}$  odpowiada  $S/N = 100,00$

$$(S/N)_{dB} = n \cdot 10 \text{ dB} \text{ odpowiada } S/N = 10^n$$

Szybkość transmisji  $C$ , będąca efektywnym ograniczeniem pojemności kanału (w bitach na sekundę), przy szerokości pasma  $B$  i stosunku sygnału do szumu  $S/N$  wynosi:

$$C = B \log_2(1 + S/N)$$

gdzie:  $C$  – szybkość transmisji [bps]  
 $B$  – pasmo częstotliwości [Hz]  
 $S/N$  – stosunek mocy sygnału do mocy szumu;

Dla dużych wartości  $S/N$  można korzystać z zależności przybliżonej:

$$C = 0,333 B (S/N)_{dB}$$

### Przykład:

Pasma częstotliwości dostępne w linii komutowanej (dial'up) wynosi  $B = 3000 \text{ Hz}$ , a typowa (gwarantowana)  $(S/N)_{dB} = 20 \text{ dB}$ .

$$C_{20dB} = 0,333 \cdot 3000 \cdot 20 = 20 \text{ kbps}$$

Przy  $(S/N)_{dB} = 60 \text{ dB}$  (radiofonia)

$$C_{60\text{dB}} = 0,333 \cdot 3000 \cdot 60 = 60 \text{ kbps}$$

Z twierdzenia Nyquista wynika konieczność kodowania bitów za pomocą sygnałów w celu przesłania większej liczby bitów w jednostce czasu.

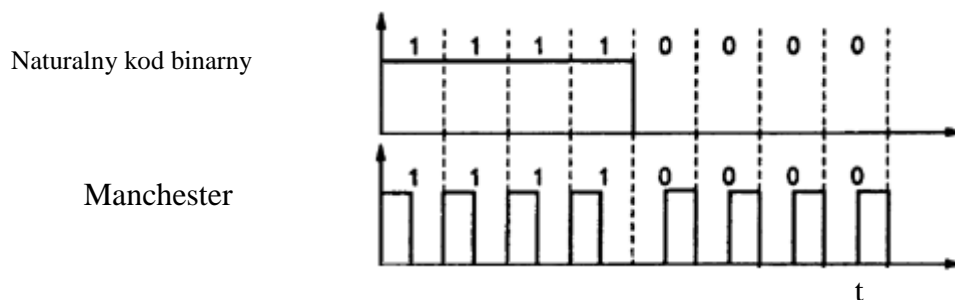
Z twierdzenia Shannona wynika, że żadna metoda kodowania informacji nie pozwala na złamanie praw fizyki, które stawiają ograniczenia liczby bitów, które można przesłać w ciągu sekundy za pomocą konkretnego systemu komunikacyjnego. W praktyce określa ono, jak szybko można przesłać dane przez łącze telefoniczne. Systemy telefonii analogowej zapewniają stosunek sygnału do szumu na poziomie 30 dB i pasmo około 3000 Hz. Maksymalna liczba bitów, które można przesłać w ciągu sekundy jest ograniczona do:

$$C_{30\text{dB}} = 3000 \log_2(1 + 1000) \quad \text{czyli } 30000 \text{ bps}$$

## 2.9. Algorytmy kodowania danych

### 2.9.1 Manchester

Zasada działania kodu Manchester polega na zmianie poziomu sygnału w środku każdego bitu sygnału wejściowego. Bitowi „1” odpowiada zmiana poziomu od wyższego do niższego, a „0” - od niższego do wyższego:



Przejście między poziomami sygnału występuje przy każdym bicie, w związku z czym możliwa jest ciągła kontrola synchronizacji detektora ze strumieniem danych, nawet w przypadku nadawania długiej sekwencji zer lub jedynek. Fakt ten może być również wykorzystywany do detekcji błędów – brak oczekiwanej zmiany poziomu sygnału oznacza przekłamanie. Kod Manchester wymaga impulsów dwukrotnie krótszych niż kod NRZ. Oznacza to dwukrotne zwiększenie szybkości modulacji, a więc i dwukrotny wzrost wymaganego pasma transmisyjnego przy tej samej szybkości transmisji danych. Korzystną cechą sygnału przesyłanego w kodzie Manchester jest fakt, że jego wartość średnia jest równa zero.

### 2.9.2 4B/5B

Kodowanie 4B/5B zostało zaprojektowane oryginalnie na potrzeby sieci FDDI, gdzie pozwoliło na 80% wykorzystanie przepustowości łącza. Zaadaptowano je do standardu 100BaseTX, gdzie służy jako wstępny skrambler danych przed kodowaniem MLT-3. Zabieg ten ma na celu zapobieganie powstawaniu długich ciągów logicznych zer, co skutkowałoby utratą synchronizacji (patrz kodowanie MLT-3). Kodowanie zostało zmienione jedynie w nieznacznym stopniu w stosunku do wersji FDDI, w celu uwzględnienia kontroli ramek Ethernet.

W kodowaniu 4B/5B ciągi czterobitowe kodowane są pięciobitowymi symbolami. Do każdego czterech bitów dodawany jest piąty – za pomocą 4 bitów można utworzyć  $2^4 = 16$  ciągów, natomiast pięć bitów daje ich już  $2^5 = 32$ . Analizując zamieszczoną tabelę kodową można zauważyć, że uzyskana w ten sposób nadmiarowość umożliwia takie zakodowanie sygnału, że nawet ciąg samych zer będzie zawierał jedynekę (i analogicznie ciąg samych jedynek będzie zawierał zero), co zapewnia utrzymanie synchronizacji. Poniższa tabela przedstawia wszystkie możliwe ciągi zer i jedynek wraz z ich interpretacją:

	PCS code-group [4:0] 4 3 2 1 0	Name	MII (TXD/RXD) <3:0> 3 2 1 0	Interpretation
D A T A	1 1 1 1 0	0	0 0 0 0	Data 0
	0 1 0 0 1	1	0 0 0 1	Data 1
	1 0 1 0 0	2	0 0 1 0	Data 2
	1 0 1 0 1	3	0 0 1 1	Data 3
	0 1 0 1 0	4	0 1 0 0	Data 4
	0 1 0 1 1	5	0 1 0 1	Data 5
	0 1 1 1 0	6	0 1 1 0	Data 6
	0 1 1 1 1	7	0 1 1 1	Data 7
	1 0 0 1 0	8	1 0 0 0	Data 8
	1 0 0 1 1	9	1 0 0 1	Data 9
	1 0 1 1 0	A	1 0 1 0	Data A
	1 0 1 1 1	B	1 0 1 1	Data B
	1 1 0 1 0	C	1 1 0 0	Data C
	1 1 0 1 1	D	1 1 0 1	Data D
	1 1 1 0 0	E	1 1 1 0	Data E
	1 1 1 0 1	F	1 1 1 1	Data F
	1 1 1 1 1	I	undefined	IDLE; used as inter-stream fill code
C O N T R O L	1 1 0 0 0	J	0 1 0 1	Start-of-Stream Delimiter, Part 1 of 2; always used in pairs with K
	1 0 0 0 1	K	0 1 0 1	Start-of-Stream Delimiter, Part 2 of 2; always used in pairs with J
	0 1 1 0 1	T	undefined	End-of-Stream Delimiter, Part 1 of 2; always used in pairs with R
	0 0 1 1 1	R	undefined	End-of-Stream Delimiter, Part 2 of 2; always used in pairs with T
I N V A L I D	0 0 1 0 0	H	Undefined	Transmit Error; used to force signaling errors
	0 0 0 0 0	V	Undefined	Invalid code
	0 0 0 0 1	V	Undefined	Invalid code
	0 0 0 1 0	V	Undefined	Invalid code
	0 0 0 1 1	V	Undefined	Invalid code
	0 0 1 0 1	V	Undefined	Invalid code
	0 0 1 1 0	V	Undefined	Invalid code
	0 1 0 0 0	V	Undefined	Invalid code
	0 1 1 0 0	V	Undefined	Invalid code
	1 0 0 0 0	V	Undefined	Invalid code
	1 1 0 0 1	V	Undefined	Invalid code

W nadawanej sekwencji znaków nigdy nie wystąpi ciąg dłuższy niż 8 jedynek. Piąty bit w niewielkim zakresie umożliwia ponadto wykrywanie błędów. Wadą tego kodowania, np. w stosunku do 8B/10B, jest brak zrównoważenia wystąpień sygnałów 0 i 1, w związku z czym wymagana do zakodowania energia będzie większa w przypadku wysyłania większej liczby 1 niż 0. Należy zauważyć, że 25% nadmiarowość oznacza konieczność użycia zegara o odpowiednio wyższej częstotliwości, np. 125MHz przy 100Mb/s. Kod ten używany jest min. w standardach Fast Ethernet, FDDI czy HIPPI-6400

### 2.9.3 5B/6B

Zasada działania jest taka sama jak w przypadku kodowania 4B/5B. Dodatkowo wprowadzona została zasada równoważenia składowej stałej w celu zapobiegania polaryzacji sygnału (3 zera i 3 jedynki w każdej grupie sześciu bitów). Umożliwia to także prostsze wykrywanie błędów – niepoprawny jest każdy ciąg, w którym występuje więcej niż 3 zera lub 3 jedynki pod rząd.

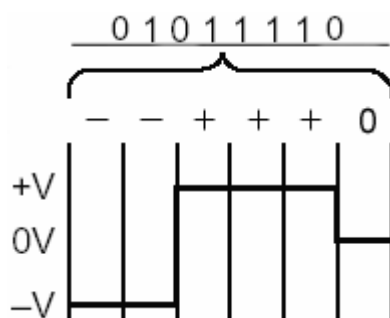
Nadmiarowość wynosi tu 20% (co pięć bitów dodawany jeden dodatkowy). Oznacza to, że przy prędkości transmisji 100Mb/s, stosowany jest zegar o częstotliwości 120 MHz. Używany m.in. w 100VGAnyLAN.

### 2.9.4 8B/6T

Kodowanie 8B/6T zaprojektowane zostało w celu wykorzystania skrętki kategorii 3 do transmisji sygnału 100Mb/s. Kodowanie przebiega w ten sposób, że każdej sekwencji ośmiu bitów ze strumienia danych wejściowych przyporządkowany zostaje ciąg sześciu symboli trzystanowych (o trzech możliwych poziomach napięć:  $-V$ ,  $0$ ,  $+V$ ). Możliwych jest więc  $3^6 = 729$  ciągów, z czego wykorzystywanych jest  $2^8 = 256$  ciągów. Ciągi kodowe zostały tak dobrane, aby zapewnić możliwość dobrej detekcji błędów, zmniejszyć efekty wysokoczęstotliwościowe oraz wyeliminować składową stałą. Przyjęto założenie, że w każdym ciągu muszą wystąpić co najmniej dwa poziomy napięć (niezbędne do celów synchronizacji). Ponadto mogą być używane specjalne ciągi kodowe, np. jako znaczniki.

Kodowanie wielopoziomowe umożliwia zakodowanie więcej niż jednego bitu informacji w pojedynczej zmianie poziomu – tym sposobem sygnał o częstotliwości 12,5MHz przenosi strumień danych o szybkości 33,3Mb/s. Każdy cykl sygnału 12,5MHz zawiera dwa poziomy, co daje 25 milionów zmian poziomów na sekundę na pojedynczej parze skrętki. Na trzech parach sumarycznie daje to 75 milionów zmian w każdej sekundzie. Dzieląc przez 6 symboli w każdym ciągu kodowym, otrzymujemy 12,5 miliona ciągów kodowych na sekundę, z których każdy odpowiada ośmiu bitom danych – daje to sygnał o szybkości 100Mb/s. Warto zauważyć, że częstotliwość 12,5MHz mieści się w limicie 16MHz dla skrętki kategorii 3.

Przykładowo, osiem bitów danych *01011110* zostanie zakodowane jako następujące sześć symboli:  $--+++0$  co zostało zilustrowane poniżej:

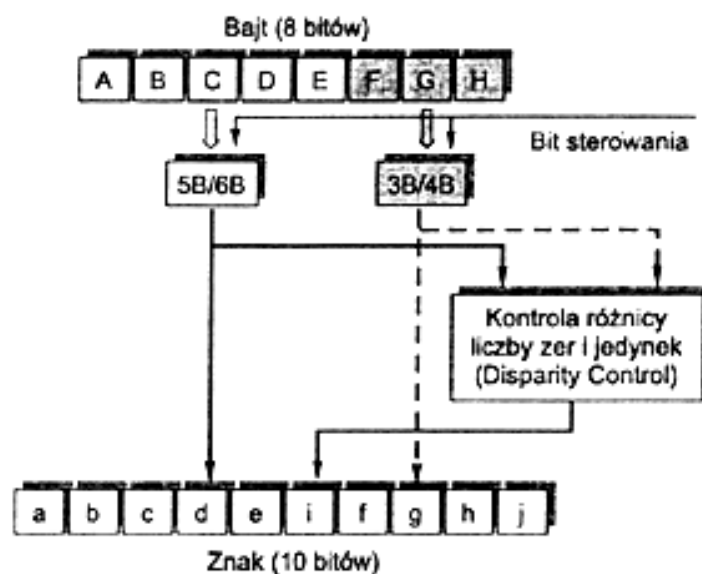


## 2.9.5 8B/10B

Aby możliwe było wiarygodne przesyłanie danych z prędkościami gigabitowymi i większymi (standardy Gigabit Ethernet czy 10 Gigabit Ethernet), konieczna jest kolejna zmiana w metodzie kodowania danych. Strumień napływających danych dzielony jest na bloki ośmiobitowe (kolejne bity oznaczone są *HGFEDCBA*, gdzie H – najbardziej znaczący bit, A – najmniej znaczący bit), do których następnie dodawane są dwa nadmiarowe bity w celu otrzymania dziesięciobitowego ciągu kodowego. Ponadto założono istnienie tzw. zmiennej sterującej (bit sterowania) – blok ośmiobitowy zawiera dane jeżeli zmienna ta ma wartość *D*, lub jest bajtem kontrolnym jeżeli ma wartość *K*. Kodowanie przebiega w ten sposób, że najpierw każde 8 bitów dzielone jest na 3 najbardziej znaczące bity (*HGF*) oraz 5 najmniej znaczących bitów (*EDCBA*). Następnie osiem bitów przekształcanych jest na dziesięć bitów o postaci *abcdeifghj*. 10-cio bitowe ciągi kodowe zostają tak dobrane, aby zawierały:

- 5 jedynek i 5 zer lub
- 4 jedynki i 6 zer lub
- 6 jedynek i 4 zera

Zapobiega to występowaniu dłuższych sekwencji takich samych bitów co ułatwia synchronizację. Kolejne bloki ośmiobitowe kodowane są w ten sposób, aby pierwszy miał więcej bitów 1, następny więcej bitów 0, itd. Proces kodowania przedstawia poniższy schemat:



Bajt niezakodowany	Bajt zakodowany
	9 → j
7 → H	8 → h
6 → G	7 → g
5 → F	6 → f
	5 → i
4 → E	4 → e
3 → D	3 → d
2 → C	2 → c
1 → B	1 → b
0 → A	0 → a

Sposób konwersji 8B/10B

Każdy blok ośmiobitowy można zapisać w postaci  $Dxx.y$  (bajt danych – ang. data character) lub  $Kxx.y$  (bajt kontrolny – ang. special character), gdzie  $xx$  to zapis dziesiętny pięciu najmniej znaczących bitów, a  $y$  pozostałych. Np. bajt  $10100110$  zostanie zapisany jako  $D6.5$ . Za pomocą bajtu kontrolnego oraz 3 bajtów danych można utworzyć tzw. zestawy uporządkowane (ang. Ordered Set) – oznaczające przykładowo początek (SOF – Start of Frame to K28.5 D21.5 D23.2 D23.2) i koniec ramki (EOF – End of Frame – K28.5 D10.4 D21.4 D21.4).

Ja już napisano kolejne bajty kodowane są tak, aby pierwszy zawierał więcej jedynek niż zer. Drugi zawiera więcej zer i jedynek, w trzecim występuje więcej jedynek itd. Liczba zer i jedynek w transmitowanym bajcie określona jest jako dysparytet (ang. running disparity, RD). Jeżeli liczba zer jest równa liczbie jedynek, wówczas mówimy o dysparytecie neutralnym. Jeżeli w bajcie przeważa liczba jedynek, wówczas mówimy o dysparytecie dodatnim (RD+), a jeżeli przeważa liczba zer to o dysparytecie ujemnym (RD-).

Wartość parametru RD dla podgrup określa się według następujących zasad:

- parametr RD jest dodatni (RD+), gdy liczba jedynek jest większa niż liczba zer oraz na końcu 6-bitowej podgrupy 000111 oraz 4-bitowej podgrupy 0011
- parametr RD jest ujemny (RD-), gdy liczba jedynek jest mniejsza niż liczba zer oraz na końcu 6-bitowej podgrupy 111000 oraz 4-bitowej podgrupy 1100
- w innych przypadkach wartość dysparytetu na końcu podgrupy jest taka sama jak na początku podgrupy.

Przed wysłaniem danych nadajnik dla każdego bajtu wyszukuje na podstawie bieżącej wartości RD odpowiedni wpis w tabeli. Wpis ten staje się grupą kodową dla danego bajtu. Po wysłaniu bajtu obliczona zostaje nowa wartość RD, która użyta zostanie do wysłania kolejnego bajtu. Dodatek B przedstawia wszystkie ciągi kodowe.

W kodzie 8B/10B nadmiarowość wynosi 25%, więc by uzyskać prędkość przesyłu danych 1Gb/s, faktyczna prędkość transmisji musi wynosić 1,25GHz.

## 2.9.6 MLT-3

Jest to trójpoziomowy sygnał (Multi-Level Threshold) wykorzystywany do reprezentacji strumienia bitów zakodowanego jako 4B/5B (dla 100BaseTX). Zaprojektowany został z myślą o transmisji z prędkościami 100Mb/s i większymi. Jak już było powiedziane wcześniej, przy okazji 8B/6T, kodowanie wielopoziomowe umożliwia zakodowanie więcej niż jednego bitu informacji w pojedynczej zmianie poziomu. Uzyskuje się dzięki temu ograniczenie widma sygnału, lecz kosztem mniejszego odstepu sygnału od zakłóceń.

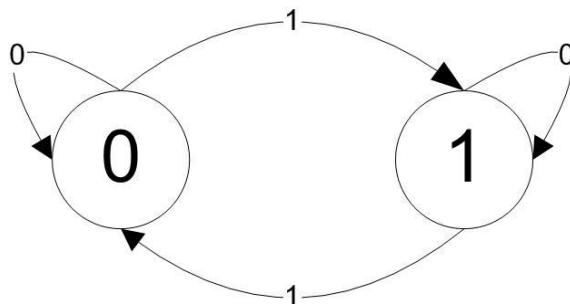
Najpierw każde 4 bity danych wejściowych zamieniane jest na 5-cio bitowy ciąg, zgodnie z kodem 4B/5B. Tym samym strumień danych o szybkości 100Mb/s zostaje zamieniony na 125Mb/s. Użycie MLT-3 pozwala na przenoszenie strumienia danych 125Mb/s, sygnałem o częstotliwości 31,25MHz.

MLT-3 używa trzech różnych poziomów napięć: -1, 0, +1. Kodowanie odbywa się według następujących reguł:

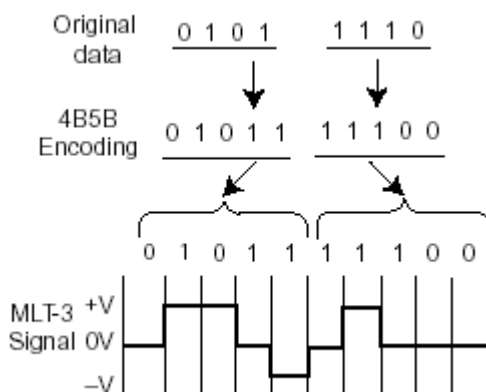
- Jeżeli następny bit wejściowy jest równy 0, to następna wartość wyjściowa jest taka sama, jak poprzednio.
- Jeżeli następny bit wejściowy jest równy 1, to nastąpi zmiana poziomu wartości wyjściowej:
  - Jeżeli wartość poprzednia była równa +1 lub -1, to następna wartość wyjściowa jest równa 0.

- Jeżeli wartość poprzednia była równa 0, to następna wartość wyjściowa będzie niezerowa, o znaku przeciwnym do ostatniej niezerowej wartości.

Na poniższym grafie stan 0 oznacza brak zmiany wartości wyjściowej, natomiast stan 1 oznacza zmianę wartości wyjściowej zgodnie z warunkiem podanym powyżej.



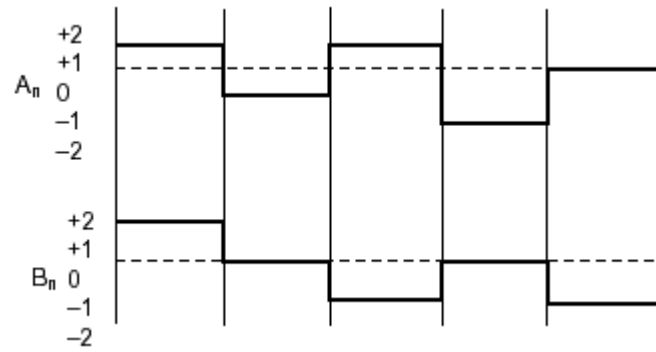
Innymi słowy poziom pozostaje niezmienny dla logicznych zer, a jedynka oznacza zmianę poziomu. Zmiany następują wg cyklu 0, +1, 0, -1, 0, +1. Przykładowy ciąg danych zakodowany MLT-3:



## 2.9.7 PAM-5

W celu zaadaptowania dwuparowej skrętki kategorii 3 do większych szybkości transmisji, zastosowano kodowanie 5 level Pulse Amplitude Modulation. Jest to kolejny kod wielopoziomowy. W 100BaseT2 przesyłane są dwa 5-cio poziomowe sygnały PAM o częstotliwości 12,5MHz. Każdy cykl sygnału dostarcza dwóch zmian poziomów, jest więc 25 milionów zmian poziomów na sekundę na parę w skrętce. Każda z par sygnału PAM (A i B) koduje inny, 4-bitowy ciąg kodowy (25mln\*4b=100Mb/s), przy użyciu pięciu różnych poziomów: -2, -1, 0, +1, +2 (odpowiednio: -1V, -0.5V, 0V, 0.5V, 1V). Poniżej widać przykładowy kod PAM-5:





W Gigabit Ethernetie zastosowano kodowanie PAM-5. Główną różnicą podczas transmisji sygnału pomiędzy 10/100 Mbps Ethernetem a Gigabit Ethernetem jest fakt, że 1000BASE-T wykorzystuje cztery pary do równoczesnego wysyłania i odbierania sygnału, podczas gdy w 10/100 Mbps Ethernetie używane są tylko dwie pary – jedna do nadawania i jedna do odbioru.

Zarówno MLT-3 jak i PAM-5 zostały zaprojektowane jako kody pseudookresowe, dzięki czemu składowa stała sygnału jest bliska lub równa zero.

## 2.10. Krótka charakterystyka wybranych wersji standardu Ethernet

Wersja Ethernet	Rozmiar segmentu [m]	Kodowanie	Topologia	Medium	Szybkość transmisji [bit/s]
10Base5	500	Manchester	magistrala	koncentryk 50Ω	10M
10Base2	185	Manchester	magistrala	koncentryk 50Ω	10M
10BaseT	100	Manchester	gwiazda	skrętka 2-parowa kat. 3	10M
100BaseT2	100	PAM 5x5	gwiazda	skrętka 2-parowa kat. 3	100M
100BaseT4	100	8B/6T	gwiazda	skrętka 4-parowa kat. 3	100M
100BaseTX	100	4B/5B, MLT-3	gwiazda	skrętka 2-parowa kat. 5	100M
100BaseFX	412/2000	4B/5B, NRZI	gwiazda	światłowód wielomodowy	100M
1000BaseT	100	PAM 5x5	gwiazda	skrętka 4-parowa kat. 5	1G
1000BaseSX	275	8B/10B	gwiazda	światłowód wielomodowy	1G
1000BaseLX	316/550	8B/10B	gwiazda	światłowód wielomodowy	1G
1000BaseCX	25	8B/10B	gwiazda	twinax	1G

### 2.10.1 Rzeczywiste parametry kanału

Poniżej zamieszczone są tabele z wynikami pomiarów poziomu przesłuchów i tłumienia w trzech odcinkach skrętki kat. 5 o długościach 3, 100 i 300 metrów. Zapis n(x,y) oznacza n-tą parę, przewody x i y.

a) 3 metry

Przesłuchy	Końcówka lokalna		Końcówka zdalna	
	dB	MHz	dB	MHz
2(3,6)/1(4,5)	35,4	98,75	34,7	97,25
2(3,6)/3(1,2)	37,1	88,00	35,3	88,50
3(1,2)/4(7,8)	39,0	97,25	37,5	96,25
4(7,8)/1(4,5)	41,1	90,00	45,2	90,00
1(4,5)/3(1,2)	37,0	94,25	40,1	96,75
2(3,6)/4(7,8)	38,9	96,50	38,0	88,75

<b>Tłumienie</b>	<b>dB</b>	<b>MHz</b>
1(4,5)	0,0	1,00
2(3,6)	0,0	1,00
3(1,2)	0,2	96,00
4(7,8)	0,0	1,00

b) 100 metrów

<b>Przesłuchy</b>	<b>Końcówka lokalna</b>		<b>Końcówka zdalna</b>	
	<b>dB</b>	<b>MHz</b>	<b>dB</b>	<b>MHz</b>
2(3,6)/1(4,5)	49,2	100,00	43,2	99,50
2(3,6)/3(1,2)	41,3	95,50	40,6	86,50
3(1,2)/4(7,8)	46,1	87,75	43,3	79,50
4(7,8)/1(4,5)	48,6	76,00	45,4	98,00
1(4,5)/3(1,2)	43,2	98,00	46,8	77,00
2(3,6)/4(7,8)	39,1	100,00	40,3	93,75

<b>Tłumienie</b>	<b>dB</b>	<b>MHz</b>
1(4,5)	23,1	75,00
2(3,6)	23,4	75,00
3(1,2)	26,1	96,00
4(7,8)	22,0	73,00

c) 300 metrów

<b>Przesłuchy</b>	<b>Końcówka lokalna</b>		<b>Końcówka zdalna</b>	
	<b>dB</b>	<b>MHz</b>	<b>dB</b>	<b>MHz</b>
2(3,6)/1(4,5)	36,3	85,50	39,9	96,75
2(3,6)/3(1,2)	36,3	100,00	44,1	98,00
3(1,2)/4(7,8)	39,9	94,75	43,9	94,75
4(7,8)/1(4,5)	36,4	100,00	43,3	98,00
1(4,5)/3(1,2)	40,2	94,25	38,8	99,25
2(3,6)/4(7,8)	39,0	94,25	40,8	75,75

<b>Tłumienie</b>	<b>dB</b>	<b>MHz</b>
1(4,5)	48,0	65,00
2(3,6)	48,1	62,00
3(1,2)	48,6	65,00
4(7,8)	48,4	70,00

## 2.10.2 Obowiązujące normy parametrów okablowania kategorii 3 i 5

Częstotliwość [MHz]	Kategoria 3		Kategoria 5	
	Tłumienie (max.) [dB]	Przesłuchy (min.) [dB]	Tłumienie (max.) [dB]	Przesłuchy (min.) [dB]
1.0	2.6	41.0	2.1	60.0
4.0	5.6	32.0	4.0	51.8
8.0	8.5	27.0	5.7	47.1
10.0	9.7	26.0	6.3	45.5
16.0	13.1	23.0	8.2	42.3
20.0	-	-	9.2	40.7
25.0	-	-	10.3	39.1
31.25	-	-	11.5	37.6
62.5	-	-	16.7	32.7
100.0	-	-	21.6	29.3

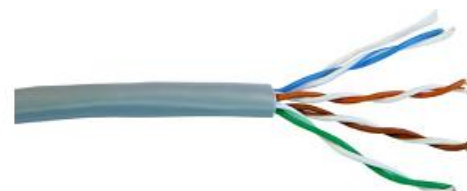
## 2.11. Rodzaje, budowa i parametry skrętki

### 2.11.1 Skrętka nieekranowana UTP



**Skrętka** - Jest to kabel wykonany ze skręconych, nieekranowanych przewodów tworzących linię symetryczną zrównoważoną. Skręcanie przewodów ze splotem 1 zwój na 16-10 cm chroni transmisję przed oddziaływaniem otoczenia. Skrętkę powszechnie stosuje się w sieciach telefonicznych i komputerowych.

Przewód UTP, 4x2, kat. 5e, wewnętrzny, szary, 305 m, linka



Cena netto: 197,00 PLN  
Jednostka: 305m  
Stawka VAT: 22 %  
Minimalna ilość zamówienia: 1 x 305m  
Ilość sztuk w najmniejszym opakowaniu zbiorczym: 1 x 305m

Przewód UTP MADEX, 4x2, kat. 5e, żelowany, czarny, 305 m, drut.



Cena netto: 855,00 PLN  
 Jednostka: 305m  
 Stawka VAT: 22 %  
 Minimalna ilość zamówienia: 1 x 305m  
 Ilość sztuk w najmniejszym opakowaniu zbiorczym: 1 x 305m

Przewodnik	drut miedziany
Średnica żyły	0,511 mm
Izolacja żył	polietylenowa
Ośrodek kabla	wiązki parowe, skręcone ze sobą
Uszczelnienie ośrodka	żel hydrofobowy
Izolacja ośrodka	wzdłużnie wyłożona taśma estrofolowa z zakładką równą co najmniej 4 mm
Zapora przeciwwilgociowa	taśma aluminiowa, dwustronnie laminowana, nałożona wzdłużnie na izolowany estrofolem ośrodek z zakładką równą co najmniej 20% > 6 mm
Powłoka	polietylenowa
Kod kolorowy	niebieski/biały-niebieski; pomarańczowy/biały-pomarańczowy; zielony/biały-zielony; brązowy/biały-brązowy
Kolor powłoki	czarny
Min. promień gięcia podczas instalowania	8 x średnica zewnętrzna kabla
Min. promień gięcia po zainstalowaniu	4 x średnica zewnętrzna kabla
Max. siła ciągnięcia	80 N
Znakowanie kabla	nadruk licznika długości w odstępach metrowych na każdym odcinku handlowym
Pakowanie	szpuła 305 m

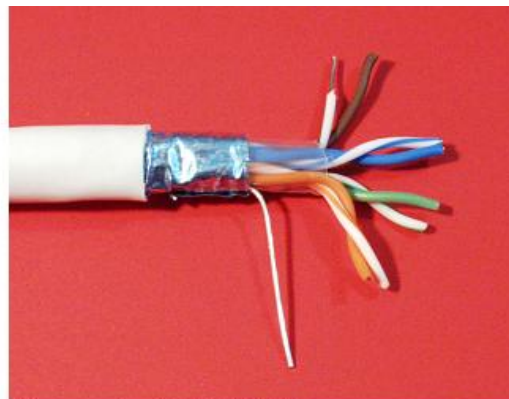
### 2.11.2 Skrętka ekranowana FTP



**Skrętka ekranowana FTP - (Foiled Twisted Pair)** Jest skrętka ekranowaną za pomocą folii z przewodem uziemiającym. Przeznaczona głównie do budowy sieci komputerowych (Ethernet, Token Ring) o długości nawet kilku kilometrów. Stosowana również na krótszych dystansach w sieciach standardu Gigabit Ethernet.

Przewód FTP MADEX, 4x2, kat. 5e, wewnętrzny, szary, 305 m, drut.

Przewodnik	drut miedziany
Srednica żyły	0,511 mm
Izolacja ośrodka	folia estrofolowa
Ekran	folia Al/PET
Powłoka	polwinitowa PCV o podwyższonym indeksie tlenowym lub polietylenowa LSOH
Kod kolorowy	niebieski/biały-niebieski; pomarańczowy/biały-pomarańczowy; zielony/biały-zielony; brązowy/biały-brązowy
Kolor powłoki	szary
Min. promień gięcia podczas instalowania	8 x średnica zewnętrzna kabla
Min. promień gięcia po zainstalowaniu	4 x średnica zewnętrzna kabla
Max. siła ciągnięcia	82 N
Znakowanie kabla	nadruk licznika długości w odstępach metrowych na każdym odcinku handlowym
Pakowanie	szpula 305 m



Cena netto: 399,00 PLN  
 Jednostka: 305m  
 Stawka VAT: 22 %  
 Minimalna ilość zamówienia: 1 x 305m  
 Ilość sztuk w najmniejszym opakowaniu zbiorczym: 1 x 305m

### 2.11.3 Skrętka ekranowana STP



**Skrętka ekranowana STP** - (*Shielded Twisted Pair*) Posiada ekran wykonany w postaci oplotu i zewnętrznej koszulki ochronnej. Znaczenie skrętki ekranowanej wzrasta w świetle nowych norm europejskich EMC w zakresie emisji EMI (*ElectroMagnetic Interference*) - ograniczających promieniowanie dla nieekranowanych kabli telekomunikacyjnych przy wyższych częstotliwościach pracy.

Przewód SFTP, 4x2, kat. 5e, wewnętrzny, szary, 305 m, drut.



Cena netto: 326,00 PLN  
 Jednostka: 305m  
 Stawka VAT: 22 %  
 Minimalna ilość zamówienia: 1 x 305m  
 Ilość sztuk w najmniejszym opakowaniu zbiorczym: 1 x 305m





## Kable teleinformatyczne – SSTP kategorii 7

**Norma: ZN-MADEX-04**

Kable spełniają wymagania kategorii 7 zgodnie z ISO/IEC 11801; EN 50173; IEC 61156-5 oraz EN 50288-4-1.

Próba palności według IEC 60332-1 (HD 405-1).

### Zastosowanie

Kable przeznaczone są do wykonywania instalacji wewnętrznych poziomych i pionowych w sieciach teleinformatycznych szczególnie zagrożonych oddziaływaniem zakłóceń elektromagnetycznych.

Tory kabli kategorii 7 przewidziane są do pracy przy częstotliwościach do 600 MHz, z przepływnością binarną powyżej 1 Gb/s.

Kable nie mogą być stosowane do zasilania urządzeń elektroenergetycznych.

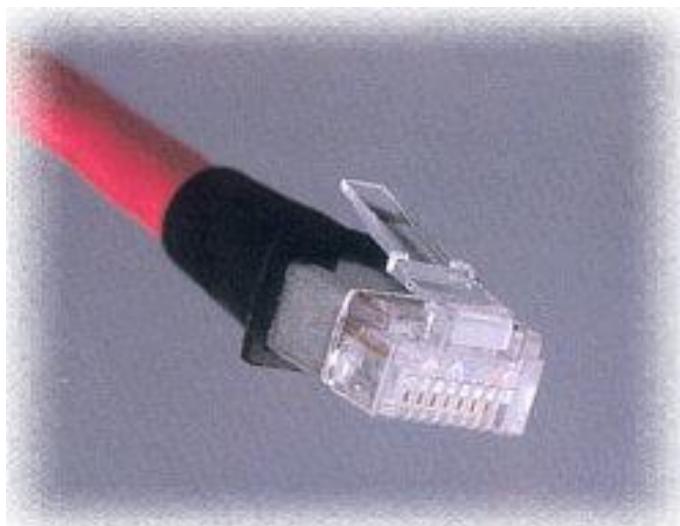
### Budowa

- żyły: miedziane jednodrutowe o średnicy 0,573 mm (23AWG)
  - izolacja: polietylenowa typu foam-skin
  - wiązki: parowe, każda para ekranowana folią poliestrową pokrytą warstwą aluminium ułożoną warstwą metalu na zewnątrz
  - ośrodek: 4 pary ekranowane skręcone razem
  - ekran ośrodka: opłot z drutów miedzianych ocynowanych, pod ekranem żyła uziemiająca z drutu CuSn o średnicy min. 0,4 mm
  - powłoka : - polwinil o podwyższonym indeksie tlenowym (FR-PVC)  
- tworzywo bezhalogenowe nierozprzestrzeniające płomienia, o ograniczonym wydzielaniu dymu oraz gazów korozyjnych (LSOH)
- kolor powłoki: szary, czerwony, niebieski, żółty, zielony, biały

### Charakterystyka:

Parametry elektryczne w temperaturze 20°C	Jednostka	Wymaganie
Rezystancja pętli żył (max)	Ω/km	190
Asymetria rezystancji żył (max)	%	2
Rezystancja izolacji żył (min)	MΩ x km	5000
Asymetria pojemności względem ziemi (max)	pF/km	1600
Odporność izolacji żył na napięcie probiercze w ciągu 1 minuty żyła/żyła oraz żyła/ekran	V	700 (~) 1000 (=)
Impedancja falowa torów transmisyjnych w zakresie częstotliwości: 1 ÷ 100 MHz 100 ÷ 200 MHz 200 ÷ 600 MHz	Ω	100 ± 15 100 ± 22 100 ± 25
Średnia impedancja charakterystyczna przy częstotliwości 100MHz	Ω	100 ± 5
Impedancja sprzężeniowa, max przy częstotliwości 1 MHz przy częstotliwości 10 MHz przy częstotliwości 30 MHz	mΩ/m	10 10 30
Szybkość propagacji, min. przy częstotliwości 1 MHz przy częstotliwości 10 MHz przy częstotliwości 100 MHz		0,60c 0,65c 0,65c
Tłumienność odbiciowa (RL) (min) w zakresie częstotliwości (f) 1 ÷ 10MHz w zakresie częstotliwości (f) 10 ÷ 20MHz w zakresie częstotliwości (f) 20 ÷ 250MHz w zakresie częstotliwości (f) 250 ÷ 600MHz	dB	20 + 5 log(f) 25 25-7log (f/20) 17,3

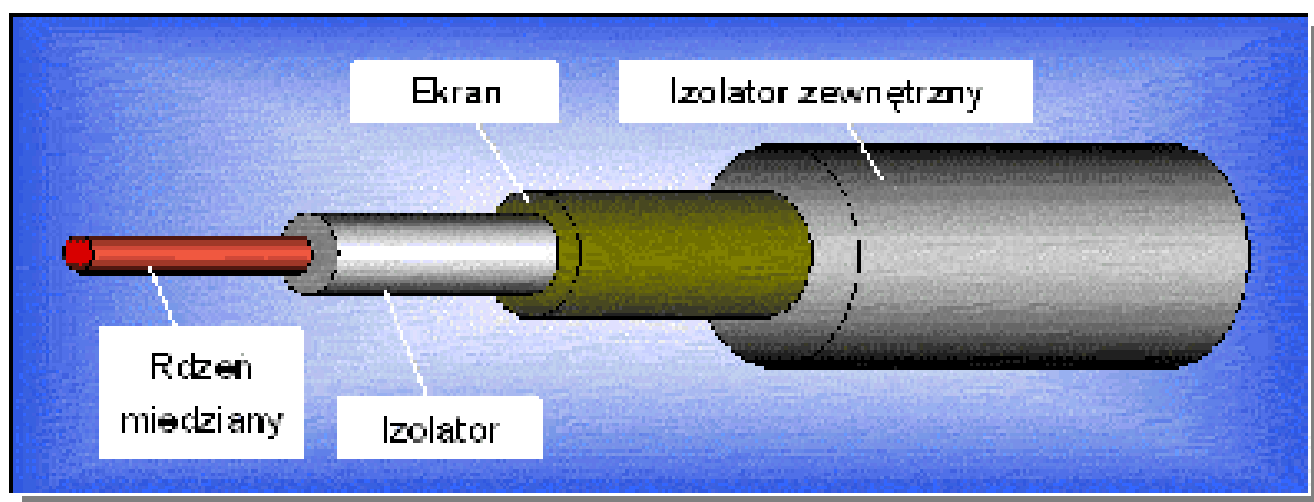
## 2.11.4 Końcówka skrętki



W zastosowaniach skrętki można napotkać dwa typy końcówek:

- RJ-11 sześciopozycyjny łącznik modularny (łącze telefoniczne),
- RJ-45 ośmiopozycyjny łącznik modularny (sieć Ethernet).

## 2.12. Budowa i parametry kabla koncentrycznego



### Parametry kabla koncentrycznego cienkiego

Źródło transmisji	Elektryczne
Współpracujące topologie	10Mb Ethernet
Maksymalna długość segmentu	185 m
Minimalna długość kabla	0,5 m
Maksymalna liczba stacji	30 na jeden segment sieci
Maksymalna liczba segmentów	5 segmentów, z których tylko 3 są wypełnione
Maksymalna całkowita długość sieci	925 m

### Kabel koncentryczny

- Ethernet cienki o impedancji falowej 50 omów i grubości 1/4", powszechnie stosowany w małych sieciach lokalnych (max. odległość między stacjami 185m)



- Ethernet gruby o impedancji falowej 50 omów i grubości 1/2", praktycznie wyszedł z użycia, czasem stosowany jako rdzeń sieci (max. odległość między stacjami do 500m).
- ARCNET o impedancji falowej 93 omy i grubości 1/3"(max. odległość między stacjami do 300m).

### 2.12.1 Elementy łączeniowe



Łącznik T



Terminator



Końcówki BNC

### 2.13. Budowa i działanie światłowodów

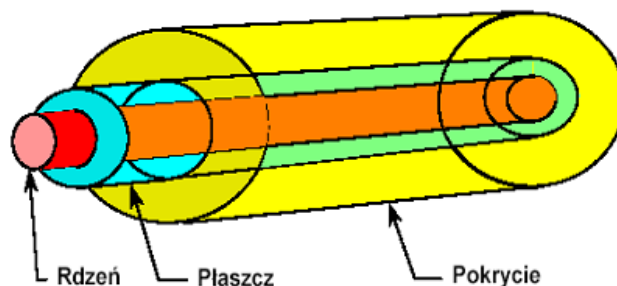
W dzisiejszych czasach informacja jest najbardziej poszukiwanym i cenionym produktem przeznaczonym do sprzedaży. Pod względem szybkości i jakości przepływu informacji światłowody stanęły wysoko ponad wszelką konkurencją. Transmisja światła jest niewrażliwa na zakłócające pola elektromagnetyczne, co jest szczególnie istotne środowisku przemysłowym. Innym powodem stosowania optycznej transmisji sygnału jest możliwość wykorzystania bardzo szerokiego pasma, dlatego nadaje się on szczególnie do telefonii, transmisji danych i sygnałów telewizyjnych w formie cyfrowej.



### 2.13.1 Definicje

Światłowody służą do przesyłania (transmisji) na różne odległości (nawet do 200 km) fal elektromagnetycznych — w postaci światła lub obrazu — o częstotliwościach optycznych ( $3,95 \div 7,9 \times 10^{14}$  Hz). Odnaczają się one niewielkim tłumieniem transmitowanego sygnału oraz bardzo szerokim pasmem przenoszenia, dochodzącym do dziesiątków gigaherców. Światłowody są wykonywane z tworzywa sztucznego lub z włókna szklanego (głównie szkło nieorganiczne); mogą być jednowłóknowe lub wiązkowe. Pojedyncze włókno jest zbudowane z rdzenia (szkło o dużym współczynniku załamania światła  $n_1$ ), którego średnica może wynosić od 50 do 1000  $\mu\text{m}$  i płaszcz (szkło o małym współczynniku załamania światła —  $n_2$ ) o średnicy od 125 do 1050  $\mu\text{m}$ .

### 2.13.2 Budowa światłowodu



Rysunek 1. Schemat budowy światłowodu włóknistego.

Światłowód składa się z 3 części: rdzenia, płaszcz i pokrycia.

**Rdzeń** – jego grubość wynosi w zależności od rodzaju światłowodu od 5 do 50 mikronów. Zbudowany jest najczęściej ze szkła kwarcowego lub plastiku, rzadziej z innych rodzajów szkieł lub materiałów krystalicznych, jak np. szafir.

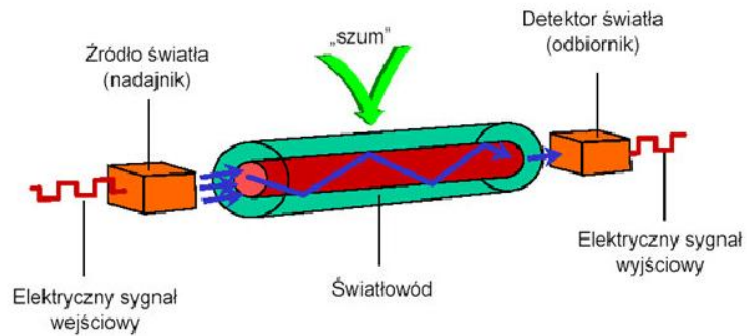
**Płaszcz** – jego średnica to ok. 125  $\mu\text{m}$ . Jest wykonany z materiału o mniejszym współczynniku załamania światła, niż rdzeń. Najczęściej są to plastiki, lecz niekiedy także stosuje się szkła z odpowiednimi domieszkami.

**Pokrycie** – jego zadaniem jest chronienie płaszcz i rdzenia przed mikropeknieniami. Wykonane jest z elastycznych materiałów, jak np. akryl. W procesie technologicznym najczęściej składa się z dwóch lub więcej warstw; łączna średnica to ok. 250  $\mu\text{m}$ .

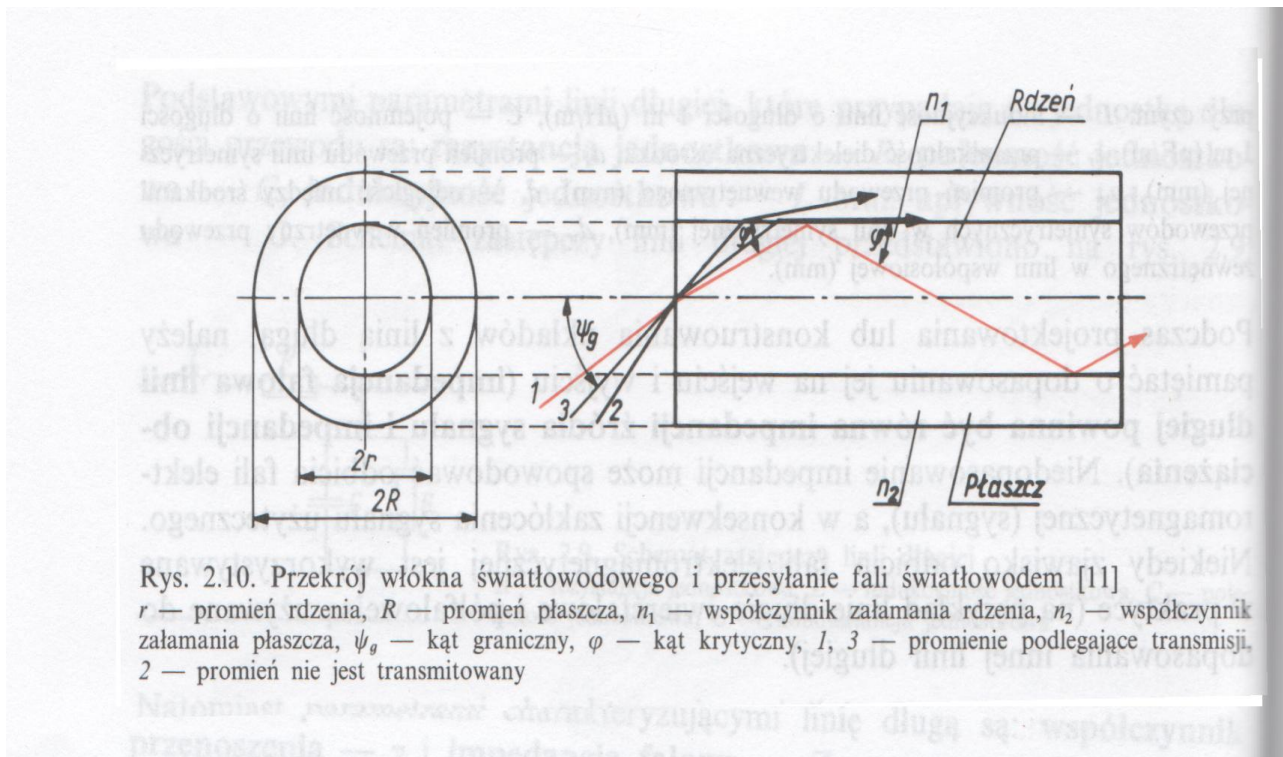
Dodatkowo włókna zabezpiecza się kolejnymi warstwami, scalającymi ze sobą najczęściej po kilkanaście pojedynczych włókien.

Poza przedstawionym światłowodem włóknistym stosuje się także światłowody planarne umieszczane np. pod całą powierzchnią podłóg.

## Schemat systemu światłowodowego



### 2.13.3 Działanie światłowodu



### 2.13.4 Warunek jednomodowości

$$\frac{2\pi r}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} < 2,4,$$

przy czym:  $r$  — promień rdzenia,  $\lambda$  — długość fali.

Dla światłowodu o średnicy kilku  $\mu\text{m}$  transmitującego falę optyczną, warunek jednomodowości jest spełniony, np. przy  $n_1 = 1,5$  i  $n_2 = 1,485$ .



### 2.13.5 Warunek odbicia

Przesyłanie fali światłowodem odbywa się w wyniku zjawiska całkowitego odbicia (kąta padania równy kątowi odbicia) światła od powierzchni wewnętrznej, co przedstawiono na rys. 2.10. **Kąt odbicia światła**, przy którym następuje całkowite odbicie, jest określony stosunkiem współczynnika załamania światła w rdzeniu —  $n_1$  i współczynnika załamania światła w płaszczu —  $n_2$ . Odbiciu będą ulegały tylko te promienie, które padają pod mniejszym kątem niż **kąt graniczny** —  $\psi_g$ .

$$n_0 \sin \psi_g = \sqrt{n_1^2 - n_2^2},$$

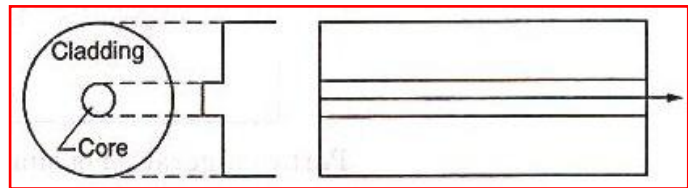
przy czym  $n_0$  jest współczynnikiem załamania światła w ośrodku otaczającym włókno.

Światło będzie transmitowane, jeżeli kąt padania będzie mniejszy od **kąta krytycznego** —  $\varphi$ .

$$\cos \varphi = n_2/n_1.$$

### 2.13.6 Rodzaje światłowodów

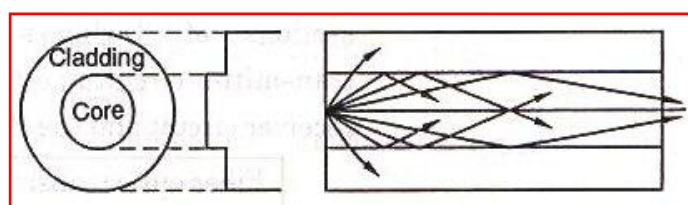
W światłowodzie **jednomodowym** (SMF – Single Mode Fiber), przesyła się tylko jeden mod. Oznacza to, że wszystkie promienie odbijane są pod tym samym kątem do powierzchni płaszczu. Wszystkie promienie mają więc jednakową drogę do przebycia i zajmuje to taki sam czas. Oznacza to, że nie powstaje dyspersja.



W światłowodach SMF strumień światła przesyłany jest równoległe do osi. Dzięki temu rdzeń może posiadać grubość zaledwie 5 do 10 mikronów. Ten rodzaj światłowodów nadaje się do dalekosiężnej telekomunikacji światłowodowej, gdyż sygnał może być transmitowany bez wzmacniania na odległość do 100 km.

W światłowodzie wielomodowym, rdzeń jest dosyć gruby, ma ok. 50 mikrometrów, czyli jego średnica jest wielokrotnie większa niż długość fali przenoszonego światła. Promień światła może składać się z wielu składowych, z wielu modów, które mogą być przenoszone jednocześnie. Jeżeli zmniejszymy rdzeń dostatecznie (do ok. 5-10 mikrometrów, dla długości fali światła 1,3 mikrometra), to światłowód może przewodzić jedynie jeden mod. Będzie to światłowód typu jednomodowego. Ze względu na bardzo dobre własności częstotliwościowe posiada on możliwość gęstego upakowania informacji - posiada dużą pojemność kanału przesyłania. Wadą takiego rozwiązania jest cienki rdzeń, co utrudnia łączenie światłowodów ze sobą.

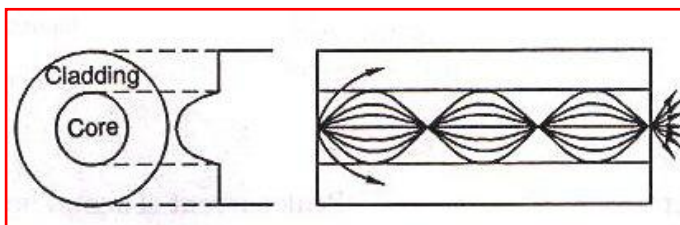
W światłowodach wielomodowych grubość rdzenia wynosi 62,5 mikrona lub 50 mikronów. Każdy z modów wprowadzany jest do światłowodu pod innym kątem (pozwalającym jednak na zajęcie efektu całkowitego wewnętrznego odbicia), dzięki czemu możliwe stało się zwielokrotnienie przepustowości, jednak zmusiło do zastosowania grubszego rdzenia. Transmisja sterowana jest za pomocą diody LED jako źródła światła nieskoncentrowanego. W grupie światłowodów wielomodowych wyróżnia się dwa ich typy: skokowe (**Step Index Multimode Fiber**) i gradientowe (**Graded Index Multimode Fiber**).



W światłowodzie **wielomodowym skokowym (SIMF)** jest możliwość występowania różnych kątów odbicia i w związku z tym następuje rozmycie krawędzi przesyłanego sygnału, czyli dyspersja. W światłowodzie skokowym poszczególne mody poruszają się skokowo odbijając się od granicy rdzeń-  
płaszcz. Indeks

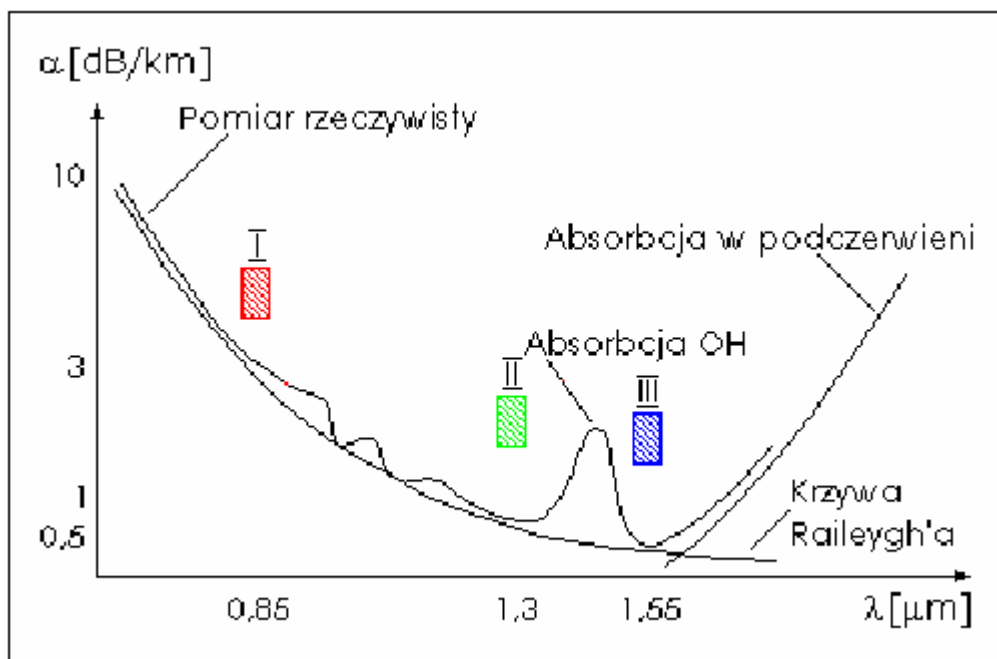
kroku jest długością światłowodu, jaką przebywa promień bez odbić wewnętrznych. Ze względu na zróżnicowany kąt – długość drogi każdego z modów jest inna. Z tego powodu dochodzi do dyspersji, polegające na „poszerzaniu” się promienia świetlnego wraz z drogą przebytą wewnątrz światłowodu (p. 5.2). Stąd kable te stosowane są tylko na małych odległościach do 5 km. Jednak w praktyce światłowody skokowe nie są stosowane.

Czymś pośrednim między światłowodem o pojedynczym modzie i kablami światłowodowymi o współczynniku skokowym, jest kabel światłowodowy **wielomodowy gradientowy (GIMF)**. W kablu takim współczynnik załamania zmniejsza się sukcesywnie od środka rdzenia na zewnątrz.



Promień świetlny, który ukośnie chce wydostać się z centrum kabla jest uginany w sposób ciągły i kierowany z powrotem w stronę środka kabla. Rdzeń w światłowodzie gradientowym jest tak gruby, że jednocześnie może on przenosić wiele modów światła. Rdzeń światłowodu gradientowego wykonany jest z wielu tysięcy warstw. Ma to na celu udawanie płynnej zmiany współczynników załamania światła. Wartość maksymalną przyjmuje na osi rdzenia zaś minimalną na granicy z płaszczem. W pewnym stopniu niweluje to rozmycie sygnału, gdyż fale rozchodzące się w większej odległości od środka poruszają się w warstwach o mniejszym współczynniku załamania, dzięki czemu mają większą prędkość liniową. Kształt pojedynczego modu zbliżony jest do przebiegu sinusoidy. Dzięki temu osiągnięto zwiększenie szerokości pasma o rząd wielkości w porównaniu ze światłowodem skokowym.

### 2.13.7 Okna transmisyjne



Tłumienie zależne od długości fali odgrywa istotną rolę w transmisji światłowodowej. Zależność ta maleje zgodnie z krzywą Rayleigh'a, z czwartą potęgą długości fali światła. Wyróżnia się trzy okna przydatne do prowadzenia transmisji o obniżonej tłumienności:

- I okno transmisyjne - obejmuje fale w okolicy  $0,85\mu\text{m}$ , dość wysokie tłumienie powyżej 1dB/km. O atrakcyjności tego okna stanowi dostępność tanich źródeł światła, jednak zakres jego zastosowań sprowadza się tylko do małych odległości transmisyjnych rzędu kilkunastu kilometrów.
- II okno transmisyjne - na fali  $1,3\mu\text{m}$ , tłumienie około 0,4dB/km, zasięg transmisji od 75 do 100km.
- III okno transmisyjne - na fali  $1,55\mu\text{m}$ , tłumienie mniejsze niż 0,2dB/km, zasięg transmisji od 150 do 200km.
- IV okno transmisyjne – na fali  $1,625\mu\text{m}$  ( $1625\text{ nm}$ ).

### 2.13.8 Wymiary światłowodów

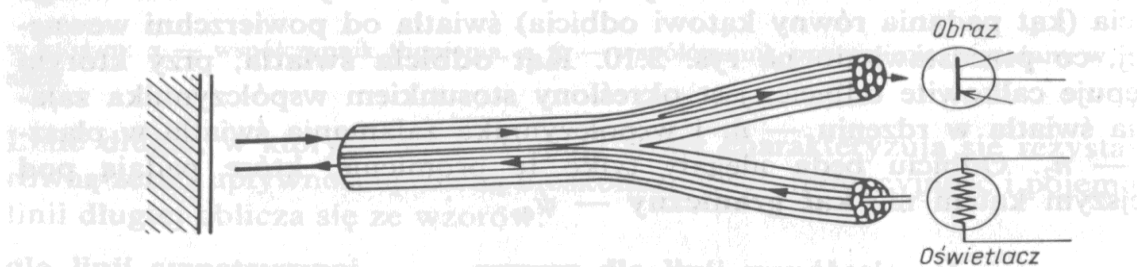
Tabela 2.1  
Wymiary światłowodów w zależności od zmiany współczynnika załamania światła

Średnica	Rodzaj światłowodu		
	wielomodowy		jednomodowy skokowy
	skokowy*	gradientowy*	
rdzenia	$50\div 1000\mu\text{m}$	$50\div 100\mu\text{m}$	$4\div 10\mu\text{m}$
płaszczka	$125\div 1050\mu\text{m}$	125 i $140\mu\text{m}$	75 i $125\mu\text{m}$

\* — skokowy lub gradientowy jest to rozkład współczynnika załamania światła.

### 2.13.9 Fiberoskop

Na uwagę zasługują urządzenia zwane **fiberoskopami** (rys. 2.11), w których część włókien służy do oświetlenia niedostępnego przedmiotu, a pozostałe przenoszą jego obraz.



Rys. 2.11. Zasada działania fiberoskopu [11]

Ze względu na warunek propagacji fal świetlnych rozróżnia się światłowody jedno- i wielomodowe. Mod światłowodowy jest to pojedynczy rodzaj drgań własnych światłowodu (lub inaczej jest to liczba kątów, pod jakimi wprowadza się falę do światłowodu). Ogólnie w światłowodzie mogą być wzbudzone drgania własne rdzenia — **mody falowodowe**, oraz drgania



### 2.13.10 Zastosowanie światłowodów:

- **Łączy telefoniczne:** w jednym z pierwszych zbudowanych systemów, światłowodowe kable połączyły budynki urzędów telefonicznych w Chicago, oddalone od siebie o 1 km i o 2,4 km. Kable zawierały po 24 włókna optyczne, z których każde - pracując w standardzie T3 - mogło przenosić 672 kanały telefoniczne. Możliwość realizacji międzymiastowych linii z kablami światłowodowymi stała się faktem, kiedy zademonstrowano łącze optyczne o długości ponad 100 km bez wzmacniaków. Dziś możliwa jest nawet budowa podmorskiej linii światłowodowej ułożonej na dnie Oceanu Atlantyckiego. Odległość między Nowym Jorkiem a Londynem, wynosząca 6500 km, wymagałaby zainstalowania około 200 wzmacniaków rozstawionych, co 30-35 km.
- **Usługi abonenckie.**
- **Sieci telekomunikacyjne w elektrowniach:** Światłowody mogą być prowadzone przez tereny elektrowni lub podstacji energetycznych bez żadnego uszczerbku dla transmitowanych sygnałów. Możliwe jest dołączenie światłowodu do któregoś z kabli przewodzących prąd lub po prostu wykonanie kabla energetycznego zawierającego również żyłę światłowodową.
- **Linie telekomunikacyjne wzdłuż linii energetycznych.**
- **Telekomunikacyjna sieć kolejowa.**
- **Łączność terenowa.**
- **Rozgłośnie telewizyjne:** Niewielki ciężar kabla światłowodowego jest bardzo wygodny przy transmisjach "na żywo, umożliwia, bowiem znaczną swobodę ruchu kamer i minikamer. W zastosowaniach tych wykorzystuje się tylko jeden kanał, a więc sygnał może być przekazywany w paśmie podstawowym w postaci analogowej. Szerokość pasma 6 MHz jest w zupełności wystarczająca.
- **Telewizja kablowa.**
- **Zdalna kontrola i ostrzeżenie:** Światłowody skutecznie konkurują z kablami koncentrycznymi również w zakresie transmisji sygnałów wizyjnych dla celów zdalnej kontroli i nadzoru. Duża odporność na zakłócenia elektromagnetyczne oraz mała podatność na zniszczenie wskutek wyładowań atmosferycznych są w tych zastosowaniach szczególnie istotne.
- **Pociski sterowane światłowodami.**
- **Komputery:** Systemy światłowodowe są szczególnie predysponowane do transmisji danych w postaci cyfrowej, na przykład takich, jakie powstają w komputerach, Możliwe jest wykonywanie połączeń między centralnym procesorem a urządzeniami peryferyjnymi, między centralnym procesorem a pamięcią oraz między różnymi procesorami. Małe rozmiary i niewielki ciężar, dobre zabezpieczenie informacji wynikające z "zamknięcia" promieniowania wewnątrz włókna optycznego sprawiają, że światłowody są odpowiednim torem do transmisji danych, bez względu na odległość.
- **Wewnętrzne przekazywanie danych.**
- **Lokalne sieci komputerowe.**
- **Okablowanie samolotów i statków:** Istotną zaletą w zastosowaniach na statkach i w samolotach jest zmniejszone ryzyko iskrzenia i pożaru.

### 2.13.11 Straty w światłowodzie

Długość kabla światłowodowego jest ograniczona przez jego dyspersję i tłumienie.

Dyspersja powoduje, że poszczególne promienie światła mają różny czas przebiegu przez światłowód. Impuls świetlny ulega poszerzeniu (rozmyciu), co ogranicza częstotliwość maksymalną powtarzania impulsów, czyli szerokość pasma przenoszenia. Jest to szczególnie istotne przy światłowodach wielomodowych, ponieważ różne mody mają różne czasy przebiegu, a to ogranicza szerokość pasma. Zjawiska te nie występują w światłowodzie jednomodowym. W światłowodach tak jedno, jak i wielomodowych, istnieje również naturalna dyspersja materiału. Wynika ona ze zmian współczynnika załamania światła w szkłe. Zależy ona od długości fali, powodowana jest też przez niejednorodności struktury materiału.

Tłumienie i dyspersja zależą od długości fali i materiału światłowodu. Pierwsze włókna wykonane w roku 1970 posiadały tłumienie rzędu 20 dB/km. Z postępem technologicznym zaczęto produkować światłowody o znacznie niższym tłumieniu, zoptymalizowano długość fal pod względem najmniejszego tłumienia. Pierwsza generacja światłowodów pracowała ze światłem o długości fali 0,85  $\mu\text{m}$ , druga generacja 1,3  $\mu\text{m}$ , a trzecia 1,55  $\mu\text{m}$ . Najniższe teoretyczne tłumienie występuje przy fali o długości 1,55  $\mu\text{m}$  i wynosi 0,16 dB/km, podczas gdy najmniejsza dyspersja występuje przy fali o długości 1,3  $\mu\text{m}$ .

Złożonym problemem jest cięcie i łączenie światłowodów ze sobą. Zwłaszcza dotyczy to światłowodów jednomodowych, gdzie cienkie rdzenie w każdym segmencie kabla muszą być w stosunku do siebie ułożone idealnie centrycznie. Na styku powstają również tzw. odbicia Fresnela, zwiększające tłumienność połączeń. Na przejściach można ograniczyć straty do teoretycznej granicy ok. 4%. Tłumienie na złączach jest zmienne i zawiera się między 0,2 i 2 dB w zależności od typu użytego złącza i jakości wykonania.

**Tłumienie**, czyli osłabianie sygnału, ma wiele przyczyn, które dzielą się na:

- Straty materiałowe powstają w wyniku fizycznych właściwości materiału rdzenia. W najczęściej używanym materiale – szkłe kwarcowym – światło ulega m.in. rozproszeniu w wyniku niedoskonałości struktury szkła. Poza tym szkło bardzo silnie absorbuje promieniowanie podczerwone i ultrafioletowe, co uniemożliwia przesyłanie nim fali z poza zakresu widzialnego.
- Straty falowodowe powstają w wyniku wszelkich niejednorodności światłowodu. Do tej grupy należą odkształcenia geometryczne rdzenia (jak nierównomierność średnicy, zagięcia) oraz nierówności w rozkładzie współczynnika załamania. Wśród odkształceń geometrycznych dodatkowo wyróżnia się mikro- i makrozgięcia.

Mikrozgięcia powstają w procesie produkcyjnym i są to nieregularności kształtu rdzenia i płaszcza rozłożone wzdłuż włókna losowo lub okresowo. Wywołują w światłowodzie wielomodowym mieszanie się modów i ich konwersję w mody wyciekające do płaszcza (świecąca powierzchnia światłowodu). W światłowodzie jednomodowym mikrozgięcia powodują natomiast rozmycie modu. Makrozgięcia to z kolei zakrzywienie włókna. Dla promieni zakrzywień większych od kilku centymetrów jest pomijalne. Mniejsze powodują zmianę współczynnika załamania w obszarze zgięcia, co także prowadzi do tworzenia się modów wyciekających i uwidacznia się efektem świecenia włókna na powierzchni.

- Absorpcja, czyli pochłanianie energii; w zakresie użytecznych (0,8 - 1,5  $\mu\text{m}$ ) jest niewielka, wzrasta natomiast przy niewielkiej nawet koncentracji zanieczyszczeń metali Fe, Cu, Cr, a zwłaszcza jonów OH. Ponadto powyższe zanieczyszczenia powodują selektywny wzrost tłumienia; wybór okien transmisyjnych wynika z konieczności pominięcia tych pasm absorpcyjnych.

Zjawisko **dyspersji** powstaje z przyczyny takiej, iż światło ma pewny zakres widmowy dla danej długości fali. Im szersze widmo tym więcej promieni przemieszcza się w rdzeniu. Promienie te przebywają różną drogę, przez co czas przebycia promienia przez włókno jest różny. W rezultacie długość impulsu na wyjściu wzrasta w sposób wprost proporcjonalny do długości światłowodu. Jeśli impulsy będą wysyłane zbyt blisko od siebie – nastąpi ich nałożenie się. Dlatego zjawisko dyspersji ogranicza długość światłowodu. Rozróżnia się dwa typy dyspersji – międzymodową w światłowodach wielomodowych i chromatyczną – w jednomodowych.

Dyspersja międzymodowa powstaje w wyniku, iż światło biegnące przez światłowód jest superpozycją wielu modów, z których każdy przebywa inną drogę. W przypadku światłowodów skokowych – jak zostało to już wcześniej wspomniane – zjawisko to ma bardzo duży wpływ na sygnał. Z tego względu stosuje się wyłącznie światłowody gradientowe, gdzie dyspersja modowa jest w dużym stopniu ograniczona.

W światłowodach jednomodowych powyższe zjawisko nie występuje, za to uwidacznia się dyspersja chromatyczna.

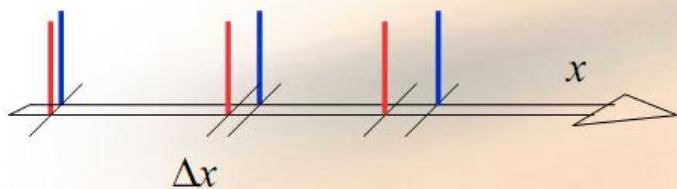
Za ten rodzaj dyspersji odpowiedzialne są dwa zjawiska: dyspersja falowodowa i materiałowa.

Dyspersja materiałowa jest skutkiem zjawiska fizycznego, które stawia zależność pomiędzy współczynnikiem załamania a długością fali. Jako, iż nie źródło światła ściśle monochromatycznego, a każdy impuls składa się z grupy rozproszonych częstotliwości, fala ulega rozmyciu w czasie.



Dyspersja falowa jest zależna od jakości płaszcza, przez który porusza się światło podczas odbicia. Wszelkie jego niedoskonałości w tym także w przyleganiu do rdzenia powodują różnice w szybkości rozchodzenia się światła.

### Dyspersja chromatyczna



$$\Delta x = t[v_1(\lambda_1) - v_2(\lambda_2)]$$

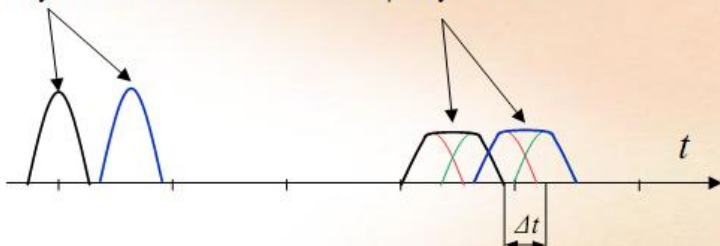


### Dyspersja polaryzacyjna



Impulsy nadawane

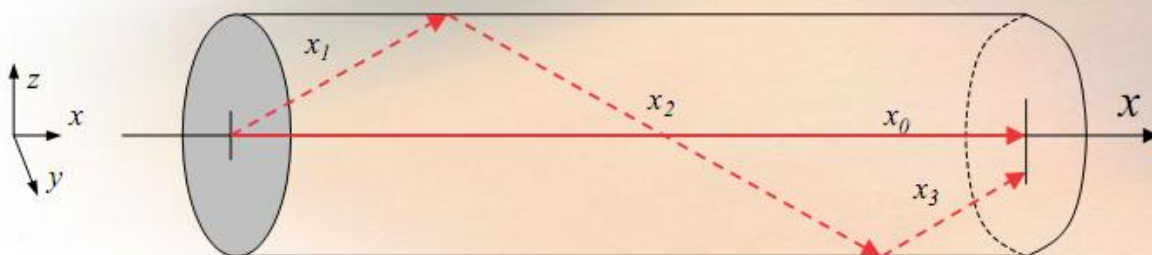
Impulsy odbierane



$$\Delta x = t(v_z - v_y)$$

$$\Delta t = \frac{x}{v_y} - \frac{x}{v_z}$$

### Dyspersja modowa



## 2.13.12 Zalety i wady stosowania światłowodów

Do głównych zalet światłowodów należą:

- odporność na zakłócenia elektromagnetyczne
- brak generacji zakłóceń elektromagnetycznych
- niemożność prostego „podśluchania” transmisji
- brak prądów błądzących
- mała tłumienność
- duża trwałość, rzędu 25 lat
- duża prędkość transmisji (6,875 Tb/s osiągnięta w 2000 r.)
- niski stopień awaryjności
- duże odległości między kolejnymi wzmacniaczami sygnału
- wysoka niezawodność transmisji (stopa błędów mniejsza niż 10<sup>-10</sup> przy najwyższych przepływnościach binarnych)
- mała waga
- małe wymiary

Do czynników wpływających negatywnie na poprawną pracę włókien należy zaliczyć:

- wilgoć (powoduje rozpad sieci krystalicznej płaszczki i rdzenia włókna);
- obecność wodoru (powoduje powstawanie jonów OH<sup>-</sup>, które zwiększają tłumienie w II i w III oknie transmisyjnym);
- wystąpienie naprężeń mechanicznych od rozciągania, zginania, zgniatania, skręcania, uderzania i wpływu wysokich temperatur (powoduje mikropęknięcia zwiększające tłumienie i skracające okres życia włókien);
- wystąpienie naprężeń ściskających od wpływu ujemnych temperatur (powstające mikro- i makrozgięcia włókna zwiększają tłumienie i również skracają okres życia włókien).

## 3. Okablowanie strukturalne

### 3.1. Geneza powstania okablowania strukturalnego

W celu zrozumienia istoty okablowania strukturalnego i przyczyn jego powstania, należy przyjrzeć się systemom komputerowym oraz okablowaniu stosowanym w połowie lat siedemdziesiątych.

Były to początki sieci komputerowych. Większość firm posiadała na swoim wyposażeniu tylko jeden komputer centralny oraz kilka podłączonych do niego terminali. Związane to było z bardzo wysokimi kosztami samego sprzętu komputerowego oraz brakiem wystarczającej liczby wyszkolonego personelu do obsługi urządzeń komputerowych. W przypadku niezbyt rozbudowanych systemów o takiej konfiguracji, terminale były najczęściej zlokalizowane dość blisko komputera centralnego. Wynikało to z faktu, że kable używane do podłączania terminali były (w porównaniu ze stosowanymi obecnie) bardzo niskiej jakości. Dodatkowo do każdego systemu były dedykowane specjalne kable, pochodzące od producenta komputera, co utrudniało ich integrację.

Spadek cen systemów komputerowych, a także rozwój asortymentu i oprogramowania komputerowego, spowodował rozpowszechnienie się komputerów w różnych działach przedsiębiorstw. Zróżnicowanie protokołów transmisji i rodzajów stosowanych złącz dla każdego działu, pociągało za sobą konieczność użycia różnych typów okablowania łączącego jednostki centralne z terminalami. Rozwiązanie takie charakteryzowało się bardzo wysokimi kosztami instalacji, małą podatnością na modyfikacje oraz długim czasem naprawy w przypadku uszkodzenia.

Rozrastanie się sieci okablowania powodowało, że szybko przekształcały się one w dużą ilość różnego typu złącz i kabli, często określanymi mianem „spaghetti cabling”. Prowadziło to do niemożności wykorzystania całego systemu w sposób efektywny.

Inny problem polegał na tym, że w przypadku konieczności zmiany lokalizacji któregośkolwiek z terminali, trzeba było do nowego punktu doprowadzić nowe kable, co wiązało się z dodatkowymi kosztami i powodowało zakłócenia w środowisku pracy.

W okresie późniejszym opracowano rozwiązanie polegające na obsłudze prawie wszystkich popularnych systemów transmisji danych przez wykorzystaniu jednego rodzaju kabla. Tym kablem został kabel miedziany czteroparowy, z parami skręconymi między sobą tworząc tzw. splot norweski, który został nazwany skrętką nieekranowaną (UTP – z ang. Unshielded Twisted Pair). Kabel ten znalazł powszechne zastosowanie w sieciach teleinformatycznych. Stało się to możliwe dzięki stosowaniu przejściówek (baluny, adaptery) dostosowujących specyficzne systemy do współpracy z okablowaniem UTP. Pozwoliło to na doprowadzenie tego samego, pojedynczego kabla do każdego z gniazdek telekomunikacyjnych w budynku, zamiast dwóch lub trzech kabli różnego typu.

Ponieważ UTP był kablem o bardzo wysokiej jakości, zwiększyły się znacznie odległości, na które można było przysyłać dane, a niewielki koszt kabla pozwalał na zainstalowanie o wiele większej ilości gniazd telekomunikacyjnych na większej przestrzeni, niż było to możliwe w systemach dedykowanych.

W tym momencie potrzebna była jeszcze łatwa metoda dokonywania połączeń w punkcie rozdzielczym. Pozwoliłaby ona użytkownikom na efektywniejsze korzystanie z systemu.

Sposób, w jaki uzyskano ten rodzaj połączeń polegał na odwzorowaniu każdego portu komputera centralnego na tablicy rozdzielczej (panelu) i każdego punktu terminalowego na oddzielnej tablicy. Dzięki zastosowaniu modułowych gniazdek RJ45 na każdym z paneli, połączenia krosowe można było uzyskać przez podłączenie krótkiego przewodu zwanego kablem krosowym między portem odpowiedniego systemu i portem w panelu stanowisk terminalowych.

Metoda połączeń krosowych pozwala na dostęp do każdego systemu z każdego gniazda telekomunikacyjnego w budynku. Wszelkie przeniesienia, zmiany lub zwiększenie liczby personelu czy systemów, mogły być dokonywane przez zamontowanie dodatkowych tablic rozdzielczych oraz przelączenie kabli krosowych do odpowiednich portów. Rozwiązanie to zapewnia łatwą i szybką lokalizację i naprawę ewentualnych uszkodzeń sieci.

### **3.2. Istota okablowania strukturalnego**

Koncepcja okablowania strukturalnego polega na takim przeprowadzeniu sieci kablowej w budynku, by z każdego punktu telekomunikacyjnego był dostęp do sieci komputerowej (LAN) oraz usług telefonicznych.

Jedynym sposobem uzyskania tego stanu jest system okablowania budynku posiadający o wiele więcej punktów abonenckich, niż jest ich przewidzianych do wykorzystania w momencie projektowania i instalacji. Wymaga to instalacji gniazd w regularnych odstępach w całym obiekcie, tak by ich zasięg obejmował wszystkie obszary, gdzie może zaistnieć potrzeba skorzystania z dostępu do sieci. Zakłada się, że powinno się umieścić jeden podwójny punkt abonencki (2xRJ45) na każde 10 metrów kwadratowych powierzchni biurowej. Oczywiście dopełnieniem tego punktu powinno być również gniazdko sieci elektrycznej, najlepiej dedykowanej, która zapewni odpowiednią jakość dostarczanego prądu.

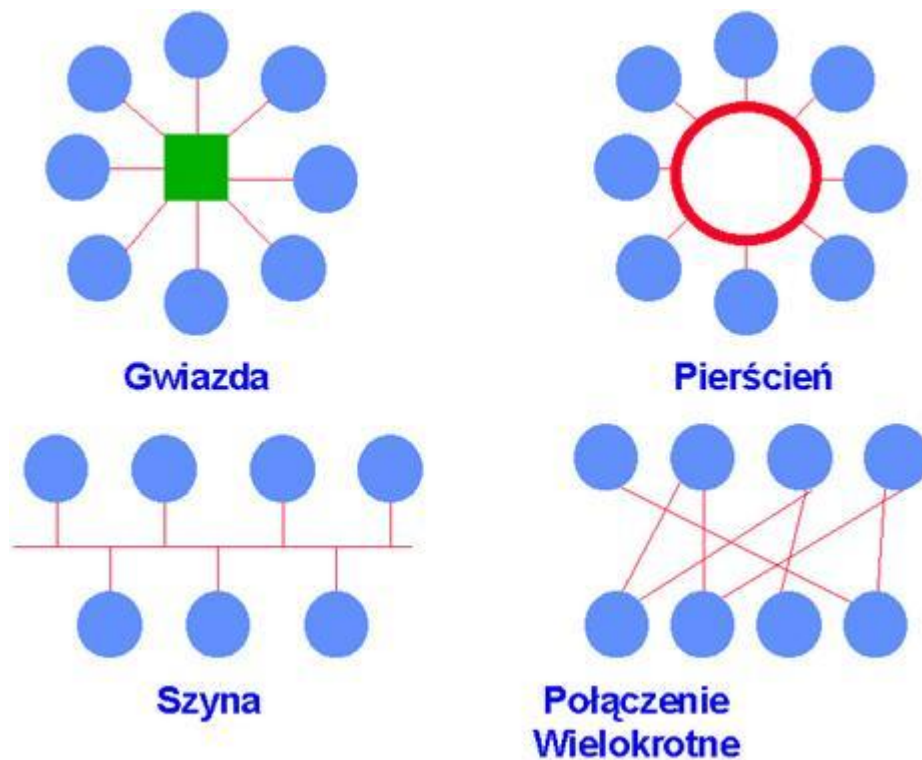
Tak rozwiązany system okablowania pozwala przesunąć dowolne stanowisko pracy do wybranego miejsca w budynku i zapewnić jego podłączenie do każdego systemu teleinformatycznego przez proste podłączenie kabla.

### **3.3. Topologie sieci**

Topologia jest geometryczną formą opisu sieci lokalnych (LAN z ang. Local Area Network) od strony logicznej lub fizycznej. Topologia fizyczna przedstawia w jaki sposób są przebiegają połączenia kablowe, natomiast topologia logiczna opisuje w jaki sposób odbywa się przepływ informacji.

Można wyróżnić 4 podstawowe rodzaje topologii sieci (rysunek 1):

- gwiazda
- pierścień
- szyna
- połączenie wielokrotne (mieszane)



Rysunek 1. Topologie sieci

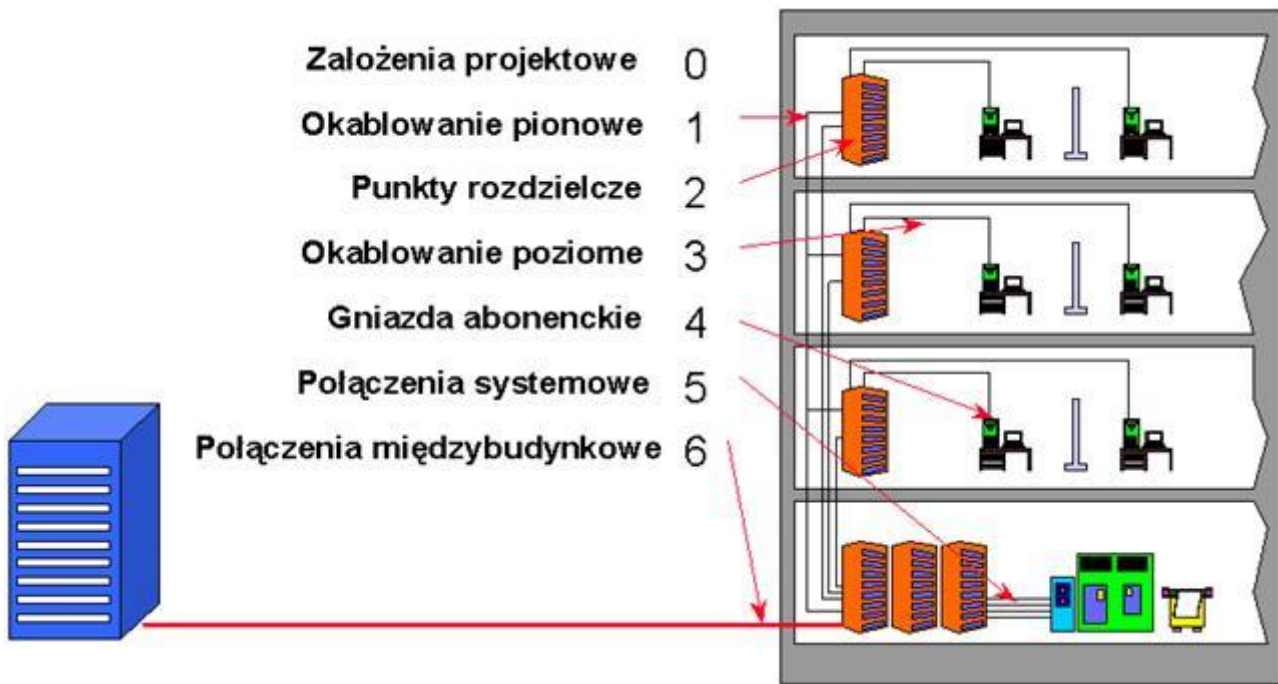
Wady i zalety poszczególnych topologii zabrane zostały w tabeli 1. Każdą z takich fizycznych topologii można przedstawić w postaci topologii fizycznej gwiazdy przy zachowaniu pierwotnej topologii logicznej. Układ gwiazdzisty (gwiazda) lub drzewiasty (hierarchiczna gwiazda) jest zalecany jako fizyczna topologia okablowania strukturalnego. Zapewnia ona poprowadzenie osobnego kanału (kabla) od każdego użytkownika bezpośrednio do szafy rozdzielczej (punktu dystrybucyjnego).

Tabela 1. Zalety i wady topologii sieci

TOPOLOGIA	ZALETY	WADY
gwiazda	uniwersalna pod względem konfiguracji usług teleinformatycznych, łatwa w konserwacji i utrzymaniu, odporna na uszkodzenia mechaniczne, bardzo łatwa diagnostyka, bardzo małe prawdopodobieństwo awarii całości systemu, nadaje się do systemów o dużej prędkości przesyłania danych	kosztowna w realizacji z uwagi na ilość zużytych materiałów, konieczność korzystania z samodzielnych urządzeń aktywnych
pierścień	prostota implementacji	bardzo wrażliwa na uszkodzenia mechaniczne, trudna diagnostyka,
szyna	wymaga najmniejszej ilości kabla. Prosty układ okablowania, jej prostota czyni ją bardzo niezawodną. łatwość rozbudowy	mała przepustowość, nieodporna na uszkodzenia mechaniczne

### 3.4. Elementy systemu okablowania strukturalnego

Na system okablowania strukturalnego składają się następujące elementy (rysunek 2):



Rysunek 2. Elementy systemu okablowania strukturalnego

0. **Założenia projektowe systemu** - określenie rodzaju medium na którym oparta jest instalacja (światłowód, kabel miedziany ekranowany lub nieekranowany itp.), sekwencji podłączenia żył kabla, protokołów sieciowych, zgodności z określonymi normami i innych zasadniczych cech instalacji.

1. **Okablowanie pionowe (wewnątrz budynku)** - kable miedziane lub/i światłowody ułożone zazwyczaj w głównych pionach (kanałach) telekomunikacyjnych budynków, realizujące połączenia pomiędzy punktami rozdzielczymi systemu.

2. **Punkty rozdzielcze** - miejsca będące węzłami sieci w topologii gwiazdy, służące do konfiguracji połączeń. Punkt zbiegania się okablowania poziomego, pionowego i systemowego. Zazwyczaj gromadzą sprzęt aktywny zarządzający siecią (koncentratory, switchy itp.). Najczęściej jest to szafa lub rama 19-calowa o danej wysokości wyrażonej w jednostkach U (1U=45 mm).

3. **Okablowanie poziome** - część okablowania pomiędzy punktem rozdzielczym a gniazdem użytkownika.

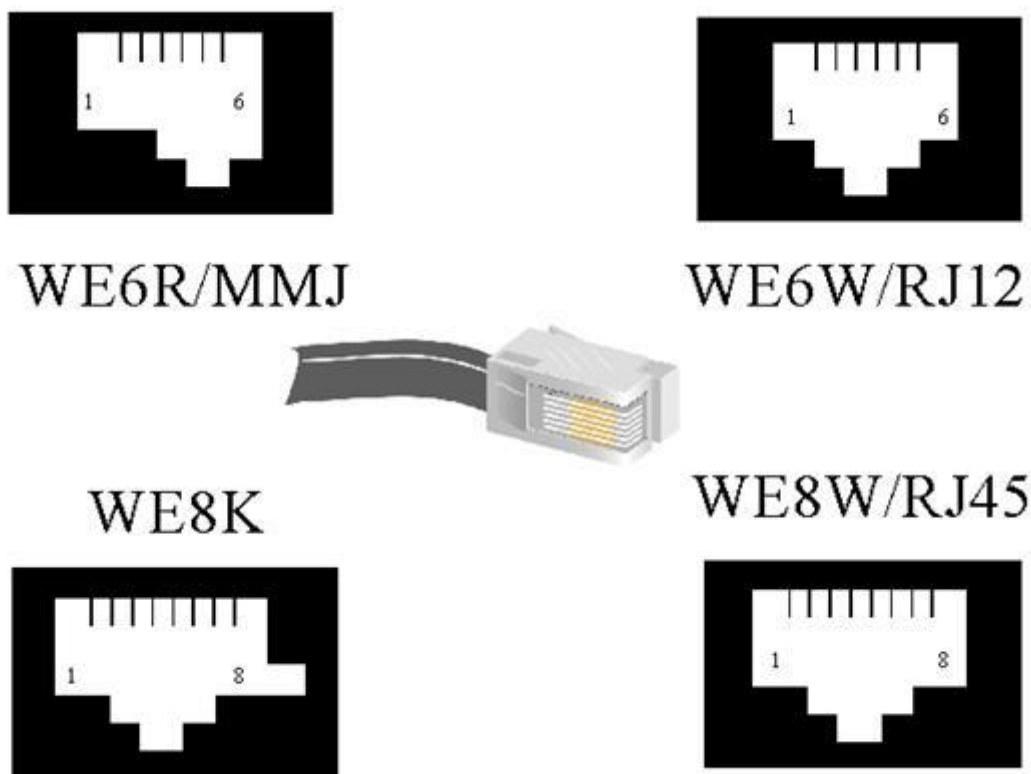
4. **Gniazda abonenckie** - punkt przyłączenia użytkownika do sieci strukturalnej oraz koniec okablowania poziomego od strony użytkownika. Zazwyczaj są to dwa gniazda RJ-45 umieszczone w puszcze lub korycie kablowym.

5. **Połączenia systemowe oraz terminalowe** - połączenia pomiędzy systemami komputerowymi a systemem okablowania strukturalnego.

6. **Połączenia telekomunikacyjne budynków** - często nazywane okablowaniem pionowym międzybudynkowym lub okablowaniem kampusowym. Zazwyczaj realizowane na wielowłóknowym zewnętrznym kablu światłowodowym.

### 3.4.1 Polaryzacja

Polaryzacja określa fizyczne wymiary i kształt gniazda modularnego oraz wtyczki, np. RJ 11, RJ 12 lub RJ 45. Przykładowe rodzaje wtyczek modularnych pokazane zostały na rysunku 3. Przykładowe rodzaje gniazd i wtyków stosowanych w sieciach teleinformatycznych to:



Rysunek 3. Rodzaje gniazd modularnych

- **WE8W/RJ45** - wtyk 8 pinowy (z ang. Western Electric 8 Wires);
- **WE6R** - gniazdo dla wtyku MMJ (z ang. Modified Modular Jack), stary typ opracowany przez firmę DEC;
- **WE6W/RJ12** - wtyk 6 pinowy;
- **WE4W/RJ11** - wtyk 4 pinowy o takich samych wymiarach zewnętrznych jak wtyk RJ12;

#### UWAGA !

- **Nie wolno stosować małych wtyczek 4 pinowych (np. wtyki słuchawkowe w telefonach firmy Panasonic). Powoduje to nieodwracalne uszkodzenie gniazd.**
- **Norma EN 50173 dopuszcza do zastosowania w nowych sieciach okablowania strukturalnego tylko gniazda typu WE8W i wtyki RJ45 dla złączy miedzianych.**

### 3.4.2 Sekwencja połączeń

Sekwencja wyznacza porządek, w jakim żyły kabla są podłączane do odpowiednich pinów (zacisków) modularnych wtyczki lub złącza. Wyróżniamy następujące rodzaje sekwencji (rysunek 4):

- USOC - występująca powszechnie w telefonii (rysunek 5);
- EIA 568B - najpowszechniej stosowana w sieciach okablowania strukturalnego (lub pokrewna do niej 10Base-T);
- EIA 568A – w porównaniu z sekwencją 568B zamienione są miejscami para 2 i 3;
- EIA 356A – trzyparowa wersja sekwencji 568B, w której para 4 została pominięta (piny 7 i 8 nie są podłączone).

**TIA/EIA-568-A** — standard okablowania telekomunikacyjnego budynków komercyjnych określający minimalne wymagania dotyczące okablowania telekomunikacyjnego, zalecaną topologię, limity odległości, specyfikacje dotyczące wydajności mediów i sprzętu połączeniowego, a także przeznaczenie poszczególnych styków w złączach.



**TIA/EIA-568-B** — bieżący standard okablowania określający wymagania odnośnie składników i parametrów transmisji dla mediów telekomunikacyjnych. Standard TIA/EIA-568-B jest podzielony na trzy osobne części: 568-B.1, 568-B.2 i 568-B.3.

**TIA/EIA-569-A** — standard dla budynków komercyjnych definiujący ścieżki telekomunikacyjne i przestrzenie; określa reguły projektowania i konstruowania instalacji obsługujących media i urządzenia telekomunikacyjne wewnątrz budynków oraz pomiędzy nimi.

**TIA/EIA-606-A** — standard administracyjny definiujący infrastrukturę telekomunikacyjną budynków komercyjnych; zawiera standardy oznaczania kabli. Standard ten określa, że każda jednostka stanowiąca zakończenie sprzętowe powinna mieć unikalny identyfikator. Określa też wymagania dotyczące utrzymywania zapisów i dokumentacji związanych z administrowaniem siecią.

**TIA/EIA-607-A** — standard definiujący wymagania dotyczące uziemienia instalacji i przewodów wyrównawczych w budynkach komercyjnych w przypadku środowisk składających się z różnych produktów wielu firm, a także zasady uziemiania różnych systemów, które mogą być instalowane w zabudowaniach klienta. Standard ten określa precyzyjnie punkty styku pomiędzy systemami uziemienia budynku a konfiguracją uziemienia sprzętu telekomunikacyjnego. Opisuje także konfiguracje uziemienia i przewodów wyrównawczych między budynkami.



Rysunek 4. Rodzaje sekwencji

# USOC



R4 T3 T2 R1 T1 R2 R3 T4

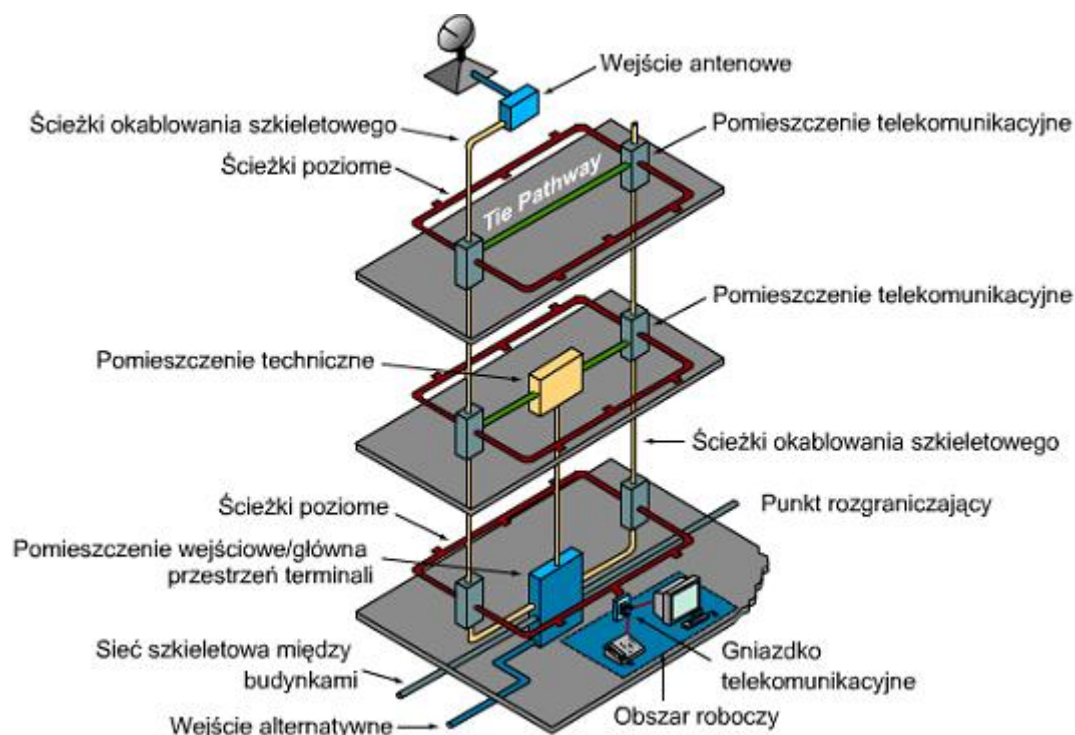


T3 T2 R1 T1 R2 R3



T2 R1 T1 R2

Rysunek 5. Sekwencja USOC



Standard ANSI/TIA/EIA-569-A

## 3.4.3 Protokoły

Protokoły transmisyjne są to standardy określające sposób wymiany danych pomiędzy urządzeniami sieciowymi, umożliwiające współpracę ze sobą urządzeń produkowanych przez różnych producentów. Najczęściej stosowane protokoły sieciowe w sieciach lokalnych to: Ethernet 10Base-T, Ethernet 100Base-T, Token Ring, FDDI i ATM.

Okablowane strukturalne dopuszcza stosowanie wszystkich protokołów sieciowych, które mogą być zrealizowane na fizycznej topologii gwiazdy o częstotliwościach nie wykraczających poza pasmo 100 MHz (określone dla kategorii 5 wg normy EIA/TIA 568A oraz klasy D wg normy ISO/IEC 11801 , a



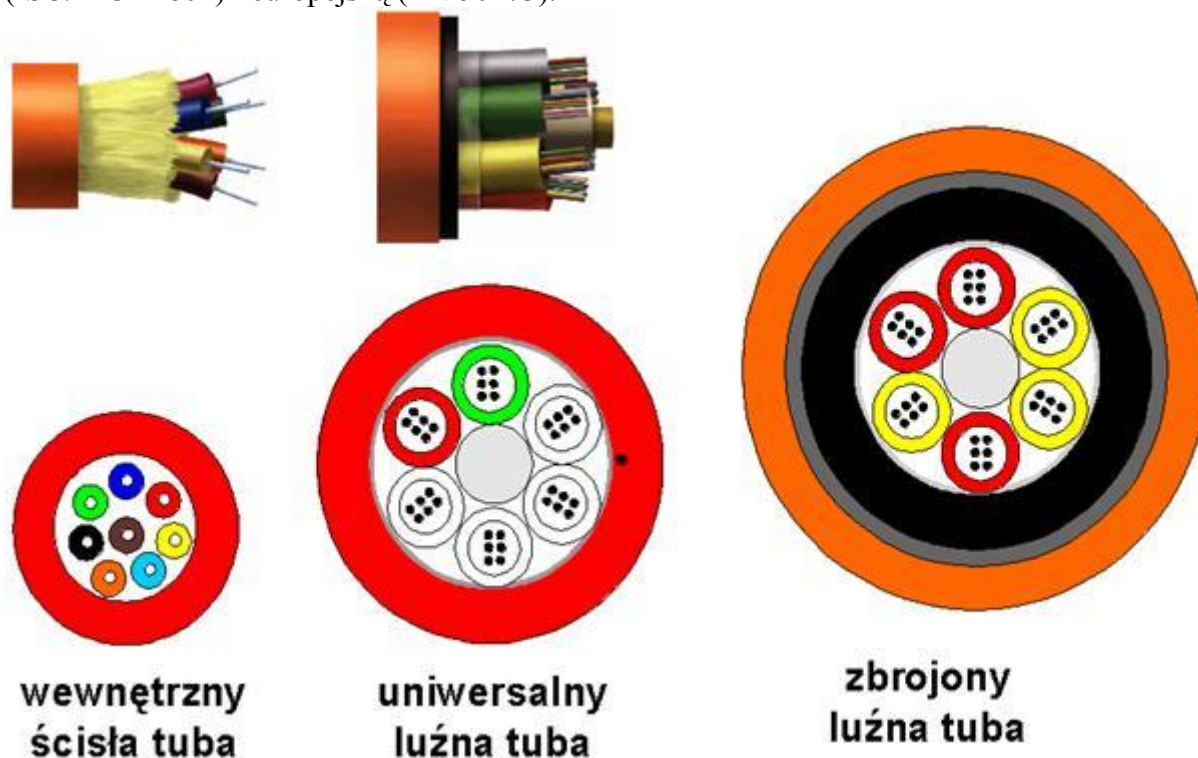
także normy europejskiej EN 50173). W praktyce wszystkie działające obecnie protokoły transmisji danych przeznaczone do stosowania w lokalnych sieciach komputerowych mogą być zaimplementowane na bazie okablowania strukturalnego kategorii 5. W ostatnim czasie powstał projekt standardu zatwierdzający stosowanie protokołu Ethernet 1000Base-T przy wykorzystaniu okablowania kategorii 5 (IEEE 802.3 ab).

Warto zwrócić uwagę na to, że bardzo często mylone są dwa pojęcia: szybkość transmisji danych i pasmo częstotliwości w okablowaniu strukturalnym. Szybkość transmisji danych wyrażana jest w jednostkach Mb/s (Megabity na sekundę) natomiast kategoria 5 zgodnie z normą określa okablowanie strukturalne, które może przenieść sygnały w paśmie do 100 MHz na odległość do 100 m.

Często można spotkać się z poglądem, że w sieci okablowania strukturalnego kategorii 5 maksymalną szybkością transmisji jaką można osiągnąć jest 100 Mb/s. Przy obecnym stanie technologii nie jest to prawda. Prędkość transmisji danych zależy nie tylko od pasma częstotliwości, ale także od sposobu kodowania danych. Aktualnie stosowane kody są bardzo efektywne i pozwalają na uzyskiwanie dużych prędkości przy wykorzystaniu stosunkowo wąskiego pasma częstotliwości. Poza tym w okablowaniu strukturalnym sygnały mogą być przekazywane po więcej niż po jednej parze przewodów. Powoduje to również zwiększenie prędkości (standard Ethernet 1000Base-T przewiduje transmisję danych przy wykorzystaniu wszystkich czterech par przewodów, a nie tylko dwóch jak w przypadku Ethernet 10Base-T i Ethernet 100Base-T). Dlatego też w okablowaniu kategorii 5 mogą być przesyłane sygnały z prędkością większą niż 100 Mb/s.

### 3.4.4 Okablowanie pionowe

Okablowanie pionowe łączy ze sobą główny punkt dystrybucyjny z pośrednimi punktami dystrybucyjnymi. Wykonane jest ono najczęściej z kabli światłowodowych. Okablowanie pionowe zalecane przez MOLEX PREMISE NETWORKS® to minimum 6-cio włóknowy kabel światłowodowy wielomodowy (długość do 1500 m dla okablowania szkieletowego międzybudynkowego – z ang. backbone). Można wykonywać okablowanie pionowe również w oparciu o skrętkę czteroparową. W tym przypadku długość jego nie może przekroczyć 90m. Okablowanie pionowe telefoniczne może mieć długość do 800m. Wykonane jest ono najczęściej z wieloparowych kabli miedzianych UTP (25 lub 100 parowych). Podane odległości są zgodne z normami: amerykańską (EIA/TIA 568), międzynarodową (ISO/IEC 11801) i europejską (EN 50173).



Rysunek 6. Kable światłowodowe.

Kable światłowodowe (rysunek 6) oferowane na rynku do zastosowań w okablowaniu strukturalnym można zasadniczo podzielić na kable o konstrukcji **ścislej tuby** lub **luźnej tuby**. Inne konstrukcje są rzadziej spotykane (np. kable rozetowe, taśmowe). Kable o konstrukcji **ścislej tuby** stosuje się zazwyczaj wewnątrz budynku. Są to włókna światłowodowe umieszczone w buforze/izolacji o średnicy zewnętrznej 0.9 mm. Na takich włóknach można zakładać bezpośrednio złącza światłowodowe (ST<sup>®</sup>, SC<sup>®</sup>, MT-RJ<sup>®</sup> lub inne). Kable światłowodowe o konstrukcji **luźnej tuby** zazwyczaj stosuje się na zewnątrz budynku (podwieszane – kabel światłowodowy dielektryczny, w kanalizacji wtórnej lub bezpośrednio zakopywane w ziemi – kabel światłowodowy zbrojony). Włókna światłowodowe umieszczone są w tubach wypełnionych żelem silikonowym, zapewniających ochronę włókien przez naprężeniami i oddziaływaniem warunków atmosferycznych (temperatura, wilgotność).

Kabel **uniwersalny** przeznaczony jest standardowo do kładzenia w kanalizacji wtórnej na zewnątrz budynku. Posiada on niepalną izolację (LSZH – z ang. Low Smoke Zero Halogen) i spełnia wymogi przepisów przeciwpożarowych, dlatego może być również stosowany wewnątrz budynków.

Kabel **zbrojony** może być zakopywany bezpośrednio w ziemi. Posiada metalowe zbrojenie chroniące kabel przez gryzoniami, jak też przypadkowym uszkodzeniem.

### 3.4.5 Punkty rozdzielcze

Węzeł dystrybucyjny jest centralnym punktem łączącym urządzenia sieci LAN w topologii gwiazdy. Wyposażenie węzła dystrybucyjnego stanowią panele montażowe, koncentratory, mosty, przełącznice i routery. Węzeł dystrybucyjny musi być odpowiednio duży, aby pomieścić wszystkie urządzenia i umożliwić rozwój i rozbudowę sieci.

Punkt rozdzielczy (węzeł dystrybucyjny) jest miejscem, w którym znajdują się wszystkie elementy łączące okablowanie pionowe z poziomym oraz elementy aktywne sieci teleinformatycznej (koncentratory, przełączniki, itp.). Fizycznie jest to szafa (stojąca, naścienna) lub rama rozdzielcza z panelami oraz elementami do przełączania i podłączania przebiegów kablowych. Możliwe jest także umieszczenie elementów rozdzielczych bezpośrednio na ścianie lub półce.

✓ **Główny punkt rozdzielczy (MDF - ang. Main Distribution Frame)** - stanowi centrum okablowania w topologii gwiazdy. Zbiegają się w nim kable z sąsiednich budynków, pięter i miejskiej centrali telefonicznej oraz odchodzą przebiegi pionowe (do pośrednich punktów IDF w obiekcie) i poziome do punktów abonenckich zlokalizowanych w pobliżu MDF (do 90m). Często umieszczony jest na parterze lub na środkowej kondygnacji budynku (np. 2 piętro budynku 4 piętrowego), w jego pobliżu znajduje się centralka telefoniczna, serwer lub inny sprzęt aktywny.

✓ **Pośredni punkt rozdzielczy (IDF - ang. Intermediate Distribution Frame lub inaczej SDF - ang. Sub-Distribution Frame)** - jest lokalnym punktem dystrybucyjnym obsługującym najczęściej dany obszar roboczy lub piętro.

W dużych sieciach stosuje się powszechnie kilka węzłów dystrybucyjnych. Jest to rozszerzona topologia gwiazdy. W takim przypadku jeden węzeł pełni funkcje głównego węzła dystrybucyjnego MDF (Main Distribution Facility), a pozostałe pośrednich węzłów dystrybucyjnych IDF (Intermediate Distribution Facility). Lokalizacja węzła dystrybucyjnego musi być zgodna z przepisami budowlanymi i zapewniać odpowiednie warunki dotyczące zasilania, ogrzewania, klimatyzacji itp. Trzeba też zabezpieczyć go przed dostępem niepowołanych osób.

### 3.5. Projekt węzła dystrybucyjnego

- Wszystkie ściany wewnętrzne lub przynajmniej te, na których montowane jest wyposażenie, powinny być pokryte sklejką o grubości 20mm i wysokości minimum 2,4m, która jest umieszczona w odległości minimum 30mm od ściany.
- Farby użyte do malowania ścian powinny być ognioodporne.
- Drzwi powinny mieć szerokość minimum 90cm i otwierać się na zewnątrz pomieszczenia.
- Wyłącznik oświetlenia należy umieścić bezpośrednio obok drzwi.
- Podłoga powinna być podwyższona tak, aby zapewnić łatwy dostęp do wszystkich elementów w węźle.
- Ponieważ oświetlenie fluorescencyjne generuje zakłócenia, należy unikać jego stosowania.

- Optymalna temperatura to 21 stopni Celsjusza przy 30-50% wilgotności powietrza (inne warunki mogą powodować korozję kabli).

## ● Rozmiar węzła dystrybucyjnego według normy TIA/EIA-568-A.

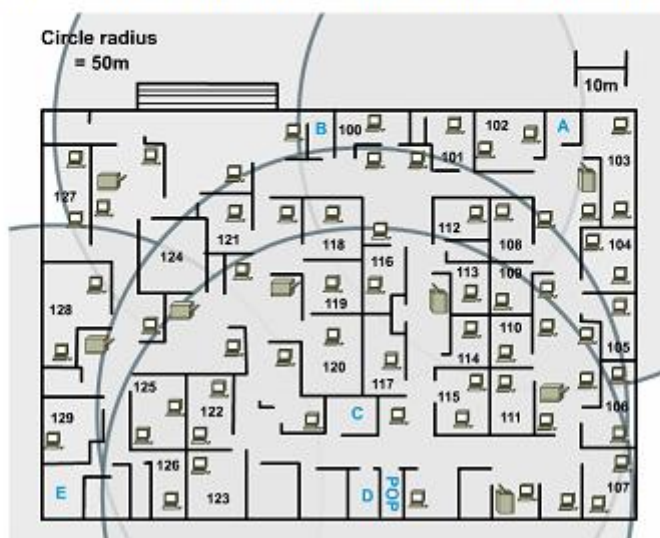
Obsługiwany obszar	Rozmiar węzła dystrybucyjnego
1000 m <sup>2</sup>	3.0m x 3.4m
800 m <sup>2</sup>	3.0m x 2.8m
500 m <sup>2</sup>	3.0m x 2.2m

Przyjmuje się, że:

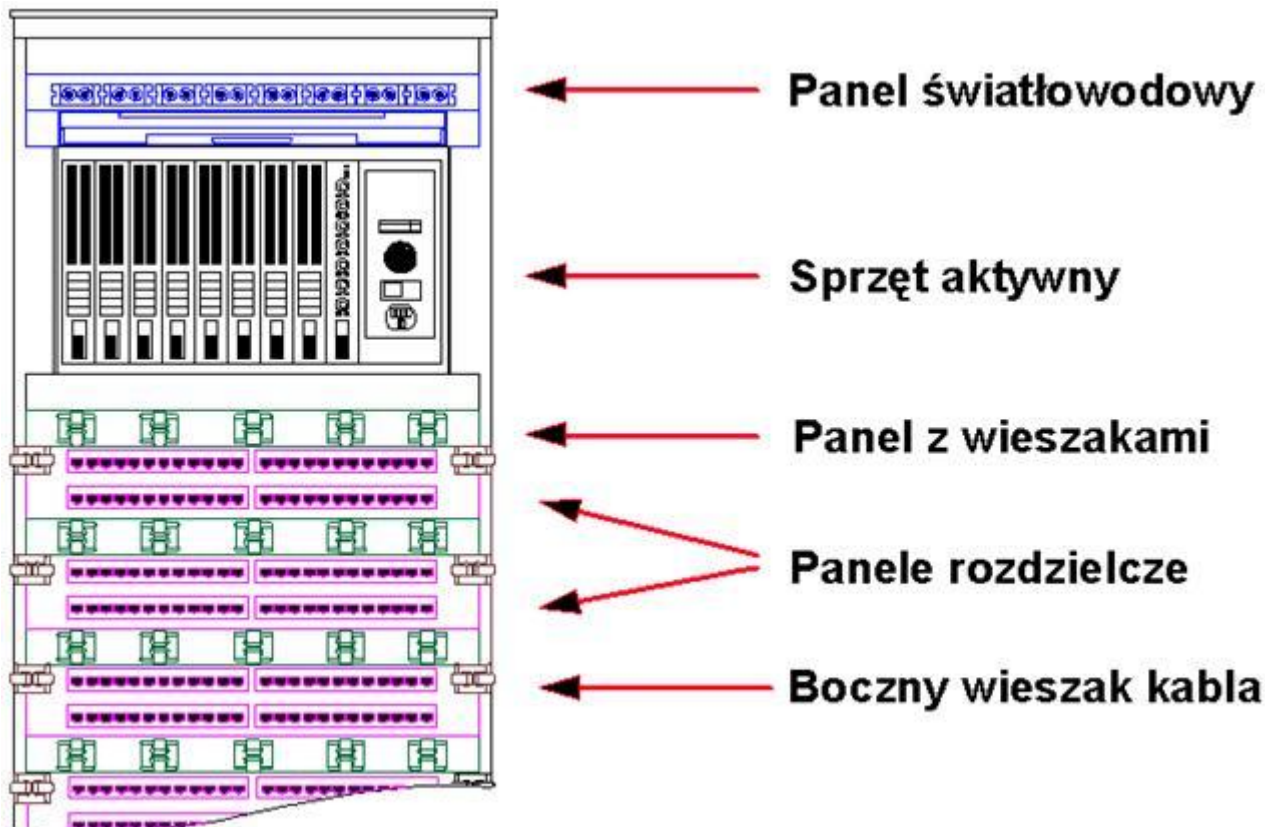
- Na każdym piętrze powinien być przynajmniej jeden węzeł dystrybucyjny.
- Na każde 1000 m<sup>2</sup> powierzchni powinien przypadać przynajmniej jeden węzeł dystrybucyjny.
- Kiedy długość okablowania poziomego przekroczy 90m należy umieścić kolejny węzeł dystrybucyjny
- Najlepsze jest pomieszczenie dobrze zabezpieczone, położone blisko POP (Point of Presence) - miejsce podłączenia telefonicznej.
- W wybranych lokalizacjach rysujemy okrąg o promieniu 50m i określamy ilość i położenie węzłów tak, aby wszystkie elementy sieci w zasięgu przynajmniej jednego węzła.

### Przykład:

- Pięć potencjalnych lokalizacji węzłów dystrybucyjnych.
- Węzły oznaczone za pomocą liter A, B, C, D, E



Aby przydzielić użytkownikowi podłączonemu do jakiegoś gniazda abonenckiego wybrany kanał komunikacji w systemie komputerowym lub telefonicznym, wystarczy połączyć odpowiednie gniazdo (port) panelu systemowego z gniazdem panelu rozdzielczego odzwierciedlającego gniazda użytkowników. Umieszczenie punktów rozdzielczych jest wyznaczone przy uwzględnieniu maksymalnej długości 90m przebiegów kablowych poziomych, obejmujących dany obszar roboczy.



Rysunek 7. Punkt dystrybucyjny

Na rysunku 7 pokazany jest typowy punkt rozdzielczy dla niewielkich instalacji (do kilkuset punktów). Uwzględniono na nim zalecany rozkład dla elementów w szafie rozdzielczej. Przy dużych instalacjach sieci okablowania strukturalnego, należy tak projektować układ punktów rozdzielczych, aby minimalizować długości kabli krosowych.

### 3.6. Okablowanie poziome

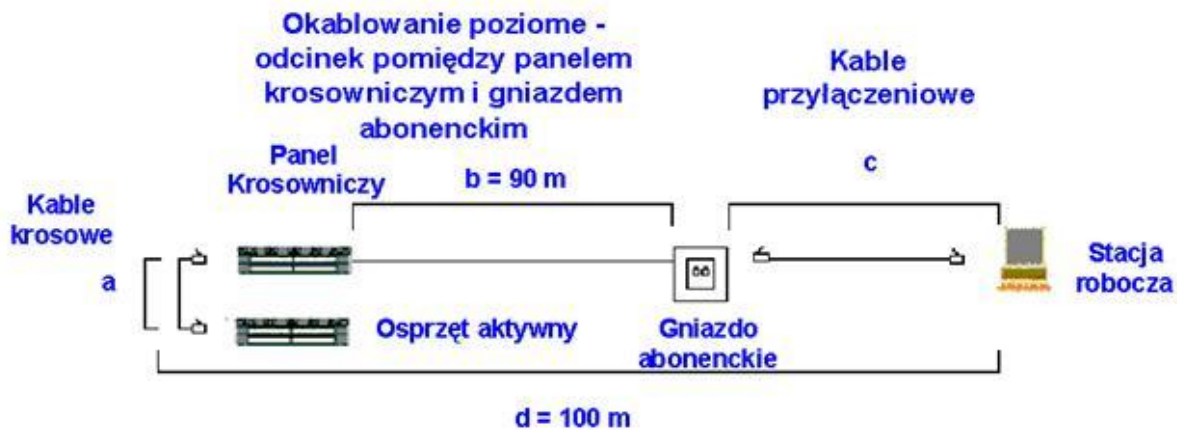
Typowy przykład implementacji okablowania poziomego pokazany jest na rysunku 8. Standardowym nośnikiem sygnałów w okablowaniu poziomym jest skrętka czteroparowa miedziana kategorii 5. Chociaż coraz częściej spotkać można jako medium transmisyjne kabel światłowodowy wielomodowy (instalacja OFTD – z ang. Optical Fibre to the Desk – czyli światłowód do biurka).

Występują dwa rodzaje skręconych kabli miedzianych czteroparowych:

- ✓ kabel nieekranowany - **UTP** (z ang. Unshielded Twisted Pair);
- ✓ kabel ekranowany z ekranem w postaci folii lub plecionki z drutów stalowych - **FTP** (z ang. Foiled Twisted Pair) lub **STP** (z ang. Shielded Twisted Pair).

Skręt każdej pary kabla jest inny co wpływa na zmniejszenie zjawiska przesłuchów pomiędzy poszczególnymi przewodami, co w znacznym stopniu powodowało zakłócenia. Skręcenie tych par przewodów nazywane jest splotem norweskim.





**Maksymalna długość odcinków:**

- A = Nie więcej niż 3 m
- A + C = 10 m (łącznie)
- B = 90 m
- D = 100 m

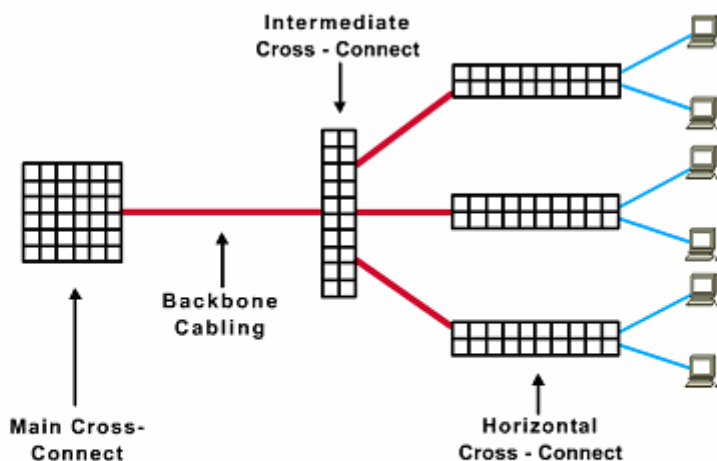
Rysunek 8. Okablowanie poziome

### 3.7. Okablowanie szkieletowe

Media zalecane do stosowania w okablowaniu szkieletowym:

- Skrętka UTP, 100 ohmów, 4 pary;
- Skrętka STP-A, 100 ohmów, 2 pary;
- Światłowod wielomodowy, 2 włókna, 62,5/125 μm;
- Światłowod jednomodowy.

Wymagania normy TIA/EIA-568-A dotyczące okablowania szkieletowego



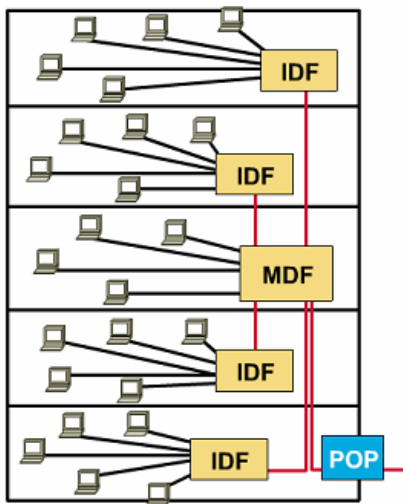
**MCC – MDF**  
**ICC – IDF**  
**HCC – IDF**

Topologia hierarchiczna, gdy do ICC nie są podłączone obszary robocze  
 Topologia rozszerzonej gwiazdy, gdy do ICC są podłączone jednostki poboczne.

## Wymagania normy TIA/EIA-568-A dotyczące okablowania szkieletowego

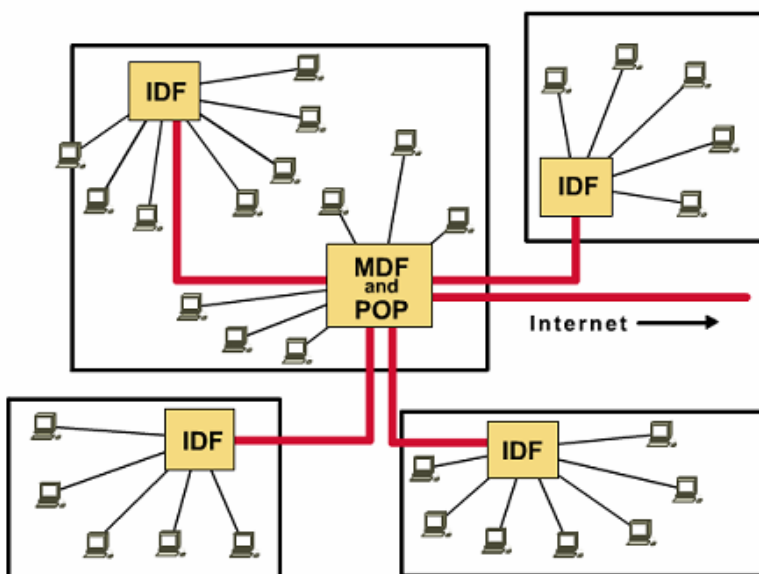
Type of Networking Media	Distance From HCC to MCC	Distance From HCC to ICC	Distance From ICC to MCC
62.5/125 fiber-optic cable	2000 meters (6560 feet)	500 meters (1640 feet)	1500 meters (4820 feet)
Single-mode fiber-optic cable	3000 meters (9840 feet)	500 meters (1640 feet)	2500 meters (8200 feet)
UTP (voice)	800 meters (2624 feet)	500 meters (1640 feet)	300 meters (984 feet)
UTP (data)	Data applications, limited to 90 meters (295 feet) total		

### Rozmieszczenie węzłów dystrybucyjnych w dużych budynkach:



- **Czerwone linie** – Okablowanie szkieletowe (*Backbone*)
- **Czarne linie** – Okablowanie poziome (*Horizontal*)
- IDF połączone do MDF
- POP połączony do MDF

### Połączenie wielu budynków



### 3.8. Okablowanie ekranowane

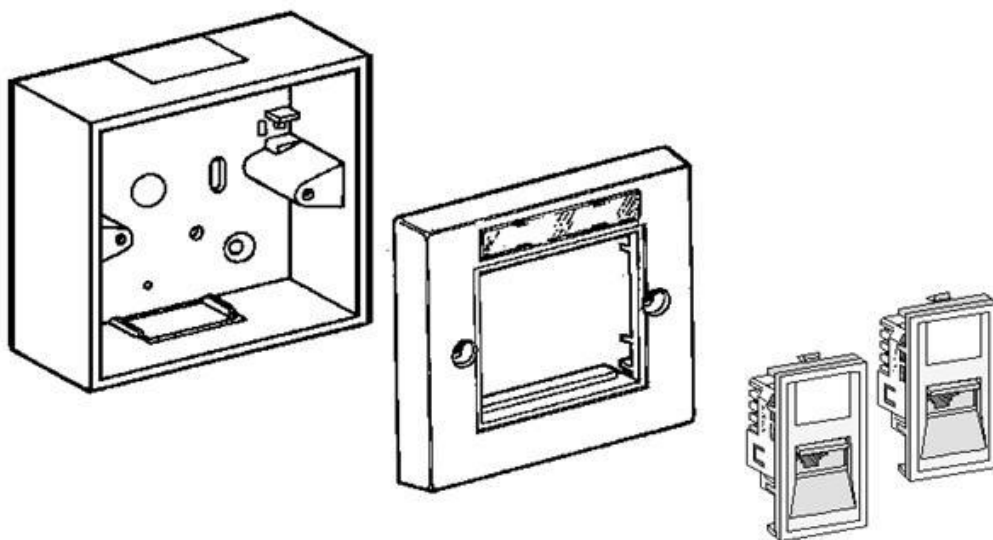
Okablowanie ekranowane jest droższe w instalacji i trochę bardziej wymagające uwagi niż okablowanie nieekranowane. Ocenia się, że wykonanie instalacji ekranowanej zwiększa całkowity koszt o około 50%. Okablowanie ekranowane ma jednak niezaprzeczalne zalety: zmniejsza emisję elektromagnetyczną na zewnątrz sieci i zwiększa odporność na zakłócenia, przy spełnieniu rygorystycznego warunku jakim jest poprawne zakańczanie kabli i uziemianie ekranu kabla oraz paneli i całych punktów dystrybucyjnych. Uziemienie takie powinno spełniać wymagania określone w zaleceniach producenta okablowania (np. firma Molex Premise Networks® zaleca, aby uziom do którego podłączona jest instalacja ekranowana miał rezystancję poniżej 1Ω).

Zastosowanie okablowania STP w szybkich sieciach teleinformatycznych wynika na ogół z potrzeby:

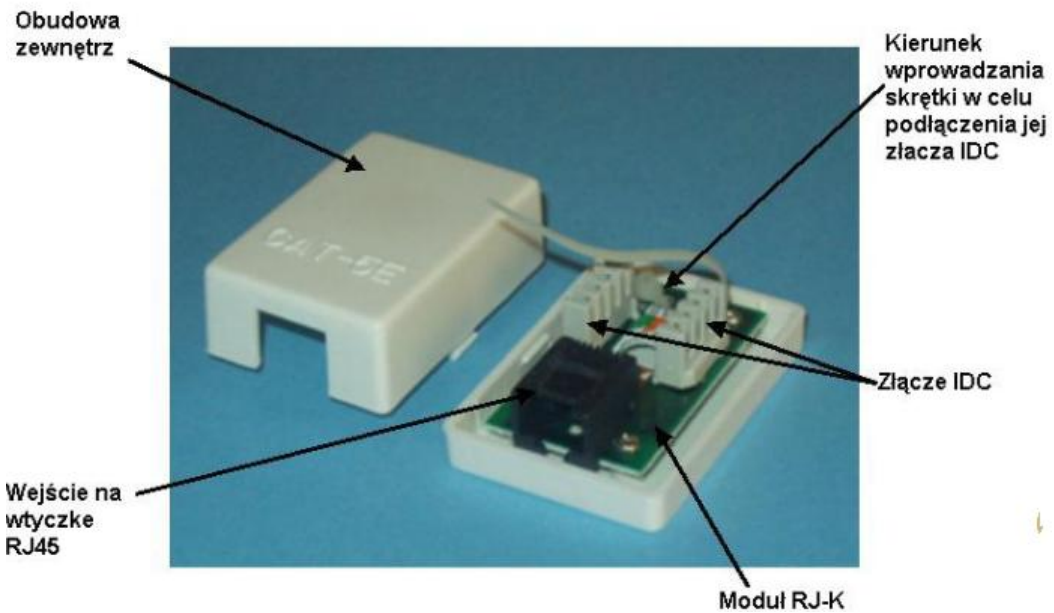
- Zabezpieczenia przesyłanych sygnałów od wpływów otoczenia (ochrona danych sygnałowych przed zakłóceniami środowiskowymi EMI oraz RFI),
- Odizolowanie środowiska od przesyłanych sygnałów (utajnienie przesyłanych danych),
- Ochrony sygnałów przed zakłóceniami pochodzącymi od innych kabli informatycznych,
- Minimalizacji potencjalnych przyszłych problemów związanych z zagęszczeniem sprzętu i linii w budynku.

### 3.9. Punkt abonencki

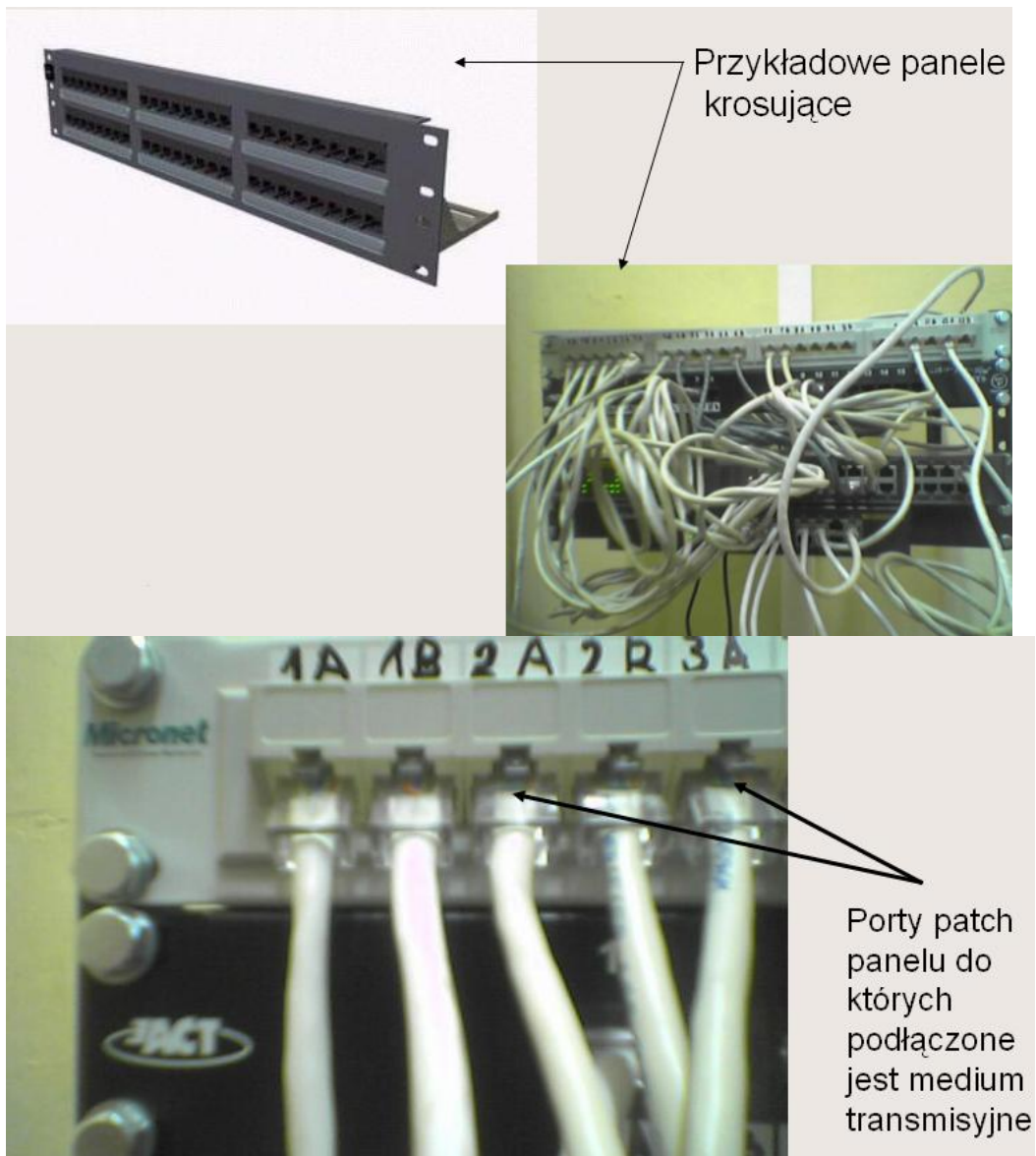
Punkt abonencki, do którego przyłączony jest użytkownik sieci strukturalnej składa się standardowo z podwójnego gniazda typu RJ 45 (rysunek 9) i ewentualnie dodatkowego gniazda światłowodowego, umieszczonych najczęściej w puszcze instalacyjnej (natynkowej, podtynkowej lub przeznaczonej pod suchy tynk). Zaleca się umieszczenie jednego podwójnego punktu abonenckiego na każde 10 metrów kwadratowych powierzchni okablowywanej w budynku. Na rynku spotyka się dwa standardowe rozmiary pojedynczych modułów RJ 45 o wymiarach – 25x50mm (Euromod® M1) i 22,5x45mm (ModMosaic®).



Rysunek 9. Konfiguracja punktu abonenckiego



### 3.10. Panel krosujący







Każde gniazdo logiczne posiada swój numer, który znajduje się również na przednim panelu

### 3.11. Standardy w okablowaniu.

Z praktycznego punktu widzenia bardzo istotne jest stosowanie standardów instalacyjnych w sieciach okablowania strukturalnego. Umożliwia to dołączanie sprzętu aktywnego pochodzącego od różnych producentów do infrastruktury kablowej, która stanowi interfejs pomiędzy różnymi aktywnymi urządzeniami sieciowymi.

Standardy zapewniają także dużą elastyczność w momencie, gdy zachodzi potrzeba zmiany umiejscowienia sprzętu. W nowym miejscu po prostu podłącza się sprzęt do istniejącego już przyłącza sieciowego, dokonuje się odpowiednich zmian w szafie dystrybucyjnej i to wszystko. Nie potrzebne są już żadne zmiany w instalacji kablowej.

Możliwe jest to tylko wówczas, gdy istniejąca infrastruktura kablowa została zaprojektowana i wykonana zgodnie z określonymi standardami i normami dotyczącymi okablowania strukturalnego.

Prace standaryzacyjne nad okablowaniem strukturalnym zapoczątkowane zostały w USA. W związku z czym pierwszą normą dotyczącą okablowania strukturalnego była norma amerykańska EIA/TIA 568A. Na niej wzorowane są normy międzynarodowa ISO i europejska EN. Pomimo wspólnego rodowodu normy te różnią się między sobą niektórymi szczegółami. Przykładowe różnice pomiędzy poszczególnymi normami zebrane zostały w tabeli 2. Prace standaryzacyjne prowadzone są pod kierunkiem ISO (International Standard Organization) i IEC (International Electrotechnical Commission). Standardy definiują kable, złącza, metody instalacyjne, metodykę pomiarów oraz klasyfikację instalacji. Najważniejsze standardy międzynarodowe, amerykańskie i europejskie zebrane zostały w tabeli 5.

Tabela 2. Różnice między standardami ISO 11 801 i EIA/TIA 568

Standard		Kable skrętkowe [Ohm]	Złącza kabli skrętkowych	Krosowanie	Światłowód	Złącze światłowodowe	Klasa aplikacji
EIA/TIA TSB 36 TSB 40 TSB 53	Komponenty	100 150	RJ45 Dane	RJ45	62,5/125 $\mu\text{m}$ 50/125 $\mu\text{m}$	SC i ST	
ISO/IEC IS 11801	Łącza i aplikacje	100 120 150	RJ45 Dane	RJ45	62,5/125 $\mu\text{m}$ 50/125 $\mu\text{m}$	SC i ST	A, B, C, D, światłowód

### 3.12. Kategorie skrętki i klasy aplikacji

Kategoria medium	Klasa A	Klasa B	Klasa C	Klasa D	Łącze światłowodowe
Kategoria 3	2000 m	500 m	100 m	-	
Kategoria 4	3000 m	600 m	150 m	-	
Kategoria 5	3000 m	700 m	160 m	100 m	
Para skręcona 150 Ohm (IBM)	3000 m	400 m	250 m	150 m	
Światłowód wielomodowy	nie dotyczy	nie dotyczy	nie dotyczy	nie dotyczy	2000 m
Światłowód wielomodowy	nie dotyczy	nie dotyczy	nie dotyczy	nie dotyczy	3000 m

Tabela 4. Klasy aplikacji sieciowych

Klasa	Aplikacja
<b>A</b>	Głos i aplikacje o częstotliwości do 100 kHz
<b>B</b>	Aplikacje dotyczące danych o małej częstotliwości do 1 MHz
<b>C</b>	Aplikacje dotyczące danych o małej częstotliwości do 16 MHz
<b>D</b>	Aplikacje dotyczące danych o małej częstotliwości do 100 MHz
<b>światłowodowa</b>	Zdefiniowana dla aplikacji od 10 MHz w górę

#### 3.12.2 Słowniczek

**AWG** – z ang. American Wire Gauge - amerykański wzorec grubości przewodów służący do określania rozmiaru przewodów; im większy jest numer AWG, tym mniejsza jest średnica przewodu (24 AWG = 0,51 mm);

**balun (układ równoważący)** – urządzenie łączące kable symetryczne (UTP) z niesymetrycznymi (np. kabel koncentryczny RG-58), z dopasowaniem impedancji (ze 100Ω do 75Ω);

**mod** – z ang. mode – pojęcie oznaczające rozkład pola elektromagnetycznego, spełniające teoretycznie wymogi rozchodzenia się ruchem falowym lub oscylacyjnym w falowodach. Występują np. w światłowodach i laserach. Najprościej można je określić jako ścieżki, którymi wędrują promienie światła (uwaga: nie mylić modu z kanałem).

**peschel** – rurka instalacyjna karbowana, giętka rurka wykonana z PCV służąca do prowadzenia przewodów najczęściej pod tynkiem;

**polaryzacja** – fizyczny kształt złącza modularnego. Standardem w sieciach telekomunikacyjnych i teleinformatycznych są wtyczki modularne zaproponowane przez WEC Co (Western Electric Company).

**pole krosowe** – zestaw gniazd teleinformatycznych, będących zakończeniami gniazd znajdujących się w pomieszczeniach, służący do zestawiania przy pomocy kabli krosowych. Miejsce w którym dokonuje się połączeń pomiędzy sprzętem aktywnym, a okablowaniem poziomym;

**punkt dystrybucyjny** – miejsce do którego dochodzą wszystkie kable teleinformatyczne i w którym można dokonać połączeń pomiędzy nimi, a także miejsce w którym zamontować można aktywny sprzęt sieciowy;

**PVC (PCV)** – Polichlorek Winyłu, materiał najczęściej stosowany do izolacji przewodów elektrycznych;

**sekwencja** – sposób rozszycia poszczególnych przewodów w gniazdku, wtyczce RJ45 i panelu krosowym. Rodzaj sekwencji dopuszczonych do stosowania w instalacjach okablowania strukturalnego określony jest w normach, np. norma EN 50173 zaleca stosowanie sekwencji 568B;

**USOC** – z ang. Uniform Service Ordering Code –

1. ujednolicony kod zamówień usługowych, system opracowany w USA dla uproszczenia zamówień dla przemysłu telekomunikacyjnego, normujący oznaczenia i nazewnictwo.
2. Określenie używane początkowo przez spółki telefoniczne dla opisu standardowego gniazda modularnego, różniącego się od gniazd RJ11W czy RJ11C. Ostatnio tym terminem określa się jedną z sekwencji połączeń.

**UTP** – z ang. Unshielded Twisted Pair, kabel miedziany – skrętka nieekranowana;

**warstwa fizyczna** – z ang. Physical Layer – poziom zerowy (najniższa warstwa) w modelu referencyjnym OSI służącym do opisywania systemów wymiany informacji; nazwa stosowana najczęściej w określaniu poziomów napięcia, okablowania, prędkości przesyłania sygnału, sygnalizacji pomiędzy elementami wyposażenia.

### 3.13. Kabel prosty i krzyżowy

Mimo że termin kabel skręcany może odnosić się do wielu typów kabli, w przemyśle sieci komputerowych oznacza zwykle kabel telefoniczny. Najczęściej odnosi się do kabla zgodnego ze specyfikacją firmy AT&T dla kabla D-Inside Wire (DIW), który jest mniej podatny na szумы i przesłuch niż inne kable nieekranowane. Specyfikacja Type 3 firmy IBM jest zgodna z DIW. Kabel typu DIW jest łatwo rozpoznawalny: posiada szarą lub beżową otulinę, a każda para ma charakterystyczny kolorowy kod.

Pierwsze cztery pary mają następujące kolory:

Para 1: Biały z niebieskim paskiem, niebieski z białym paskiem

Para 2: Biały z pomarańczowym paskiem, pomarańczowy z białym paskiem

Para 3: Biały z zielonym paskiem, zielony z białym paskiem

Para 4: Biały z brązowym paskiem, brązowy z białym paskiem

Dwa typy łączników są powszechnie stosowane przy łączeniu sieci z nieekranowanym kablem skręcany: sześć-pozycyjne **łączniki modularne**, o oznaczeniu **RJ-11** oraz ośmiopozycyjne łączniki modularne o oznaczeniu **RJ-45**

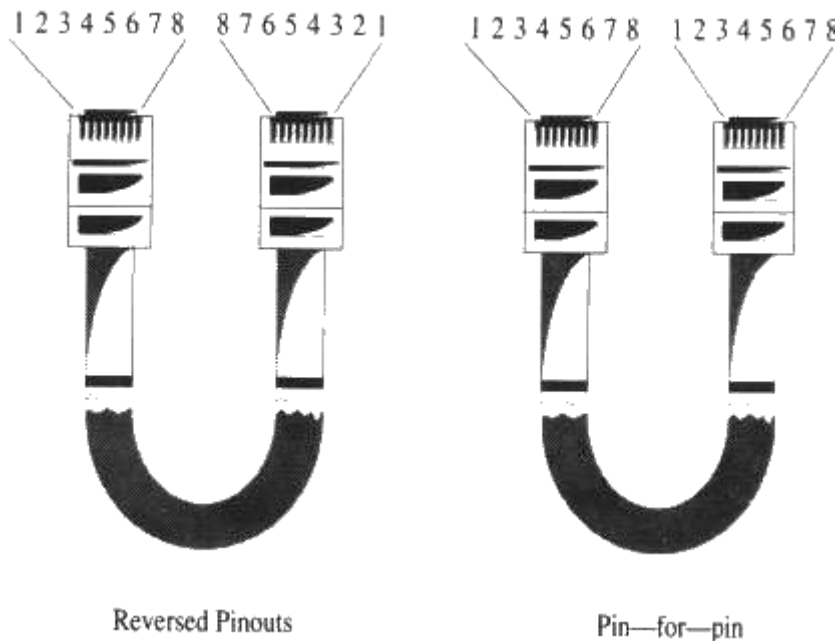
Kabel nieekranowany jest prawie zawsze instalowany w konfiguracji gwiazdowej rozchodząc się z jednego lub kilku centralnych łączy. Połączenia w takim centrum realizowane są w oparciu o bloki Quick-Connect Block typu S66. Są one dostępne w kilku konfiguracjach, ale najczęściej mają dwa rzędy po 50 podwójnych łączników (patrz Rysunek 2-5). Inne rozwiązanie stanowi blok typu 110 promowany przez AT&T. Jest on trochę inaczej zaprojektowany niż blok typu 66, ale ma to samo zastosowanie.

Przy użyciu specjalnego narzędzia (patrz Rysunek 2), miedziane druty typu DIW mogą być szybko i łatwo łączone z blokiem typu 66 bez konieczności zdzierania izolacji. Bloki mają zazwyczaj 50 łączników do łatwego przyłączenia 25-cio parowych kabli.

Kable powinny być przyłączane do bloków w standardowy sposób. Przy kablu 25-cio parowym, na przykład, para nr 1 powinna być na górze a para nr 25 na dole. Kable o dwóch, trzech i czterech parach są zwykle dołączane grupowo, przy czym pierwsza grupa zaczyna się u góry a ostatnia grupa na dole bloku. Połączenia między obwodami mogą być dokonywane poprzez przyłączenie dwóch obwodów razem po tej samej stronie bloku, lub przez przyłączenie obwodów po różnych stronach bloku i zastosowanie przewodów łączących obie części lub specjalnych spinaczy łączących.

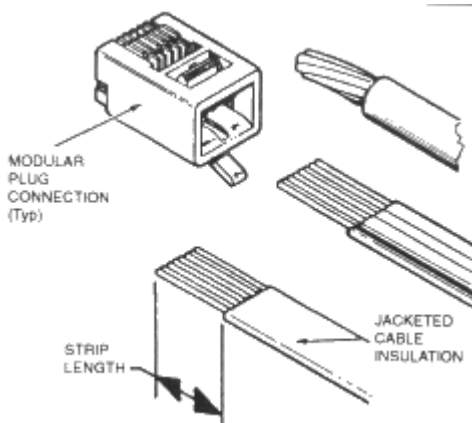
#### 3.13.1 Końcówki kabla

Należy się upewnić, że kable są przyłączone do złączników prawidłowo. Końcówki nieekranowanych kabli skręcanych są podłączane odwrotnie (końcówka 1 do 8, końcówka 7 do 2, itd), lub zgodnie (końcówka 1 do 1, końcówka 2 do 2, itd). (Patrz rysunek 2.8) Kable telefoniczne są zwykle typu odwrotnego. Kable używane do przesyłania danych są najczęściej, ale nie zawsze, typu zgodnego. ARCNET, Token Ring i 10BASE-T Ethernet (okablowanie stacji roboczych) są zazwyczaj typu zgodnego. Kable LocalTalk używające systemu Farallons PhoneNet są typu odwrotnego.



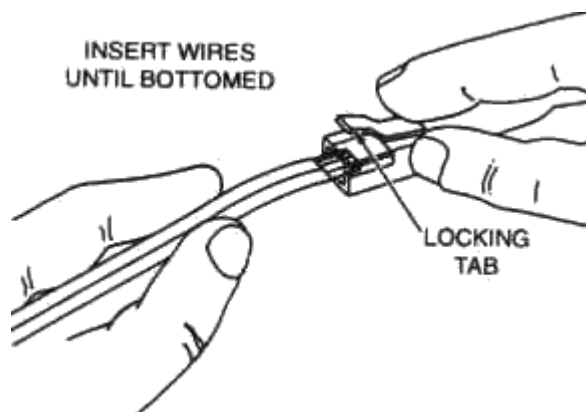
### 3.13.2 Montowanie wtyku RJ45

Przyciąć koniec kabla tak, aby był kwadratowy. Zdjąć ok 0,5 cm zewnętrznej izolacji z kabla przy instalowaniu do dwu-, cztero- i sześcioliniowych złączników (RJ-11), a ok. 1 cm przy instalowaniu do ośmioliniowych złączników (RJ-45) (patrz Rysunek 5). Nie należy zdejmować izolacji z poszczególnych przewodów.



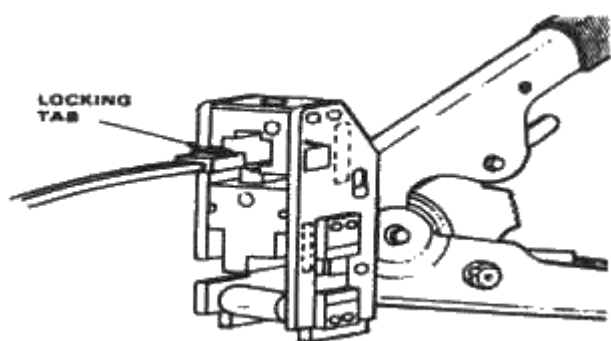
**Kabel przygotowany do połączenia z łącznikiem modularnym**

Wetknąć kabel do wtyczki tak aby kable dotykały dna (patrz Rysunek niżej).



**Wstawianie kabla do złącznika modularnego.**

Wstawić złącznik do szczypiec obciskowych, przytrzymując przewody tak, aby były głęboko wewnątrz złącznika.



### Ściskanie złącznika modularnego.

Ścisnąć szczypce. Niektóre droższe typy szczypiec stosują mechanizm zapadkowy powodujący zwolnienie uścisku, kiedy połączenie jest gotowe. Otworzyć szczypce i wyjąć złącznik. Przy niektórych typach szczypiec konieczne może być wcisnięcie klapki blokującej na złączniku, aby umożliwić wyjęcie złącznika. Sprawdzić, czy końcówki kabla zostały w pełni dociśnięte, czy ściśnięta część plastikowej obudowy złącznika obejmuje zewnętrzną izolację kabla, oraz czy polaryzacja jest prawidłowa.

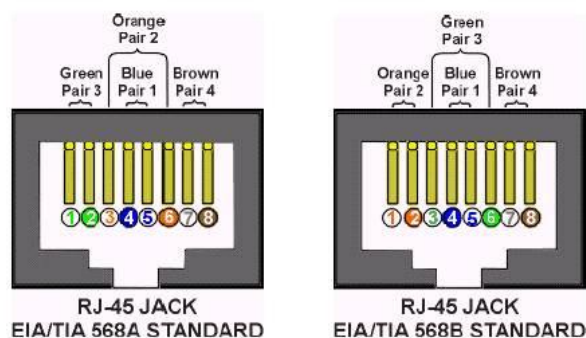
### KROSOWANIE PRZEWODÓW

Kolejność podłączenia przewodów skrętki jest opisana dwoma normami EIA/TIA 568A oraz 568B.

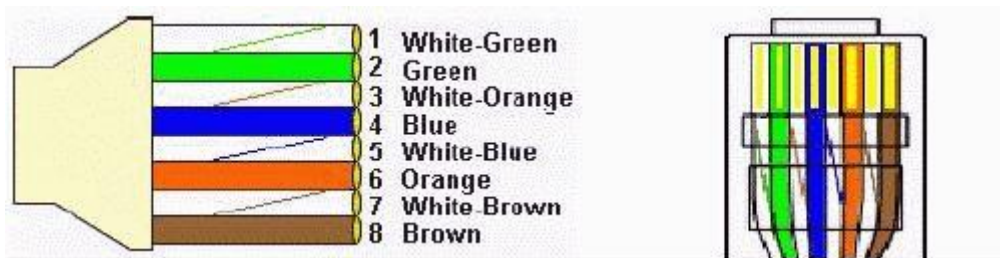
Dla połączenia komputera z koncentratorem lub przełącznikiem stosuje się tzw. kabel prosty (straight-thru cable), który z obu stron podłączony jest tak samo wg standardu 568A lub 568B.

Dla połączenia bezpośrednio dwóch komputerów bez pośrednictwa huba konieczna jest taka zamiana par przewodów, aby sygnał nadawany z jednej strony mógł być odbierany z drugiej. Ten kabel nosi nazwę kabla krzyżowego (cross-over cable) i charakteryzuje się tym, że jeden koniec podłączony jest wg standardu 568A zaś drugi 568B. Odpowiednikiem kabla krzyżowego w połączeniu dwóch hubów jest gniazdo UpLink. Przy połączeniu kaskadowo dwóch hubów kablem prostym jeden koniec kabla podłączamy do jednego z portów huba pierwszego, zaś drugi koniec podłączony musi być do huba drugiego do portu UpLink. Przy podłączeniu kablem krzyżowym dwóch hubów, oba końce kabla muszą być dołączone do portów zwykłych lub do portów UpLink. Port UpLink został wprowadzony po to, aby w połączeniach pomiędzy hubami uniknąć konieczności stosowania innego kabla niż we wszystkich innych połączeniach. Ze względu na swą funkcję, port ten określany jest czasami terminem portu z wewnętrznym krzyżowaniem.

Zarówno kable, gniazda, jak i przełączniki realizujące funkcję krzyżowania powinny być dla odróżnienia oznaczone symbolem X.



Jeżeli połączenie wykonywane jest kablem prostym to zaleca się stosowanie sekwencji 568A ze względu na to, że elementy sieciowe typu patchpanel lub gniazdo przyłączeniowe mają naniesione kody barwne przewodów tylko w standardzie 568A lub w obu tych standardach. Oczywiście dopuszczalne jest również stosowanie alternatywnej sekwencji 568B.



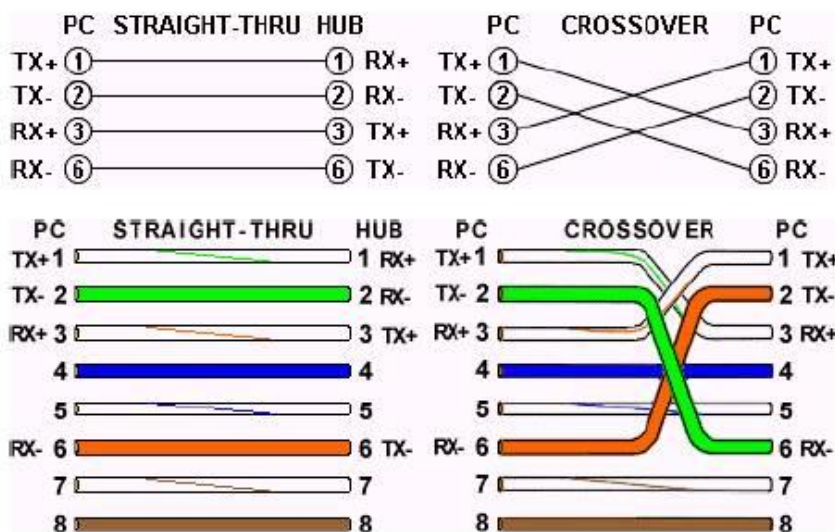
Są więc tylko dwa rodzaje końców kabla, które odpowiadają normom EIA/TIA 568A oraz EIA/TIA 568B. W skrętce 5 kategorii są cztery pary przewodów. Każda para składa się z przewodu o danym kolorze, oraz przewodu białego oznaczonego kolorowym paskiem o kolorze tym samym, co skręcony z nim przewód przy czym przewód z paskiem jest przed przewodem w kolorze jednolitym. Wyjątek stanowi para niebieska, która ma kolejność odwrotną:

Kolejność przewodów wg standardu **EIA/TIA 568A** jest następująca:

1. biało-zielony
2. zielony
3. biało-pomarańczowy
4. niebieski
5. biało-niebieski
6. pomarańczowy
7. biało-brązowy
8. brązowy

Kolejność przewodów wg standardu **EIA/TIA 568B** jest następująca:

1. biało-pomarańczowy
2. pomarańczowy
3. biało-zielony
4. niebieski
5. biało-niebieski
6. zielony
7. biało-brązowy
8. brązowy



Pary oznaczane są następująco:

1. para niebieska
2. para pomarańczowa
3. para zielona
4. para brązowa

Przed włożeniem przewodów we wtyczkę, zewnętrzna izolacja kabla UTP powinna zostać ściągnięta na odcinku około 12 mm, a następnie przewody powinny zostać wsunięte do oporu w podanej powyżej kolejności. Należy pamiętać, aby podczas montowania kabla w przyłączach gniazd nie dopuścić do rozkręcenia par przewodu na odcinku większym niż 13 mm gdyż może spowodować to zmniejszenie odporności na zakłócenia



### 3.14. Testowanie okablowania strukturalnego

Pomiarów dokonujemy w pełni cyfrowym przyrządem np. firmy FLUKE DSP-4100, testującym kable wysokiej jakości do 350 MHz, Wyniki pomiarów są podstawą do certyfikacji okablowania strukturalnego i uzyskania gwarancji na okres 15 lat na system wykonany w technologii Telegaertnera (dotyczy autoryzowanych partnerów AJM Electronics)

Miernik przeznaczony jest do testowania połączeń miedzianych i światłowodowych w sieciach komputerowych i wszelkiego typu szybkich systemach transmisyjnych oraz analizowania ruchu sieciowego w systemach 10BASE-T i 100BASE-TX. W stosunku do odpowiedników analogowych, DSP-4000 oferuje nieporównywaną większą funkcjonalność i dokładność pomiarową. Dostępne testy i pomiary to:

- mapa połączeń
- długość segmentu
- rezystancja pętli DC
- impedancja charakterystyczna
- opóźnienie propagacji
- różnica opóźnień pomiędzy poszczególnymi parami
- tłumienie
- tłumienność odbicia (Return Loss) z obu stron
- NEXT dwukierunkowy, ELFEXT dwukierunkowy
- Power Sum NEXT dwukierunkowy, Power Sum ELFEXT dwukierunkowy
- Zmiany NEXT-a w funkcji długości segmentu
- ACR dwukierunkowy
- Power Sum ACR dwukierunkowy

Wyniki wyświetlane są w formie graficznej lub tekstowe. Wszystkie testy (dla jednego segmentu) wykonywane są automatycznie w czasie ok. 10sek.

Poprawne i niezawodne funkcjonowanie połączonych sieci telekomunikacyjnych i komputerowych wymaga wszechstronnej wiedzy metrologicznej administratora, wspartej współczesnymi narzędziami do wyszukiwania uszkodzeń w sieciach komputerowych, także analizy i diagnozy za pomocą testerów sieciowych, sond i analizatorów. W celu przybliżenia problemu testowania sieci komunikacyjnych rozpoczynamy nowy dział traktujący o problemach testowania i sposobach usuwania uszkodzeń. Dzisiaj wprowadzenie do sposobów testowania sieci.

Jeszcze kilkanaście lat temu powszechne usługi telekomunikacyjne były świadczone przy użyciu tylko jednej technologii przekazu, a mianowicie połączenia kablem miedzianym. Obecnie istnieje wiele innych technologii (choć upadek telekomunikacji tradycyjnej wcale nie nastąpił) umożliwiających wzajemne połączenia między rozproszonymi abonentami. Łącznie z przekazem tradycyjnym można je sklasyfikować w trzech kategoriach:

- sieci bezprzewodowe wykorzystujące fale radiowe, mikrofałe lub podczerwień do indywidualnej lub zbiorowej komunikacji;
- sieci kablowe - w których jako medium transportowe stosuje się bądź połączenia miedziane (przekazy sygnału elektrycznego w tradycyjnej telefonii i łączach telewizji kablowej), bądź światłowodowe do prowadzenia sygnałów optycznych;
- sieci satelitarne - traktowane oddzielnie ze względu na specyfikę transportu sygnałów radiowych, korzystających z pośrednictwa krążących na orbicie okołoziemskiej satelitów komunikacyjnych.

Nowe technologie cyfrowe szybko wkraczają zarówno do telekomunikacji, jak i teletransmisji, zacierając przy okazji różnice występujące do tej pory między sieciami komputerowymi i telekomunikacyjnymi - zwłaszcza że sieci te są razem połączone i tworzą jedną pajęczynę światową Internetu. Jak do tej pory żadna z nowych technologii nie zdominowała rynku, do czego mocno przyczyniają się producenci i operatorzy tradycyjnej telekomunikacji przewodowej POTS (Plain Old Telephone Services) - rozszerzając swoje usługi o dostęp szerokopasmowy „ostatniej mili” (xDSL, CATV i LMDS). I choć świat skłania się do komunikacji bez kabli, dotychczasowi monopolisci nie ustępują łatwo pola producentom urządzeń w „czystej” technologii bezprzewodowej. Tam, gdzie nie ma rozwiniętej sieci kablowej, operatorzy telefonii bezprzewodowej (ruchowej komórkowej i stacjonarnej typu DECT) szybko opanowują nawet ponad 20 procent rynku. Są oni również dobrze widoczni w

rejonach, gdzie sieć kablowa jest zbyt intensywnie eksploatowana - a więc w metropoliach o dużym zagęszczeniu abonentów, zwykle wymagających szerokiego pasma przenoszenia dla usług medialnych.

### 3.14.1 Cyfryzacja pomiarów

Różnorodność istniejących protokołów, wielorakie architektury sieci stacjonarnych LAN/WAN i bezprzewodowych WLAN (Wireless LAN) oraz stosowanych technologii w łączach telekomunikacyjnych powodują, że diagnozowanie poprawności działania takich sieci staje się coraz trudniejsze. Czasy, w których do pomiaru parametrów sieci telekomunikacyjnej opartej na miedzi wystarczały uniwersalne mierniki oporności (rezystancji), pojemności (konduktancji) czy indukcyjności (induktancji), raczej już minęły. Co więcej, nawet korzystanie z tak wszechstronnego urządzenia, jakim był i nadal pozostaje oscyloskop analogowy, bywa rzadkością w diagnozowaniu współczesnej sieci. Tym bardziej że coraz większe szybkości sygnałów (1 Gb/s), pochodzących z wielu niezależnych źródeł i razem zmieszanych strumieni danych, uniemożliwiają tradycyjny sposób interpretacji mierzonych wielkości przez zwykłą ich prezentację na ekranie testera. Lata osiemdziesiąte zmieniły filozofię konstruowania narzędzi pomiarowych i to nie tylko w telekomunikacji - przez cyfryzację urządzeń testujących: najpierw za pomocą uniwersalnych mikroprocesorów, później specjalizowanych, ale nadal działających na informacjach bajtowych. W końcu do testerów wkroczyły specjalizowane procesory sygnałowe DSP (Digital Signal Processor) operujące poszczególnymi bitami, o mocach obliczeniowych znacznie przewyższających powszechnie używane mikroprocesory. Przy niewielkich rozmiarach i znikomym poborze mocy szybkość przetwarzania współczesnych układów DSP przekracza nawet moc silnych stacji roboczych i sięga powyżej 500 mln instrukcji na sekundę. Cyfrowe technologie przenoszenia i zapisu danych odgrywają teraz coraz większą rolę we współczesnym sposobie informowania społeczeństwa: cyfrowa telekomunikacja, dźwięk cyfrowy, cyfrowa fotografia, obraz, radio i multimedia są obecnie podstawowymi środkami komunikacji. Wszystkie te nowoczesne środki przekazu wymagają również cyfrowych metod pomiarowych i właściwego zrozumienia indywidualnych problemów testowych, występujących w konkretnym środowisku pomiarowym, dając w rezultacie nowe, wyrafinowane i inteligentne systemy pomiarowo-diagnostyczne.

Istnieją dwie strategie testowania, według których może przebiegać kompleksowe sprawdzanie sieci komunikacyjnej: testowanie odgórne i oddolne. Strategia testowania odgórnego (**top down**) zakłada początek testowania od najwyższej warstwy sieciowej, po czym kolejno są diagnozowane coraz niższe warstwy sieci. Jest ona stosowana głównie w sieciach już działających, nawet współbieżnie z eksploatacją sieci. W tym sposobie testowania najpierw sprawdza się poprawność aplikacji między głównymi węzłami sieciowymi, następnie komunikację węzłów pośredniczących i dopiero na końcu poprawność poszczególnych kanałów fizycznych sieci teletransmisyjnej. W strategii testowania oddolnego (**bottom up**), testowanie sieci rozpoczyna się od warstwy najniższej, czyli sprawdzania kabli i połączeń fizycznych, i stopniowo przechodzi do diagnozowania coraz wyższych warstw. Chociaż testowanie oddolne stosuje się zwykle podczas uruchamiania sieci nowych, w praktyce używa się naprzemiennie obydwóch sposobów diagnozowania sieci teleinformatycznej.

### 3.14.2 Testowanie sieci telekomunikacyjnej

Nowe technologie pozwalają na łączenie nadrzędnej - jak do tej pory - infrastruktury telekomunikacyjnej SDH (Synchronous Digital Hierarchy) i ATM (Asynchronous Transfer Mode) - o plezjochronicznej hierarchii PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy) należy stopniowo zapominać - z lokalnymi lub rozległymi sieciami komputerowymi LAN/WAN, prowadzącymi transport pakietowy, definiowanymi w kategoriach warstwowego modelu sieci ISO/OSI. Dla urządzeń typowo telekomunikacyjnych za podstawowe kryterium sprawdzania przyjęto testowanie zgodności, rozumianej jako stwierdzenie poprawności implementacji konkretnego i uprzednio opisanego protokołu (sposobu działania, usługi, interfejsu) w rzeczywistym systemie telekomunikacyjnym.



**Tabela. Typowe uszkodzenia sieci lokalnej LAN**

Warstwa	Rodzaj uszkodzenia	Narzędzia diagnostyczne
fizyczna	<ul style="list-style-type: none"> <li>● fizyczne uszkodzenie kabla, błąd interfejsu logicznego</li> <li>● niewłaściwe przyłączenie kabla</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● źródła sygnału, dzielniki, tłumiki i mierniki mocy</li> <li>● analizator kabli, reflektometr kablowy TDR</li> <li>● reflektometr optyczny OTDR</li> </ul>
podsieci	<ul style="list-style-type: none"> <li>● błędna adresacja węzła</li> <li>● niewłaściwe skonfigurowanie interfejsów sieci</li> <li>● uszkodzenie mostu</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● analizator protokołów sieciowych</li> <li>● systemowe narzędzia diagnostyczne (<i>ping</i>) w poszczególnych firmowych platformach zarządzania (HP, Sun, IBM, 3Com, Cisco, Cabletron)</li> </ul>
sieciowa SNMP,	<ul style="list-style-type: none"> <li>● uszkodzenie routera</li> <li>● złe skonfigurowanie routera</li> <li>● niepoprawna numeracja w sieci</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● analizator protokołów sieciowych</li> <li>● systemowe narzędzia diagnostyczne</li> <li>baza danych MIB 1</li> </ul>
protokołu (sesji, SNMP,	<ul style="list-style-type: none"> <li>● przeciążenie w sieci</li> <li>● niewłaściwa numeracja portów</li> <li>● przeciążenie sieci</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● sondy programowe standardu RMON 1</li> <li>● analizator protokołów sieciowych</li> <li>● systemowe narzędzia diagnostyczne</li> </ul>
prezentacji aplikacji SNMP,	<ul style="list-style-type: none"> <li>● duże opóźnienia pakietowe w sieci</li> <li>● poczta elektroniczna, faksowa, głosowa</li> <li>● niewłaściwe aplikacje serwerowe</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>baza danych MIB 1, baza MIB 2</li> <li>● sondy RMON 1, sondy RMON 2</li> <li>● analizator protokołów sieciowych</li> <li>● systemowe narzędzia diagnostyczne</li> <li>baza danych MIB 1, baza MIB 2</li> </ul>

TDR (*Time Domain Reflectometer*), OTDR (*Optical TDR*), RMON (*Remote MONitoring*), MIB (*Management Information Base*), SNMP (*Simple Network Management Protocol*), HTTP (*Hyper Text Transfer Protocol*).

Ze względu na międzynarodowy i ogólnoświatowy charakter współdziałania protokołów takich urządzeń sposoby testowania zostały zdefiniowane i uszczegółowione w standardzie ISO/IEC 9646 jako „Metodyka i ramy koncepcyjne testowania zgodności”. W opracowaniu tym wymienia się narzędzia (dwa typy testerów, dolny i górny dla każdej warstwy modelu OSI), sposoby i lokalizacje pobudzania (prowokowanie reakcji) odpowiedniej warstwy protokołu oraz sposób obserwacji testowanej warstwy za pomocą jednej z czterech metod: lokalnej, rozproszonej, skoordynowanej i zdalnej. Stosowane testy nie są przypadkowe, lecz specyfikują sekwencje zdarzeń testowych obejmujących pobudzenia i odpowiedzi oraz składają się zwykle z wielu pojedynczych kroków testowych (testy pojedyncze i grupowe), opisujących kolejno funkcje i zachowanie się konkretnego protokołu transmisji. Jest oczywiste, że dla każdego typu sieci telekomunikacyjnej PDH, SDH czy ATM ze względu na bardzo dużą różnorodność stosowanych elementów (węzły, porty, szybkości, interfejsy) są potrzebne indywidualne sposoby testowania, odmienne zestawy testów, także różne testery i analizatory zachodzących zdarzeń. W tym zakresie testowania nie istnieje pojęcie uniwersalnego testu ani uniwersalnego testera sieci.

### Pomiary telekomunikacyjne

Trzonem polskiej sieci telekomunikacyjnej są trakty światłowodowe z transmisją synchroniczną i zwielokrotnieniem SDH oraz znajdujące się w stanie eksperymentalnym fragmenty sieci asynchronicznej ATM. W odróżnieniu od będącej już w zaniku tradycyjnej sieci plezjochronicznej PDH, gdzie

diagnostykę prowadzi się głównie przy wyłączonej transmisji, testowanie synchronicznej hierarchii cyfrowej SDH wymaga kontroli i monitorowania systemu w czasie pracy, a to w celu uzyskania dokładnych wyników pomiarów przy największej szybkości transmisji. Oprócz pomiarów typowo transmisyjnych (oporność styków, tłumienność, stopa błędów, jitter) w przypadku systemów SDH są to pomiary i testy kanałów transportowych T1/E1, T3/E3 oraz strumieni interfejsowych standardu V5.1 i V5.2, z zastosowaniem zaawansowanych technik cyfrowych związanych z synchronizacją zegarów i zestawów testowych. Bardzo korzystną cechą testowanych urządzeń sieci SDH jest fakt, że metody pomiarowe są niemal identyczne na wszystkich etapach badań, poczynając od końcowej fazy produkcji, przez testy prowadzone podczas instalacji i zgodności systemu przy oddawaniu go do eksploatacji, a na rutynowych badaniach kontrolnych i diagnozowaniu poszczególnych fragmentów sieci kończąc. Ujednoczenie metodologii pomiarów stało się możliwe dzięki całkowitej cyfryzacji, nie tylko na poziomie urządzeń i sieci, ale ze względu na cyfrową postać transportowanych sygnałów. Dla każdego rodzaju sieci telekomunikacyjnej wymagane są inne pomiary, zależnie od celu i przedmiotu testowania. Tylko w sieci synchronicznej SDH można wydzielić kilka grup testowych, sprawdzających poszczególne obszary funkcjonowania sieci, wśród których można wyróżnić:

- testy poprawności odwzorowania plezjochronicznych sygnałów PDH w modułach transportowych STM (Synchronous Transport Mode);
- pomiary i testowanie sprawności wbudowanych alarmów programowych;
- zasadnicze pomiary jakości przekazów, czyli określenie stopy błędów transmisji w sieci;
- pomiary sprawności styków optycznych i elektrycznych w interfejsach;
- pomiary wartości fluktuacji fazy (jitter) i wędrówki (wander);
- pomiary układów zegarowych i synchronizacji;
- testowanie systemu zarządzania.

### **Sprawdzanie sieci komputerowej:**

Sieć komputerowa, traktowana jako zespół węzłów przełączających z dołączonymi do nich centrami obliczeniowymi o heterogenicznym charakterze, jest również złożonym obiektem do testowania. Z jednej strony obejmuje konkretną strukturę fizyczną, połączoną interfejsami o różnorodnych parametrach technicznych, z drugiej strony, pomimo rozproszenia obiektów, stanowi zamkniętą topologię logiczną wraz z oferowanymi usługami, zmiennymi możliwościami przetwarzania i zwykle rozległymi zasobami sieci. Z uwagi na złożoność i różnorodność struktury sieci LAN (pierścienie, podsieci), zmienny zasięg, rozproszenie, różne oprogramowanie i znaczną liczbę producentów sprzętu sieci te stwarzają możliwość powstawania wielorakich błędów, których lokalizacja i diagnozowanie wcale nie są łatwe. W większości sytuacji niepoprawna praca sieci komputerowej nie jest spowodowana fizycznym uszkodzeniem połączeń sieciowych (błędy trwałe), lecz jest wynikiem zakłóceń w kanale transmisyjnym, brakiem synchronizacji lub chwilowym przeciążeniem fragmentu sieci. Stąd zachodzi nieustająca potrzeba ciągłego (lub okresowego) nadzorowania wymaganej jakości sieci przez wykrywanie i diagnozowanie błędów, które w wielu przypadkach mogą być skorygowane programowo przez protokoły wyższych warstw sieci. W coraz częściej spotykanych sieciach komputerowych opartych na rodzinie protokołów TCP/IP - co odpowiada współczesnym koncepcjom sterowania sieciami teleinformatycznymi (intranetu i ekstranetu) - dla uproszczenia sposobów diagnozowania różnorodnych błędów używa się modelu warstwowego sieci ISO/OSI. Dzięki temu występujące uszkodzenia i błędy można już przyporządkować do poszczególnych warstw modelu, upraszczając w ten sposób testowanie, gdyż na każdym poziomie występują inne typy błędów - związane z konkretnymi przyczynami (zob. tabela). Sposób testowania lokalnych sieci komputerowych LAN w zasadzie nie podlega standaryzacji, lecz ma zapewnić utrzymanie ciągłości działania sieci z określoną przepływnością (od 4 Mb/s do 100 Mb/s, a nawet do 1 Gb/s w sieciach Ethernetu), nieprzerwany dostęp do zasobów lokalnych, wysoką jakość transmisji (stopa błędów od  $10^{-8}$  do  $10^{-11}$ ) w zależności od wymagań - przy zachowaniu odpowiedniej efektywności (czasu reakcji) oraz bezpieczeństwa sieci (wierność i poufność informacji). Do najczęściej stosowanych procedur lokalizujących uszkodzenia i diagnozujących sieci komputerowe należą:

- testowanie okablowania;
- dekodowanie strumienia danych wraz z analizą pakietów i protokołów;
- testowanie połączeń między wybranymi węzłami sieci;

- statystyczna analiza trafiku sieciowego;
- analiza konfiguracji i bieżącego stanu sieci;
- testowanie funkcji i realizacja procedur samotestowania.

Zgodnie z warstwową architekturą sieci można wydzielić następujące rodzaje pomiarów sieci komputerowych: pomiary parametrów fizycznych okablowania (miedzianego i światłowodowego), pomiary pasywne dokonywane wyłącznie przez obserwację i monitorowanie funkcjonowania sieci za pośrednictwem analizatorów oraz aktywne pomiary logiczne z możliwością iniekcji do sieci wybranych zestawów testowych.

### 3.14.3 Testery okablowania

Testery okablowania są wykorzystywane przede wszystkim do sprawdzania ciągłości okablowania oraz weryfikowania zgodności wszystkich kabli zainstalowanych w sieci z odpowiednimi normami, atestami producentów i wymaganiami użytkowników. Protokoły testowania sieci teleinformatycznej są jednym z elementów dokumentacji powykonawczej tej infrastruktury.

Produkowane obecnie testery charakteryzują się prostotą obsługi ponieważ instalator musi przetestować wszystkie zainstalowane przez niego łącza. Stawia to także wymóg, by czas pracy testera, niezbędny do testowania jednego łącza, był możliwie najkrótszy. Pierwsze testery potrzebowały na to 4 minuty, ale postęp w technologii ostatnio skrócił ten czas do 40, a nawet do 20 sekund. Z prostotą obsługi testera związane jest używanie w nim tylko jednego przycisku, co w konsekwencji powoduje automatyczne testowanie wszystkich wymaganych parametrów. Przycisk ten często nazywany jest AUTOTEST. Po wykonaniu testowania możliwe jest natychmiastowe zapoznanie się z wynikami. Wyniki (raporty) mogą być wydrukowane lub zapamiętane na dysku komputera.

Współczesne testery umożliwiają testowanie następujących, istotnych parametrów okablowania:

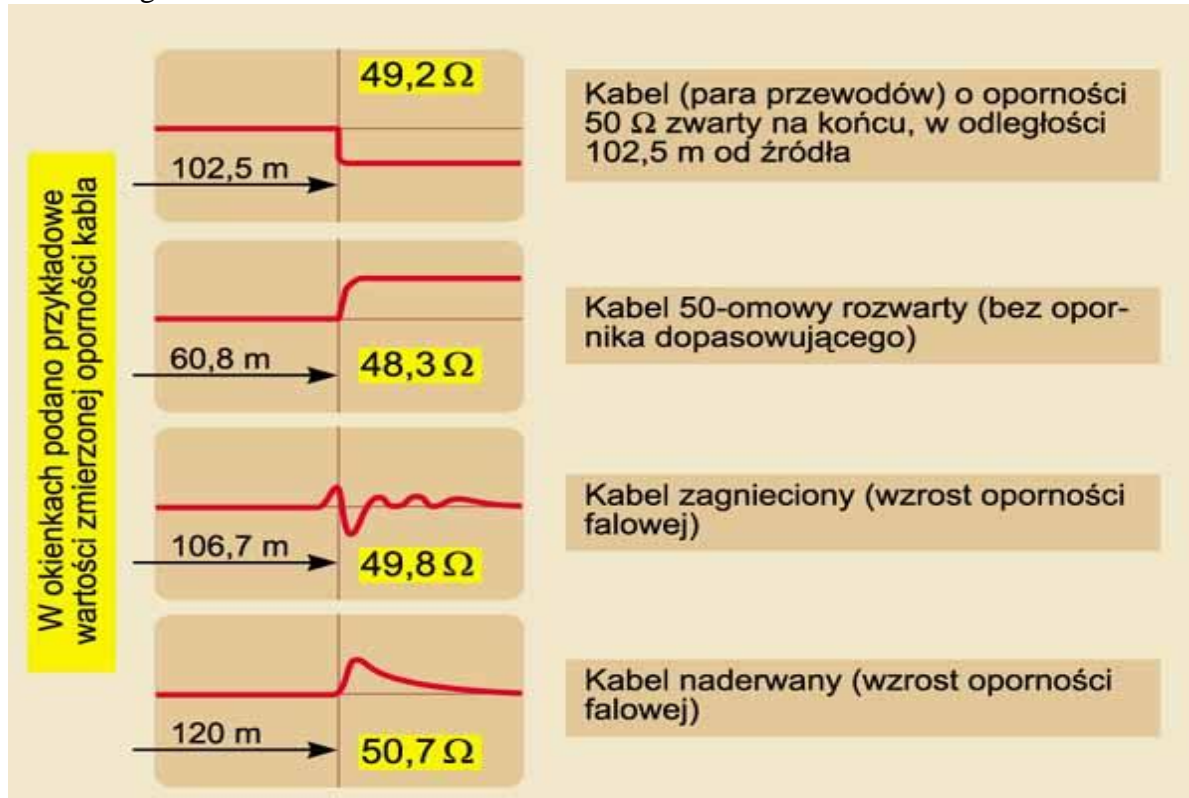
1. **Mapy okablowania** (Wire Map), rozumianej jako pełne sprawdzenie poprawności łącza na całej jego długości (End-to-End Connectivity).
2. **Tłumienności** (Attenuation), mierzonej w decybelach (dB) i określającej spadek mocy sygnału w kablu.
3. **Przesłuchu** między parami (NEXT loss lub Near End Crosstalk), który jest miarą sprzężenia między dwiema parami w tym samym kablu.
4. Stosunku **ACR** (Attenuation to Crosstalk Ratio) jako najważniejszego wskaźnika charakteryzującego łącze. Określa on stosunek sygnału do szumu SNR (Signal to Noise Ratio), w konsekwencji określającego błąd transmisji.
5. **Długości łącza** (Link Length).
6. **Opóźnienia propagacji** (Propagation Delay).
7. **Impedancji charakterystycznej** (Characteristic Impedance) – parametr teoretyczny, rozumiany jako stawianie oporu dla przepływu sygnału elektrycznego w dowolnym miejscu kabla.
8. **Oporności dla prądu stałego (DC Resistance)** – ważny parametr w technologii Token Ring.
9. **Współczynnik odbicia** (Return Loss).

W Polsce znane są trzy testery poziomu 1, umożliwiające pomiar NEXT loss z dokładnością do 4 dB: PentaScanner firmy Microtest, Lantek 100 firmy Wavetek, Wire Scope 100 firmy Scope Communications. Wszystkie wymienione testery mają funkcję AUTOTEST. Szybkość pracy testera przy realizacji tej funkcji jest bardzo ważna. I tak dla kroku co 100 kHz PentaScanner i Lantek 100 realizują funkcję AUTOTEST w czasie 95 sekund, a Wire Scope 100 w 60 sekund.

Pośród testerów poziomu 2, umożliwiających pomiar NEXT loss z dokładnością do 2 dB, warto wymienić: PentaScanner+ firmy Microtest, Lantek Pro firmy Wavetek, Fluke DSP-100 i DSP-2000 firmy Fluke oraz WireScope 155 firmy Scope Communications. Należy podkreślić, że różnice między testerami poziomów 1 i 2 nie sprowadzają się tylko do różnicy w dokładności pomiaru NEXT loss.

### 3.14.4 Testowanie okablowania

Jeszcze do niedawna jedynym celem pomiarów okablowania miedzianego za pomocą różnych rodzajów testerów kablowych było określenie i zlokalizowanie awarii kabla teletransmisyjnego z możliwie dużą dokładnością, początkowo nie gorszą niż kilkanaście metrów na łącznym dystansie do kilkuset metrów. Najprostsze pomiary pary przewodów miedzianych za pomocą miernika rezystancji, choć niekiedy stosowane awaryjnie, nie dają wystarczającej dokładności i ogólnego poglądu na stan łącza miedzianego.



Testery kablowe przeszły bodajże największą transformację w metrologii telekomunikacyjnej: od prostych i uniwersalnych przyrządów pomiarowych do testerów kablowych o cechach oferowanych we współczesnych analizatorach sieciowych nowszej generacji. Nadal co kilka lat powstają kolejne generacje przenośnych mikroprocesorowych urządzeń kablowych - coraz mniejszych i lżejszych, ale wyposażonych w znacznie więcej funkcji pomiarowych. Olbrzymia różnorodność testerów kablowych wynika z dwóch powodów: adaptacji ich funkcji do konkretnych potrzeb testowych sieci (POTS, ISDN, xDSL czy LAN/WAN) i ciągłego wzrostu wymagań odnośnie mierzonych parametrów linii przesyłowych (kategorie, przepływności, przesłuchy, stopień obciążenia linii, inne). Produkcją najrozmaitszych testerów okablowania zajmuje się kilkadziesiąt (jeśli nie kilkaset) przedsiębiorstw na świecie, wśród nich wszystkie wiodące firmy teleinformatyczne, takie jak FLUKE Networks. Pomiary z dokładnością poniżej 1 m uzyskuje się reflektometrem kablowym TDR (Time Domain Reflectometer), mierzącym odstęp czasu między impulsem wysłanym a jego echem, czyli odbiciem sygnału od nieciągłości struktury fizycznej kabla. Nieciągłością badanego odcinka kabla może być rozwarcie, zwarcie, przerwa lub rozszczepienie pary, zmiana parametrów przewodów, zagniecenie czy przewężenie średnicy na skutek fizycznych naprężeń przewodów. Obrazy uzyskiwane za pomocą najprostszych reflektometrów analogowych (zastępujących generator impulsów i oscyloskop) umożliwiają na podstawie kształtu odpowiedzi właściwą interpretację zaistniałego błędu oraz dokładną lokalizację odległości uszkodzenia. Nadal często stosowane jako medium transportowe sieci lokalnych kable telefoniczne, składające się z nieekranowanych, skręconych par przewodów UTP (Unshielded Twisted Pair) i par ekranowanych STP (Shielded Twisted Pair) lub kabli współosiowych (zwanymi popularnie koncentrycznymi), wymagają przeprowadzania szeregu specyficznych pomiarów określających ich przydatność do konkretnych aplikacji. W szczególności w przewodowych sieciach LAN istnieje zapotrzebowanie na złożone i bardziej zaawansowane, najlepiej uniwersalne testery okablowania - działające wyłącznie w technice cyfrowej, lecz z analogową lub cyfrową prezentacją informacji o znacznie większej dokładności - określane jako



cyfrowe analizatory kablowe. Służą one do ustalenia zgodności parametrów instalacji kablowych z odpowiednimi normami EIA/TIA - 568/589, także w odniesieniu do wymagań odpowiednich kategorii okablowania 3, 4, 5 i wyższych. W większości są to mikroprocesorowe analizatory uniwersalne, zwykle przenośne, automatycznie wykonujące kompletne sekwencje pomiarowe i prezentujące w postaci cyfrowej lub tekstowej ostateczne wyniki pomiarów.

Pomiary te dotyczą głównie następujących parametrów:

- tłumienności i pojemności pary przewodów w ujęciu częstotliwościowym;
- bezwzględnej wielkości odbieranego poziomu sygnału;
- odstepu sygnału od szumu SNR (Signal to Noise Ratio), mierzonego w funkcji częstotliwości;
- występowania przesłuchów, a zwłaszcza przeniku zbliżonego NEXT w telefonicznych kablach wieloparowych;
- poziomu innych zakłóceń zewnętrznych.

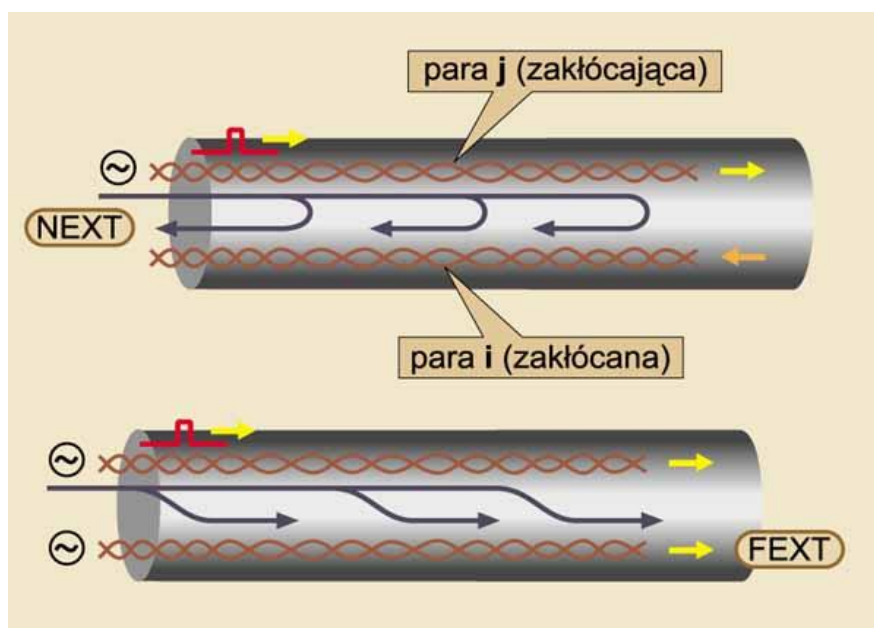
### 3.14.5 Przesłuchy w torach kablowych

Zasadniczym elementem wprowadzającym zakłócenia w przewodowych (kable miedziane) transmisjach cyfrowych, oprócz interferencji międzysymbolowych (między kolejnymi bitami tego samego sygnału) i echa sygnału (w jednokanałowych torach prowadzących dwukierunkową transmisję), są przesłuchy między torami transmisyjnymi, zwane przenikami. Powstają one w wyniku wzajemnego oddziaływania między dwiema aktywnymi liniami komunikacyjnymi, zwykle położonymi obok siebie w wiązce na dłuższym odcinku trasy przesyłowej. Jako istotne rozróżnia się dwa rodzaje przeników: zbliżony NEXT i zdalny (inaczej odległy) FEXT. (rys.2)

Ponieważ pary skręcone tworzące kabel UTP, FTP lub STP znajdują się w bezpośrednim sąsiedztwie względem siebie, to sygnał z pary nadawczej przenika do pary odbiorczej. Jest to oczywiście zjawisko niepożądane. Najgorsza sytuacja powstaje w miejscu, gdzie najsilniejszy sygnał pary nadawczej przenika do pary odbiorczej. Miejsce to znajduje się w pobliżu punktu generacji sygnału. Dlatego punkt ten jest nazywany po angielsku near-end (bliski koniec).

NEXT loss jest najbardziej krytycznym parametrem określającym jakość łącza, zależnym od wielu czynników. Na przykład: sposób zakończenia („zaterminowania”) kabla może okazać się istotny; odwinięcie pary na więcej niż 10 mm może powodować problemy związane z przesłuchem.

NEXT loss może być różny od różnych łączy. Jest silnie zależny od częstotliwości i nie jest proporcjonalny do długości kabla. Warto podkreślić, że złącza są źródłem NEXT loss.



Szczególnie niebezpieczny jest przenik zbliżony NEXT (Near End Crosstalk), powstający w sytuacji, gdy we wspólnej wiązce nieekranowanych przewodów UTP (Unshielded Twisted Pair) znajdują

się skrócone pary wykorzystywane w danym momencie do transmisji w przeciwnych kierunkach. Takie oddziaływanie zawsze występuje w trakcie transmisji dwupłkowej, gdy pokrywają się pasma nadawanych i odbieranych sygnałów. W wyniku sprzężenia elektromagnetycznego między parami tych przewodów część energii sygnału generowanego po stronie lokalnej jednej pary transmisyjnej przenika do innej i w stłumionej postaci oraz z niejednorodnym opóźnieniem powraca torem odbiorczym do urządzenia po tej samej stronie linii komunikacyjnej. Poziom przenik zbliżony zależy w dużej mierze od ułożenia par, długości linii, częstotliwości pracy i szerokości przenoszonego pasma, przyjmując najczęściej postać kolorowego szumu gaussowskiego. Drugim elementem zakłóceń w kablach miedzianych jest przenik zdalny FEXT (Far End Crosstalk). Ten rodzaj przeniku pojawia się wówczas, kiedy dwa sygnały lub więcej (o pokrywającym się widmie) przesyła się w tym samym kierunku, lecz za pomocą różnych par przewodów miedzianych. Na skutek zjawiska indukcji elektromagnetycznej do odbiornika odległego od źródła sygnałów (po drugiej stronie toru transmisyjnego) mogą docierać w tych przypadkach, oprócz sygnału podstawowego, sygnały mające swe źródło w liniach sąsiednich. W obu przypadkach zarówno przenik zbliżony, jak i zdalny zależą od rodzaju kabla i jego tłumienności, jednak ich wpływ na przeniki nie jest jednakowy. Poprawienie parametrów kabla ze względu na przenik zbliżony nie powoduje automatycznie zmniejszenia przeniku zdalnego i odwrotnie.

### 3.14.6 Mapa okablowania

Mapa okablowania to zespół podstawowych parametrów okablowania, odnoszących się nie tylko do ciągłości między zaciskiem w złączu po jednej stronie kanału a odpowiadającym mu zaciskiem w złączu po drugiej stronie kanału.

Aby można było poprawnie zmierzyć tłumienność NEXT czy inne parametry kabla, wyniki testowania dotyczące ciągłości kanału muszą być poprawne. Dlatego ISO specyfikuje wymagania w tym zakresie.

Jeśli błędne są wyniki w zakresie mapy okablowania, to w większości wypadków błędne będą także wyniki testowania innych parametrów.

### 3.14.7 Tłumienność

Tłumienność określa straty sygnału w funkcji częstotliwości na jednostkę długości. Tłumienność jest mierzona w decybelach (dB). Mniejsza wartość tłumienności jest korzystniejsza.

Na tłumienność mają wpływ następujące czynniki:

- Częstotliwość. Im wyższa częstotliwość, tym większa tłumienność.
- Długość kabla. Dłuższy kabel wprowadza większe tłumienie.
- Wiek kabla. Kabel może ulegać starzeniu wskutek długotrwałego oddziaływania wysokiej temperatury.
- Wilgotność może mieć wpływ na wartość tłumienności.

### 3.14.8 Stosunek ACR (Attenuation to Crosstalk Ratio)

Najistotniejszym parametrem łącza jest ACR. Jest to stosunek tłumienności do przesłuchu. ACR nie jest oddzielnie mierzonym parametrem, lecz wyliczanym jako różnica między NEXT loss a tłumiennością (obie wielkości są mierzone w decybelach).

$$\text{ACR} = \text{przesłuch (NEXT loss) [dB]} - \text{tłumienność [dB]}$$

TIA (Telecommunications Industries Associations) nie tylko nie określa minimalnej wartości ACR, ale w ogóle nie definiuje tego parametru. Biorąc pod uwagę nawet najsurowsze wymagania TIA, wyliczone ACR dla dowolnego łącza powinno wynosić tylko 3,5 dB przy 100 MHz (ISO wymaga 4 dB). Oczywiście ACR o wartości 4 dB jest lepsze niż ACR o wartości 3,5 dB, ponieważ wartość ACR powinna być możliwie największa. Warto podkreślić, że nawet wartość ACR = 4 dB oznacza, że sygnał będzie tylko 1,6 razy silniejszy niż szum pochodzący z przylegającej pary. To jest, oczywiście, wartość minimalna. Należy spodziewać się, że przyszłe standardy będą wymagać większej wartości ACR, jako że aplikacje pracujące przy 100 MHz będą potrzebowały większej wartości ACR w celu poprawy jakości transmisji.

Tłumienność, NEXT loss i ACR dla dwóch standardów

Parametr	Standard EIA/TIA 568A	Standard ISO/IEC 11801
Tłumienność (przy 100 MHz)	23,6 dB	23,2 dB
NEXT loss (przy 100 MHz)	27,1 dB	28 dB
ACR (przy 100 MHz)		4 dB

Najczęściej mamy do czynienia z sytuacją, kiedy tester wskazuje stan określony angielskim słowem „PASS”, co oznacza, że testowane łącze jest kategorii 5 lub klasy D. Jeśli jednak pokazuje się słowo „Fail” z odsyłaczem, to wtedy należy ponownie przetestować łącze. Zgodnie ze standardem TSB-67 rozróżnimy dwa poziomy (klasy) testerów: poziom 1 (Level 1) i poziom 2 (Level 2). Na kryteria tego podziału składają się czynniki wpływające na dokładność pomiaru parametru NEXT loss, np. przypadkowe zakłócenie. Testery poziomu 1 określają NEXT loss z dokładnością 4 dB, a testery poziomu 2 z dokładnością 2 dB.

## 4. Transmisja światłowodowa i mikrofalowa

### 4.1. Techniki transmisji w liniach światłowodowych

Aby jednym światłowodem możliwe było wysyłanie więcej, niż jednego sygnału, a tym samym, aby wyeliminować konieczność stosowania wielu światłowodów, stosuje się multipleksowanie. Wyróżnia się 3 metody multipleksowania:

- Multipleksowanie z podziałem czasu. Przesyłane sygnały dzielone są na części, którym później przypisywane są czasy transmisji. Najpierw przesyłana jest pierwsza część pierwszego sygnału potem pierwsza część drugiego sygnału itd. Gdy, zostaną przesłane wszystkie pierwsze części, do głosu dochodzą drugie części sygnału. W przypadku wolnych połączeń końcowych metoda ta pozwala na efektywne wykorzystanie przepustowości światłowodu. Multipleksowanie tego rodzaju jest odpowiednie zwłaszcza do przesyłania sygnałów cyfrowych. Multipleksery cyfrowe łączą na ogół do 16 linii wejściowych.
- Multipleksowanie z podziałem częstotliwości (FDM – ang. Frequency Division Multiplexing). Multipleksowanie tego rodzaju zwiększa przepustowość systemu transmisyjnego. Jest to układ, w którym kanały sąsiadują ze sobą. Przesyłane sygnały niesione są częstotliwości nośnej – innej dla każdego z kanału. Aby nie powstawały interferencje każda z nośnych musi różnić się od pozostałych co najmniej o 2,2GHz. Metoda ta ma zastosowanie w sygnałach analogowych.
- Multipleksowanie z podziałem długości fali (WDM – ang. Wavelength Division Multiplexing). Przesyłany sygnał pochodzi z oddzielnych źródeł. Każdemu sygnałowi przypisana jest jego własna długość fali. System z modulacją WDM może pracować przy różnych długościach fali różniących się tylko o 5 nm. Sygnały po stronie odbiorczej rozdziela się za pomocą np. siatki dyfrakcyjnej, pryzmatu lub wielowarstwowych filtrów interferencyjnych.

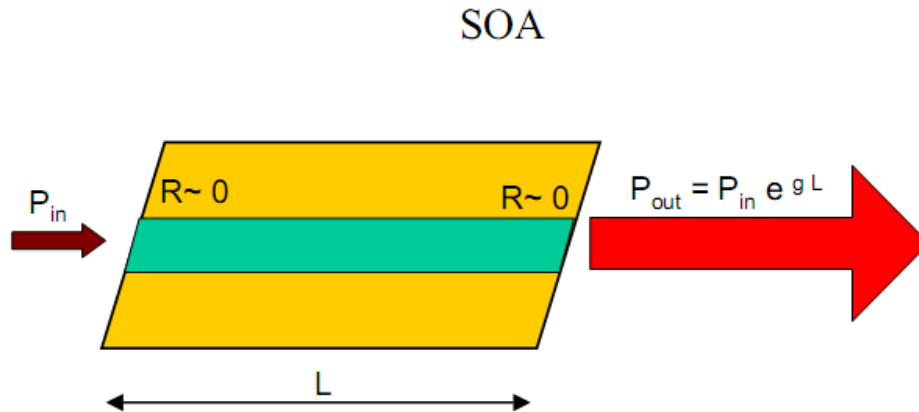
### 4.2. Wzmacniacze światłowodowe

Klasyfikacja wzmacniaczy optycznych

1. Wzmacniacze półprzewodnikowe (SOA, 400 - 2000 nm band)
2. Wzmacniacze Ramana
3. Wzmacniacze Brillouina

4. Wzmacniacze światłowodowe domieszkowane Erbem, Erbium doped fiber amplifier (EDFA, pasmo 1500-1600 nm, również planarne erbium doped waveguide amplifiers EDWA), także PDFFA(pasmo 1300 nm)

#### 4.2.1 Wzmacniacz półprzewodnikowy SOA



Wzmacniacz półprzewodnikowy (SOA) wytwarzany jest podobnie jak lasery półprzewodnikowe Fabry-Perota. Funkcja wzmocnienia realizowana jest poprzez wzbudzenie poziomów energetycznych (pompowanie) materiału. Konstrukcja wzmacniacza powinna eliminować pasożytnicze rezonatory, które mogą dawać efekty laserowania. Można to uzyskać poprzez zastosowanie warstw przeciwodblaskowych lub ukośnie łupanie powierzchni we/wy. SOA są pompowane elektrycznie.

##### Zalety wzmacniaczy SOA

1. Zwarta budowa
2. Możliwości integracji
3. Duża moc wyjściowa
4. Szerokie pasmo wzmocnienia (400-2000 nm)
5. Mała cena przy produkcji masowej.

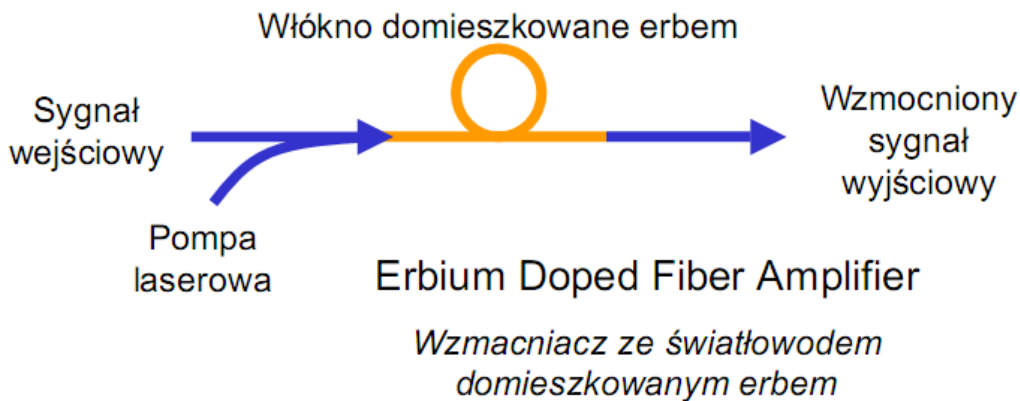
##### Zastosowanie wzmacniaczy SOA

1. Wzmacniacz
2. Element przełącznika optycznego
3. Konwerter długości fali

#### 4.2.2 EDFA

Ośrodkiem wzmacniającym światło odpowiednio domieszkowany światłowód pompowany optycznie światłowód. Parametry wzmacniacza: długość fali, wzmocnienie – określone przez rodzaj i sposób domieszkowania. Domieszkowanie: Pr, Nd, Ho. Najlepiej rozwinięta technologia wytwarzania wzmacniaczy domieszkowanych erbem – EDFA (erbium moped fiber amplifier) Pracują w pobliżu 1.55  $\mu\text{m}$ . Nad półprzewodnikowymi przeważają: dają się włączyć do linii transmisyjnej z bardzo małymi stratami na sprzężenie, dają większe wzmocnienie.





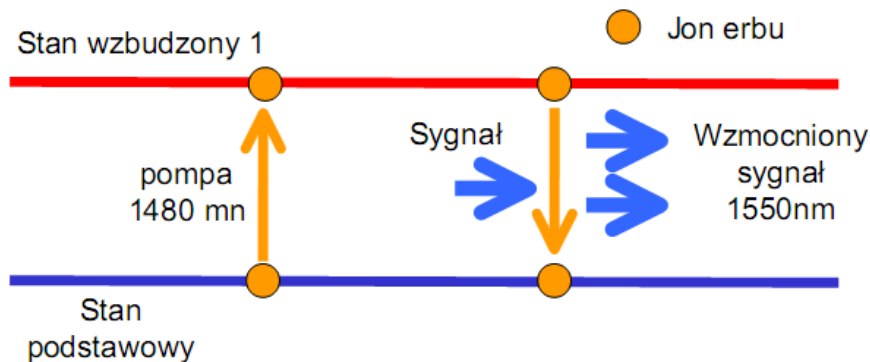
Długość wzmacnianej fali: około 1550nm. Długość fali pompy: 980 lub 1480.

Składa się z:

- odcinka specjalnie domieszkowanego światłowodu (10-50 m) jednodomowego,
- pompy optycznej (laser dużej mocy),
- dichroicznego sprzęgacza dwukierunkowego (jego współczynnik sprzężenia zależy od długości fali),

Światłowód połączony jest z pompą optyczną. Światło pompy i sygnał wzmacniany doprowadzane jest do domieszkowanego światłowodu za pomocą sprzęgacza. Współczynniki sprzężenia na długości fali pompy i wzmacnianego sygnału są dobrane tak, aby obydwa sygnały przeszły z małymi stratami do domieszkowanego światłowodu. Podczas pracy sygnał pompy i wzmacniany sygnał użyteczny nakładają się na siebie w światłowodzie. Sygnał użyteczny wzmacniany jest wskutek zjawiska emisji wymuszonej (inwersja obsadzeń uzyskiwana w wyniku pompowania optycznego). W zależności od poziomów domieszki rozróżnia się pracę trój i czteropozomową:

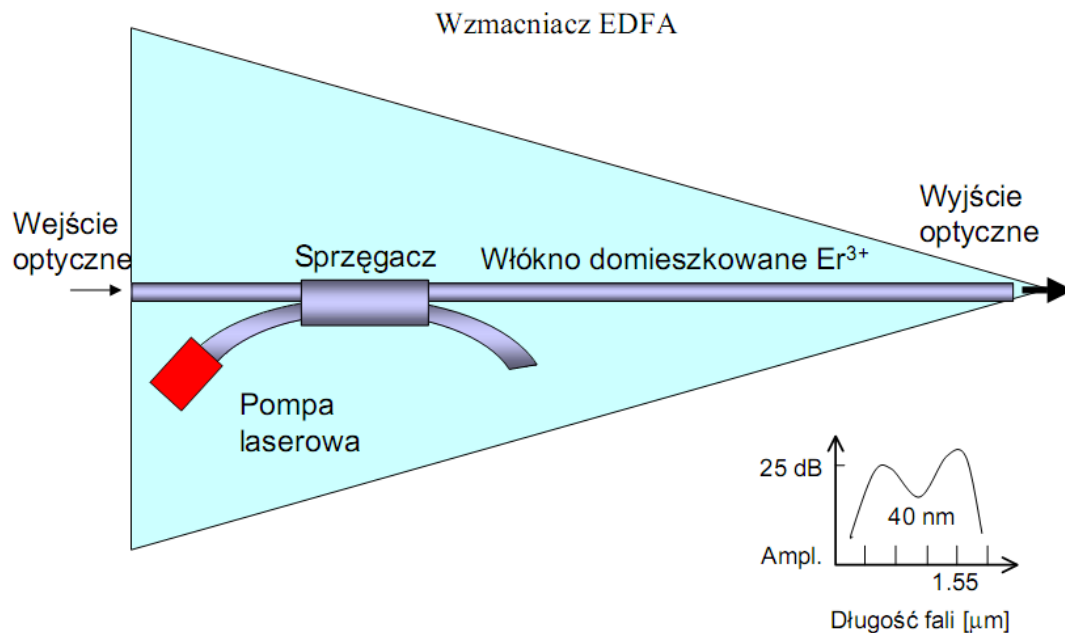
### Wzbudzenie i emisja jonów erbu



Kształt i szerokość widma wzmacnienia istotnie zależy od domieszkowania rdzenia światłowodu (domieszki Al, P poszerzają to widmo).

Wzmocnienie wzmacniacza EDFA zależy od:

- koncentracji jonów erbu,
- średnicy rdzenia,
- mocy pompy,
- długości wzmacniacza.



Moce pompy i sygnału zmieniają się na długości domieszkowanego światłowodu z powodu absorpcji, emisji spontanicznej i emisji wymuszonej. Zależą też od tego czy promieniowanie pompy i sygnału rozchodzą się w jednakowych, czy przeciwnych kierunkach.

Dla danej mocy pompy istnieje optymalna długość wzmacniacza dająca maksymalne wzmocnienie. Typowo: 25-30 dB. Standardowe pasmo – 35 nm przy użyciu pompy o długości fali 1480 nm i mocy z zakresu 10-100 mW. Typowe maksymalne wyjściowe moce nasycenia 15-20 mW (porównywalne z najlepszymi wzmacniaczami półprzewodnikowymi). Ze wzrostem mocy optycznej wyjściowa moc wzmacniacza rośnie (do kilkuset MW). Zachowanie się wzmacniacza w nasyceniu pokazuje następujący rysunek.

Istnieją specjalne konstrukcje dwu- i trzystopniowych wzmacniaczy światłowodowych pozwalających uzyskać moce wyjściowe rzędu kilku watów (lasery pp pompują płaszcz światłowodu domieszkowany neodymem – akcja laserowa na długości 1.06 μm – światło to pompuje rdzeń światłowodu (domieszkowany erbem i iterbem) – 4W).

Zalety wzmacniaczy EDFA:

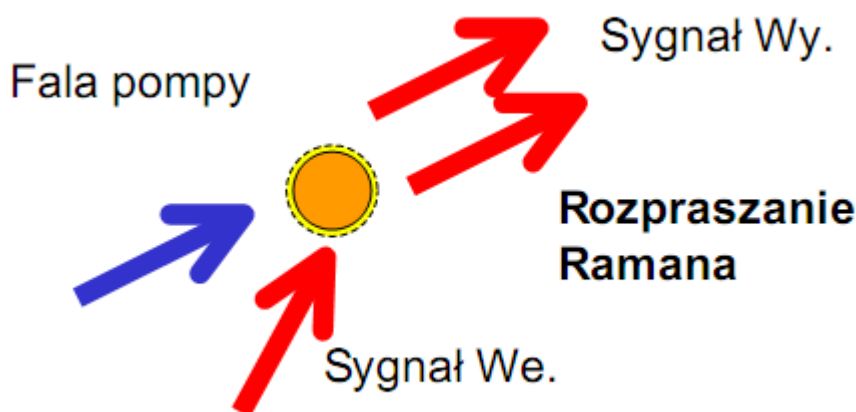
- brak zależności wzmocnienia od polaryzacji sygnału,
- redukcja przesłuchu przy wzmacnianiu wielu sygnałów na różnych długościach fal,
- eliminacja odbić,
- moc nasycenia znacznie większa niż we wzmacniaczach pp,
- mniejszy niż u wzmacniaczy pp współczynnik szumów (3.5 dB).

Wzmacniacze EDFA mogą być wykorzystywane jedynie w systemach pracujących w pobliżu długości fali 1.55 μm. Jednak niektóre zastosowania wymagają pracy na długościach 1.31 μm (sieci telewizji kablowych CATV common antenna TV, sieci lokalne). Aby uzyskać wzmocnienie na tej długości fali światłowody domieszkuje się neodymem lub prazeodymem. Wzmacniacze te mają jednak małe efektywności pompowania (0.2 dB/MW) i wymagają większych mocy pompy (200-800 mW). We wzmacniaczach domieszkowanych Pr współczynnik szumów silnie zależy od długości fali:  $F < 4\text{dB}$  dla  $\lambda < 1.28 \mu\text{m}$ ,  $F > 7\text{dB}$  dla  $\lambda > 1.32 \mu\text{m}$ . Lasery pompujące mają długości fal 1.01 μm lub 1.047 μm. Osiągane wzmocnienia 20-30dB przy mocach wyjściowych +10...+17 dBm. Dostępne komercyjnie są wzmacniacze na światłowodach fluorkowych PDDFA (praseodymium moped fluoride fiber amplifier).

## Parametry wzmacniaczy EDFA

- Szerokie pasmo - 40 nm (5000 GHz)
- Duże wzmocnienie - 30 do 40 dB
- Duża moc wyjściowa - do +20dBm (100 mW)
- Mały szum - 4 dB (liczba szumowa NF)
- Długość fali pompy - 980 or 1480 nm
- Wada - brak kompensacji dyspersji

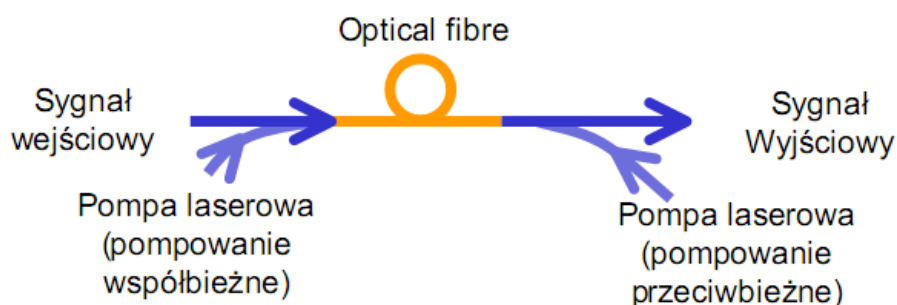
### 4.2.3 Wzmacniacz Ramana



Mechanizmem wzmocnienia jest wymuszone rozpraszanie Ramana w światłowodzie, które powoduje przenoszenie energii z pompy optycznej do sygnału użytecznego. Foton pochodzący z promieniowania pompy optycznej traci swą energię tworząc foton o mniejszej energii, pozostała część energii zostaje pochłonięta przez ośrodek w formie wibracji molekularnych (nie wymagają osiągnięcia inwersji obsadzeń).

Zasada rozpraszania Ramana: fala lasera pompy o mniejszej długości rozchodząc się we włóknie razem z sygnałem, oddziałuje z atomami włókna oddając im część energii i dalej rozchodzi się z taką samą długością fali jak wiązka sygnałowa. Rozpraszanie ma charakter wymuszony ñ fala wymuszająca to fala sygnałowa.

### Konstrukcja wzmacniacza Ramana



Konstrukcja wzmacniacza jest taka jak i wzmacniacza opartego na zjawisku emisji wymuszonej. Długość fali pompy musi być niższa od długości fali sygnału (wzmacniacz 1.55  $\mu\text{m}$  wymaga pompy o długości 1.45  $\mu\text{m}$ ). Dla zwiększenia wzmocnienia trzeba zredukować obszar

przekroju światłowodu, w którym zawiera się moc pompy (zwiększenie natężenia światła). Uzyskuje się to przez domieszkowanie światłowodu kwarcowego germanem (zwiększa się różnica współczynników załamania rdzenia i płaszcz). Aby osiągnąć wzmocnienie 15 dB moc pompy musi wynosić 300 mW. We wzmacniaczach tych można osiągnąć moce sygnału wyjściowego ok. 200mW (o rząd wielkości więcej niż dla wzmacniaczy pp). Pasma przepustowe 40-50 nm.

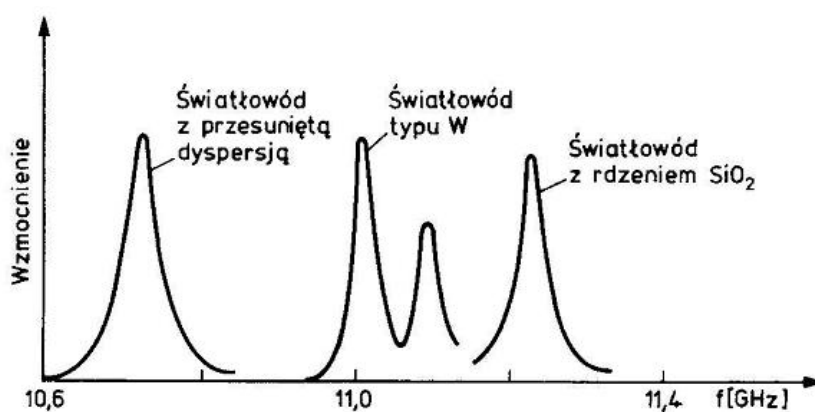
Wady:

- długość wzmacniacza przekraczająca 1 km,
- wymagana duża moc pompy optycznej.

#### 4.2.4 Wzmacniacz Brillouina

Wzmocnienie optyczne spowodowane jest zjawiskiem wymuszonego rozpraszania Brillouina. Moc sygnału użytecznego rośnie kosztem pompy (pompowanie optyczne).

- wzmocnienie zachodzi jedynie w przypadku, gdy fala sygnałowa rozchodzi się w kierunku przeciwnym do fali pompy,
- różnica częstotliwości pomiędzy pompą a sygnałem jest stosunkowo niewielka (10 GHz),
- pasmo wzmocnienia wzmacniacza Brillouina jest bardzo wąskie (<100 MHz), co wyklucza zastosowanie go w systemach szerokopasmowych.
- duże współczynniki szumów (kilkanaście dB),
- ze względu na wąskie pasmo wzmocnienia ich zastosowanie ograniczone jest do systemów koherentnych i systemów ze zwielokrotnieniem długości fali, gdzie służą do wyboru kanału,
- mogą wzmacniać jednocześnie wiele kanałów komunikacyjnych, komunikacyjnych ile całkowite pasmo zajmowane przez te kanały zawiera się w paśmie wzmacniacza (wzmocnienia sygnału w każdym kanale powinny być jednakowe); nasycenie skrośne i mieszanie czterofalowe powodują nierównomierność wzmocnienia w kanałach (przesłuch),
- nasycenie skrośne jest charakterystyczne dla wszystkich wzmacniaczy optycznych (wzmocnienie danego kanału nasycy się nie tylko przez jego własną moc, ale i przez moce sąsiednich kanałów).



**Rys. 5.10.** Widmo wzmocnienia wzmacniacza Brillouina dla różnych typów światłowodów. Na podstawie [53]

#### 4.2.5 Zastosowanie wzmacniaczy optycznych.

a). Liniowe wzmacniacze optyczne mogą być wykorzystane zamiast regeneratorów: regeneratorów systemach transmisyjnych wykorzystujących lasery jednodomowe efekty dyspersji światłowodowej są małe i długość odcinków regeneracyjnych wyznaczają tylko straty światłowodu (takie systemy nie wymagają pełnej regeneracji sygnału).

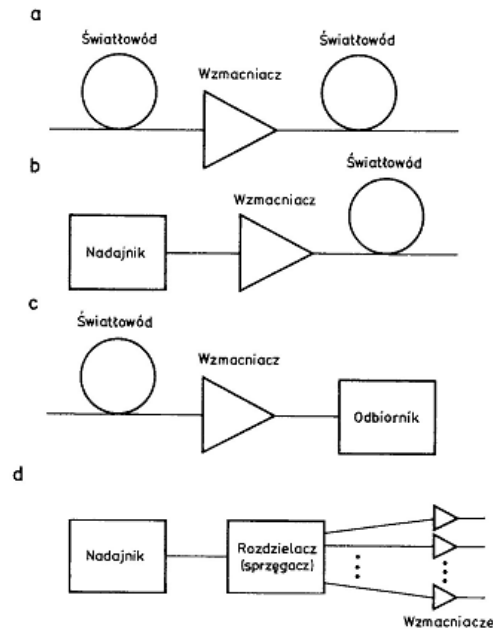
**Zalety:**

- większa prostota i mniejsze wymiary w porównaniu z tradycyjnymi regeneratorami,

- mniejszy pobór mocy (systemy podwodne),
- możliwość zmiany (zwiększania) szybkości transmisji i długości fali nośnej bez zmian w samym wzmacniaczu,
- możliwość jednoczesnej transmisji w obydwu kierunkach.

**Wady:**

- mniejsze efektywne wzmocnienie niż w regeneratorach optoelektronicznych,
- system jest analogowy, więc szумы i drgania zboczy impulsów (jitter) dodają się wzdłuż całego toru, ograniczając liczbę odcinków bez pełnej regeneracji sygnału,
- fale odbite mogą powodować niestabilność systemu.



**Rys. 5.11.** Zastosowania wzmacniaczy optycznych: a) zamiast regeneratora, b) wzmacniacz mocy, c) przedwzmacniacz, d) w sieci LAN

- b).wzmacniacz mocy – wykorzystanie wzmacniacza optycznego do zwiększenia transmitowanej mocy przez umieszczenie go bezpośrednio za nadajnikiem (odległość transmisji rośnie nawet o 100 km),
- c).przedwzmacniacze – zwiększenie czułości odbiorników optycznych. Przez dostarczenie wzmocnienia optycznego przed fotodiodą, sygnał i związany z nim szum wzmacniacza zostają wzmocnione powyżej szumu odbiornika. Wzmacniacze optyczne umożliwiają więc redukcję wpływu szumu termicznego odbiornika. Poprawa jest szczególnie istotna dla szybkości transmisji powyżej 1 Gbit/powyżej powyżej umożliwia wykonanie czułych odbiorników szerokopasmowych dla systemów o wysokiej przepływności,
- d).wzmacniacze optyczne można wykorzystać do kompensacji strat awiązanych z dystrybucją (podział sygnału między wielu użytkowników) użytkowników sieciach lokalnych LAN oraz sieciach dyfuzyjnych dyfuzyjnych dystrybucyjnych,
- e).ważnym zastosowaniem są sieci CATV, w których kanały telewizyjne są nadawane analogowo na podnośnym sygnału optycznego,
- f).można je wykorzystać jako wzmacniacze bardzo krótkich impulsów (piko- i femtosekundowych) optycznych do wysokich mocy,
- g).wzmacniacze optyczne umożliwiają wzmocnienie impulsów solitonowych przy szybkościach transmisji kilkadziesiąt Gbit/s i większych,
- h).nieliniowy reżim pracy wzmacniaczy optycznych (zależność współczynnika załamania od poziomu sygnału wejściowego) można wykorzystać do zmian y kształtu impulsów impulsów całkowicie optycznych regeneracjach sygnału świetlnego,
- i).zjawisko mieszania czterofalowego można wykorzystać do osiągnięcia przemiany częstotliwości (systemy o wielu częstotliwościach),
- j).wzmacniacze półprzewodnikowe można wykorzystać jako modulatory fazy w systemach koherentnych. Zmiana prądu wstrzykiwania zmienia współczynnik załamania ośrodka i zapewnia żadaną modulację.

#### *4.3.Technologie pomiarowe w liniach światłowodowych*

Światłowodów, stosowanych początkowo do instalacji łączy dalekosieżnych o dużej przepływności, zaczęto używać również do budowy komputerowych sieci lokalnych LAN o mniejszym zasięgu, opartych na włóknach światłowodowych wielomodowych, a następnie do budowy sieci rozległych WAN z włóknami jednomodowymi i koherentnym źródłem światła laserowego. We wszystkich tych sytuacjach istnieje olbrzymie zapotrzebowanie na optyczne przyrządy pomiarowe o wielkiej precyzji, przeznaczone nie tylko dla długodystansowej techniki światłowodowej. Wśród tej grupy przyrządów największym zainteresowaniem cieszą się optyczne reflektometry OTDR (Optical Time Domain Reflectometer) przeznaczone do diagnozowania torów światłowodowych jednomodowych i wielomodowych. Za ich pomocą można już przeprowadzić bardzo szczegółowe pomiary światłowodowych traktów cyfrowych, nawet z uwzględnieniem urządzeń końcowych współdziałających z torem optycznym.

Zaawansowane wersje reflektometrów optycznych winny umożliwiać testowanie z rozdzielczością nie gorszą niż 1 ns, dla co najmniej następujących pomiarów fizycznych:

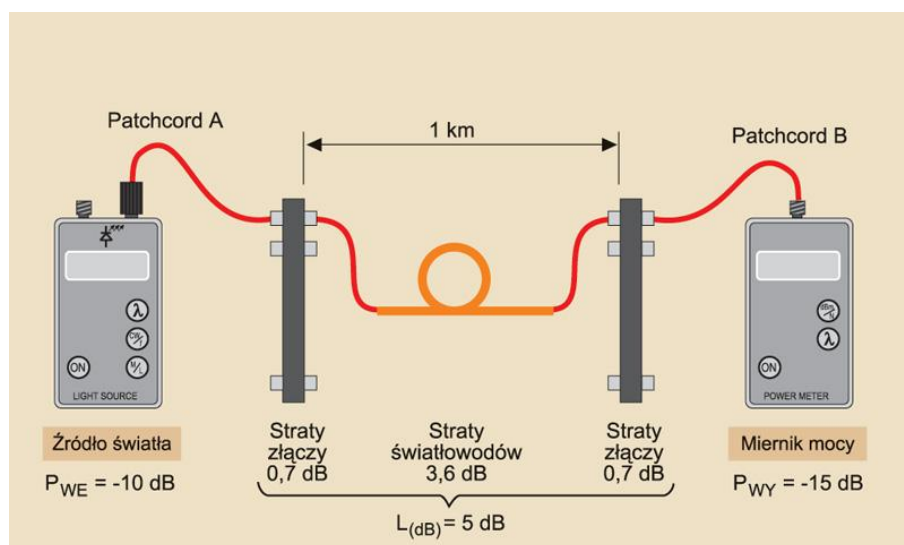
- pomiar podstawowych parametrów źródła światła: mocy, długości fali i szerokości widmowej nadajnika optycznego;

- pomiar charakterystyki przenoszenia i badanie fluktuacji fazy sygnału w badanym włóknie światłowodowym;
- pomiar czułości odbioru sygnałów optycznych;
- pomiar tłumienności spawów i złączy światłowodowych w torze, wraz z lokalizacją ich odległości od źródła;
- badanie strat związanych z dyspersją w światłowodzie;
- badanie tolerancji toru i urządzeń końcowych na zmiany częstotliwości zegara;
- badanie kształtu impulsów elektrycznych na wyjściu urządzenia końcowego.

#### 4.3.1 Metoda transmisyjna

Pomiar tłumienności włókna światłowodowego należy do podstawowych pomiarów stosowanych do sprawdzania światłowodów. Zestaw pomiarowy składa się z dwu zasadniczych elementów: źródła światła (nadajnika) i miernika mocy optycznej, oraz dwu patchcordów wzorcowych, niekiedy nazywanych testowymi. Źródłem światła może być dioda luminescencyjna (LED), stosowana do badania światłowodów o długości nie przekraczającej 1 km, albo laser, stosowany do badania światłowodów o długości ponad 100 km. Pomiar można uznać za wiarygodny, jeśli moc wyjściowa źródła światła jest stabilna. Przyjmuje się, że zmiany mocy źródła nie mogą przekroczyć 0,1 dB/godz. Nadajnik ma postać urządzenia kieszonkowego. Wytwarza światło o długości fali 1310 lub 1550 nm.

Wygląd zewnętrzny miernika mocy optycznej jest podobny do źródła światła. Najczęściej oba urządzenia są sprzedawane jako jeden zestaw pomiarowy, stanowiący komplet, który pochodzi od jednego producenta. Wyniki pomiarów są przedstawiane w postaci cyfrowej, w mW lub dB. Zazwyczaj mierniki są wyposażone w pamięć, służącą do przechowywania wyników pomiarów, i w drukarkę termiczną do tworzenia trwałych kopii przeprowadzonych pomiarów.



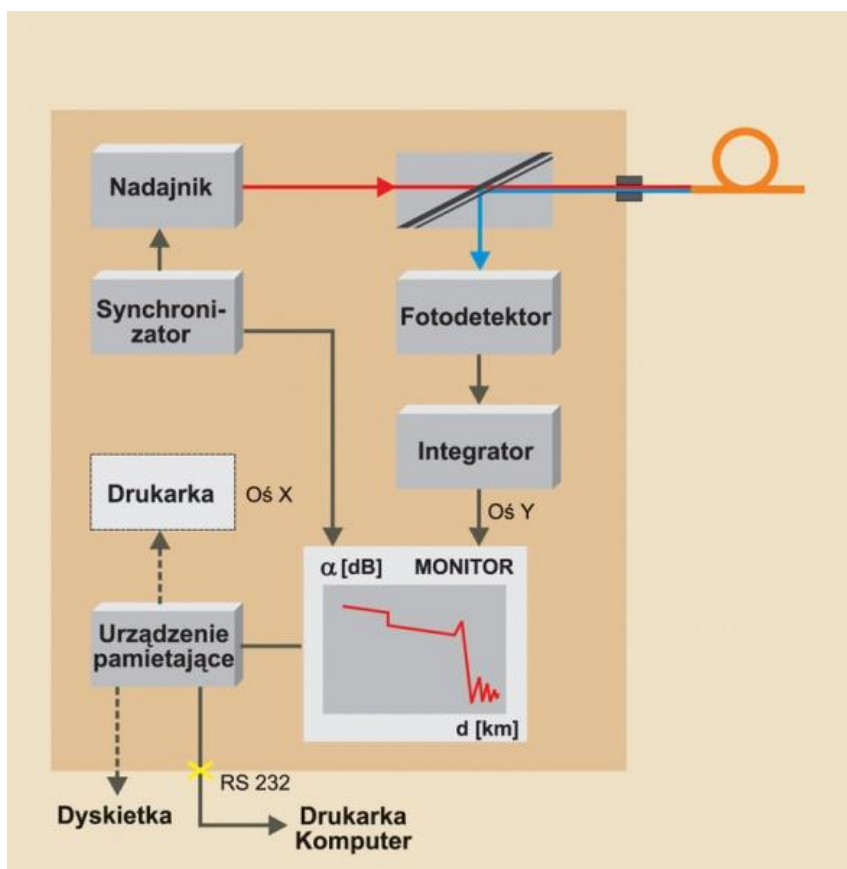
Przykład 1 - Łącze światłowodowe o długości 1 km ma straty 3,6 dB. Straty na połączeniach w patchpanelu wynoszą po 0,7 dB z każdej strony. Jeśli do jednego końca światłowodu przłączamy źródło światła o mocy 10 dBm, to jaką wartość mocy światła uzyskamy na drugim końcu? Całkowita strata w łączy z uwzględnieniem połączeń na krosownicy wyniesie 3,6 dB + 0,7 dB + 0,7 dB = 5 dB Strata mocy w światłowodzie wyraża się wzorem:  $L \text{ (dB)} = P_{we} \text{ (dBm)} - P_{wy} \text{ (dBm)}$  stąd  $P_{wy} \text{ (dBm)} = P_{we} \text{ (dBm)} - L \text{ (dB)} = -10 \text{ dBm} - 5 \text{ dB} = -15 \text{ dBm}$  Moc światła mierzona miernikiem mocy optycznej na końcu łącza światłowodowego wyniesie -15dBm

### 4.3.2 Metoda reflektometryczna

Użytecznymi przyrządami do badania światłowodów są reflektometry, często nazywane miernikami OTDR (Optical Time Domain Reflectometer). Przyrządy te, wykorzystując metodę radiolokacyjną, pozwalają na lokalizację uszkodzeń i niejednorodności włókna światłowodowego w kablu światłowodowym oraz pomiar tłumienia odcinkowego i całkowitego światłowodu. Zasada pomiaru polega na pomiarze wstecznego rozproszenia mocy transmitowanej przez światłowod. Do światłowodu, poprzez sprzęgacz, wprowadza się sygnał optyczny w postaci wąskiego impulsu. Sygnał odbierany, wywołany wstecznym rozproszeniem, pochodzącym z niejednorodności rozłożonych wzdłuż łącza światłowodowego, jest kierowany poprzez sprzęgacz na fotodetektor. W tej metodzie pomiaru jako nadajników używa się laserów impulsowych, generujących impulsy o długości od kilku  $\mu\text{s}$  do kilku ns, a nawet ps.

Istotnym elementem reflektometru jest integrator (procesor sygnałów), który uśrednia wyniki pomiarów pochodzące z większej liczby odbieranych impulsów. Wynik pomiaru jest wyświetlany na ekranie reflektometru w postaci graficznej, gdzie oś X reprezentuje odległość, a oś Y – tłumienie. Przebieg na ekranie ma postać linii prostej o nachyleniu –  $\alpha_n$ , gdzie  $\alpha_n$  jest tłumieniem światłowodu na jednostkę długości.

Analizując „zdjętą” charakterystykę można określić wielkość tłumienia światłowodu, straty na spawach i złączach, odbicia ORL oraz miejsce wystąpienia anomalii. Nie można natomiast określić charakterystyk ograniczających pasmo, takich jak dyspersji chromatycznej lub dyspersji polaryzacyjnej PMD (polarization mode dispersion). Reflektometr służy tylko do mierzenia i wyświetlania charakterystyk tłumienności światłowodu.



Funkcje poszczególnych bloków są następujące:



**Synchronizator** - Wytwarza impuls wyzwalający podstawę czasu monitora, równocześnie uaktywniając nadajnik impulsu laserowego. Niekiedy synchronizator zapewnia regulację momentu uaktywnienia nadajnika.

**Nadajnik** - układ formujący krótki impuls światła laserowego. Czas trwania impulsu jest regulowany, zazwyczaj w granicach od 1 ns do 10  $\mu$ s. Długość fali promienia laserowego może być przełączana, aby można było ją dostosować do badanego przedmiotu.

**Sprzęgacz** - element rozdzielający, który pozwala przejść promieniowi laserowemu do badanego światłowodu, natomiast kierując promień odbity - do fotodetektora.

**Fotodetektor** - układ zamieniający sygnał optyczny na elektryczny.

**Integrator** - układ wzmacniająco-uśredniający. Wzmocnienia wymaga słaby sygnał z fotodetektora. Układ uśredniający eliminuje zakłócenia; jego działanie polega na zapamiętywaniu kolejnych odbitych sygnałów i ich uśrednieniu przed wyświetleniem na monitorze.

**Monitor** - jest to lampa CRT lub wyświetlacz LC. Wyświetla zwrotne sygnały w formie wykresu, oś Y jest wyskalowana w dB, oś X w km.

**Pamięć** - pamięć wewnętrzna lub stacja dyskieta, służące do zapamiętywania danych w celu ich późniejszego przetwarzania. Dodatkowo reflektometr wyposażony jest w interfejs R 232, służący do przenoszenia zapamiętanych danych do komputera. Niektóre reflektometry mają drukarkę do tworzenia na papierze kopii informacji z ekranu.

Testowanie reflektometrem OTDR jest jedyną dostępną metodą pozwalającą zlokalizować przerwę w światłowodzie, który jest umieszczony w kablu światłowodowym i którego osłona nie ma widocznych uszkodzeń; zapewnia najlepszy sposób określania strat wynikających z poszczególnych spawów, złączy lub innych przyczyn anomalii występujących w systemie; pozwala personelowi technicznemu określić, czy straty w spawie mieszczą się w normie albo czy wymagane są przeróbki; zapewnia również najbardziej czytelne przedstawienie integralności łącza światłowodowego.

Znając optyczny współczynnik załamania ( $n$ ) materiału, z którego jest wykonany światłowód, i czas powrotu odbitego impulsu ( $T$ ), reflektometr wylicza odległość do zdarzenia w sposób następujący:

$$D_{zd} = \frac{3 \times 10^8 \times T(s)}{2 \times n}$$

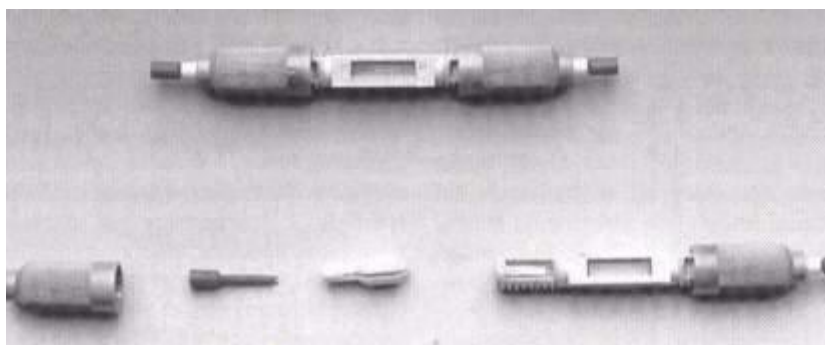
W najnowszych reflektometrach OTDR możliwe jest testowanie charakterystyk przenoszenia kolejno w trzech oknach światłowodowych (850 nm, 1310 nm i 1550 nm) bez zakłócania ich środowiska transmisyjnego, dzięki wydzielonej wzajemnej sygnalizacji na fali optycznej o długości 1625 nm - a więc poza klasycznymi pasmami przenoszenia informacji. Wysoko ocenianą cechą charakterystyczną reflektometrów OTDR jest ich dynamika tłumienności, określana jako zmiana sygnału optycznego od wartości maksymalnej (mierzonej na początkowych metrach badanego światłowodu) do wartości, gdy moc sygnału optycznego w linii jest równa mocy sygnału szumów reflektometru, czyli dla SNR=1 (Signal to Noise Ratio). Odpowiednio wysoka dynamika tłumienności reflektometru (25-30 dB), uzyskiwana przy niskim poziomie szumów własnych reflektometru, pozwala na testowanie jednorodnych torów światłowodowych o długości powyżej 50 km.

#### **4.4. Spawanie włókien**

#### 4.4.1 Spawanie mechaniczne (połączenie trwałe)

Spawy mechaniczne wymagają niewielkich wstępnych inwestycji, przy stosunkowo wysokim koszcie jednostkowym wykonania spawu. Spaw mechaniczny staje się ciekawym rozwiązaniem w porównaniu z termicznym w sieci na terenie zabudowanym, gdzie kable są dostępne i wymagany jest szybki serwis. Spaw mechaniczny, charakteryzujący się gorszymi parametrami od termicznego, znalazł zastosowanie w sieciach komputerowych oraz jest doskonałym elementem do wykonywania połączeń przy usuwaniu awarii, bez użycia ekip ze specjalistycznym wyposażeniem montażowo - pomiarowym. Wynika to z łatwego montażu i prostych narzędzi, jakie są wymagane podczas wykonywania połączenia, a przy okazji zapewnia stosunkowo dobre parametry transmisyjne (tłumienność przejścia 0,2dB).

Na poniższym rysunku pokazany jest przykładowy spaw mechaniczny firmy ULTRAsplice.

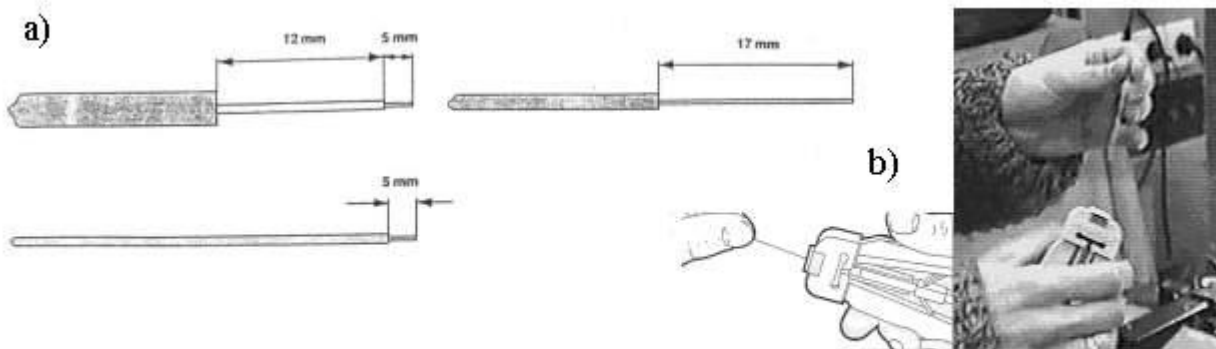


Sposób połączenia przedstawia się następująco: z korpusu ULTRAsplice odkręcamy nakrętkę blokującą wraz z uchwytem samozaciskowym, z którego usuwamy niebieską wkładkę elastyczną. Preparujemy odpowiednio pigtail (przewód światłowodowy zakończony z jednej strony złączką), nasuwamy nakrętkę oraz uchwyt samozaciskowy i obcinamy oczyszczone włókno na wymiar 7-9mm. Tak przygotowane włókno pigtaila wprowadzamy do kapilary, umieszczając koniec włókna w połowie długości kapilary i delikatnie dokręcamy uchwyt samozaciskowy. W podobny sposób postępujemy z włóknem kabla liniowego. Należy tylko pozostawić w uchwycie samozaciskowym niebieską wkładkę elastyczną. Łączymy wtyk pigtaila z lokalizatorem uszkodzeń lub źródłem światła białego - widzimy rozproszenie światła w kapilarze. Wprowadzamy włókno kabla liniowego do kapilary i dosuwamy go do włókna pigtaila. W momencie zetknięcia włókien świecenie w kapilarze znika. Dokręcamy delikatnie nakrętkę uchwytu samozaciskowego.

---

#### 4.4.2 Spawanie lukiem termicznym - spawarka (połączenie trwałe)

Spaw termiczny charakteryzuje się lepszymi parametrami mechanicznymi odnośnie siły rozciągającej, mniejszą tłumienność oraz stabilność w zmieniających się warunkach i czasie, ale wymaga dużych inwestycji finansowych, związanych z zakupem spawarki światłowodowej i szkolenia. Ostatecznie zapewnia niskie koszty wykonania jednostkowego połączenia. Stąd spaw termiczny ma zastosowanie głównie w transmisji jednomodowej, wykorzystanej w telekomunikacji. Spawanie światłowodów składa się z kilku etapów. Zostaną one omówione w tym rozdziale i poparte zdjęciami z filmu, który został nakręcony w Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy. Film stanowiący załącznik do pracy, dokumentuje przygotowanie włókien do spawania, spawanie oraz późniejsze testy przeprowadzane przez spawarkę. Przygotowanie włókna zaczyna się zebraniem warstwy ochronnej wtórnej z przewodu - jest to silikonowa guma. Służy do tego narzędzie nazywane stripper'em. Zdejmuje ono kawałek warstwy ochronnej pokrycia pierwotnego i zostawia włókno złożone z rdzenia i płaszczka, które muszą pozostać nienaruszone. Wymiary zdejmowanych okryć są ściśle określone w zależności od rodzaju przewodu i jego grubości (rysunek poniższy-3.14).



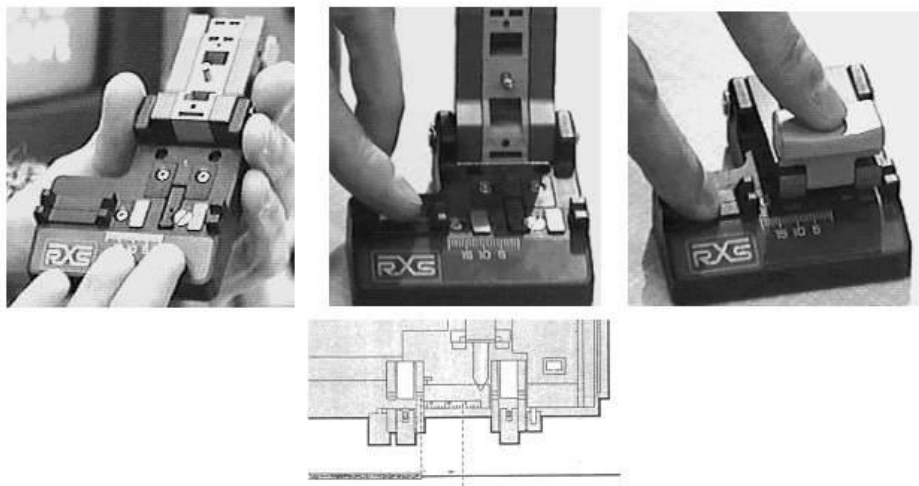
**Rys.3.14.** Zdejmowanie pokryć przed spawaniem kabli światłowodowych:  
**a)** wymiary, **b)** narzędzie – stripper.

Następnie światłowód trzeba oczyścić wacikami bawełnianymi, aby usunąć wszystkie ewentualne zanieczyszczenia powstałe wskutek zebrania okryć (rys.3.15.) .



**Rys.3.15.** Czyszczenie światłowodu

Po oczyszczeniu tak przygotowanych włókien przystępujemy do ich obcięcia (zobacz zdjęcia poniżej). Jest to bardzo ważny moment, gdyż nierówne obcięcie przyczyni się do całkowitego zepsucia spawu. Płaszczyzny muszą być obcięte dokładnie i prostopadłe w stosunku do osi włókna. Służy do tego specjalne narzędzie, które pokazane jest na rysunku 3.16. (a także w przekroju). Po obcięciu włókien umieszczamy je w spawarce w specjalnych rowkach (tzw. V-rowkach) - rys.3.17. Zamykamy pokrywę i włączamy spawarkę (przycisk ON).

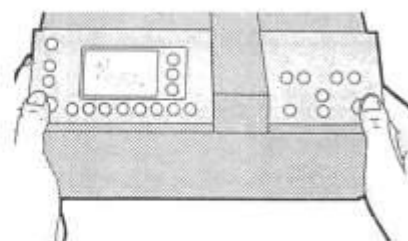


**Rys.3.16.** Narzędzie do obcinania włókien (w przekroju)



**Rys. 3.17.** Umieszczenie włókien w spawarce

Na ekranie (telewizor podłączony bezpośrednio do spawarki zastępuje bardzo mały ekran na przednim panelu spawarki) pojawi się napis o centrowaniu automatycznym włókien, aby spawanie było bardzo dokładne, bez przesunięcia. Po pojawieniu się napisu o wciśnięciu obu FUSE (są to przyciski uruchamiania spawania) odbywa się spawanie termiczne.



**Rys. 3.18.** Kolejne fazy automatycznego centrowania włókien i ich spawania

Po dokonaniu tych czynności na ekranie zobaczymy obraz spawania (zdjęcie poniżej). Po zespawaniu spawarka automatycznie sprawdzi spaw i poda tłumienie na tym złączu. Tymi czynnościami spawanie zostaje zakończone.



**Rys. 3.19.** Proces spawania – obraz spawu

Po zespawaniu włókna można na złącze nałożyć wcześniej przygotowaną koszulkę termokurczliwą i teraz delikatnie ją nałożyć, co jeszcze bardziej zabezpieczy miejsce spawu. Tak zespawany światłowód jest gotowy do użycia i posiada bardzo dobre parametry.

## 4.5. Złącza światłowodowe

Są to złączki do wielokrotnego łączenia światłowodów. Typowa złączka łączy jedno lub dwa włókna światłowodowe. Podstawową cechą złączki jest możliwość wielokrotnego łączenia i rozłączania światłowodów za pomocą gniazd i wtyków (w odróżnieniu od połączeń spawanych). Najpopularniejsze złącza to (w kolejności historycznej) **ST** (z kołnierzem bagnetowym) **FC** (z korpusem gwintowanym) i **SC** (o przekroju prostokątnym).

### 4.5.1 Narzędzia używane przy zarabianiu wtyczek do światłowodu

1. [Kabel światłowodowy](#), który można ułożyć pod ziemią w kanałach telekomunikacyjnych służących do łączenia budynków (rys. 1)
2. Nożyk używany do obcinania zewnętrznych izolacji (rys. 2)
3. Nożyk do "zdrapywania" ostatniej warstwy izolacji różnej grubości chroniącej włókno światłowodowe (rys. 3, rys. 4)
4. Nożyk do obcinania nadmiaru światłowodu który wystaje z wtyczki (rys. 5, rys. 6)
5. Zaciskarka służąca do ostatecznego umocowania światłowodu we wtyczce (rys. 7)
6. Papier ścierny o dwóch stopniach szorstkości formatu A4
  - o Jeden arkusz papieru ściernego o lekko wyczuwalnej szorstkości (600)
  - o Drugi arkusz papieru ściernego o niewyczuwalnej szorstkości służąca do ostatecznego wyszlifowania powierzchni światłowodu (1000)
7. Mikroskop służący do wizualnej oceny poprawności zarobienia wtyczek światłowodu (rys. 8)
8. Tester – elektroniczne urządzenie wyglądem przypominające rozbudowany kalkulator, którym można mierzyć długość światłowodu, tłumienie i inne parametry



Rys. 1. Kabel światłowodowy z zewnątrz



Rys. 2. Nożyk do obcinania izolacji



Rys. 3. Uniwersalny nożyk do zdrapywania ostatniej warstwy światłowodu (dowolnej grubości)



Rys. 4. Nożyk do zdrapywania ostatniej warstwy światłowodu (duża grubość)



Rys. 5. Nożyk do obcinania nadmiaru światłowodu



Rys. 6. Nożyk do obcinania nadmiaru światłowodu



Rys. 7. Zaciskarka do światłowodu



Rys. 8. Mikroskop

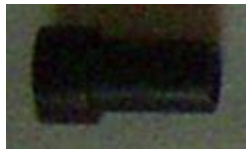
### 4.5.2 Elementy składowe złączki światłowodowej

Elementy ułożone są w kolejności, w jakiej są wykorzystane przy montażu złączki.

1. Zatyczka na nieużywaną wtyczkę do światłowodu (rys. 9).
2. Wtyczka do światłowodu (rys. 10).
3. Tulejka, która zaciska się na światłowodzie i trzyma go nieruchomo we wtyczce (rys. 11).
4. Rurka z tworzywa sztucznego do której wkłada się włókno światłowodowe. Rurka ta umieszczona jest w tulejce. Nie używa się tej rurki, jeśli włókno światłowodowe pokryte jest grubą warstwą ochronną (rys. 12).



5. Metalowa osłonka chroniąca światłowód przed uszkodzeniami mechanicznymi. Nie używa się jeśli włókno światłowodowe pokryte jest cienką warstwą ochronną (rys. 13) i osłona z tworzywa sztucznego ma mały rozmiar (rys. 14).
6. Osłonka mała z tworzywa sztucznego chroniąca przed warunkami zewnętrznymi. Używane gdy włókno światłowodowe jest pokryte cienką warstwą ochronną (rys. 14).
7. Osłonka duża z tworzywa sztucznego, chroniąca przed warunkami zewnętrznymi. Używane, gdy włókno światłowodowe jest pokryte grubą warstwą ochronną (rys. 15).



Rys. 9. Zatyčka do wtyczki światłowodu



Rys. 10. Wtyczka do światłowodu



Rys. 11. Tulejka do wtyczki światłowodowej wewnątrz tulejki



Rys. 12. Rurka z tworzywa sztucznego do umieszczenia wtyczki



Rys. 13. Metalowa osłonka



Rys. 14. Osłonka mała z tworzywa sztucznego



Rys. 15. Osłonka duża z tworzywa sztucznego

### 4.5.3 Kolejne etapy wykonania złącza światłowodowego

Wykonując złącze światłowodowe należy:

1. Naciąć delikatnie zewnętrzną warstwę ochronną światłowodu (rys. 16).
2. Zgiąć delikatnie światłowód w miejscu nacięcia do momentu przerwania tej warstwy
3. Po oddzieleniu się naciętej warstwy ściągnąć ją (rys. 17)
4. Obciąć warstwę "nitek" (rys. 18)
5. Obciąć kolejną warstwę (rys. 19) uważając, aby nie naciąć światłowódów,
6. Rozdzielamy wszystkie pojedyncze światłowody i wycieramy z nich pozostały żel przy użyciu suchej szmatki lub szmatki z dodatkiem alkoholu,
7. Wybrać jeden światłowód i "zeskrobać" z niego ostatnią warstwę (rys. 20) przy użyciu uniwersalnego nożyka (rys. 3) lub przy pomocy nożyka używanego do "zeskrobywania" grubej warstwy światłowodu (rys. 4). Nożyk (rys. 3) należy ustawić pod pewnym kątem w stosunku do światłowodu i zedrzyć ostatnią warstwę jednym ciągłym ruchem. Nożyk nie powinien być ustawiany pod kątem  $90^\circ$  w stosunku do światłowodu gdyż może to doprowadzić do obciążenia światłowodu.
8. Do wtyczki (rys. 10) włożyć tulejkę (rys. 11),
9. Do tulejki (rys. 11) należy włożyć rurkę z tworzywa sztucznego (rys 12),
10. Do tak przygotowanej wtyczki należy włożyć włókno światłowodowe (rys. 21) od strony rurki z tworzywa sztucznego. Włókno światłowodowe należy wsuwać delikatnie do momentu wyczucia oporu. Nie należy wsuwać włókna na siłę, gdyż można doprowadzić do złamania go, co będzie widoczne przy użyciu mikroskopu. Włókno światłowodowe powinno wyjść z drugiej strony na odległość ok. 0,5 cm (dokładna długość zależy od długości zdrapanej osłony z punktu 5g).
11. Tak przygotowaną wtyczkę ze światłowodem należy zacisnąć przy użyciu zaciskarki (rys 7).
12. Wystający światłowód należy obciąć przy użyciu nożyka (rys 5, 6), naciskając przycisk na górze narzędzia. Naciskając przycisk na jednym końcu, mały nożyk na drugim końcu obcina wystające włókno światłowodowe na odległość ok. 1-2 mm.
13. Tak obcięty światłowód należy wyszlifować, używając dwóch grubości papieru ściernego. Na pierwszym papierze należy usunąć wystające jeszcze resztki światłowodu, wykonując ruchy w kształcie ósemki. Na drugim papierze należy doszlifować światłowód, aby pozbyć się wszelkich zadrapań, wykonując ruchy w kształcie ósemki.

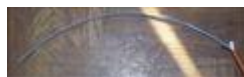
14. Po wyszlifowaniu należy sprawdzić przy użyciu mikroskopu (rys. 27), czy światłowód nie uległ uszkodzeniu podczas montażu. Test należy przeprowadzić, wkładając końcówkę wtyczki do mikroskopu i przez wizjer obejrzeć przekrój światłowodu. W celu lepszej jakości obrazu można włączyć żarówkę i przekręcić ją w stronę światłowodu. Mikroskop wyposażony jest w pokrętło do regulacji ostrości oraz pokrętło do zmiany powiększenia oglądanego obrazu.



Rys. 16. Ściąganie zewnętrznej warstwy światłowodu



Rys. 17. Światłowód bez zewnętrznej warstwy światłowodu



Rys. 18. Światłowód z obciętą warstwą nitek



Rys. 19. Obcięta warstwa chroniąca pojedyncze światłowody



Rys. 20. Zdrapywanie ostatniej warstwy ochronnej



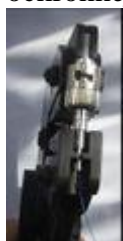
Rys. 21. Przygotowany do montażu światłowód



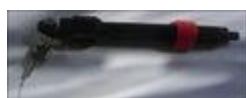
Rys. 22



Rys. 23



Rys. 24. Zaciskanie światłowodu zaciskarką



Rys. 25. Obcięcie nadmiaru światłowodu



Rys. 26. Szlifowanie światłowodu



Rys. 27. Sprawdzenie poprawnego zarobienia wtyczki przy użyciu mikroskopu

#### 4.6. Podstawy działania traktów mikrofalowych

Mikrofałe są fragmentem widma fal elektromagnetycznych i obejmują fale o długości mniejszej niż 1 m, co odpowiada częstotliwościom większym niż 300 MHz. Krótkofalowa granica nie jest określona precyzyjnie. Od strony fal krótkich mikrofałe graniczą z promieniowaniem podczerwonym. Obecnie coraz częściej stosuje się podział tego zakresu promieniowania na:

- mikrofałe — od 1 m do 1 cm (czyli od 300 MHz do 30 GHz),
- fale milimetrowe — od 1 cm do 1 mm (czyli od 30 GHz do 300 GHz),
- fale submilimetrowe — krótsze od 1 mm (czyli powyżej 300 GHz).

Fale elektromagnetyczne podlegają wszystkim zjawiskom fizycznym charakterystycznym dla ruchu falowego. Mogą być przepuszczone lub pochłonięte, ulegają odbiciu, załamaniu, ugięciu, interferencji oraz polaryzacji. Odbicie i nakładanie się fal może spowodować powstanie fali stojącej, która w określonych miejscach przestrzeni zawiera znacznie więcej energii niż fala biegnąca. Oprócz zjawisk falowych promieniowanie elektromagnetyczne wykazuje właściwości kwantowe, które występują tym wyraźniej im krótsza jest długość fali.

Mikrofale wyróżniają się z całego widma fal elektromagnetycznych ze względu na specyficzne właściwości, a także specjalne sposoby wytwarzania, przesyłania i detekcji. Mikrofałe rozchodzą się po liniach prostych i propagacja ich jest ograniczona do zasięgu bezpośredniej widoczności, gdy w bardzo małym stopniu ulegają ugięciom i odbiciom od jonosfery.

Przy przejściu od fal radiowych do zakresu mikrofal następuje przejście od układów o stałych skupionych (typu indukcyjność, pojemność) do układów o stałych rozłożonych (odcinki linii – falowodów zwartych i rozwartych). Rozmiary elementów są porównywalne z długością fali. Podobieństwo własności propagacyjnych mikrofal o największych częstotliwościach (fale milimetrowe

i submilimetrowe) i światła widzialnego sprawia, że technika mikrofalowa jest zbliżona do techniki optycznej.

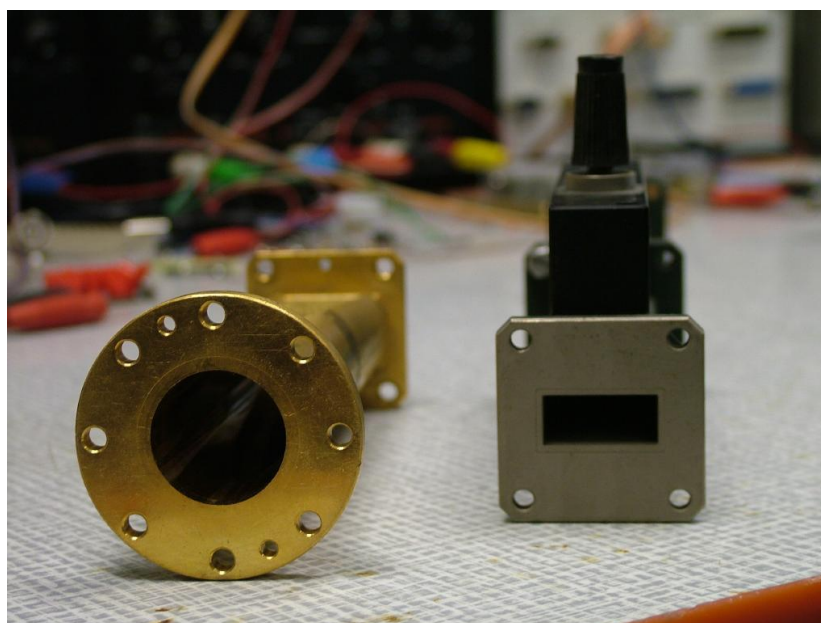
Mikrofale mogą być przesyłane bądź w wolnej przestrzeni bądź w układach transmisyjnych. Prowadzi się je w tzw. Falowodach – kołowych, prostokątnych.

Mikrofale znalazły zastosowanie w radiolokacji (radary), radiokomunikacji (łącza radiowe, telewizyjne, telefoniczne), łączności satelitarnej oraz w urządzeniach grzejnych (kuchnie mikrofalowe, suszenie zboża, drewna, skór, osuszanie murów). W fizyce doświadczalnej promieniowanie mikrofalowe jest stosowane w spektroskopii dielektryków oraz w badaniach materii za pomocą elektronowego rezonansu paramagnetycznego.

Promieniowanie mikrofalowe jest silnie absorbowane przez organizmy żywe, również i ciało ludzkie, co znalazło zastosowanie w medycynie do diagnostyki – radiometria i terapii – diatermia i hipertermia.

Radiometria mikrofalowa umożliwia nieinwazyjne określenie temperatury wewnątrz ciała pacjenta. Wykorzystuje się tu naturalną zależność gęstości widmowej szumu generowanego przez dowolne ciało od jego temperatury. Zastosowanie terapeutyczne mikrofal zostanie omówione w następnym rozdziale.

#### **4.7.Zasada działania falowodu.**





Falowód jest pustą rurą metalową nie mającą przewodnika wewnętrznego. Przekroje poprzeczne falowodów mogą mieć różne kształty, od prostokątów i okręgów do bardziej skomplikowanych. Dlatego falowody można podzielić na

- falowody prostokątne
- falowody kołowe (cylindryczne).
- produkowane są również giętkie falowody o przekroju eliptycznym.

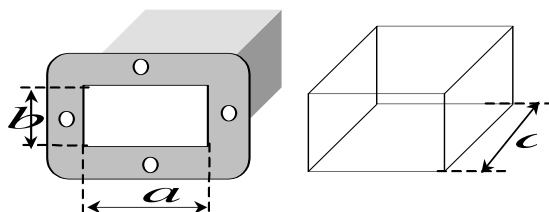
Stosuje się także pełne rury z dielektryka, np. powierza. Stosowanie falowodów jest charakterystyczne dla techniki mikrofalowej (fale centymetrowe i milimetrowe).

Na ogół możemy rozróżnić fale elektromagnetyczne swobodnie rozchodzące się w przestrzeni i fale prowadzone. Każda powierzchnia rozdzielająca dwa różne środowiska prowadzi do pewnego stopnia fali elektromagnetycznej. Fale dobrze prowadzi na przykład kabel z zewnętrznym płaszczem metalowym. Natomiast do prowadzenia fal ultrakrótkich najlepiej nadają się falowody.

Jednym z powodów wprowadzenia falowodów zamiast kabli są bardzo małe straty energii jakie w nich zachodzą. W pustych rurach metalowych straty występują tylko na powierzchni rury na skutek wydzielania się ciepła Joule'a. W kablach natomiast straty zachodzą i w samym przewodzie kablowym. Do tych zalet falowodu metalowego dochodzi jeszcze prosta konstrukcja oraz zdolność przekazywania stosunkowo dużych mocy. We wnętrzu falowodu powstaje układ fal będący tworem pośrednim między falą stojącą a bieżącą. Falowód o tych samych rozmiarach co przewód współosiowy może przenosić znacznie większą energię. Ponadto brak wsporników przewodu wewnętrznego w tubie upraszcza konstrukcję, zwiększa wytrzymałość napięciową linii i zmniejsza prawdopodobieństwo odbić.

Dla częstotliwości powyżej 3 GHz budowa linii symetrycznych lub współosiowych, w których nie powstałyby szkodliwe drgania, jest bardzo trudna. Dlatego w zakresie tym jako przewodnice energii fal elektromagnetycznych stosowane są wyłącznie falowody (linie falowodowe).

Przy częstotliwościach poniżej 1,5 GHz falowody są stosowane rzadko, ponieważ mają znaczne rozmiary. Wynika to z tego, że rozchodzenie się energii wzdłuż falowodu jest możliwe tylko wtedy, gdy długość fali jest mniejsza od pewnej wartości granicznej, charakterystycznej dla konkretnego falowodu. Falowody zachowują się bowiem jak filtry górnoprzepustowe. Częstotliwość graniczna falowodów prostokątnych zależy od długości większego boku prostokąta, a falowodów cylindrycznych - od średnicy wewnętrznej cylindra.



$$k = \left( \frac{\pi c}{a} \right)^2 + \left( \frac{\pi c}{b} \right)^2$$

Dla falowodu prostokątnego o wymiarach  $a \times b$  ( $b > a$ ) **graniczna długość fali** jest równa

$$\lambda = 2b$$

Oznacza to, że falowód przepuszcza tylko fale krótsze od długości fali granicznej, czyli fale o częstotliwości większej od pewnej częstotliwości granicznej.

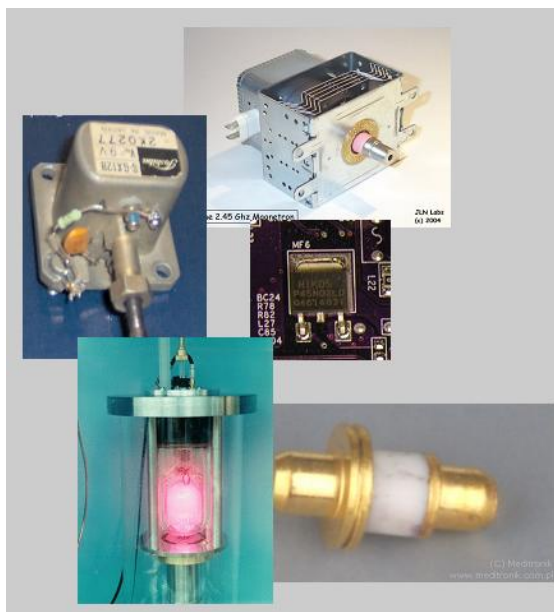
Z kolei graniczna długość fali falowodu cylindrycznego o średnicy wewnętrznej  $r$  powinna być mniejsza od

$$\lambda < 4\pi r = 2d$$

czyli podwójnej długości obwodu cylindra.

Na przykład falowód kołowy o obwodzie  $d=10$  cm ma częstotliwość graniczną rzędu 1,5 GHz, a falowód o obwodzie  $d=5$  cm ma częstotliwość graniczną 3 GHz. Oprócz wspomnianego już wykorzystania falowodów jako linii przesyłowych energii znajdują one zastosowanie także jako obwody rezonansowe (rezonatory wnękowe), indukcyjności, pojemności, filtry, transformatory, itp.

#### 4.8. Wytwarzanie mikrofal



Mikrofałe są wytwarzane przez:

- lampy elektronowe
  - magnetron
  - klistron
  - LFB
- masery
- elementy półprzewodnikowe
  - tranzystor polarny
  - dioda Gunna
  - dioda tunelowa

## 4.9. Budowa i działanie rezonatora

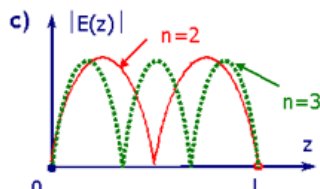
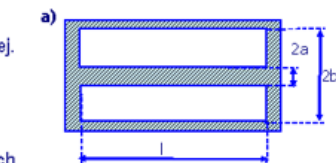
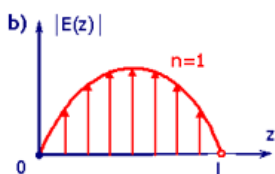


### Rezonatory i filtry mikrofalowe (a)

Rezonator półfalowy na linii współosiowej.

- Rozmiary rezonatora.
- Rozkład pola elektrycznego w modzie podstawowym.
- Rozkłady pola elektrycznego dla kolejnych dwu modów.

$$l = n \frac{\lambda_{f0}}{2}; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad f_{0n} = \frac{v_f}{2l} n;$$



Rezonator półfalowy jest odcinkiem linii współosiowej zwartej na obu końcach. Rezonator taki może być częściowo, lub całkowicie wypełniony dielektrykiem. Warunek rezonansu dla takiego rezonatora zapisuje się prostym wzorem. Najmniejszą podstawową częstotliwością rezonansową otrzymujemy dla  $n = 1$ . Kolejne częstotliwości rezonansowe są wielokrotnościami podstawowej:

Na rysunku a) pokazano strukturę i wymiary rezonatora półfalowego. Na rysunku b) pokazano rozkład pola elektrycznego wzdłuż

osi rezonatora. Pole elektryczne zanika w miejscu umieszczenia zwarcia. Warunek rezonansu oznacza, że wzdłuż osi rezonatora odkłada się całkowita ( $n$ ) ilość "połówek" fali. Na rysunku c) pokazano rozkład pola elektrycznego dla kolejnych rezonansów,  $n = 2$  i  $n = 3$ .

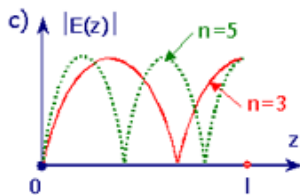
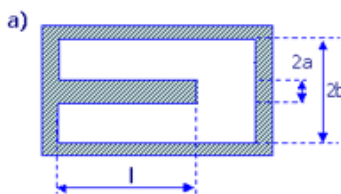
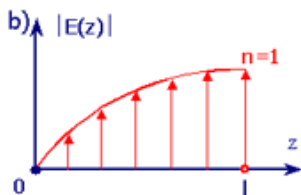


### Rezonatory i filtry mikrofalowe (b)

Rezonator ćwierćfalowy na linii współosiowej.

- Rozmiary rezonatora
- Rozkład pola elektrycznego w modzie podstawowym
- Rozkłady pola elektrycznego dla kolejnych dwu modów

$$l = n \frac{\lambda_{fe}}{4}; \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad f_{0n} = \frac{v_f}{4l} n;$$



**Rezonator ćwierćfalowy** jest odcinkiem linii współosiowej zwartym na jednym końcu, a na drugim rozwartym – rysunek a). Koniec rozwarty przechodzi zwykle w cylindryczny falowod podkrytyczny, aby promieniowanie fali elektromagnetycznej nie powiększało strat rezonatora. Dla takiej struktury warunek rezonansu zapisze się prostą zależnością.

Dla  $n=1$  częstotliwość rezonansowa jest najmniejsza. Kolejne częstotliwości

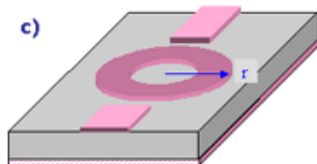
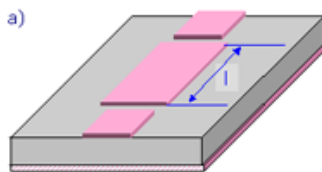
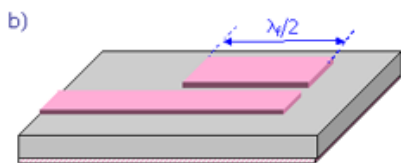
rezonansowe obliczyć można ze wzoru. Na rysunku b) pokazano rozkład natężenia pola elektrycznego dla modu podstawowego. Kolejne mody dla  $n = 3$  i  $n = 5$  pokazano na rysunku c). Wzdłuż osi rezonatora dokłada się całkowita, nieparzysta ilość ( $n$ ), „ćwiartek” fali.



## Rezonatory i filtry mikrofalowe (c)

- Rezonatory półfalowe na linii mikropaskowej.
- a) sprzężony pojemnościowo i transmisyjnie,
- b) sprzężony przez szczelinę,
- c) pierścieniowy sprzężony transmisyjnie z liniami mikropaskowymi

$$l = n\lambda_f / 2; \quad n = 1, 2, 3, \dots$$



Rezonatory można także wykonywać w oparciu o linię mikropaskową. Ze względu na użyty dielektryk linia mikropaskowa ma stosunkowo duże straty. Także w przypadku rezonatorów straty na promieniowanie zaczynają odgrywać istotną rolę. Dlatego nie należy oczekiwać dużych dobroci tak realizowanych rezonatorów (zwykle  $Q_0 < 1000$ ). Jednakże w wielu przypadkach użycie tego typu przewodniczy jest konieczne.

Najprostszą strukturę tworzy odcinek linii mikropaskowej o długości  $l$ , rozwarty na obu końcach,

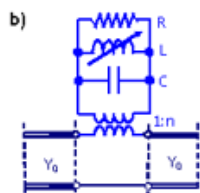


który jest **rezonatorem półfalowym**. Na rysunku a) pokazano najprostszy przypadek rezonatora półfalowego, sprzężonego z dwiema przewodnicami falowymi. Na rysunku b) rezonator półfalowy może być pobudzony przez sygnał z linii mikropaskowej, którą oddziela od rezonatora wąska szczelina. W obu ostatnich przypadkach rezonator sprzężony jest odbiciowo. **Rezonator pierścieniowy** utworzony jest przez zamknięty odcinek linii mikropaskowej, jak pokazano na rysunku c). Fale propagowane są w obie strony, dlatego czasami struktura taka nazywana jest **rezonatorem z falą bieżącą**. W omawianym przypadku rezonator włączony jest transmisyjnie, gdyż jego struktura wraz z dwoma przewodnicami tworzy symetryczny dwuwrotnik. Rezonator pierścieniowy można także budować wykorzystując inne typy przewodnic falowych: np. falowód prostokątny.

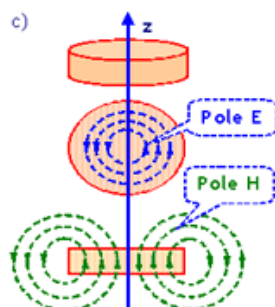
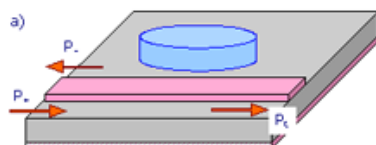


## Rezonatory i filtry mikrofalowe (d)

- Rezonator dielektryczny.
- a) Rezonator sprzężony z linią mikropaskową
- b) Obwód zastępczy rezonatora
- c) Rozkład pól E i H w rezonatorze dla rodzaju podstawowego  $TE_{010}$



$$f_0 [L(T), \epsilon_r(T)]$$



Miniaturyzacja układów mikrofalowych wykonywanych w technologiach planarnych uniemożliwia wykorzystanie rezonatorów falowodowych o dużych dobrociach. Ponieważ rezonatory wykonane na bazie linii mikropaskowej nie osiągają dużych dobroci, to poszukiwano innych rozwiązań.

Takim rozwiązaniem stał się **rezonator dielektryczny**, który jest dyskiem wykonanym z dielektryka o dużej przenikalności elektrycznej  $\epsilon_r = 30 \dots 100$ . Struktura jest całkowicie otwarta i nie ma żadnej ścianki metalowej.

Rezonator dielektryczny jest strukturą wielomodową. Podstawowym modem rezonansowym jest  $TE_{010}$ . Rozkład pola EM dla tego modu pokazano na rysunku c). Duża różnorodność wyższych modów utrudnia ich kontrolę. Dobrocie własne  $Q_0$  rezonatorów są stosunkowo duże, w granicach  $3000 \dots 8000$ .

Rezonator dielektryczny dobrze sprzęga się z linią mikropaskową. Pole magnetyczne otaczające pasek wnika do obszaru rezonatora i wzbudza pole elektryczne. Oczywiście wzbudzenie jest możliwe tylko wokół częstotliwości rezonansowej.



Wielką zaletą rezonatorów dielektrycznych jest możliwość stabilizacji termicznej ich częstotliwości rezonansowej. Częstotliwość rezonansowa rezonatora, w ogólnym przypadku, jest funkcją jego rozmiarów i przenikalności elektrycznej  $\epsilon_{dielektryka}$ , z którego jest zrobiony. Zwykle z temperaturą rosną liniowo rozmiary rezonatora, a jego częstotliwość rezonansowa maleje, gdyż  $f_0 \approx L^{-1}$  powoduje także malenie częstotliwości, gdyż. Wzrost przenikalności względnej  $f_0 \approx \epsilon_r^{-1/2}$ . Jednakże znane są materiały dielektryczne, wśród których wartość pochodnej  $d\epsilon_r/dT$  można dobierać dodatnią „+” lub ujemną „-”. W rezultacie zmiany przenikalności  $\epsilon_r$  mogą kompensować zmiany wymiarów rezonatora i częstotliwość rezonansowa rezonatora dielektrycznego może być niezależna od temperatury.

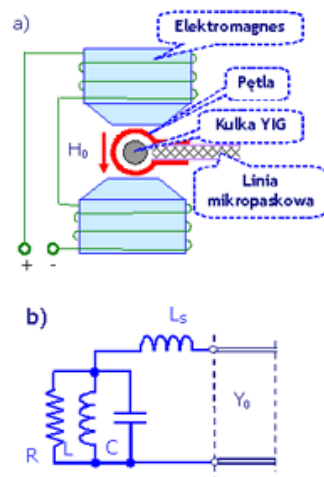
Rezonatory dielektryczne stosowane są m.in. do stabilizacji częstotliwości oscylatorów wykonanych w technologii MMICs, oraz w realizacji wielobwodowych miniaturowych filtrów mikrofalowych.



## Rezonatory i filtry mikrofalowe (e)

- Rezonator ferrimagnetyczny jest kulką monokryształu granatu żelazowo-ityrowego (ang. yttrium iron garnet YIG), o średnicy 0,5...1,5 mm.
- a) Rezonator ferrimagnetyczny YIG w polu elektromagnesu.
- b) Obwód zastępczy rezonatora YIG.
- Możliwość szerokopasmowego przestrajania elektronowego przez zmianę  $H_0$ .

$$f_0 = \gamma H_0;$$



**Rezonator ferrimagnetyczny** jest miniaturową kulką monokryształu granatu żelazowo-ityrowego (ang. yttrium iron garnet YIG), o średnicy w granicach 0,5...1,5 mm. Kulka ta zamocowana jest na przeciku dielektrycznym i umieszczona w skrzyżowanych polach magnetycznych: stałym  $H_{0i}$  zmiennym  $H$ . Rezonans ma miejsce, gdy częstotliwości pola zmiennego jest równa częstotliwości własnej precesji momentów magnetycznych monokryształu. Częstotliwość precesji zmienia się przez zmianę natężenia stałego pola elektrycznego. We wzorze  $\gamma$  jest współczynnikiem żyromagnetycznym.

Na rysunku a) pokazano sposób umieszczenia kulki monokryształu między nabiegownikami elektromagnesu. Kulkę otacza pętla wykonana z cienkiego przewodu metalowego, czasami tasiemki metalowej. Pętla pobudzona jest sygnałem mikrofalowym, gdyż jest zwarcie linii mikropaskowej.

Obwód zastępczy tak umieszczonego rezonatora pokazano na rysunku b). Sam rezonator sprzężony jest odbiciowo, a indukcyjność szeregową  $L_s$  reprezentuje indukcyjność pętli.

Dobrocie rezonatorów ferrimagnetycznych  $Q_0$  mieszczą się w granicach 1000...3000. W praktycznych rozwiązaniach sprzęgane są z linią silnie nadkrytycznie i ich dobroć całkowita  $Q_L$  jest wtedy istotnie mniejsza, w granicach 200...800.

Unikalną zaletą rezonatorów YIG jest możliwość ich szerokopasmowego przestrajania elektronowego przez zmianę  $H_0$ , czyli przez zmianę prądu cewki elektromagnesu. Zakres przestrajania  $f_{max}/f_{min}$  może dochodzić do 4. Ta właściwość pozwala na konstrukcję szerokopasmowych oscylatorów mikrofalowych, o czym będzie mowa w jednym z następnych wykładów.



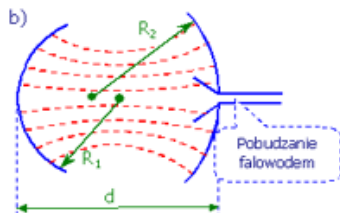
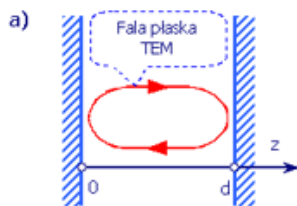


## Rezonatory i filtry mikrofalowe (f)

- Rezonator Fabry-Perot
- a) Rezonator z płaskimi zwierciadłami
- b) Rezonator F-P ze zwierciadłami cylindrycznymi.
- Warunek rezonansu rezonatora F-P

$$f_{0n} = nc / 2d$$

$$0 \leq \left(1 - \frac{d}{R_1}\right) \left(1 - \frac{d}{R_2}\right) \leq 1;$$



Na falach milimetrowych i submilimetrowych rezonatory wnekowe tracą dobroć, gdyż jak pamiętamy,  $Q_0 \sim f^{-1/2}$ . Do pewnych zastosowań można użyć **rezonator Fabry-Perot**. Rezonator ten tworzą 2 zwierciadła sferyczne o promieniach  $R_1$  i  $R_2$  – rysunek a). Jedno zwierciadło można zastąpić płaszczyzną metalową.

Rozważmy obszar między dwiema płaszczyznami metalowymi. Między nimi rozchodzi się fala płaska TEM. Warunek rezonansu wynika z konieczności spełnienia warunków brzegowych. Warunek ten jest spełniony, jeśli odległość  $d$  między



płaszczyznami równa jest wielokrotności połowy fali  $\lambda$ . Ilość  $n$  połówek fali może w pasmach fal milimetrowych dochodzić do kilkuset. Częstotliwość rezonansową obliczamy z prostego wzoru.

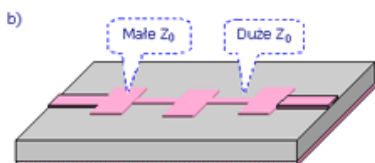
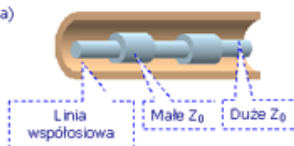
Fala wzbudzona w objętości między dwiema płaszczyznami będzie wypływa na zewnątrz. Aby zapobiec promieniowaniu płaszczyzny zastępuje się kulistymi zwierciadłami.

Rezonatory F-P mają duże dobrocie, rzędu 100.000 i więcej, ze względu na duży stosunek objętości do powierzchni zwierciadeł metalowych.



## Rezonatory i filtry mikrofalowe (g)

- Konstrukcje filtrów dolnoprzepustowych
- a) Filtr utworzony z odcinków linii współosiowej
- b) Filtr z odcinków linii mikropaskowej
- c) Filtr z odcinkami linii rozwartej



Linia współosiowa, której przewód wewnętrzny skokowo zmienia swoją średnicę, a tym samym  $Z_0$  jest **filtrem dolnoprzepustowym**. Strukturę taką pokazuje rysunku a).

Linia mikropaskowa o zmiennej szerokości także realizuje skokowe zmiany impedancji  $Z_0$  – rysunek b). Przez zmianę impedancji  $Z_0$  (średnica przewodu wewnętrznego, szerokość paska) odcinek ma charakter albo indukcyjny (duże  $Z_0$ ), albo pojemnościowy (małe  $Z_0$ ).

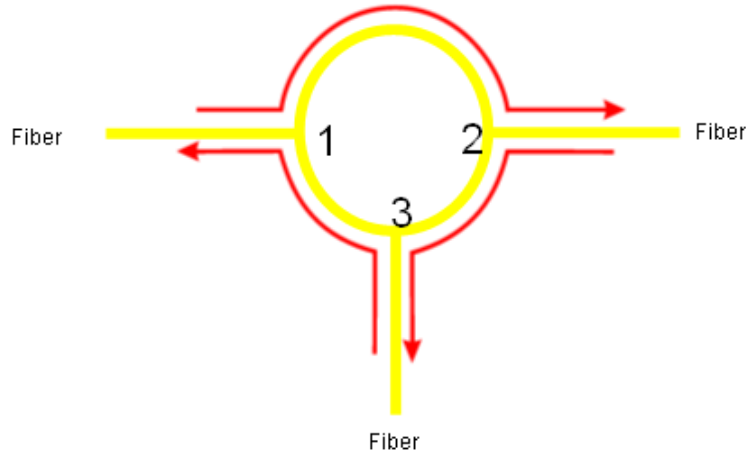


realizacja struktury pokazanej na rysunku c). Do linii mikropaskowej jednorodnej dołączone są równolegle krótkie odcinki rozwarte na końcu.

Odcinki linii rozwartej na końcu mogą w pewnych zakresach częstotliwości realizować obwody rezonansowe włączone równolegle. Jest to droga do filtru środkowozaporowego.

#### 4.10. Budowa i działanie cyrkulatora optycznego

Cyrkulator optyczny - jego zasadę działania w najprostszy sposób można przyrównać do ronda, na które po wjeździe zjeżdża się na pierwszym napotkanym zjeździe. Sygnał optyczny (światło) wchodzący do portu 1 cyrkulatora wychodzi portem 2, jeśli wchodzi portem 2 to wychodzi portem 3, natomiast jeśli wchodzi portem 3 to wychodzi portem 1, zgodnie z ruchem wskazówek zegara. Przedstawione jest to na rys.1

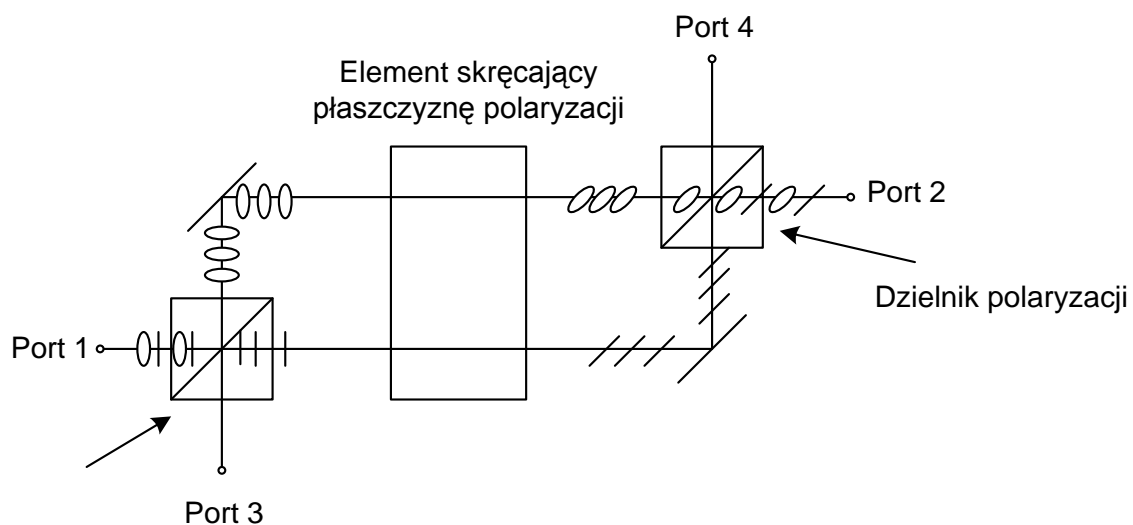


Rys.1 Cyrkulator optyczny

A jak to wygląda w praktyce:

Konstrukcja wewnętrzna typowego cyrkulatora jest dość złożona i obejmuje ośrodki dwójłomne służące do separacji dróg po jakich rozchodzą się obydwie składowe polaryzacji sygnału wejściowego, rotatory Faradaya oraz ośrodki opóźniające fazę.

Do realizacji elementu skręcającego płaszczyznę polaryzacji wykorzystuje się układ złożony z dwóch rotatorów. W przypadku cyrkulatora optycznego dwie prostopadle względem siebie spolaryzowane fale świetlne wprowadzone są do portu nr 1 i dalej ulegają rozdzieleniu na pierwszym dzielniku polaryzacji. Po przejściu przez element skręcający płaszczyznę polaryzacji, polaryzacja fal ulega obrotowi o kąt  $45^\circ$ , w wyniku czego na wyjściu mamy inny stany polaryzacji niż na wejściu. (Rys.2)



Rys.2 Budowa cyrkulatora

## Podstawowe parametry cyrkulatora

### Parametr

- Zakres długości fali
- Wartość maksymalna Izolacji
  - Straty wtrąceniowe
- Tłumienie zależne od polaryzacji
- Dyspersja polaryzacyjna
- Temperatura pracy
- Moc

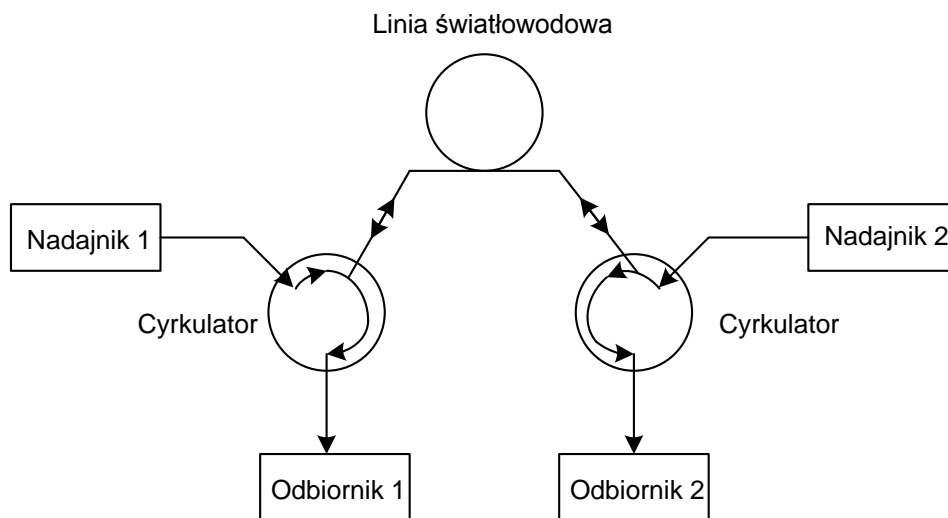
Inne typowe parametry cyrkulatorów obejmują:

- tłumienie fali odbitej od portu wejściowego większe od 50 dB
- kierunkowość (stosunek mocy w portach wyjściowych) również przekraczającą 50 dB

### Zastosowanie

Najprostsze zastosowanie cyrkulatora polega na użyciu go przy jednoczesnej dwukierunkowej transmisji światła po jednym światłowodzie, gdzie zastępuje sprzęgacze kierunkowe i izolatory. Pozwala to zmniejszyć tłumienie sygnału optycznego przy separacji sygnałów, gdyż typowa tłumienność wtrąceniowa cyrkulatora jest rzędu 1 dB.

- Multipleksery i demultipleksery długości fali
- Wzmacniacze EDFA
- Elementy optyczne
- Kompensatory dyspersji



Rys.3 System transmisji dwukierunkowej z użyciem cyrkulatora

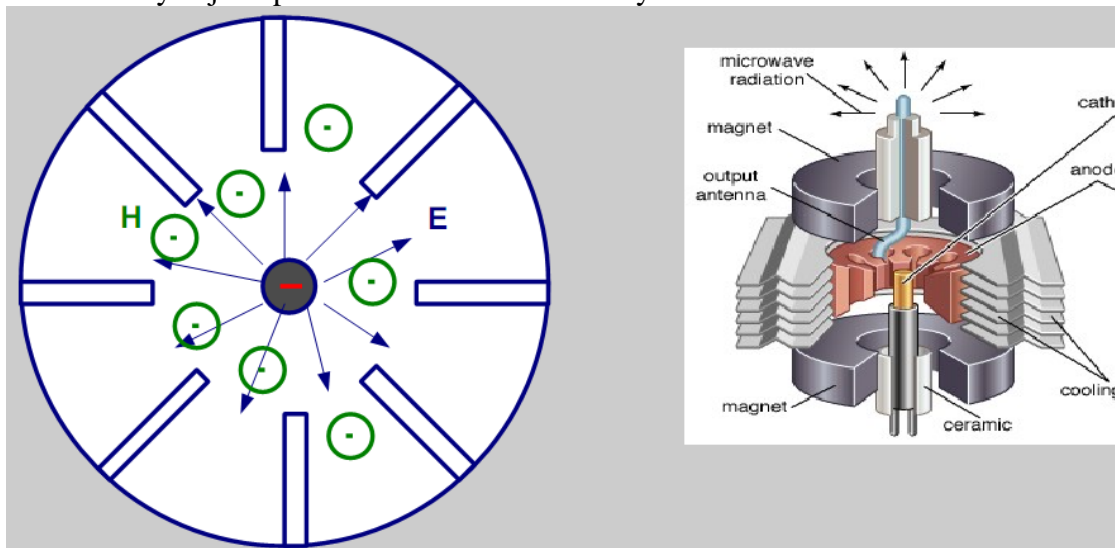
Do budowy izolatorów wykorzystano efekt Faradaya, polegający na skręceniu płaszczyzny polaryzacji liniowo spolaryzowanego światła o kąt  $\alpha$ . Rotator taki umieszczony jest pomiędzy dwoma polaryzatorami o osiach wzajemnie skręconych o kąt  $45^\circ$ . Dla jednego kierunku propagacji płaszczyzna polaryzacji światła spolaryzowanego przez wejściowy polaryzator jest obracana, przez co światło przechodzi przez drugi polaryzator. Dla kierunku przeciwnego światło o obróconej polaryzacji jest blokowane przez polaryzator.

Wzdłuż izolatora może rozchodzić się światło tylko o określonej polaryzacji. Przed izolatorami umieszcza się płytkę półfalową, aby dobrać kierunek polaryzacji światła do kierunku ustawienia polaryzatora wejściowego. To samo można osiągnąć poprzez obrót całym izolatorem, ale czasami ważny jest kierunek polaryzacji światła wychodzącego i wówczas dużo wygodniejsze staje się użycie półfalówki.

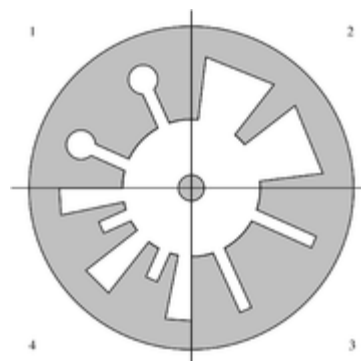


## 4.11. Budowa i działanie magnetronu

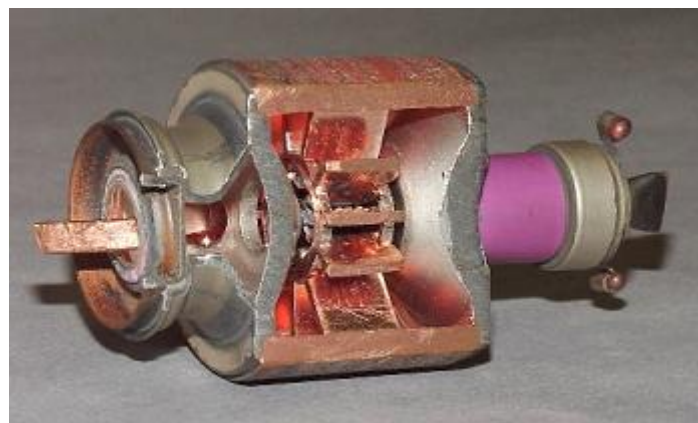
**Magnetron** to rodzaj lampy mikrofalowej, samowzбудne urządzenie oscylacyjne oparte na zjawisku rezonansu, które przetwarza wejściową energię prądu stałego na energię elektryczną wysokiej częstotliwości. Przetwarzanie energii odbywa się w specjalnie ukształtowanej komorze anodowej umieszczonej w silnym polu magnetycznym. Elektrony wysyłane przez katodę przyciągane są przez anodę, a tor i ich prędkość modyfikowane są przez pole magnetyczne i kształt komory anodowej. Magnetron zwykle zrealizowany jest w postaci lampy elektronowej i znalazł zastosowanie w układach mikrofalowych jak np. kuchenka mikrofalowa czy radar.



Najważniejszą częścią magnetronu jest blok anodowy, a jego kształt określa tor elektronów, czyli częstotliwość drgań. Blok anodowy ma kształt pierścienia o specjalnych wcięciach po stronie wewnętrznej, nazywanych rezonatorami. Magnetron taki nazywany jest magnetronem wciętym. Stosowane są różne rodzaje bloków anodowych, gdzie kształt i ilość wcięć zależy od żądanych charakterystyk magnetronu.

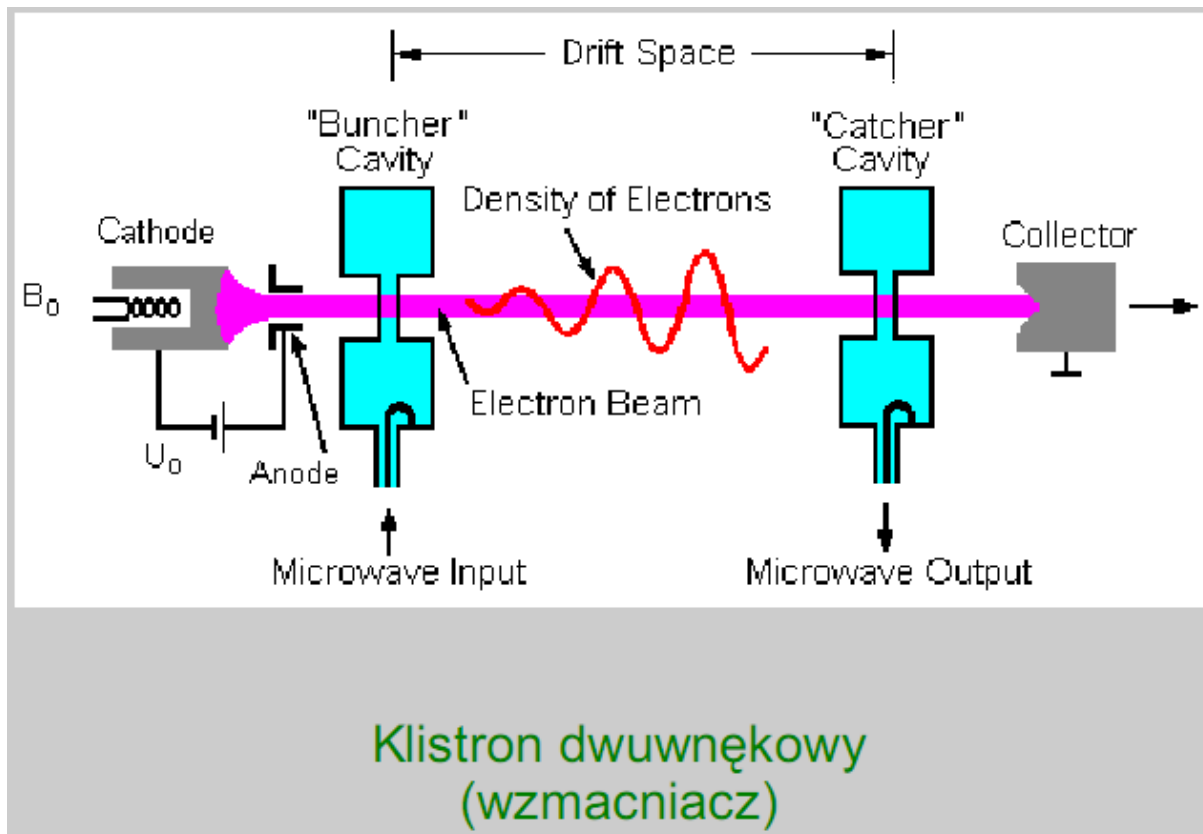


We wnętrzu komory anodowej znajduje się źródło elektronów w postaci tlenkowej katody ogrzewanej elementem oporowym żarzenia. Wnętrze komory wypełnia próżnia i przewody wyprowadzone są na zewnątrz komory w szczelnych przepustach np. szklanych. W czasie pracy magnetronu wytwarza się bardzo duża ilość ciepła, do którego odprowadzenia służy specjalnie uźebrowany pierścień chłodzący obejmujący cały blok anodowy. W zależności od mocy magnetronu jest to chłodzenie powietrzem (np. mikrofalówka) czy np. płaszczem wodnym (radiolokacja). Pole magnetyczne wytwarzane jest przez silny magnes



## 4.12. Klistron – budowa i działanie

**Klistron** to lampa mikrofalowa z modulacją prędkości elektronów. Służy do wzmacniania i generacji przebiegów mikrofalowych (o częstotliwościach od setek megaherców w górę). Składa się z katody wysyłającej elektrony, zespołu elektrod ogniskujących wyemitowane elektrony w wąską wiązkę, anody przyspieszającej oraz przynajmniej dwóch rezonatorów i kolektora.

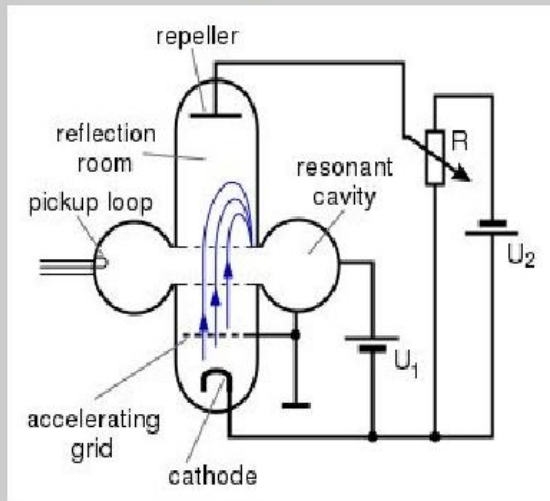


Katoda klistronu emituje elektrony, które po uformowaniu w wąską wiązkę są przyspieszane przez anodę pracującą pod wysokim napięciem, rzędu kilowoltów. Po minięciu anody elektrony wlatują w obszar pierwszego rezonatora, który jest rezonatorem wejściowym - do niego doprowadzony jest sygnał wejściowy. Elektrony wchodzące do rezonatora mają stałą prędkość, zależną od przyspieszającego napięcia anody. Doprowadzony do rezonatora wejściowego sygnał wzbudza w nim pole elektromagnetyczne o częstotliwości sygnału, którego składowa elektryczna równoległa do kierunku oddziałuje na elektrony, zmieniając ich prędkość. W efekcie elektrony opuszczające rezonator wejściowy mają już różną prędkość - w chwili gdy pole elektryczne miało kierunek zgodny z ruchem elektronów są one dodatkowo przyspieszone, w przeciwnym wypadku spowolnione. Elektrony poruszając się dalej w kierunku drugiego rezonatora grupują się - elektrony szybsze doganiają wolniejsze - następuje ogniskowanie fazowe i do rezonatora wyjściowego dolatują "paczkami", a nie jako jeden ciągły strumień.

Strumień elektronów o zmiennym natężeniu wzbudza w obwodzie wyjściowym kosztem swojej energii pole elektromagnetyczne, które może zostać wyprowadzone na zewnątrz jako wzmacniony sygnał użyteczny. Po opuszczeniu rezonatora wyjściowego elektrony dolatują do kolektora. Ze względu na fakt, że obwody wejściowe i wyjściowe mają charakter rezonatorów, klistron jest lampą wąkopasmową - potrafi pracować tylko na częstotliwości zbliżonej do tej, dla której został zaprojektowany.

Aby zwiększyć wzmacnienie klistronu można pomiędzy rezonator wejściowy i wyjściowy wprowadzić jeden lub kilka rezonatorów pośrednich. Układ taki jest równoważny dwóm (lub więcej) klistronom dwuobwodowym połączonym szeregowo, przy czym rezonator pośredni jest jednocześnie obwodem wyjściowym pierwszego klistronu i wejściowym następnego.

## Klistron refleksowy(Suttona) oscylator



2K45(Raytheon) termicznie regulowany klistron refleksowy; przedział częstotliwości: 8.5-9.66 GHz, średnia moc wyjściowa: 30 mW.

### Podstawowe właściwości klistronów:

- Maksymalna sprawność osiąga wartości rzędu 40% (maksymalna sprawność teoretyczna wynosi 58%)
- Zakres częstotliwości pracy - od setek MHz do około 10 GHz. Zakres częstotliwości od dołu jest ograniczony rozmiarami (rosną wraz ze spadkiem częstotliwości) i faktem, że przy tych zakresach częstotliwości lampy siatkowe mają lepszą sprawność. Zakres częstotliwości od góry również ograniczony jest malejącą sprawnością, rozmiarami oraz (co wynika z rozmiarów) - malejącą mocą maksymalną.
- Wzmocnienie osiąga wartość od kilkunastu decybeli dla klistronów dwuobwodowych do kilkudziesięciu dla wieloobwodowych.
- Moce wyjściowe mogą osiągać wartości od pojedynczych watów do kilkudziesięciu kilowatów przy pracy ciągłej i nawet kilku megawatów przy pracy impulsowej.

+użyteczne zarówno dla małych jak i bardzo dużych mocy(max 50MW)

+możliwość precyzyjnej kontroli amplitudy, częstotliwości i fazy wzmacnianej fali



### Zastosowania:

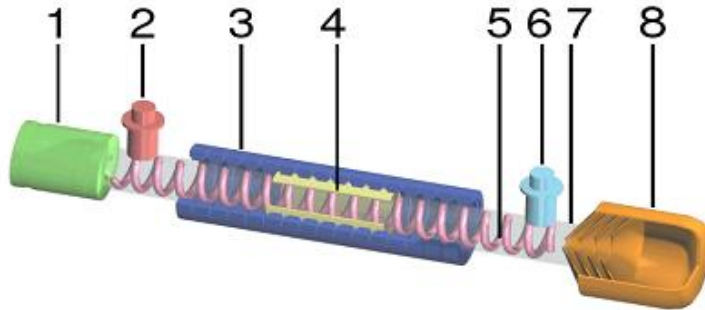
- radary
- komunikacja satelitarna (i naziemna)
- fizyka wysokich energii
  - przyśpieszacze cząstek



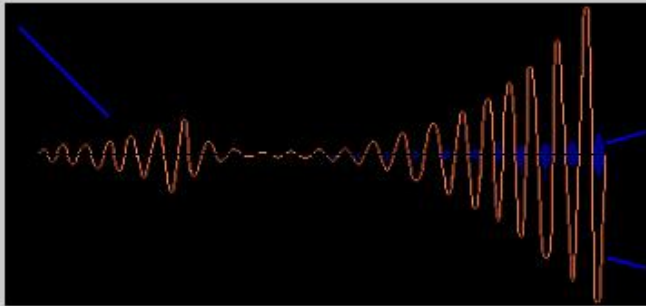
#### 4.13. Inne sposoby wytwarzania mikrofal

### Wytwarzanie: lampa o fali bieżącej

(ang) Travelling Wave Tube (Amplifier) TWT(A)



1. Działo elektronowe;
2. wejście RF;
3. Magnesy;
4. Tłumik;
5. Spirala;
6. wyjście RF;
7. tuba próżniowa;
8. Kolektor.



### Wytwarzanie: LFB

- + Mniejszy rozmiar i ciężar
- + Duża moc
- + Mały poziom szumów



Zastosowania:

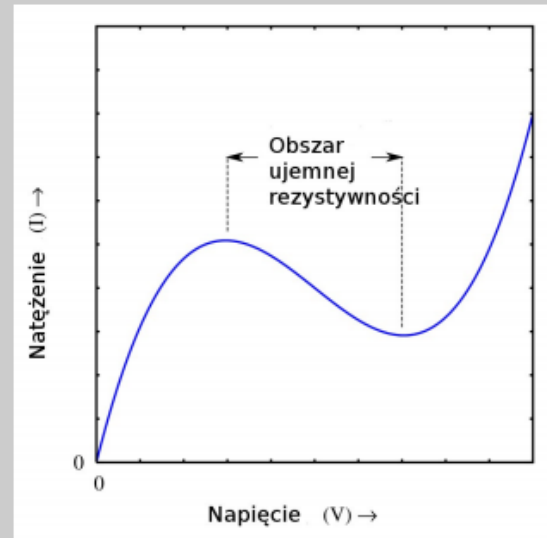
- Wzmacniacz sygnału satelitarnego
- Radary lotnicze
- Testowanie urządzeń elektronicznych



# Wytwarzanie: diody Gunna i pochodne

1963 J.B. Gunn:

- w półprzewodnikach składających się z atomów 3 i 5 grupy UOP jak *GaAs* czy *InP*, występują oscylacje prądów wysokiej częstotliwości.
- Powyżej krytycznej wartości natężenia prądu zależność  $I=f(U)$  przestanie podlegać prawu Ohma.



W połączeniu ze źródłem prądu stałego i rezonatorem (np. frag. falowodu) z diody Gunna można uzyskać oscylator mikrofalowy o częstotliwościach 10GHz i więcej.

## 4.14. Parametry anten WiFi

Każdy obwód **elektryczny** z prądem zmiennym promieniuje pewną część energii elektrycznej w postaci fal elektromagnetycznych. Ilość tej energii jest przeważnie nadzwyczaj mała, chyba że wymiary obwodu zaczynają być porównywalne z długością fali. Promieniowanie linii energetycznej, przenoszącej prąd o częstotliwości 50 Hz dwoma przewodnikami umieszczonymi w odległości 6 m od siebie praktycznie nie występuje, ponieważ długość fali tego prądu równa jest około 6000 km. Odstęp między przewodnikami można w tym przypadku pominąć w porównaniu z długością fali. Z drugiej strony, cewka o średnicy 6 m zasilana prądem o częstotliwości 2 MHz promieniuje znaczną ilość energii, gdyż średnica cewki jest porównywalna z długością fali równą w tym przypadku 150 m. Z powyższych rozważań wynika niepodważalne prawo teorii promieniowania: **skutecznie promieniująca antena musi mieć wymiary porównywalne z długością fali roboczej.**

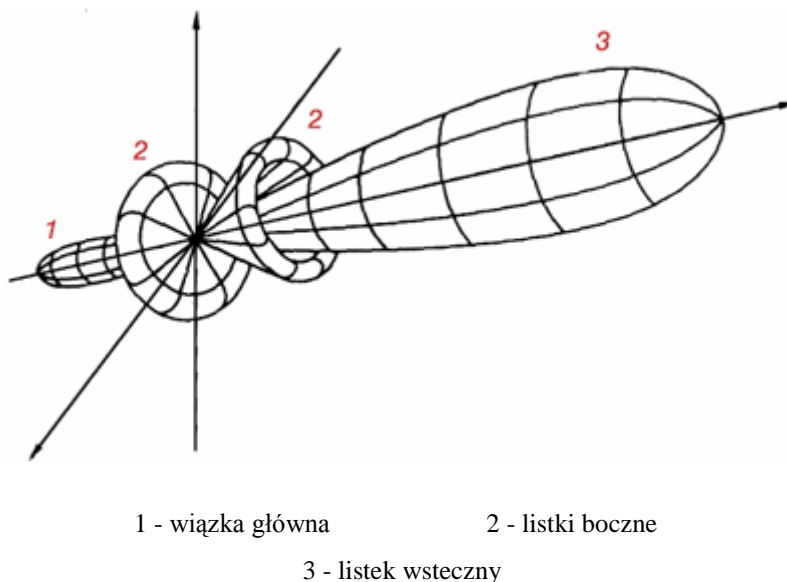
Chcąc być w zgodzie z teorią promieniowania, zdefiniowanie pojęcia anteny w prostych słowach nie jest łatwe. Najczęściej antenę definiuje się przez funkcję jaką spełnia w trakcie radiokomunikacyjnym. Mówimy więc, że antena jest urządzeniem, które umożliwia zamianę energii elektromagnetycznej prowadzonej torami zamkniętymi, w rozchodzącą się w przestrzeni falę elektromagnetyczną dla anten nadawczych i na odwrót dla anten odbiorczych. Aby dalsze rozważania na temat anten i ich parametrów były jednoznaczne, przyjmujemy że każda antena niezależnie od swojej struktury wewnętrznej ma wejście i że jest nim miejsce dołączenia toru zasilającego.

### 4.14.1 Charakterystyki promieniowania anten

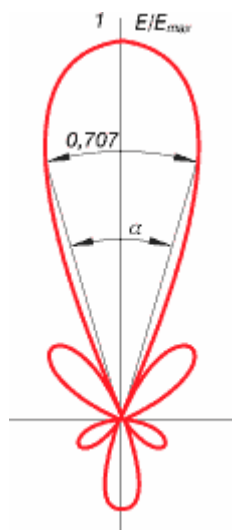
Charakterystyki promieniowania są jednymi z ważniejszych parametrów anten, określają bowiem przestrzenny rozkład promieniowanej energii. **Charakterystykę promieniowania** definiujemy jako rozkład natężenia pola elektrycznego na powierzchni kuli o promieniu dostatecznie dużym w porównaniu z długością fali i rozmiarami anteny, której środek pokrywa się ze środkiem anteny. Aby uniezależnić się od mocy promieniowanej przez antenę i wielkości promienia kuli, wszystkie wartości natężenia pola dzielimy przez wartość maksymalną, uzyskując **unormowaną charakterystykę promieniowania**. W

ogólnym przypadku charakterystyka promieniowania przedstawia pewną powierzchnię zamkniętą, złożoną z przestrzennych wiązek różnej postaci tak jak to zostało przedstawione na rys. 4.

Posługiwanie się przestrzennym wykresem trójwymiarowym jest kłopotliwe i dlatego ograniczamy się zazwyczaj do podawania dwóch wzajemnie prostopadłych przekrojów charakterystyki. Przekroje te mogą być wybrane dowolnie, dla anten o polaryzacji liniowej dogodnie jest jednak wykonać je w płaszczyźnie wektora pola elektrycznego  $\mathbf{E}$  i w płaszczyźnie wektora pola magnetycznego  $\mathbf{H}$ . Mówimy wówczas o **charakterystykach promieniowania w płaszczyźnie  $\mathbf{E}$  lub  $\mathbf{H}$** . Przekrój charakterystyki z rys. 4 przedstawia rys. 5.



**rys. 4. Przestrzenna charakterystyka promieniowania anteny**



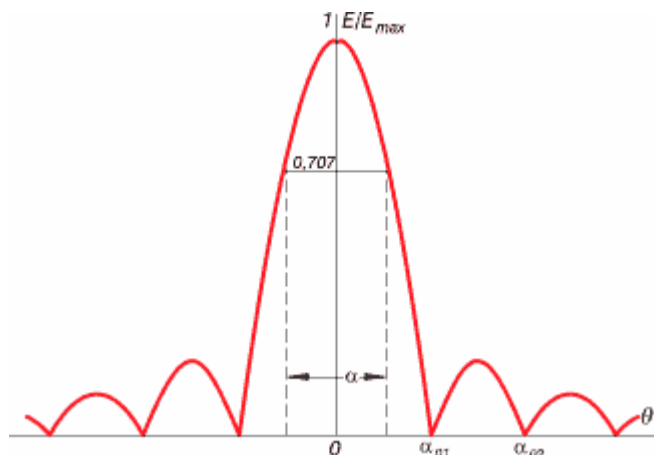
**Rys. 5. Przekrój charakterystyki promieniowania anteny**

Używa się również w praktyce antenowej określeń: **pozioma i pionowa charakterystyka promieniowania**. Należy jednak pamiętać, że terminy te mają sens tylko wówczas, gdy orientacja anteny w przestrzeni jest ustalona.

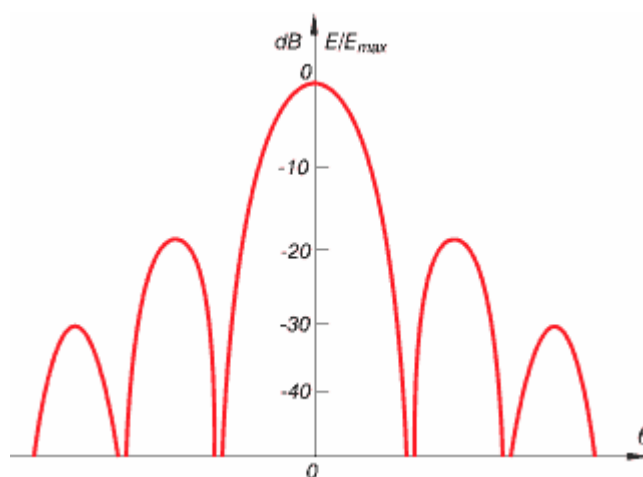
#### 4.14.2 Graficzna prezentacja charakterystyk promieniowania

Przekroje charakterystyki promieniowania anten przedstawia się zazwyczaj na rysunkach w postaci wykresów we współrzędnych biegunowych lub prostokątnych, stosując przy tym skalę liniową [V/V] lub logarytmiczną [dB]. Przykłady różnych sposobów prezentacji charakterystyki promieniowania przedstawione zostały na rys. 5, 6 i 7. Każdy ze sposobów jest dogodny dla specyficznej grupy

zastosowań i interpretacji. Przedstawianie wykresów w skali logarytmicznej (w decybelach) jest dogodnie dla precyzyjnej oceny charakterystyki przy małych poziomach, tzn. w obszarze wiązek bocznych.



Rys. 6. Charakterystyka promieniowania anteny w skali liniowej



Rys. 7. Charakterystyka promieniowania anteny w skali logarytmicznej

#### 4.14.3 Zależności energetyczne w antenach

Przedstawiona na rys. 8 antena nadawcza przyjmuje na swoich zaciskach wejściowych a - b **moc wejściową**  $P_A$ , którą przetwarza na **moc promieniowaną**  $P_R$  symbolizowaną strzałkami przenikającymi okrąg na rysunku. Jeżeli przemiana dokonuje się bez strat, suma mocy promieniowanej we wszystkich kierunkach równa jest mocy wejściowej. Jeżeli zgodnie z prawami fizyki w antenie występują straty (głównie na ciepło), moc promieniowana  $P_R$  jest mniejsza od mocy wejściowej  $P_A$ . Współczynnik sprawności promieniowania lub w skrócie **sprawność anteny** wyrażana wzorem

$$\eta = P_R / P_A$$

jest mniejsza od jedności.

W polu dalekim anteny nadawczej fala elektromagnetyczna niesie energię, której transport ilustruje wielkość nazywana **wektorem Poyntinga**  $S$  (rys. 9). Jego miarą jest **gęstość mocy**  $S$  wyrażana w  $W/m^2$  powstała z wymnożenia

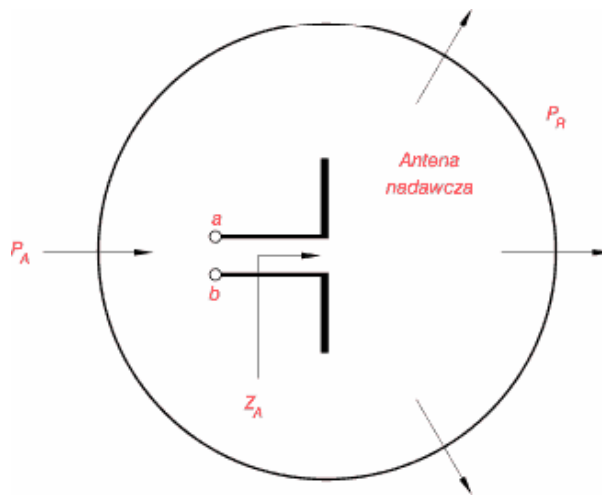
$$S = E \cdot H = E^2 / Z_{F0} ,$$

gdzie  $E$  i  $H$  są ortogonalnymi w przestrzeni, synfazowymi wartościami skutecznymi składowych elektrycznej i magnetycznej pola dalekiego anteny. Wielkość



$$Z_{F0} = 120 \cdot \pi = 377 [\Omega ]$$

ma wymiar oporności i nosi nazwę *impedancji falowej swobodnej przestrzeni*.



Rys. 8. Przepływ mocy w antenach nadawczych

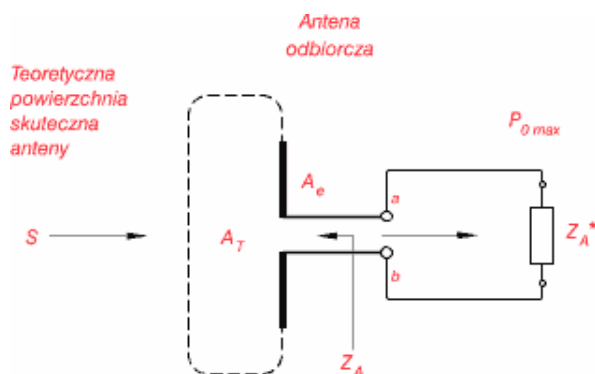


Rys. 9. Przepływ energii - wektor Poyntinga

Z punktu widzenia teorii obwodów, antena od strony zacisków wejściowych jest dwójnikiem. Jej impedancja wejściowa ogólnie biorąc ma charakter zespolony, istnieje jednak składowa rzeczywista  $R_p$  nazywaną opornością promieniowania anteny, która będzie spełniała równanie

$$P_R = I^2 \cdot R_p ,$$

gdzie  $I$  jest skuteczną wartością prądu w określonym punkcie anteny. Jeżeli jest to prąd na wejściu anteny, powyższy wzór określa oporność promieniowania sprowadzoną do zacisków wejściowych.



Rys. 10. Zależności energetyczne dla anteny odbiorczej

Rysunek 10 ilustruje zależności energetyczne występujące w antenach odbiorczych. Przyjmijmy, że antena odbiorcza jest ustawiona w taki sposób w strumieniu fali elektromagnetycznej o gęstości  $S$ , aby napięcie na jej zaciskach wejściowych miało wartość maksymalną. Oznacza to, że antena jest zgodna polaryzacyjnie i ustawiona głównym kierunkiem charakterystyki na kierunek przychodzenia fali odbieranej. Jeżeli impedancja obciążenia  $Z_o$  jest dopasowana do impedancji wewnętrznej anteny  $Z_A$  na maksimum przekazywania mocy, moc wydzielana w składowej rzeczywistej impedancji obciążenia wyraża się zależnością

$$P_{T_{Omax}} = S \cdot A_T,$$

gdzie wielkość  $A_T$  mierzona w  $m^2$  jest nazywana *teoretyczną powierzchnią skuteczną* anteny. Można ją sobie wyobrazić jako powierzchnię prostopadłą do strumienia energii fali odbieranej, przez którą przepływa wprost moc  $P_{T_{Omax}}$  nazywana *teoretyczną mocą odbieraną*. Jeżeli uwzględnimy sprawność anteny  $\eta$  otrzymamy rzeczywistą wielkość mocy odbieranej  $P_{Omax}$  określoną wyrażeniem

$$P_{Omax} = P_{T_{Omax}} \cdot \eta$$

Stosunek mocy odbieranej  $P_{Omax}$  do gęstości strumienia  $S$  równy jest wielkości  $A_e$  nazywanej wprost *powierzchnią skuteczną*  $A_e$ . Jej miarę określa zależność

$$A_e = P_{Omax} / S = A_T \cdot \eta$$

Powierzchnia skuteczna i teoretyczna powierzchnia skuteczna są proporcjonalne do zysku izotropowego  $G_i$  lub kierunkowości anteny  $D$  przy pomocy zależności

$$A_e = G_i \cdot \lambda_0 / 4\pi ; A_T = D \cdot \lambda_0 / 4\pi ,$$

gdzie  $\lambda_0$  jest długością fali w wolnej przestrzeni. Korzystając z powyższych zależności wyznaczyć można wielkość napięcia na dopasowanym obciążeniu anteny odbiorczej w zależności od wartości natężenia pola fali odbieranej. Wyrażone ono jest bardzo przydatną w praktyce zależnością

$$U = E \cdot \lambda_0 / 2\pi \cdot \sqrt{\frac{R_o \cdot G_i}{120}},$$

gdzie :

- |       |   |              |
|-------|---|--------------|
| $U$   | - skuteczna wartość napięcia na dopasowanym obciążeniu anteny $R_o$ , | [V]          |
| $E$   | - skuteczna wartość natężenia pola odbieranej fali em,                | [V/m]        |
| $R_o$ | - dopasowana oporność obciążenia anteny,                              | [ $\Omega$ ] |
| $G_i$ | - zysk anteny względem źródła izotropowego;                           | [W/W]        |

dla dipola półfalowego  $G_i = 1,64$  W/W.

#### 4.14.4 Anteny odniesienia

Niektóre wielkości charakteryzujące anteny są definiowane przez porównanie z antenami wzorcowymi. Wchodzą w rachubę dwa wzorce mające charakter wzorców pierwotnych: kuliste źródło izotropowe oraz stosowany w zakresie częstotliwości do 1 GHz dipol półfalowy.

#### Źródło izotropowe

Bezstratna antena, która zgodnie z rys. 11 promieniuje równomiernie we wszystkich kierunkach, nazywana jest kulistym źródłem izotropowym. Dla polaryzacji liniowej antena taka jest nierealizowalna, jednakże jest bardzo przydatna w różnorodnych obliczeniach.

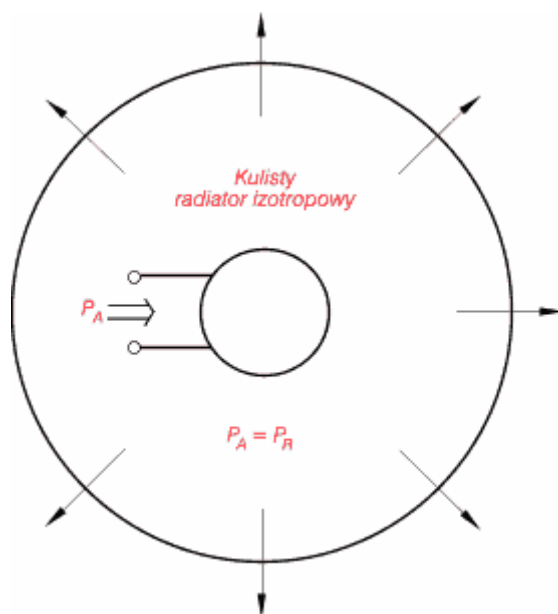
Gęstość mocy  $S_i$  w odległości  $r$  od źródła jest równa stosunkowi całkowitej mocy promieniowanej  $P_R$  przez powierzchnię kuli o promieniu  $r$ .

$$S_i = P_R / 4\pi r^2$$

### Dipol półfalowy

W odróżnieniu od źródła izotropowego, dipol półfalowy posiada właściwości kierunkowe. Nie promieniuje energii wzdłuż swojej osi, wiążąc ją w kierunku ortogonalnym. Stanowi on antenę łatwo realizowalną dla polaryzacji liniowej i jest często wykorzystywany w praktyce. Przy braku strat, gęstość mocy  $S_d$  w odległości  $r$  od dipola jest określona wyrażeniem:

$$S_d = 1,64 \cdot P_R / 4\pi r^2$$



Rys. 11. Bezstratny izotropowy radiator kulisty

### 4.14.5 Zysk i kierunkowość anten

W polu dalekim anteny stosunek maksymalnej gęstości promieniowania  $S_{max}$  do średniej gęstości promieniowania w pełnym kącie bryłowym  $S_{sr}$  określa sumarycznie właściwości kierunkowe anteny i nazywa się **kierunkowością**

$$D = S_{max} / S_{sr} .$$

Kierunkowość anteny nie uwzględnia strat mocy w antenie. Wprowadzono zatem jeszcze jedną wielkość określającą właściwości kierunkowe anteny z uwzględnieniem jej sprawności. Wielkość ta nosi nazwę **zysku energetycznego anteny**, który określa następująca definicja:

$$G = \left[ \frac{E_{Bmax}}{E_{Wmax}} \right]^2$$

gdzie :

- $E_{Bmax}$  - maksymalne natężenie pola elektrycznego wytwarzane przez antenę badaną,
- $E_{Wmax}$  - maksymalne natężenie pola elektrycznego wytwarzane przez antenę wzorcową zasilaną taką samą mocą.

Jako antenę wzorcową można przyjąć dowolną antenę, zgodnie jednak z rozważaniami p. C.2.4 w charakterze wzorca zwykle przyjmuje się dipol półfalowy lub bezstratną antenę izotropową. Zysk badanej anteny odniesionej do bezstratnej anteny izotropowej oznaczamy przez  $G_i$ . Między kierunkowością a zyskiem energetycznym anteny wyznaczonym w stosunku do anteny izotropowej zachodzi zależność

$$G_i = D \cdot \eta .$$

Zysk energetyczny podajemy często w decybelach, definiując go jako

$$Z_{[dB]} = 10 \cdot \lg G.$$

Mając zdefiniowaną kierunkowość i zysk energetyczny anten można zapisać wzory pozwalające wyznaczyć ilościowo wielkość mocy promieniowanej przez anteny.

Iloczyn izotropowego zysku anteny  $G_i$  i mocy wejściowej anteny  $P_A$  nazywamy **zastępczą mocą promieniową źródła izotropowego** i oznaczamy skrótem **EIRP** (ang.: Equivalent Isotropically Radiated Power).

$$P_{ei} = \mathbf{EIRP} = P_A \cdot G_i .$$

Dla określonej anteny nadawczej zasilanej mocą  $P_A$ , natężenie pola uzyskiwane na kierunku maksymalnego promieniowania ma taką wartość jak z umieszczonej w tym samym miejscu anteny izotropowej zasilanej mocą o wartości EIRP.

Wielkość

$$P_{ed} = \mathbf{ERP} = P_A \cdot G_d$$

nazywa się **zastępczą mocą promieniowaną ERP** (Effective Radiated Power) anteny, wyznaczoną względem dipola półfalowego. Ostatnia zależność obliczona dla  $P_A$  traktowanego jako parametr, przedstawiona jest w postaci diagramu na ostatniej stronie okładki katalogu.

Zysk anteny określa zdolność anteny do kierunkowego wypromieniowywania energii przez daną antenę w porównaniu do anteny wzorcowej. Inaczej mówiąc, ten parametr informuje nas, ile razy moc promieniowana przez antenę w kierunku maksymalnego promieniowania jest większa od mocy promieniowanej (przy tej samej mocy doprowadzonej) anteny wzorcowej. Zazwyczaj anteną wzorcową jest antena izotropowa (bez kierunkowa) i wtedy zysk oznaczany symbolem  $G_{dB_i}$ . Gdy anteną odniesienia jest dipol półfalowy, wtedy zysk oznaczamy  $G_{dB_d}$ .

Obie wielkości są związane zależnością:

$$G_{dBi} = G_{dBd} + 2,15.$$

Oznacza to, iż zysk liczony względem anteny izotropowej jest większy liczbowo niż względem anteny dipolowej, dlatego producenci podają właśnie zysk  $G_{dBi}$ , gdyż przeciętny klient zawsze woli antenę o większym zysku. Jeśli nie jest zaznaczone, względem czego jest obliczany zysk, to jest on liczony w odniesieniu do anteny izotropowej.

#### 4.14.6 Szerokość wiązki głównej charakterystyki

**Szerokość wiązki głównej** w aktualnej płaszczyźnie przekroju charakterystyki określa kąt zawarty pomiędzy kierunkami promieniowania, dla których natężenie pola spada do poziomu  $-3$  dB ( $0,707$ ) w stosunku do wartości w maksimum promieniowania (patrz rys. 5). W praktyce kąt ten nazywany jest również **kątem połowy mocy**. Szerokość wiązki (kąt połowy mocy) dla anten określa się zazwyczaj zarówno w płaszczyźnie wektora  $\mathbf{E}$  jak i wektora  $\mathbf{H}$ .

**Kąt połowy mocy** (ang. *Half Power Beam Width* – HPBW)- zwany również szerokością wiązki głównej, kąt zawarty pomiędzy punktami wiązki głównej promieniowania anteny, dla których natężenie pola elektromagnetycznego spada do poziomu  $-3$  dB ( $0,707$ ) względem wartości maksymalnej, stanowiącej wartość odniesienia. Kąt połowy mocy można określać zarówno dla płaszczyzny wertykalnej jak i horyzontalnej. Im mniejszy kąt połowy mocy, tym bardziej skupiona na kierunku głównego promieniowania jest moc anteny - zwiększa się jej kierunkowość.

#### 4.14.7 Szerokość pasma roboczego anten

Przy określaniu **szerokości pasma roboczego** należy sprecyzować, według którego z parametrów anteny jest ona określana. Definicja określa szerokość pasma jako różnicę pomiędzy dwoma częstotliwościami  $f_1$  i  $f_2$ , pomiędzy którymi parametr stanowiący kryterium utrzymuje się na wymaganym poziomie. Dla przykładu, inna może być szerokość pasma z uwagi na warunki dopasowania na wejściu anteny, inna z uwagi na wartość zysku. Dla celów ofertowych, jako szerokość pasma roboczego anteny powinno przyjmować się wartość bardziej krytyczną lub wyraźnie podawać przyjęte kryterium.

#### 4.14.8 Stosunek promieniowania głównego do wstecznego

**Stosunek promieniowania głównego do wstecznego** jest parametrem określającym zdolność anteny do dyskryminacji zakłóceń przychodzących z kierunków odległych od kierunków wiązki głównej. Z tego względu, jest on głównie stosowany w antenach odbiorczych. Jego miarą liczbową jest stosunek maksymalnego poziomu wiązki głównej do maksymalnego poziomu największego listka bocznego położonego w obszarze  $90^\circ$  do  $270^\circ$  względem kierunku maksymalnego promieniowania. Jest on wyrażany zazwyczaj w decybelach.

#### 4.14.9 Impedancja anteny

Kolejny parametr to impedancja anteny, czyli obciążenia jakie przedstawia antena dla generatora (urządzenia będącego źródłem sygnału). Impedancja anteny zależy od geometrii anteny oraz od częstotliwości. Poza tym na impedancję wpływa obecność innych anten i obiektów znajdujących się w pobliżu. Z punktu widzenia sprawności układu urządzenie-kabel-antena wymagane jest, by wszystkie elementy toru transmisyjnego miały taką samą impedancję. Tylko wtedy następuje przekazanie całej (prawie, bo kable i złącza mają pewne tłumienie) energii z urządzenia do anteny i jej wypromieniowanie. W skrajnym przypadku duże niedopasowanie impedancji może spowodować uszkodzenie urządzeń nadawczych. Problem dotyczy urządzeń większej mocy, od kilku W. W radiokomunikacji, generalnie, stosujemy urządzenia o impedancji  $50$  omów.

#### 4.14.10 Polaryzacja

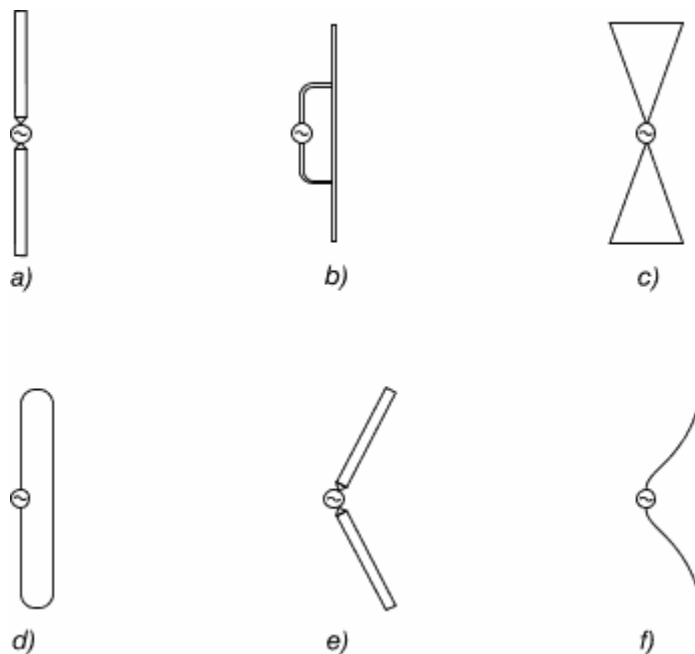
Drgania fal elektromagnetycznych odbywają się w ściśle określonych płaszczyznach. Fale elektromagnetyczne mogą drgać zarówno w płaszczyźnie poziomej jak i pionowej. W przypadku gdy drgają tylko w jednej płaszczyźnie – mówimy o polaryzacji liniowej – pionowej lub poziomej. Gdy drgają w obu płaszczyznach – mówimy o polaryzacji kołowej lub eliptycznej – prawoskrętnej i lewoskrętnej. Dość często spotykane jest pojęcie polaryzacji ortogonalnej, oznacza ono polaryzację przeciwną do danej. Np. polaryzacje ortogonalne to pionowa i pozioma czy prawoskrętna i lewoskrętna. Warto pamiętać, że choć antena nadaje w jednej polaryzacji to na skutek odbić i przejść przez obiekty sferyczne (podczas odbicia od ziemi lub podczas przejścia przez krople wody) następują zmiany polaryzacji, wskutek czego do anteny odbiorczej dochodzą fale w obu polaryzacjach. To zjawisko ogranicza możliwość niezależnej pracy dwóch systemów w jednym kanale, nadających na polaryzacji ortogonalnej.

#### 4.15. Budowa i rodzaje anten.

##### 4.15.1 Anteny proste

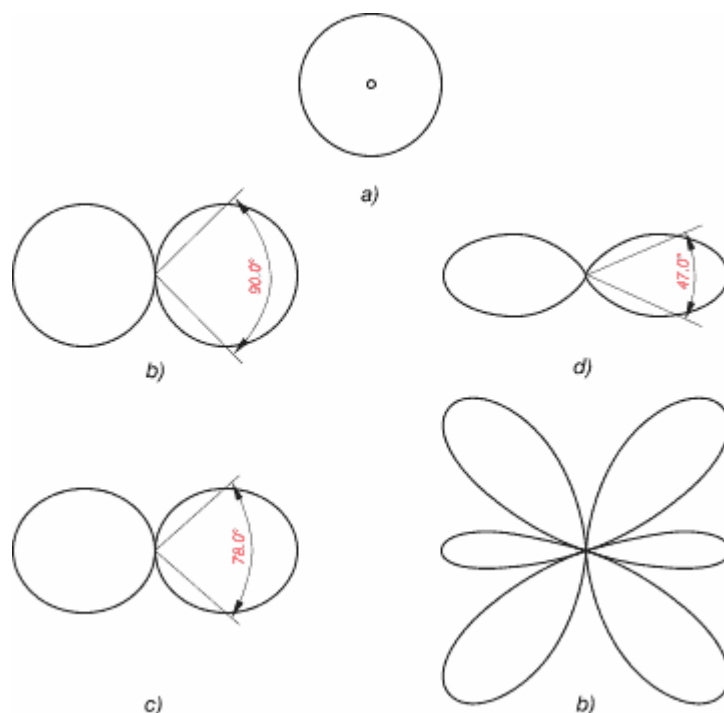
###### Dipol antenowy

Dipol jest **najważniejszym** elementem budowy najbardziej nawet skomplikowanych anten radiokomunikacyjnych i radiodyfuzyjnych. Dipol (z greckiego *dipol* oznacza układ dwubiegunowy) składa się zazwyczaj z dwóch symetrycznych ramion-radiatorów wyposażonych w zaciski do doprowadzenia napięcia zasilającego. Stosuje się również dipole o niesymetrycznych ramionach oraz dipole zasilane bocznikowo.



- |                                      |   |
|--------------------------------------|---|
| a) dipol prosty, prętowy             | d) dipol pętlowy                        |
| b) dipol prosty, zasilany bocznikowo | e) dipol załamany                       |
| c) dipol szerokopasmowy              | f) dipol optymalizowany wg Landstorfera |

Rys. 12. Przykłady różnych form wykonawczych dipoli



- a) w płaszczyźnie H (symetria obrotowa)      c) w płaszczyźnie E, dipol  $\lambda/2$   
 b) w płaszczyźnie E, dipol krótki (Hertza)      d) w płaszczyźnie E, dipol  $\lambda$   
 e) w płaszczyźnie E, dipol  $1,5\lambda$

**Rys. 13. Charakterystyki promieniowania różnorodnych dipoli**

Najczęściej **dipole** mają długość zbliżoną do połowy długości fali roboczej. Różne formy wykonawcze dipoli (rys. 12) mają w pierwszym rzędzie na celu uzyskanie optymalnych właściwości impedancyjnych. Przy większych długościach dipole mogą mieć w różnoraki sposób ukształtowane charakterystyki promieniowania, szczególnie w płaszczyźnie wektora **E**, tak jak to zostało przedstawione na rys. 13.

Z uwagi na dużą **wrażliwość** właściwości dipoli na obecność obcych przewodników w ich otoczeniu, do sporadycznych należą przypadki kiedy dipol stanowi samodzielną antenę. Stosuje się je jako anteny wierzchołkowe na cienkich masztach oraz wszędzie tam, gdzie nie można postawić anteny wygórowanych wymagań. Przykładem są wszelkie ruchome stacje radiokomunikacyjne z dorecznymi telefonami komórkowymi włącznie.

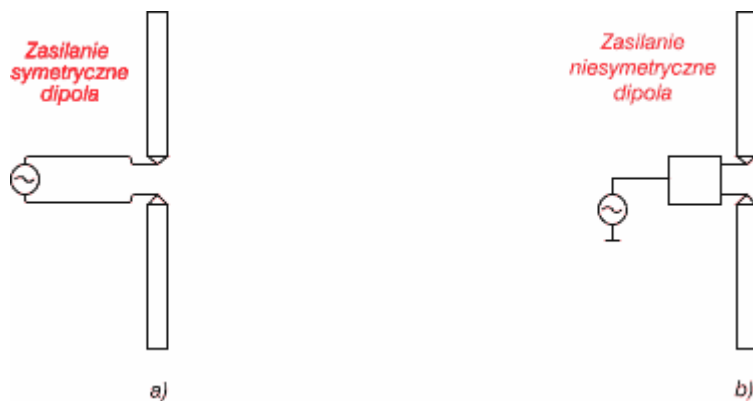
Najczęściej **dipole** są stosowane w postaci zespołów z radiatorami biernymi (anten Yagi-Uda, anteny log.-per.) lub z reflektorami płaszczyznowymi (anten panelowe), które ograniczając promieniowanie w pewnych kierunkach uniezależniają w mniejszym lub większym stopniu antenę od wpływów otoczenia.

### **Zasilanie i impedancja wejściowa dipola**

Ze swojej istoty, **dipole** powinny być zasilane napięciem symetrycznym, co można zrealizować np. przy pomocy symetrycznej linii dwuprzewodowej, tak jak to zostało przedstawione na rys. 14a. Jeżeli zasilanie chcemy wykonać bardziej wygodną w eksploatacji niesymetryczną linią współosiową, musimy zastosować symetryzator, tak jak to zostało przedstawione na rys. 14b. Impedancja wejściowa dipola zachowuje się podobnie jak impedancja nieobciążonej linii długiej. Wskutek promieniowania, pojawia się składowa rzeczywista stanowiąca oporność promieniowania. Zaczynając od dipola krótkiego, który ma



impedancję pojemnościową o niewielkiej składowej rzeczywistej, przy zwiększaniu jego długości dochodzimy w pobliżu długości równej połowie długości fali do pierwszego rezonansu (rezonans szeregowy  $\lambda / 2$ ). Oporność promieniowania cienkiego dipola przy rezonansie  $\lambda / 2$  wynosi około  $73 \Omega$ . Silnie zależna od częstotliwości impedancja wejściowa dipola musi być tak modyfikowana przez układy symetryzacji i transformacji, aby w wymaganym paśmie częstotliwości była dopasowana do impedancji linii zasilającej.



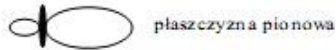
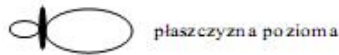
a) przy pomocy symetrycznej linii dwuprzewodowej

b) współosiowo poprzez symetryzator

Rys. 14. Ilustracja sposobów zasilania dipola

#### 4.15.2 Anteny Yagi-Uda

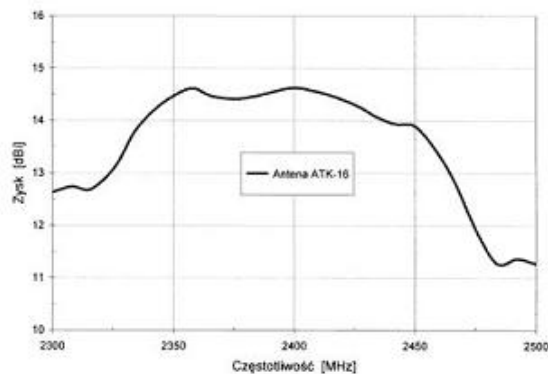
Anteny typu Yagi-Uda są najprostszymi antenami kierunkowymi, w których stosunkowo łatwo można uzyskać duży zysk. Są głównie stosowane jako anteny odbiorcze dla różnych służb we wszystkich podzakresach fal metrowych i decymetrowych. Dla stacji małych mocy, pojedyncze anteny lub ich zespoły stosuje się również do nadawania.



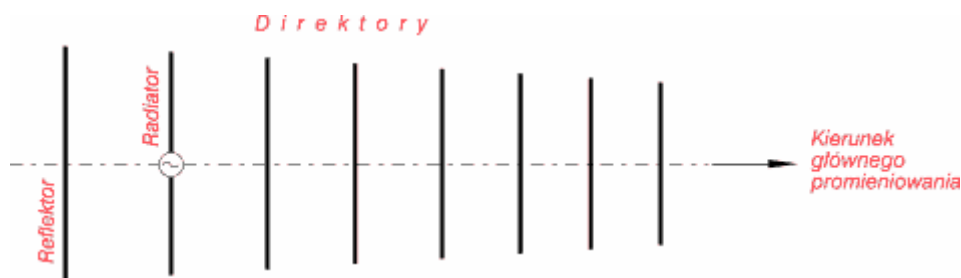
### Charakterystyki anten Yagi



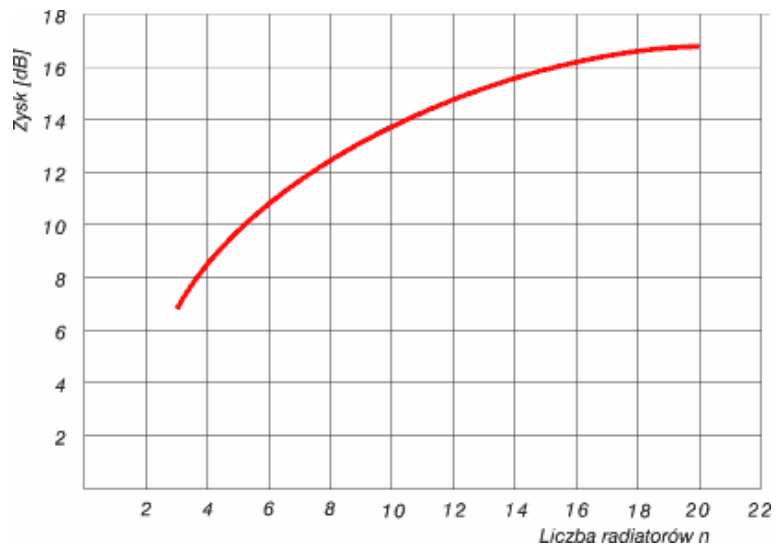
Antena ATK 16/2,4 Ghz - A7124



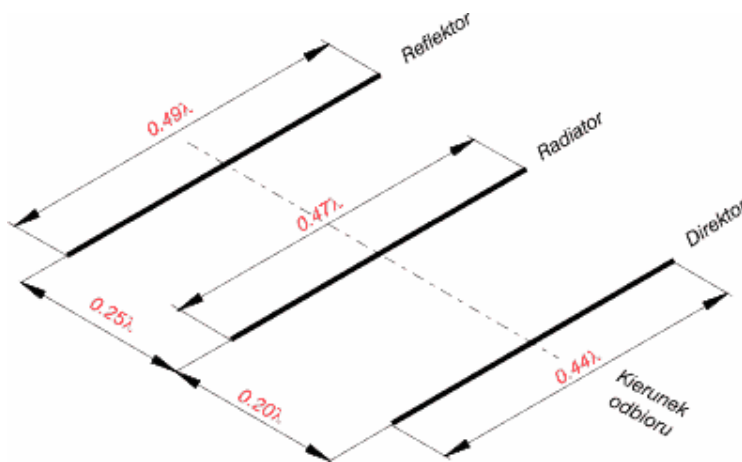
Antena Yagi-Uda jest zazwyczaj zbudowana z *elementu czynnego* (radiatora) w postaci dipola pętlowego oraz szeregu sprzężonych z nim *elementów biernych*. Elementy bierne umieszczone w kierunku maksymalnego promieniowania nazywamy *direktorami*, umieszczone w kierunku przeciwnym (promieniowania wstecznego) nazywamy *reflektorami*. Gdy zależy nam na szczególnie dużym stosunku promieniowania głównego do wstecznego, dajemy więcej niż jeden reflektor. Schemat struktury anteny Yagi-Uda przedstawiono na rys. 15, natomiast rys. 16 przedstawia zależność maksymalnego zysku anteny od ilości radiatorów (elementów)  $n$ . Na rys. 17 przedstawiono szkic wymiarowy typowej 3-elementowej anteny typu Yagi-Uda.



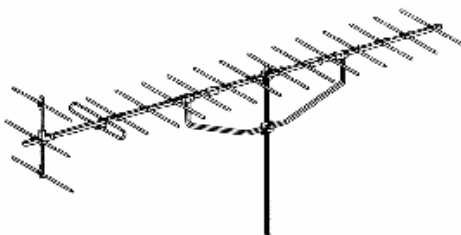
Rys. 15. Schemat ogólny struktury anteny Yagi-Uda



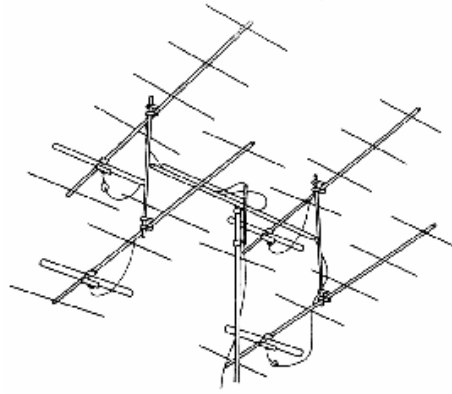
Rys. 16. Maksymalny zysk anten Yagi-Uda w zależności od ilości radiatorów n



Rys. 17. Szkic wymiarowy przykładowej 3-elementowej anteny Yagi-Uda



Rys. 18. Przykład rozwiązania konstrukcyjnego 17-elementowej anteny Yagi-Uda



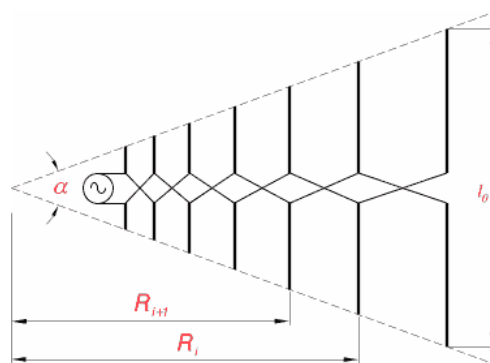
Rys. 19. Zestaw czterech anten Yagi-Uda

W charakterze przykładu, na rys. 18 przedstawione jest rozwiązanie konstrukcyjne 17-elementowej anteny typu Yagi-Uda. Na rys. 19 przedstawiony jest zestaw czterech anten Yagi-Uda stosowany do profesjonalnego odbioru telewizyjnego, np. jako anteny odbiorcze urządzeń czołowych dyfuzyjnej sieci kablowej.

#### 4.15.3 Anteny dipolowe logarytmicznie-periodyczne (LOG-PER)

*Anteny logarytmicznie-periodyczne* są najbardziej popularnymi przedstawicielami grupy anten, których właściwości - teoretycznie niezależne od częstotliwości - są określane przez kąty. Są one szczególnie chętnie stosowane w radiodyfuzji jako profesjonalne anteny odbiorcze i anteny pomiarowe, np. w stacjach kontroli emisji radiowych. Decyduje o tym duża stałość charakterystyk promieniowania anten log-per w bardzo szerokim zakresie częstotliwości, mały poziom wiązek bocznych i mała wrażliwość anten na zmienne warunki atmosferyczne, w tym szczególnie mała wrażliwość na oblodzenie.

##### Budowa dipolowych anten log-per



Rys. 20. Szkic wymiarowy dipolowej anteny log-per

Dipolowa antena typu log-per jest zbudowana z płaskiej struktury zasilanych, równoległych dipoli (rys. 20). Końce wszystkich dipoli leżą na dwóch prostych, które przecinają się pod kątem  $\alpha$  nazywanym *kątem rozwarcia anteny log-per*. Długość dipola  $l_i$  i jego odległość  $R_i$  od punktu przecięcia prostych zmieniają się w postępie geometrycznym z ilorazem  $\tau < 1$ . Jest on nazywany *współczynnikiem zbieżności*, a kolejne wymiary można wyznaczyć przy pomocy proporcji

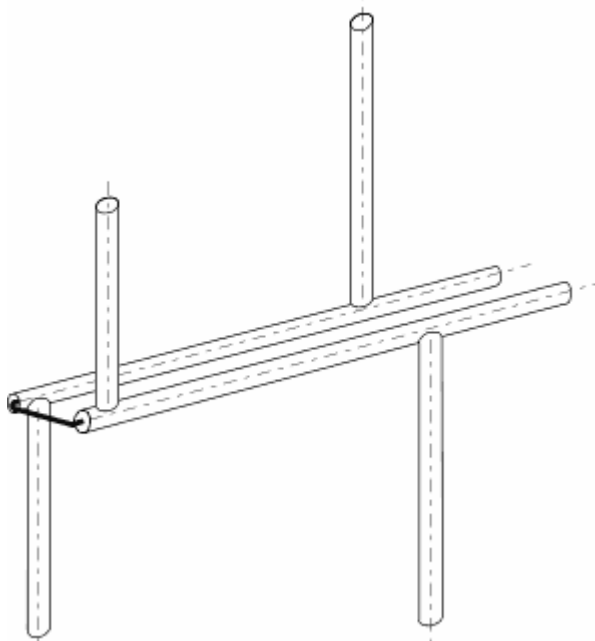
$$\tau = \frac{R_{i+1}}{R_i} = \frac{l_{i+1}}{l_i}$$

W realizacjach praktycznych współczynnik zbieżności powinno się wybierać w granicach  $0,7 < \tau < 1$ . Jeżeli z najniższej częstotliwości zakresu roboczego anteny wyznaczymy wymiar najdłuższego

radiatora  $l_0$  i współrzędną jego położenia  $R_0$ , to możemy wyznaczyć długości i położenie wszystkich pozostałych radiatorów. Z kąta rozwarcia  $\alpha$  i współczynnika zbieżności  $\tau$  można wyznaczyć parametr  $\sigma$  nazywany **współczynnikiem periodyczności elektrycznej**. Wyznacza go zależność

$$\sigma = \frac{(1-\tau)}{4} \cot(\alpha/2).$$

Współczynnik  $\sigma$  wyznacza względną odległość mierzoną w długości fali pomiędzy kolejnym dipolem a najbliższym krótszym, czyli wielkość  $(R_i - R_{i+1})/\lambda$ . Wymiar najdłuższego radiatora  $l_0$  powinien być równy  $\lambda_{\max}/2$  natomiast najkrótszy powinien mieć długość  $\lambda_{\min}/3$ .

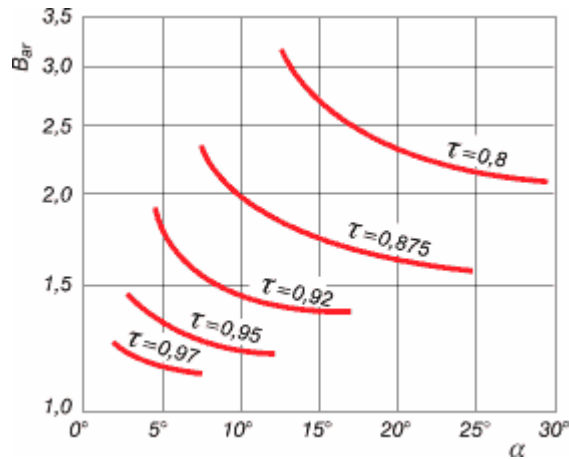


**Rys. 21. Zasilanie anteny log-per za pomocą przewodu wspólnego**

Dipole pobudza się za pomocą dwuprzewodowego toru symetrycznego o stałej impedancji falowej w sposób naprzemienny, tak że pomiędzy sąsiednimi dipolami występuje dodatkowe przesunięcie fazowe równe  $180^\circ$  (rys. 21). Energia do toru pobudzającego może być doprowadzona za pomocą przewodu symetrycznego lub za pomocą przewodu wspólnego umieszczonego wewnątrz jednego z przewodników toru pobudzającego. Oplot zasilającego przewodu wspólnego dołącza się do końca jednego przewodnika toru pobudzającego, a żyłę wewnętrzną do drugiego, tak jak to pokazano na rys. 21. Antena odgrywa wówczas jednocześnie rolę urządzenia symetryzującego. W zakresie pasma roboczego, prawidłowo zaprojektowana antena wiązkuje energię w kierunku krótszych dipoli.

### **Sposób działania i parametry dipolowych anten log-per**

Dla zrozumienia sposobu działania anteny logarytmicznie-periodycznej, prześledzimy transport energii w antenie. Od punktu zasilania znajdującego się na wąskim końcu anteny energia jest transportowana linią pobudzającą bez większych strat na promieniowanie w region gdzie dipole są najbliższe rezonansu półfalowego. Tam energia jest odpromieniowana najsilniej, przy czym tłumienie mocy na promieniowanie może dochodzić do 20 dB. Ponieważ zazwyczaj kilka dipoli w otoczeniu dipola aktualnie półfalowego jest silnie pobudzonych, wprowadza się pojęcie **szerokości czynnej strefy anteny**  $B_{ar}$ , zdefiniowanej jako stosunek odległości, dla których amplituda prądów pobudzających dipole maleje o 10 dB w stosunku do pobudzenia maksymalnego. Zależność szerokości czynnej strefy anteny od parametrów  $\alpha$  i  $\tau$  dla  $Z_f = 100 \Omega$  i stosunku  $h/a = 125$  przedstawiona została na rys. 22.



Rys. 22. Zależność szerokości czynnej części anteny od parametrów  $\alpha$  i  $\tau$

Podstawowymi parametrami mającymi wpływ na wiązskowanie energii i kierunkowość dipolowej anteny logarytmicznie-periodycznej są współczynnik zbieżności  $\tau$  i współczynnik periodyczności  $\sigma$ . W sensie fizycznym oznacza to, że kierunkowość anteny jest przede wszystkim proporcjonalna do szerokości strefy czynnej anteny  $B_{ar}$ , w małym natomiast stopniu do całkowitej długości struktury. Przy małym kącie rozwarcia  $\alpha$  i współczynniku zbieżności  $\tau$  bliskim jedności, kierunkowość anteny może osiągać 10 dB. Przy dużym kącie rozwarcia i współczynniku zbieżności znacznie mniejszym od jedności, kierunkowość może spadać poniżej 6 dB. Kierunkowość anteny log-per można określić na podstawie charakterystyki promieniowania z zależności przybliżonej

$$D = 10 \cdot \lg \frac{41253}{\alpha_E \alpha_H},$$

gdzie  $\alpha_E$  i  $\alpha_H$  są szerokościami (w stopniach) głównej wiązki promieniowania na poziomie połowy mocy odpowiednio w płaszczyźnie **E** i **H**. Charakterystykę promieniowania należy wyznaczyć pomiarowo lub na podstawie bardzo zazwyczaj skomplikowanych obliczeń.

Moduł impedancji wejściowej anteny zależy od impedancji charakterystycznej toru pobudzającego  $Z_f$  poprzez zależność

$$R_{we} = \frac{Z_f}{\sqrt{1 + \frac{Z_f}{4\sigma'Z_a}}}$$

przy czym:

$\sigma' = \sigma / \sqrt{\tau}$ , natomiast  $Z_a = 120 \cdot \left( \ln \frac{h}{a} - 2,25 \right)$  - średnia impedancja falowa dipola, gdzie  $a$  oznacza średnią średnicę, a  $h$  średnią długość ramienia dipola. Długość anteny  $L$  mierzona między skrajnymi dipolami wyraża się wzorem

$$L = \frac{\lambda_{\max}}{4} \left( 1 - \frac{1}{B_s} \right) \text{ctg}(\alpha/2).$$

natomiast liczbę dipoli  $N$ , można wyznaczyć ze wzoru

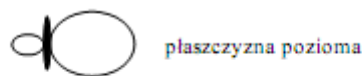
$$N = 1 + \frac{\lg B_s}{\lg(1/\tau)}$$

W powyższych wzorach  $B_s$  jest obliczeniową względną szerokością pasma roboczego wyrażaną wzorem

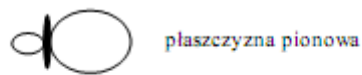
$$B_s = \frac{h_1}{h_N} = \tau^{(1-N)}$$

#### 4.15.4 Anteny panelowe

Większość profesjonalnych anten radiofonicznych i telewizyjnych dużej mocy jest zabudowywana wzdłuż centralnie umieszczonego masztu lub wieży jako wspornika. Przy budowie tego typu złożonych anten są powszechnie wykorzystywane specjalnie dla tego celu opracowane jednostki promieniujące nazywane *antenami panelowymi*.



płaszczyzna pozioma



płaszczyzna pionowa

#### *Charakterystyki anten panelowych*

##### **Budowa anten panelowych**

Antena panelowa zbudowana jest przeważnie z zespołu dipoli umieszczonych przed płaskim ekranem (reflektorem). Zwraca się tutaj szczególną uwagę na uzyskanie dużej stabilności konstrukcji i minimalizację sił od naporu wiatru przy możliwie niewielkim ciężarze.

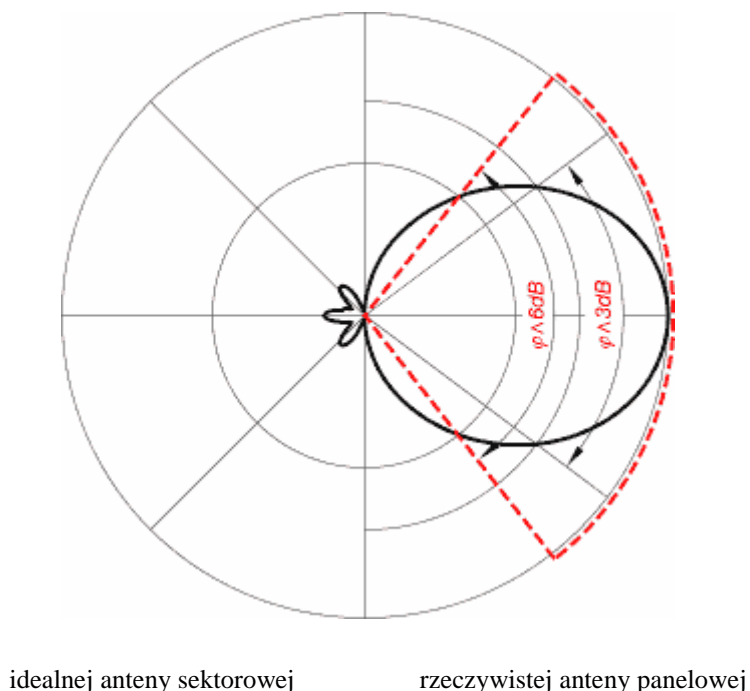
W antenach panelowych stosuje się na ogół kilka radiatorów umieszczanych nad sobą lub obok siebie przed wspólnym reflektorem. Konieczne do działania anteny elementy układu zasilania radiatorów i człony dopasowujące są integralnie związane z panelem. Reflektory anten panelowych są wykonywane w postaci sieci przewodzących rur lub zamkniętej powierzchni, tak aby parametry elektryczne anteny w minimalnym stopniu zależały od tego co znajduje się poza ekranem. Zwraca się również szczególną uwagę na niski poziom promieniowania wstecznego (co najmniej -20 dB w stosunku do poziomu promieniowania głównego). W przeciwnym przypadku, promieniowanie to przenikając w sposób niekontrolowany przez masz interferuje z promieniowaniem głównym sąsiednich jednostek zniekształcając wypadkową charakterystykę promieniowania.

##### **Parametry elektryczne anten panelowych**

Poziome charakterystyki promieniowania anten panelowych są optymalizowane pod kątem składania anten o dookólnych charakterystykach poziomych. Optymalna byłaby sektorowa charakterystyka panelu, tzn. taka aby w określonym przedziale kąta azymutu ( $90^\circ$  lub  $120^\circ$ ) charakterystyka miała wartość stałą, natomiast poza nim promieniowanie powinno całkowicie zanikać.



Ponieważ realizacja takich charakterystyk jest niemożliwa, dąży się tutaj do kompromisów jak to przedstawiono na rys. 23. Zależność kształtu charakterystyki od częstotliwości powinna być minimalna.

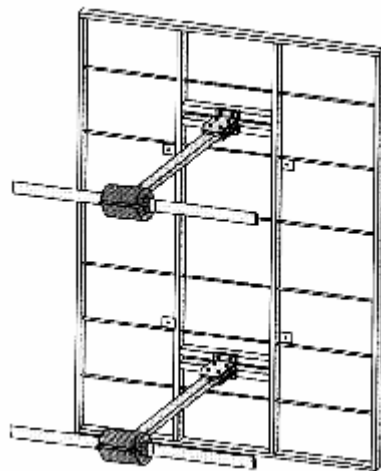


**Rys. 23. Pozioma charakterystyki promieniowania anteny panelowej**

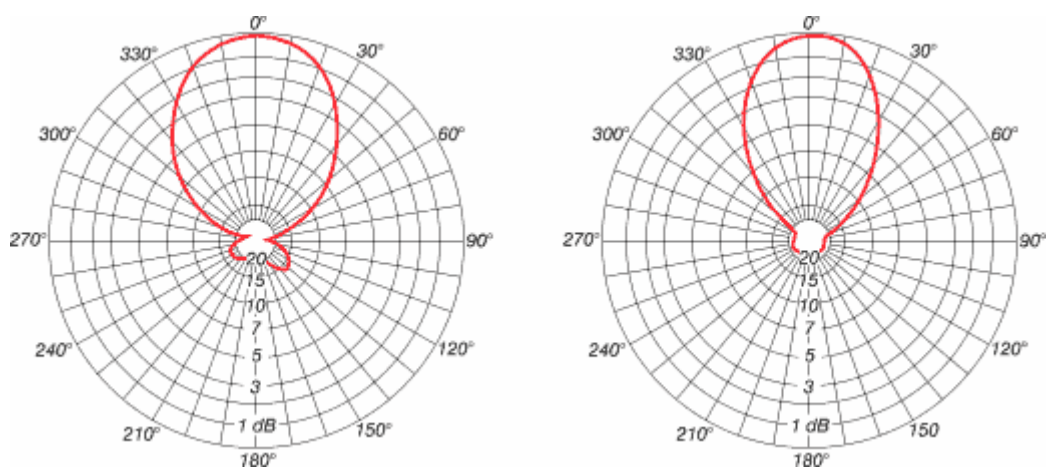
Stosując anteny panelowe uzyskuje się wielorakie korzyści, które przedstawiają się następująco:

- kierunkowe charakterystyki promieniowania panelu, a szczególnie wiązkanie charakterystyki w przekroju pionowym powoduje z jednej strony zwiększanie zysku całej anteny, z drugiej strony zmniejsza poziom powstających w systemie wiązek niepożądanych skierowanych w kierunku Ziemi lub w kierunku zenitu;
- anteny panelowe charakteryzują się znaczną obciążalnością energią w.cz. (10 kW i więcej), ponieważ moc doprowadzona do panelu rozdziela się na szereg radiatorów;
- zintegrowane wewnątrz panelu układy zasilania zmniejszają ilość koniecznych stopni podziału mocy w.cz. w zestawach antenowych, upraszczając i obniżając koszty wykonania zewnętrznych układów zasilania;
- zintegrowane wewnątrz panelu układy zasilania są opracowywane z uwzględnieniem sprzężeń pomiędzy radiatorami, co powoduje, że impedancja wejściowa anten panelowych jest mało wrażliwa na sąsiedztwo innych paneli w zestawach antenowych.

Na rys. 24 przedstawiono przykład wykonania anteny panelowej firmy ELTI-Elrad, a na rys. 25 jej charakterystyki promieniowania wyznaczone dla płaszczyzny **E** i płaszczyzny **H**. Szczególnie charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie wektora **E** jest bliska optymalnej dla anten dookólnych, w których panele są rozmieszczone na bokach kwadratu.



Rys. 24. 2-dipolowa antena panelowa na zakres radiofoniczny UKF/FM



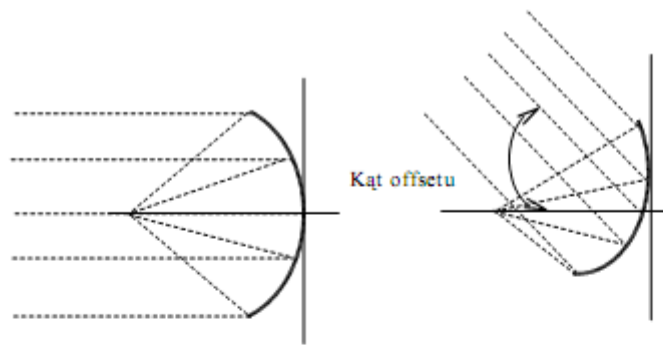
a) płaszczyzna wektora **E**

d) płaszczyzna wektora **H**

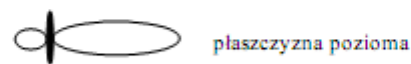
Rys. 25. Charakterystyki promieniowania anteny panelowej z rys. 24

#### 4.15.5 Anteny offsetowe i paraboliczne

Ta grupa anten posiada największy zysk i kierunkowość. Takie anteny są stosowane do połączeń punkt-punkt (czyli do tworzenia linków radiowych) oraz jako anteny klienckie, przy dużych odległościach od AP. Anteny paraboliczne posiadają dwie wersje, jedna z reflektorem symetrycznym, a druga z reflektorem offsetowym. W sieciach bezprzewodowych, rozpatrując łatwość montażu, zdecydowanie lepsze są anteny paraboliczne symetryczne. W antenach parabolicznych offsetowych (podświetlonych) aby prawidłowo skierować oś główną charakterystyki anteny na inną antenę, należy antenę skierować ku ziemi o wartość kąta offsetu (zwany też kątem podświetlenia, zazwyczaj wynoszący 22-26 stopni) co czasem jest dość kłopotliwe, ze względu na sposób mocowania. Dlatego z punktu widzenia montażu lepsze są anteny paraboliczne proste lub anteny z reflektorem parabolicznym (np. firmy Andrew 24dB 26T-2400, kod A7115, firmy Pacific Wireless A73302 25dB GRID56025, A73303 28dB GRID56028 Pacific). Z kolei anteny offsetowe, z racji tego iż korzystają z reflektora od typowych anten satelitarnych są dużo tańsze, a ich parametry elektryczne są też dobre. Przykładem są anteny FUSSION 2,4 GHz 21dB (A7134)



*antena paraboliczna symetryczna i podświetlana (offsetowa)*

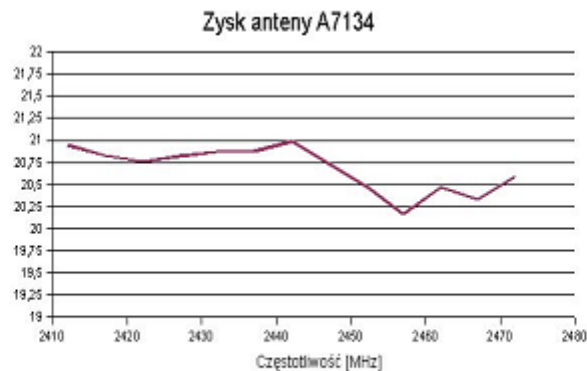


plaszczyna pozioma



plaszczyna pionowa

*Charakterystyki anten kierunkowych parabolicznych i offsetowych*

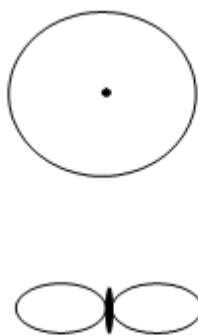


*Charakterystyka zysku anteny WLAN Wi-Fi Fusion 21dBi A7134. Charakterystyki wykonano w komorze bezodbiciowej Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej*

#### 4.15.6 Anteny dookólne

Anteny dookólne są to anteny posiadające w poziomie szerokość wiązki równą 360 stopni. W oziomie zaś kąt połowy mocy zwykle nie przekracza 15 stopni. Anteny te są głównie stosowane jako punkt bazowy w sieci typu punkt-wielopunkt. Przy zastosowaniu takiej anteny nie ma już konieczności tworzenia w punkcie bazowym połączeń kilku anten np. sektorowych, co wprowadzałoby dodatkowe tłumienie na rozgałęźnikach. Przy projektowaniu łącza z anteną dookólną należy pamiętać, że zbyt duży zysk może być źródłem zakłóceń istniejących już sieci. Tak więc optymalna antena, to nie to samo co najmocniejsza. Podczas projektowania łącza z anteną dookólną, należy szczególnie pamiętać, aby anteny znajdowały się na zbliżonej wysokości,

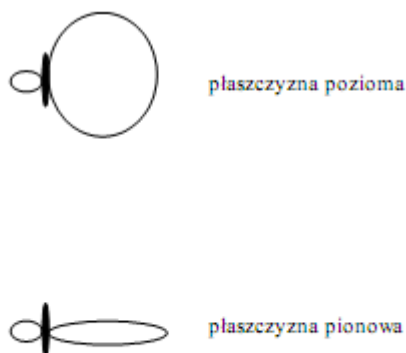
ponieważ mały kąt połowy mocy w pionie może powodować, że emitowana wiązka nie będzie trafiać w antenę odbiorczą. Przykładem anten dookólnych są MA-WO24-8X 2.4-2.5GHz 7.5dB (kod A72112) firmy Mars czy np. PROETER 2,4 GHz 10dB (kod A72621)



*Charakterystyki anten dookólnych*

#### 4.15.7 Anteny sektorowe

Antena sektorowa to antena o szerokim kącie połowy mocy w poziomie i bardzo wąskim w pionie. Zazwyczaj anteny te pracują w zestawach po kilka anten połączonych tak, by w sumie dawały kołową charakterystykę promieniowania. Zazwyczaj kąt połowy mocy w poziomie wynosi 45, 60, 90, 120 a czasem 180 stopni. W pionie typowo 4-10 stopni. Anteny sektorowe stosowane są do pokrycia dużych obszarów o dużej gęstości ruchu. Klasyczną anteną sektorową jest MA-WE24-6X 2.4GHz+MNT-3 14dB Mars (kod A72114) czy MA-WE50-7X 5GHz + MNT-1 14dB Mars (kod A73111).



*Charakterystyki anten sektorowych*

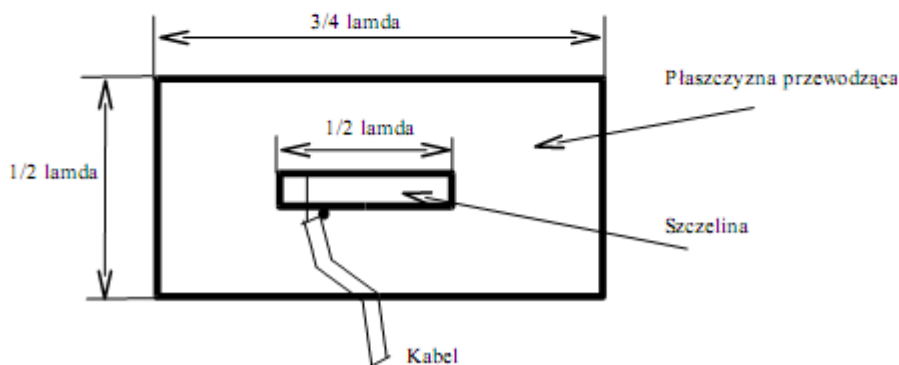
#### 4.15.8 Anteny szczelinowe

Zazwyczaj anteny sektorowe i niektóre dookólne wykonane są jako anteny szczelinowe. Budowa podstawowej wersji anteny szczelinowych jest dość prosta. Antena składa się z kawałka płaszczyzny przewodzącej i wyciętej w niej szczeliny o takich samych wymiarach jak antena liniowa (np. połowa długości fali). Ciekawą cechą takiej anteny jest polaryzacja – dla szczeliny wyciętej poziomo jest ona pionowa, a dla szczeliny wyciętej pionowo jest ona pozioma. Charakterystyka takiej anteny jest kierunkowa, o kącie połowy mocy w poziomie rzędu 120 stopni i kącie połowy mocy w pionie rzędu 10 stopni. W tej technice można też wykonać anteny o

charakterystyce pseudo-dookólne, poprzez wycięcie szczelin z obu stron falowodu anteny. Ten typ anteny dookólnej ma charakterystykę typu  $2 \times 120$  stopni.



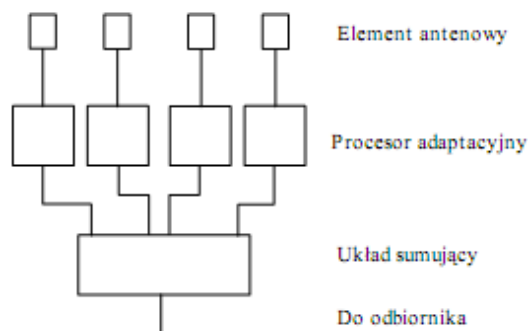
*Charakterystyki anten sektorowych dookólnych*



*prosta antena szczelinowa*

#### 4.15.9 Anteny adaptacyjne – przyszłość sieci radiowych

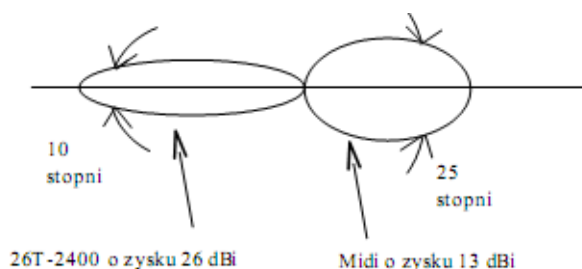
Anteny adaptacyjne to, tak naprawdę układ anten gdzie możliwe jest sterowanie ich charakterystyką. Możliwe staje się np. naprowadzenie głównej wiązki anteny na stację kliencką (jak również naprowadzenie głównej wiązki anteny stacji klienckiej na stację bazową), co pozwala na optymalizację warunków pracy sieci, ogranicza zakłócenia interferencyjne – czyli poprawia wykorzystanie widma. Adaptacyjny układ antenowy składa się z kilku elementów rozmieszczonych przestrzennie i połączonych za pomocą układu sumująco-decyzyjnego, który stosowanie do odbieranego sygnału i jego parametrów zmienia współczynniki przetwarzania sygnałów z poszczególnych elementów antenowych, tym samym zmieniając charakterystykę wypadkową. Jednym z przykładów takiej anteny jest antena z fazowaną matrycą. Idea takich anten znana jest od dość dawna, choć niektórzy producenci anten WLAN reklamuje jako nowość, używając, zgodnie z modą, nazwy anteny inteligentne.



*Idea anteny adaptacyjnej (w dużym uproszczeniu)*

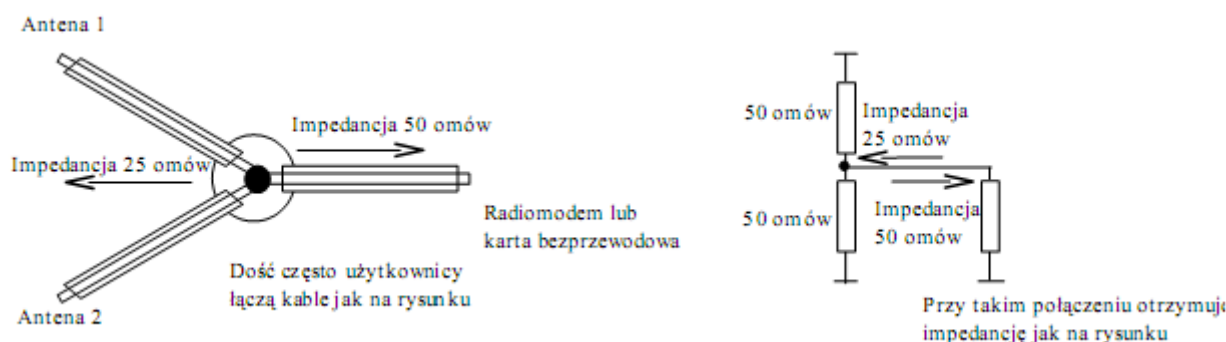
#### 4.15.10 Łączenie anten na 2,4 GHz

**Rozgałęźniki** (splitery) pozwalają podłączyć kilka (2-4) anteny do jednego punktu dostępowego. Zazwyczaj stosuje się je w sytuacji gdy potrzebujemy ukształtować charakterystykę promieniowania (zasięg) stacji bazowej, np. gdy z jednej strony jest potrzeba skierowania głównej wiązki promieniowania anteny w górę. Rozgałęźnik dwuwyjściowy (kod E842802) pozwala na podłączenie do jednego wyjścia punktu dostępowego dwóch anten. Na przykład można połączyć antenę kierunkową 26T-2400 o zysku 26 dB firmy Andrew (kod A7115) z anteną panelową MIDI o zysku 13 dB (kod A72232).



*Wygląd wypadkowej charakterystyki po połączeniu anteny 26-T2400 i Midi*

Dość często trzeba ukształtować charakterystykę anten, co można osiągnąć np. przez podłączenie do jednego urządzenia dwóch anten, np. kierunkowych ATK16/2,4 (kod A7124) lub sektorowych. Kluczowym problemem jest zapewnienie dopasowania, dlatego połączenie wprost dwóch anten jest błędem (może się zdarzyć że taki układ będzie jakoś działał, może też dojść do uszkodzenia nadajnika). Przy takim połączeniu impedancja linii widziana od strony poszczególnych urządzeń jest różna od 50 omów, a skutki tego są trudne do przewidzenia. Jednym z nich może być zmniejszenie zasięgu, za względu na to iż duża część mocy, zamiast być wypromieniowana przez antenę, będzie odbita do nadajnika. Dlatego należy stosować rozgałęźniki (splitery, sprzęgacze – bo pod takimi nazwami można spotkać te urządzenia) gdyż tylko one zapewniają dopasowanie.



#### 4.15.11 Anteny WiMAX

Anteny pracują w paśmie 3400-3700 MHz, zabezpieczając pokrycie praktycznie całego pasma WiMAX. Wszystkie anteny są wyposażone w gniazdo N. Jednym z urządzeń które może być stosowane z tymi antenami jest Libra MX (<http://www.wi-lan.com/products/libramx.htm>). Libra MX to system pozwalający na budowę sieci punkt-wielopunkt pracujący w paśmie 3,5 GHz. Pozwala na uzyskanie transmisji na odległość do około 30 km od stacji bazowej w przypadku widoczności radiowej, i około 2km przy jej braku.



*Libra MX*

Kod	nazwa	zysk	kąt połowy mocy H/V
A74101_	Antena panel. P-1035 3,5 GHz	8,5dBi	60/60
A74111	Antena offsetowa IRIS-35 3,5 GHz	22dBi	10/10
A74121	Antena sektorowa VS-1035 3,5 GHz	10,5dBi	35/60
A74211	Antena sektorowa MA-WE36-7X	15dBi	120/6
A74201	Antena panelowa MA-WA35-2X	18dBi	20/20

#### 4.16. Testowanie medium radiowego

Do rozwiązywania problemów występujących podczas transmisji i propagacji sygnałów radiowych zarówno w bezprzewodowej komunikacji stacjonarnej (DECT), jak i sieci ruchowej (GSM) służą analizatory widma. Ze względu na olbrzymi zakres używanych częstotliwości do komunikacji za pośrednictwem fal radiowych (od 0,1 MHz do 300 GHz) w praktyce istnieje wiele rodzajów analizatorów widma, z przeznaczeniem do rejestracji i analizy sygnałów konkretnych aplikacji bezprzewodowych. Przenośne i lekkie analizatory do pracy w terenie powinny cechować pewną uniwersalność pomiarowa, lecz pozbawiona nadmiernej przesady w liczbie oferowanych funkcji i szerokości testowanych pasm. Integrowanie w jednym przyrządzie pomiarów sygnałów pochodzących z wielu pasm radiowych i różnorodnych funkcji nie jest celowe (z wyjątkiem nielicznych przypadków badań czystości radiowej środowiska i szkodliwości zakłóceń przemysłowych), gdyż taka uniwersalność skutkuje niepotrzebnie wysoką ceną analizatora i skomplikowaniem jego obsługi. Ponadto parametry techniczne uniwersalnego urządzenia zwykle nie mogą być tak dobre jak mierników z mniejszą liczbą funkcji i przeznaczeniem do badania konkretnych zakresów radiowych.





Przydatność analizatora widma do konkretnych aplikacji określa dokładność i powtarzalność jego pomiarów, wymaganych dla co najmniej następujących parametrów sygnału radiowego:

- pomiar mocy w kanale radiowym;
- szerokość zajmowanego pasma;
- poziom sygnałów zakłócających w kanale radiowym i poza nim;
- pomiar częstotliwości sygnału i zniekształceń harmoniczných;
- pomiar głębokości modulacji lub dewiacji;
- pomiar tłumienia toru;
- pomiar natężenia sygnałów pokrycia obszarowego w celu rejestracji charakterystyk antenowych.

Do poszukiwanych i często stosowanych funkcji dodatkowych analizatorów widma, zwykle uruchamianych jednym przyciskiem, należą: generowanie normalnych znaczników częstotliwości i czasu, generowanie znaczników różnicowych, automatyczne poszukiwanie największych wartości sygnału, centrowanie sygnału na ekranie testera, łatwe konfigurowanie limitów i ograniczeń, szybkie (automatyczne) diagnozowanie typu dobry/zły i inne. Niekwestionowane osiągnięcia w konstrukcji analizatorów sygnałów radiowych mają firmy: Tektronix, Rohde & Schwarz, Wavetek Wandel & Goltermann.

#### 4.17. Osprzęt WiFi



##### **KABEL KONCENTRYCZNY H-155**

Nisko tłumiony (45dB/100m), cienki (6mm) i elastyczny kabel do transmisji sygnałów 2.4GHz. Polecany do instalacji abonenckich i pomiarowych. Możliwość instalacji końcówek typu N, SMA, RSMA i TNC.



### **KABEL KONCENTRYCZNY H-1000**

Niskołumienny (22dB/100m) kabel do transmisji sygnałów 2.4GHz. Średnica 11mm, sztywny. Polecany przy instalacjach stacji bazowych. Możliwość instalacji końcówek typu N. Podłączenie do innych złącz wymaga zastosowania konektora.



**Złącze N męskie (wtyk) na kabel H-1000 skręcane**



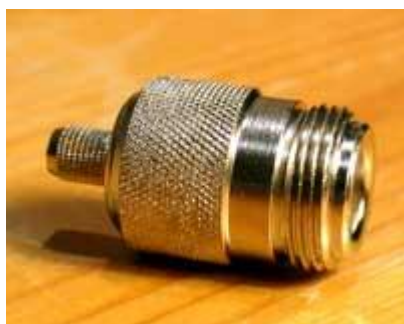
**Złącze N żeńskie (gniazdo) na kabel H-1000 skręcane**



**Złącze N męskie (wtyk) na kabel H-155 zaciskane**



**Złącze N męskie (wtyk) na kabel H-155 skręcane**



**Złącze N żeńskie (gniazdo) na H-155 zaciskane**



**Złącze RSMA (wtyk) na kabel H-155 zaciskane**



**Złącze RSMA (wtyk) na kabel RG-58 zaciskane**



#### **Konektor RSMA-Nz**

Konektor umożliwia podłączenie kabli zakończonych złączem typu Nm do urządzeń wyposażonych w gniazda RSMA (D-Link, Realtek). Wymagany przy zastosowaniu kabli H-1000. Dostępny również w wersji ze złączem Nm.



#### **Konektor RSMA-Nm**

Konektor umożliwia podłączenie kabli zakończonych złączem typu Nz do urządzeń wyposażonych w gniazda RSMA (D-Link, Realtek). Wymagany przy zastosowaniu kabli H-1000. Dostępny również w wersji ze złączem Nz.



#### **Kabel H-155 MCCARD-Nz**

Kabel umożliwia bezpośrednie podłączenie anteny do kart AVAYA/ORINOCO. Minimalne tłumienie. Polecany do stacji bazowych. Dostępna opcja Nm.



#### **Konektor SMA-Nm**

Do niektórych produktów Compaq.

#### **Konektor MCCARD-Nm**

Konektor umożliwiający podłączenie do kart AVAYA/ORINOCO kabli ze złączem Nz. Tłumienie ok. 2dB.

#### **Konektor Nm-Nm**

Do zastosowań testowych.

#### **Konektor Nz-Nz**

Do zastosowań testowych.

## 4.18. Standardy WLAN

WLAN (ang. Wireless Local Area Network) jest to technologia pozwalająca budować bezprzewodowe sieci danych niskim kosztem, o zadowalających parametrach i sporych zasięgach. Dodatkową zaletą tej technologii jest krótki czas potrzebny na zbudowanie sieci.

W opracowaniu opisze standardy:

- 802.11a – standard na pasmo 5 GHz, przepływności do 54 Mbit/s; 5,150 – 5,350 GHz i 5,470 – 5,725 GHz
- 802.11b – standard na pasmo 2,4 GHz, przepływności do 11 Mbit/s; 2,4 – 2,483 GHz
- 802.11g – standard na pasmo 2,4 GHz, przepływności do 54 Mbit/s; 2,4 – 2,483 GHz
- Jednak w zakresie tej techniki można się spotkać również ze standardami:
- 802.11f – IAPP – Inter Access Point Protocol – współpraca między punktami dostępowymi
- 802.11i – standard definiujący nowe metody zabezpieczeń sieci bezprzewodowej
- 802.11n – Wimax - standard dla sieci wysokich przepływności – ponad 108 Mbit/s, wykorzystuje techniki MIMO
- 802.11e – standard definiujący QoS - wsparcie dla jakości usług

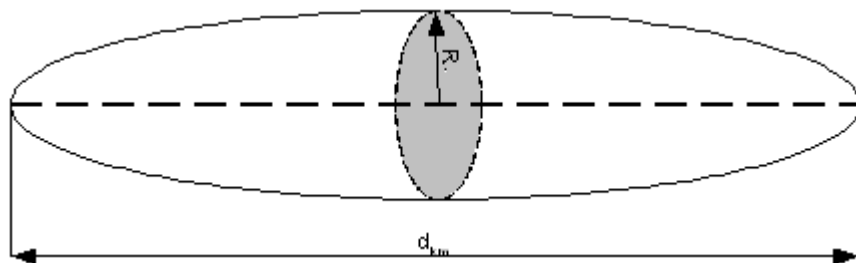
## Zasięg sieci bezprzewodowej

Należy zdać sobie sprawę, że zasięg sieci bezprzewodowej zależy od wielu czynników, na niektóre z nich możemy mieć wpływ a inne są nieznane. Zasięg sieci zależy do:

- czynników związanych z zastosowanymi urządzeniami:
- moc wyjściowa urządzenia (podaje producent urządzenia),
- tłumienie kabli (podaje producent kabla),
- zysk anten (podaje producent anteny),
- czułość urządzenia (podaje producent urządzenia),
- od czynników zewnętrznych
- tłumienie między antenami (można oszacować na podstawie modelu FSL);
- zakłócenia od innych urządzeń (nie da się ich przewidzieć – należy uwzględnić pewien zapas mocy kompensujący te zakłócenia).
- wpływu ewentualnych przeszkód (ścian, stropów, drzew itp.)
- Tak więc chcąc wiedzieć, na jaką odległość będzie działała nasza sieć należy zgromadzić powyższe informacje i dokonać prostych obliczeń podanych w dalszej części poradnika.

## 4.19. Strefa Fresnela

Strefa Fresnela (czyt. frenela) to jedno z najważniejszych pojęć pojawiające się w tematyce radiowej z którym koniecznie trzeba się zapoznać. Jest nią obszar aktywnie uczestniczący w przenoszeniu energii sygnału radiowego. Kształt tego obszaru w przekroju wzdłużnym jest elipsą, a w przekroju poprzecznym jest okręgiem. Promień tego okręgu zmienia się na długości całego łącza radiowego i przyjmuje wartość maksymalną w połowie odległości między antenami. Największe znaczenie ma pierwsza strefa Fresnela, gdyż to właśnie w niej przenoszona jest prawie cała energia sygnału radiowego.

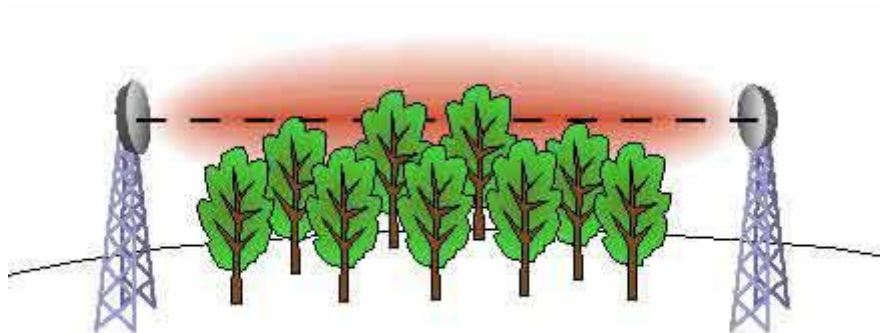


**Kształt strefy Fresnela.** R1 jest to promień I strefy.

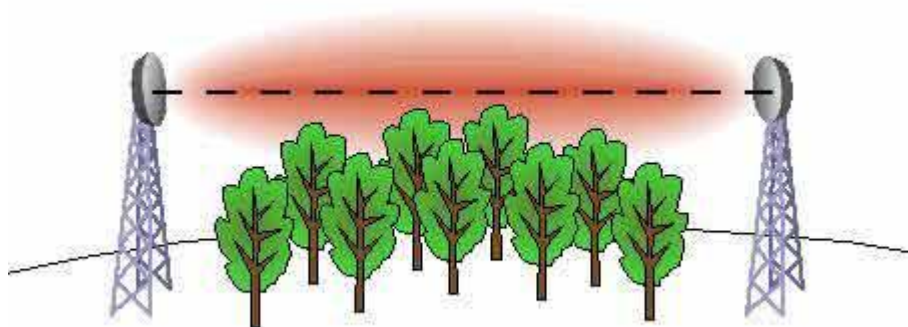
$$R_1 = 17,3 \sqrt{\frac{d_{1km} d_{2km}}{d_{km} f_{GHz}}}$$

gdzie:

- dkm = d1km+d2km, jest to odległość między masztami
- d1km – odległość od pierwszej anteny w km
- d2km – odległość od drugiej anteny w km

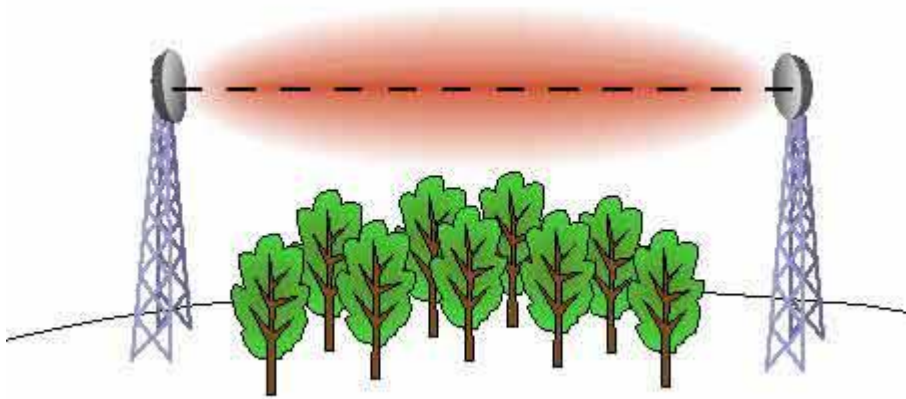


**Źle wykonana instalacja.** Instalator nie zapewnił widoczności radiowej anten. Łącze nie działa.



**Kolejny przykład źle wykonanej instalacji.** Obecność przeszkód w pierwszej strefie Fresnela powoduje, że łącze radiowe nadal nie działa.





**Instalacja wykonana poprawnie.** Widoczność anten i brak przeszkód w pierwszej strefie Fresnela. Łącze zostało zestawione.

W praktyce zapewnienie czystości **60% I strefy Fresnela** gwarantuje minimalne starty mocy.

Tab. Zależność promienia I strefy Fresnela w funkcji długości łącza radiowego dla systemów działających na częstotliwości 2,4GHz oraz 5GHz.

Długość łącza radiowego [km]	60% promienia I strefy Fresnela [m]	
	2,4 GHz	5 GHz
0,1	1,1	0,7
0,2	1,5	1,0
0,5	2,4	1,6
1	3,4	2,3
2	4,7	3,3
3	5,8	4,0
4	6,7	4,6
5	7,5	5,2
6	8,2	5,7
7	8,9	6,1
8	9,5	6,6
9	10,1	7,0
10	10,6	7,3

#### 4.19.1 Krzywizna ziemi

W przypadku dystansów wynoszących parę kilometrów i więcej, należy uwzględnić krzywiznę ziemi. Dla dystansu 5 km wysokość przeszkód w środku łącza wzrasta o 1 m, a dla dystansu 10km już o 4 m. Anteny powinna być zawieszona na wysokości, spełniającej warunek:

**zawieszenie anteny** = wysokość najwyższej przeszkody na torze + 0,6 R1 + krzywizna ziemi



Przy dużych odległościach należy stosować bardziej dokładne metody wyznaczania wysokości zawieszenia anten, bazujące na profilu hipsometrycznym terenu oraz metodach uwzględniających refrakcję wiązki radiowej.

#### 4.19.2 Tłumienie w deszczu i w gazie

Zjawiska te powszechnie uznawane za niekorzystne dla działania systemów radiowych, w praktyce dla systemów WLAN 2,4GHz oraz 5GHz są nieszkodliwe.

#### 4.19.3 Model FSL i tłumienie w wolnej przestrzeni

Problem sprawia oszacowanie tłumienia między nadajnikiem a odbiornikiem. Gdy projektujemy łącze zewnętrzne możemy skorzystać z modelu FSL, aby oszacować to tłumienie. Model FSL to model propagacji w wolnej przestrzeni, który zakłada że:

- między nadajnikiem a odbiornikiem nie ma przeszkód,
- do odbiornika nie dochodzą fale odbite,
- nie jest przysłonięta 1 strefa Fresnela,
- model nie uwzględnia wpływu zaników ani zakłóceń zewnętrznych,

Tłumienie wolnej przestrzeni jest definiowane jako strata sygnału na skutek sferycznego rozpraszania fal radiowych w przestrzeni.

FSL dla częstotliwości 2,4 GHz dane jest wzorem:

$$L_p \text{ (dB)} = 100 + 20\log_{10} D, \text{ gdzie } D - \text{odległość}$$

FSL dla częstotliwości 5,4 GHz dane jest wzorem:

$$L_p \text{ (dB)} = 106 + 20\log_{10} D, \text{ gdzie } D - \text{odległość}$$

#### 4.19.4 Tłumienie w wolnej przestrzeni i reguła 6dB

Sygnał radiowy propagując w przestrzeni ulega osłabieniu, w miarę jak oddala się od anteny nadawczej. Wyznaczenie poziomu tłumienia sygnału radiowego jest kolejnym krokiem w projektowaniu łączy radiowych.

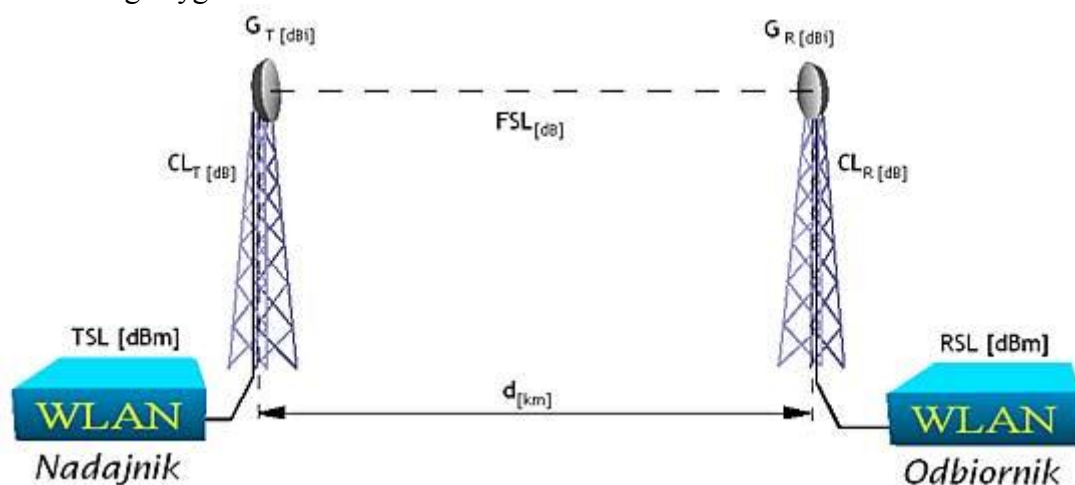
Długość łącza w km	Tłumienie wolnej przestrzeni [dB]	
	2,4 GHz	5 GHz
0,1	80,4	86,4
0,2	86,4	92,4
0,5	94,4	100,4
1	100,4	106,4
2	106,4	112,4
3	109,9	116
4	112,4	118,5

5	114,4	120,4
6	116	122
7	117,3	123,3
8	118,5	124,6
9	119,5	125,5
10	120,4	126,4

Reguła 6dB mówi, że dwukrotny przyrost odległości powoduje wzrost tłumienia sygnału o 6dB, a dwukrotny spadek odległości powoduje spadek tłumienia sygnału o 6dB. Prostota tej reguły pozwala na szybkie zapamiętanie zależności tłumienia sygnału radiowego w funkcji odległości. Wystarczy zapamiętać, że **na dystansie 1km w paśmie 2,4GHz tłumienie wynosi 100dB**. Czyli po zastosowaniu reguły 6dB dla 2, 4, 8km otrzymuje się wartości tłumienia: 106, 112, 118dB. Dla odległości 500m, 250m, 125m tłumienie wyniesie: 94, 88, 82dB. Reguła 6dB także stosuje się do pasma 5GHz i innych, przy czym tłumienie w paśmie 5GHz dla odległości 1km wynosi 106dB, czyli widzimy, że reguła 6dB przekłada się także na częstotliwości.

#### 4.19.5 Obliczenia RSL

Podstawą do obliczenia zasięgu jest zrobienie bilansu łączy radiowego i obliczenie poziomu odbieranego sygnału RSL:



Składniki bilansu energetycznego

- TSLdBm – poziom sygnału na zaciskach nadajnika (moc nadajnika)
- RSLdBm – poziom sygnału na wejściu odbiornika
- FSLdB – starty sygnału w wolnej przestrzeni
- GTdBi – zysk anteny nadawczej
- GRdBi – zysk anteny odbiorczej
- CLT – starty sygnału w przewodzie i w złączach
- CLR – starty sygnału w przewodzie i w złączach

Nadajnik wysyła sygnał wielkiej częstotliwości do przyłączonego kabla z mocą TSLdBm. Sygnał po przejściu do zacisków anteny nadawczej ulega słabieniu o wartość CLT. Następnie antena wypromieniowuje sygnał i jednocześnie ogniskuje go w kącie połowy mocy, uzyskując w ten sposób efekt wzmocnienia. Po przebyciu odległości dkm fala radiowa ulega osłabieniu o FSLdB. Antena

odbiorcza zamieniając falę elektromagnetyczną na sygnał w.cz. zwiększa jego poziom o GRdBi. Sygnał po przejściu przez kabel do odbiornika pojawia się na jego zaciskach przyjmując wartość RSLdBm.

$$\text{RSLdBm} = \text{TSL} - \text{CLT} + \text{GTdB} - \text{FSL} + \text{GRdB} - \text{CLR}$$

Aby uodpornić się na zjawisko chwilowego spadku mocy sygnału wprowadza się do obliczeń parametr e, tj. margines na zanik. Typowa jego wartość wynosi 10dB.

$$\text{FM} = \text{RSL} - \text{RSLFM}$$

RSLFM jest to poziom odbieranego sygnału w zaniku. Jeżeli chcemy aby RSLFM = - 80dBm to wymaga się aby projekt łącza radiowego był wykonany na RSL = - 70dBm

Naszym celem jest dobranie takich anten, aby uzyskać przez większość czasu wymagany poziom sygnału - 80dBm. Większość urządzeń bezprzewodowych WLAN pracuje wtedy z największą prędkością.

#### 4.19.6 Przykład doboru sprzętu WiFi

Anteny na pasmo 2,4GHz charakteryzują się zyskiem z przedziału od 7dBi do 24dBi. Powszechnie stosowanym typem kabla na to pasmo jest H-155 [E1170](#) o tłumienności 49,6dB/100m oraz H-1000 [E1192](#) o tłumienności 21,5dB/100m.

W paśmie 5GHz anteny osiągają zyski energetyczne 10dBi - 27dBi. Są to więc zyski nieco wyższe od pasma 2,4GHz. Stosowanym kablem do tego pasma jest np. CNT-400 [E1162](#) o tłumienności 33dB/100m lub dla krótszych odcinków RF -240 [E1181](#) do którego pasują złącza od H155.

Chcemy zestawić łącze na odległość 2km i uzyskać możliwie jak najlepsze parametry połączenia. Dysponujemy urządzeniami promieniującymi z mocami 18dBm. Długość kabla łączącego antenę z urządzeniem WLAN po obu stronach połączenia wynosi 7m. Z tabelki doboru zysków anten odczytujemy, że dla tego typu parametrów suma zysków GT i GR powinna być nie mniejsza niż 21,65. Z następną tabelką odczytujemy, że należy użyć anten ATK8 [A7120](#)

**Uwaga.** Niektórzy producenci ze względów marketingowych celowo zawyżają zyski energetyczne anten. Może prowadzić to do słabego działania łączy radiowych budowanych w oparciu o takie anteny, częstego spadku szybkości transmisji danych, a momentami nawet do utraty połączeń. Najlepiej używać anten, które zostały przebadane w laboratorium i posiadają odpowiednie dokumenty z tych badań. Poza tym istnienie w sąsiedztwie dużej ilości sieci bezprzewodowych może prowadzić do degradacji naszego sygnału. Dlatego czasami warto dodatkowo zaostrzyć kryterium na FM i przyjąć FM=20dB.

moc nadajnika [dBm]	rodzaj kabla	długość kabla [m]	Zasięg łącza radiowego [km]								
			0,5	1	2	3	4	6	8	10	15
16	H-155	3	11,38	17,38	23,38	26,88	29,38	32,98	35,48	37,38	40,88
		7	15,34	21,34	27,34	30,84	33,34	36,94	39,44	41,34	44,84
		15	23,28	29,28	35,28	38,78	41,28	44,88	47,38	49,28	52,78
	H-1000	3	9,79	15,79	21,79	25,29	27,79	31,39	33,89	35,79	39,29
		7	11,65	17,65	23,65	27,15	29,65	33,25	35,75	37,65	41,15
		15	15,36	21,36	27,36	30,86	33,36	36,96	39,46	41,36	44,86
18	H-155	3	9,38	15,38	21,38	24,88	27,38	30,98	33,48	35,38	38,88
		7	13,34	19,34	25,34	28,84	31,34	34,94	37,44	39,34	42,84
		15	21,28	27,28	33,28	36,78	39,28	42,88	45,38	47,28	50,78
	H-1000	3	7,79	13,79	19,79	23,29	25,79	29,39	31,89	33,79	37,29
		7	9,65	15,65	21,65	25,15	27,65	31,25	33,75	35,65	39,15
		15	13,36	19,36	25,36	28,86	31,36	34,96	37,46	39,36	42,86
20	H-155	3	7,38	13,38	19,38	22,88	25,38	28,98	31,48	33,38	36,88
		7	11,34	17,34	23,34	26,84	29,34	32,94	35,44	37,34	40,84
		15	19,28	25,28	31,28	34,78	37,28	40,88	43,38	45,28	48,78
	H-1000	3	5,79	11,79	17,79	21,29	23,79	27,39	29,89	31,79	35,29
		7	7,65	13,65	19,65	23,15	25,65	29,25	31,75	33,65	37,15
		15	11,36	17,36	23,36	26,86	29,36	32,96	35,46	37,36	40,86

Tabela doboru zysków anten, gdy dana jest długość łącza, parametry nadajnika oraz typ i długość kabli

sumaryczny zysk anten na końcach łącza radiowego	proponowany rodzaj anteny
14	ATK-P1
22	ATK8
26	ATK16
28	TetraAnt 14 dB
33	Grid 16N
48	Andrew 26T

Powyższe rozważania są tylko teoretycznymi dywagacjami. W praktyce należy zawsze mieć na uwadze, że moc promieniowana w paśmie 2,4 GHz nie może przekraczać 100 mW EIRP (20 dBm). Stąd realne zasięgi sieci nie będą większe niż maksymalnie 2 km. Ponadto trzeba zwrócić uwagę, że korzystniej jest użyć nadajnika o mniejszej mocy, za to silniejszej anteny, niż mocnego nadajnika i anteny o małym zysku.

#### 4.20. Współczynnik EIRP

Czy stosując antenę o dowolnym zysku energetycznym nie łamiemy prawa? Należy podkreślić, że przepisy nie podają informacji o istnieniu granicznej wartości zysku, której przekroczenie jest niedozwolone. Dlaczego więc jedna osoba może mieć antenę o zysku 15dBi, podczas gdy inna po instalacji anteny o zysku 10dBi już łamie prawo? Dlaczego, niektóre firmy podają w świadectwach zgodności antenę o zysku 15dBi, podczas gdy inne anteny o zysku 10dBi? Odpowiedź na to pytanie wynika wprost z jednego z paragrafów rozporządzenia Ministra Infrastruktury, dotyczącego maksymalnej dopuszczalnej wartości promieniowanej mocy EIRP. Bez pozwolenia radiowego można używać instalacji radiowych nieprzekraczających wartości EIRP 100mW, czyli 20dBm dla pasma 2,4 GHz oraz 1 W (30 dBm) dla pasma 5,47 – 5,725 GHz. Tę samą moc EIRP można uzyskać na wiele sposobów:

$$\text{EIRP[dB]} = \text{Moc nadajnika dBm} - (\text{tłumienie złączek dB} + \text{tłumienie kabla dB}) + \text{zysk anteny dBi} \leq 20\text{dBm (dla 2,4 GHz)}$$

$$\text{EIRP[dB]} = \text{Moc nadajnika dBm} - (\text{tłumienie złączek dB} + \text{tłumienie kabla dB}) + \text{zysk anteny dBi} \leq 30\text{dBm (dla 5 GHz)}$$

Aby nie przekroczyć granicznej wartości EIRP, należy dobrać stosowne parametry:

- moc nadajnika,
- rodzaj kabla, jego długości
- zysk anten.

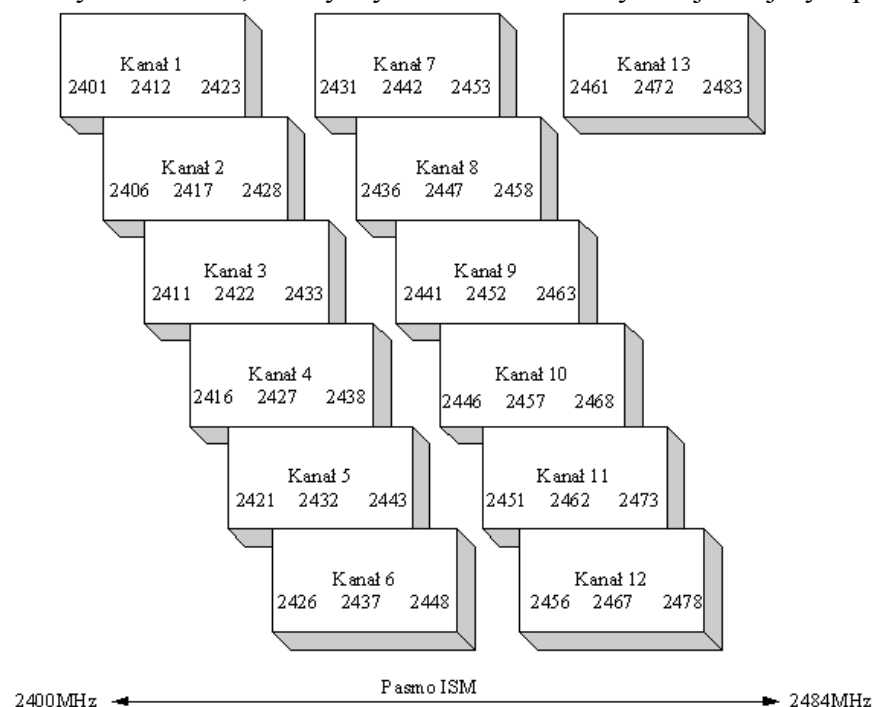
Trzeba zauważyć, że znacznie korzystniejsze jest użycie nadajnika o mniejszej mocy z anteną o większym zysku niż nadajnika o dużej mocy i anteny o małym zysku. Dlaczego? Otóż z punktu widzenia bilansu łączy w dowolny sposób można uzyskać żądany poziom mocy promieniowanej, ale stacja bazowa jest nie tylko nadajnikiem, ale również odbiornikiem, a wówczas, gdy odbiera sygnał od klienta, nie ma znaczenia jaką ma moc, tylko liczy się jej czułość oraz zysk anteny. Tak więc zysk anteny “liczy się” zarówno podczas nadawania jak i odbioru, a moc nadajnika tylko podczas nadawania.

Osobną kwestią jest wykorzystywana moc promieniowana. Zwykle wydaje się, że im większa tym lepsza. Zawsze należy nadawać z mocą optymalną, dostosowaną do rozmieszczenia klientów. Zbyt duża moc nadawana to niepotrzebne wysyłanie swojego sygnału poza obszar naszej działalności. Przez to możemy zakłócać sieci, które działają w dalszej odległości. Będziemy też narażać się na ataki na naszą sieć przez osoby znajdujące się w oddali, trudne wówczas do zlokalizowania.

Zyski anten klienckich również powinny być dobrane optymalnie. Klient, który posiada bardzo mocną antenę, a stację bazową ma blisko, oczywiście będzie miał mocny sygnał ze swojej anteny, ale jednocześnie podczas nadawania może zakłócać inne sieci, nawet w dużej odległości, ale poza tym będzie on “widzieć” te sieci, co za tym idzie będzie widział je jako dodatkowy szum (większy szum to większa liczba błędów i mniejsza prędkość transmisji) lub też będzie współdzielił z nimi medium transmisyjne – co zaowocuje mniejszą prędkością. Stacje, z mniejszymi antenami, będą widziały tylko swoją stację i nie będą miały takich problemów.

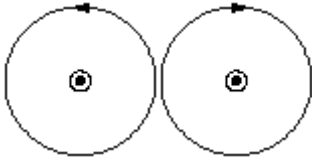
#### 4.20.1 Kanały radiowe WiFi

Pasmo 2,4GHz składa się z 13 kanałów, z czego tylko 3 kanały są niezależne od siebie. Oznacza to, że w danym miejscu mogą pracować co najwyżej tylko trzy sieci WLAN. Instalator zanim rozpocznie budowę systemu WLAN powinien się zorientować, czy są jeszcze wolne kanały radiowe. W przypadku wolnych zasobów, należy wybrać kanał radiowy o najmniejszym poziomie szumów.



#### 4.20.2 Dobór polaryzacji

Istnieją dwie popularne odmiany polaryzacji: kołowa i liniowa. Polaryzacja kołowa oznacza, że koniec wektora natężenia pola elektrycznego zakreśla w przestrzeni koło. Polaryzacja kołowa może być albo prawoskrętna, albo lewoskrętna. Systemy radiowe o polaryzacji prawoskrętnej nie oddziałują na systemy o polaryzacji lewoskrętnej.



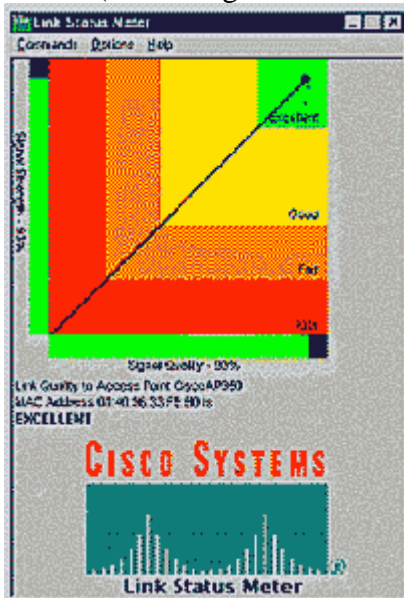
W przypadku polaryzacji liniowej wektor natężenia pola elektrycznego drga tylko w jednej płaszczyźnie. Jest to płaszczyzna albo pozioma, albo pionowa.

Systemy radiowe o polaryzacji poziomej nie oddziałują na systemy o polaryzacji pionowej. Są to bowiem polaryzacje ortogonalne. Cecha ta pozwala podwoić ilości systemów radiowych występujących w jednym miejscu.

**Uwaga.** Nie wolno używać anten o polaryzacjach ortogonalnych w zestawianym łączu radiowym, tzn. nie wolno, aby po jednej stronie łącza instalator użył anteny o polaryzacji poziomej, a po drugiej stronie łącza anteny o polaryzacji pionowej. Jeśli chodzi o możliwość współpracy anten o polaryzacji kołowej z antenami o polaryzacji liniowej, to jest to możliwe ale traci się wtedy 3dB na mocy sygnału.

### 4.20.3 Szumy

Szumy są niepożądanymi sygnałami radiowymi, których nasilenie może prowadzić do pogorszenia pracy łącza radiowego, a nawet do jego całkowitego unieruchomienia. Nawet dobrze zbilansowane łącze radiowe może okazać się bezużyteczne na skutek obecności wysokiego poziomu szumów. Na wartość poziomu szumów projektant nie ma wpływu. Czy można więc się bronić przed szumami? Najprostszym sposobem obrony przed szumami jest zestawienie połączenie na innym kanale radiowym. Innym sposobem jest dobranie anten o większym zysku, aby poprawić stosunek sygnału do szumu (SNR – signal noise ratio).



Szybkość pracy łącza radiowego zależy od poziomu mocy odbieranego sygnału i stosunku sygnału do szumu (na rysunku oznaczone jako signal strength i signal quality). Aby łącze pracowało z maksymalną szybkością 11Mbit/s wskaźnik powinien znaleźć się na zielonym polu (Excellent). Jeżeli poziom szumu wzrośnie w kanale to nawet wysoka wartość odbieranej mocy sygnału nie uchroni nas przed spadkiem przepływności.



## 4.20.4 Efektywna przepływność

Ponieważ system WLAN opiera się na technice dostępu CSMA/CA oraz korzysta z techniki wysyłania potwierdzeń ACK, w efekcie użytkownik końcowy przyłączony np. łączem 11Mbit/s do sieci odczuwa, że ruch przenoszony takim łączem (np. transfer plików) jest na poziomie 5Mbit/s. **Efektywna przepływność łącz WLAN'owych jest dwukrotnie niższa niż szybkość łącza radiowego.**

## 4.20.5 Tryby pracy punktu dostępowego

Punkt dostępowy (access point) może pracować w kilku różnych trybach. Każdy tryb charakteryzuje się obsługą specyficznych urządzeń.

Tryb pracy punktu dostępowego	Obsługa sieci LAN (ilość obsługiwanych komputerów)	Obsługa klientów wyposażonych w karty radiowe	Współpraca z punktami dostępowymi
Bezprzewodowy most	tak	<b>nie</b>	Bezprzewodowy most
Most wielokrotny	tak	<b>nie</b>	Bezprzewodowy most
Przełącznik	nie	tak	Punkt dostępowy
Punkt dostępowy	tak	tak	Przełącznik, klient punktu dostępowego
Klient punktu dostępowego	tak (do 63 komputerów)	<b>nie</b>	Punkt dostępowy

## 4.20.6 Problemy z sieciami WLAN.

Przyczyny braku łączności		Rozwiązanie
1.	Przeszkody w I strefie Fresnela	Zastosować wyższe maszty, zmienić lokalizację anten
2.	Źle obliczony bilans energetyczny łącza, źle dobrany sprzęt	Użyć przewodów o niższym tłumieniu, np. zamiast H-155 wykorzystać H-1000, zastosować anteny o większym zysku
3.	Zła polaryzacja anten	Dobrać anteny o takiej samej polaryzacji
4.	Źle ustawione anteny	Wykorzystać miernik poziomu sygnału podczas instalowania anten. Ustawić anteny w położeniu, w którym odbierany sygnał ma największą moc
5.	Wysoki poziom zakłóceń interferencyjnych, szumy	Wybrać kanał radiowy o najmniejszym poziomie szumów, zmienić polaryzację łącza na przeciwną, zastosować anteny o wyższym zysku energetycznym. W ostateczności zmienić lokalizację anten

Nieprawidłowa praca systemu radiowego		Diagnoza	Rozwiązanie
A.	Zrywanie połączeń i niska prędkość łącza radiowego	Niska wartość parametru SNR	Punkty 1-5 w poprzedniej tabelce
B.	Niski transfer ze stacji bazowej, przy łączu radiowym pracującym z prędkością maksymalną	Częste kolizje	Włączyć klientom mechanizm RTS/CTS

#### 4.21. WLAN w domu jednorodzinnym

Użytkownik, który posiada dostęp do Internetu w domu jednorodzinnym, często chciałby mieć możliwość korzystania z Sieci w różnych punktach domu lub całej posesji, np. garażu, czy w ogrodzie. Do realizacji takiego zamierzenia idealnie nadają się sieci bezprzewodowe (WLAN) w standardzie 802.11b/g.

W przypadku trudności z położeniem instalacji kablowej w domu sieć bezprzewodowa również rozwiązuje problem przyłączenia większej liczby komputerów domowych do Sieci.

W zależności od tego, w jaki sposób dostarczany jest Internet do domu, mamy różne warianty instalacji.

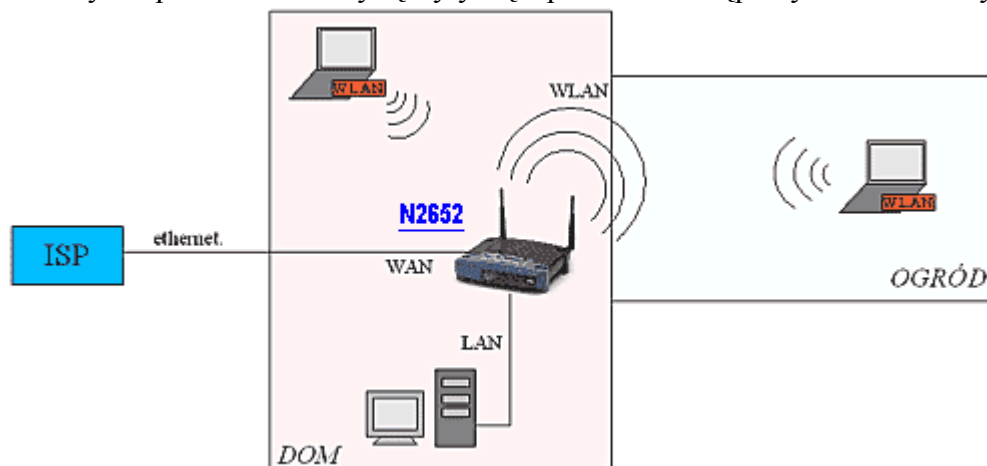
**Wariant I** - Internet dostarczany poprzez telewizję kablową lub lokalnego dostawcę (ISP) za pomocą kabla ethernetowego lub modemu kablowego z wyjściem ethernetowym.

W takich przypadkach potrzebujemy ruter z wejściem WAN w postaci portu RJ-45 Ethernet. Są to np. Rutery:

- Eminent EM-4032 N2606,
- Planex BLW-54PM N2645,
- Linksys WRT54GS N2651,
- Linksys WRT54GL N2652,
- Zioncom IP0418A N2655,
- WA2204A N2657.

Urządzenia te pozwalają na przyłączenie 4 komputerów kablowo oraz do kilkunastu bezprzewodowo.

Kabel od dostawcy podłączamy do portu WAN (Internet), komputery, które chcemy przyłączyć przewodowo podpinamy do odpowiednich portów switcha, natomiast pozostałe komputery wyposażamy w karty bezprzewodowe aby łączyły się z punktem dostępowym wbudowanym w urządzenie.



Internet dostarczany za pomocą Ethernetu

**Wariant II** - Internet dostarczany w technologii ADSL (np. Neostrada tp).

Powinniśmy użyć urządzenia:

- Asmax 804gu N2601,
- Eminent EM-4114 N2607.

Integrują one bowiem modem ADSL, ruter, switch oraz punkt dostępowy.

Komputery podłączamy analogicznie jak w poprzednim przykładzie za pomocą kabla ethernetowego do switcha oraz bezprzewodowo do punktu dostępowego.

**Wariant III** - Internet dostarczany bezprzewodowo za pomocą zestawu antena kierunkowa + karta bezprzewodowa w komputerze.

Trzeba wykorzystać co najmniej dwa urządzenia. Najpierw do anteny kierunkowej, w miejsce karty bezprzewodowej, należy przyłączyć punkt dostępowy działający w trybie klienta (APClient) np.

- Planex GW-AP54SP N2626,
- AWAP-603 N2643,
- Planex GW-AP54SGX N2710.

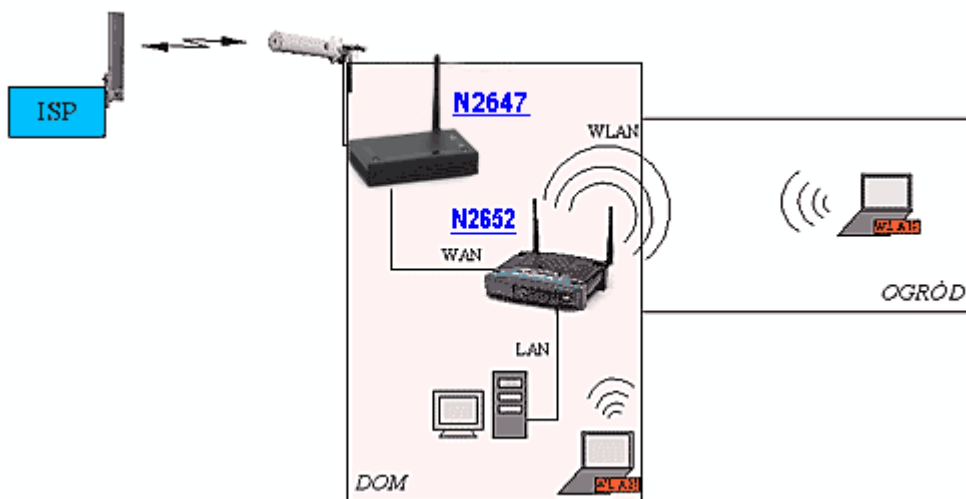
Przy częstotliwości 5GHz możemy użyć następujących urządzeń:

- WL-5000AP N2505,
- Compex WP54AG N2520.

Następnie wyjście ethernetowe trzeba podłączyć z ruterem bezprzewodowym np.

- Eminent EM-4032 N2606,
- Planex BLW-54PM N2645,
- Linksys WRT54GS N2651,
- Linksys WRT54GL N2652,
- Zioncom IP0418A N2655,
- WA2204A N2657.

Otrzymujemy sytuację jak w przykładzie pierwszym.



*Internet dostarczany drogą radiową*

**Wariant IV** - Internet dostarczony bezprzewodowo. Niektóre Access Pointy posiadają bardzo przydatną funkcję Wireless Routing Client, która umożliwia nam konfigurację portu radiowego jako port WAN, znajdujący się standardowo w ruterach. Co to oznacza? Że tak odbierany sygnał drogą radiową możemy następnie za pomocą wbudowanego rutera podzielić na dostępne w tym urządzeniu porty LAN. Plusem takiej konfiguracji jest jedno urządzenie, które będzie spełniać funkcję dwóch. Możemy stworzyć swoją sieć, zabezpieczyć ją oraz dowolnie konfigurować.

Urządzenia które posiadają taką funkcję to:

- Compex WP54AG N2520,
- Zioncom IP0418A N2655.

Dodatkowo urządzenie CompeX WP54AG N2520 dzięki dualnemu radiu może pracować i spełniać funkcję Wireless Routing Client w dwóch dostępnych częstotliwościach- 2,4 oraz 5GHz.



*Praca AP CompeX WP54AG w trybie Wireless Routing Client*

#### 4.21.1 Do czego potrzebny jest router ?

Dostawca Internetu zwykle przydziela użytkownikowi tylko jeden adres IP, a gdy ten chce podłączyć większą liczbę komputerów może albo poprosić dostawcę o dodatkowe adresy (wówczas router nie będzie potrzebny), albo wykorzystać router z funkcją translacji adresów NAT.

Ponieważ dostawca nie zawsze ma możliwości przydzielania dodatkowych adresów często jest potrzeba wykorzystania właśnie routera. Podstawowa konfiguracja routera polega na ustawieniu adresu WAN – otrzymanego od dostawcy internetowego, zmianie domyślnych haseł, w razie potrzeby ustawienie adresu MAC dla portu WAN (opcja WAN MAC Clone), zdefiniowaniu adresu lokalnego – adresu bramy dla pozostałych komputerów w sieci domowej. Należy ponadto skonfigurować punkt dostępowy: wybrać odpowiedni kanał, ustawić identyfikator SSID, ustawić szyfrowanie transmisji (najlepiej w standardzie WPA) i przydzielić klucze szyfrujące. Każdy z modeli pozwala na różne dodatkowe funkcje, które można konfigurować w miarę poznawania sprzętu.

#### 4.21.2 Jak usytuować punkt dostępowy ?

Od umieszczenia punktu dostępowego zależy zasięg sieci radiowej w domu i okolicy. Ogólna zasada działania sieci radiowych w pomieszczeniach mówi, że sygnał ostatecznie ma jeszcze użyteczny poziom po przejściu przez 3 ściany lub 2 stropy.

Tak więc optymalnie jest punkt dostępowy postawić w okolicy, gdzie najczęściej korzysta się z sieci bezprzewodowej (np. salon, sypialnia). Jeżeli sieć ma być używana w całym domu, to najlepiej jest umieścić punkt dostępowy w geometrycznym środku domu. Jeżeli jednak zależy nam na pokryciu sygnałem również ogrodu urządzenie powinno być usytuowane przy oknie. Istnieje wówczas możliwość, że w najbardziej odległych pomieszczeniach w domu sygnał może być zbyt słaby. Generalnie bez wykonania prób w konkretnym przypadku nie da się w prosty sposób oszacować zasięgu i poziomu sygnału. Wykonanie próby jest najbardziej miarodajne i od razu daje sprawdzony wynik.

Jeżeli zależy nam na pokryciu zasięgiem całego domu i ogrodu, a umiejscowienie punktu dostępowego przy oknie nie daje takiego efektu możemy spróbować zrobić pewną sztuczkę z dwoma antenami.

#### 4.21.3 Dlaczego niektóre urządzenia mają dwie anteny ?

Część urządzeń bezprzewodowych zaopatrzona jest w dwie anteny prętowe, inne zaś tylko w jedną antenę. Urządzenie, które posiada dwie anteny wykorzystuje je w specyficzny sposób w celu poprawy jakości sygnału. Jest to tak zwany odbiór zbiorczy (diversity).

Polega on na tym, że odbiornik sprawdza z której anteny odbierany sygnał jest mocniejszy i ten przekazywany jest do dalszego przetwarzania. Tę samą antenę wybiera następnie do wysyłania swoich danych. Zalety z wykorzystania tego trybu widoczne będą głównie w pomieszczeniach, gdzie fale radiowe ulegają licznym odbiciom od ścian, sprzętów, ludzi. Jeżeli odbiornik posiada tylko jedną antenę, to może się zdarzyć, że fala dochodząca do anteny zostanie nałożona na inną falę, która została odbita i z pewnym opóźnieniem dotarła do odbiornika dłuższą drogą. Taka sytuacja może powodować zaniki sygnału, a co za tym idzie spadek przepustowości połączenia. Natomiast, gdy urządzenie posiada dwie anteny, to w podobnej sytuacji, jeśli przy jednej z anten nastąpi zanik sygnału, to istnieje bardzo duża szansa, że do drugiej anteny sygnał dotrze niestłumiony i ten właśnie będzie odebrany.

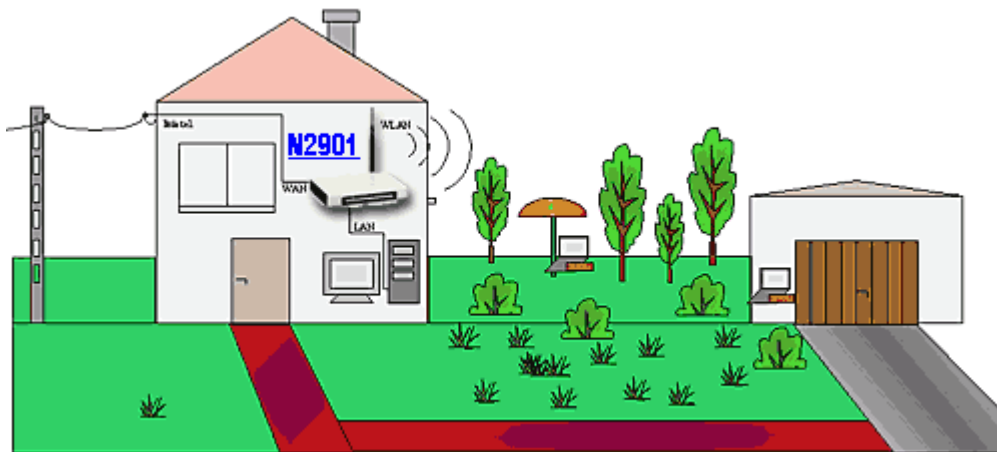
Należy zaznaczyć tutaj ponownie, że punkt dostępowy za każdym razem sprawdza, z której anteny jest lepszy sygnał i tej anteny używa, tak więc nie jest możliwe wykorzystywanie niezależnie dwóch anten jednocześnie. Jednak sztuczka, o której wspomniano wcześniej, pozwala w pewien sposób naciągnąć to stwierdzenie. Wracając do przykładu, gdy chcielibyśmy pokryć zasięgiem radiowym cały dom i dodatkowo ogród możemy umiejscowić punkt dostępowy w centralnym miejscu domu. Do jednego z wyjść antenowych przymocować fabryczną antenę prętową, która będzie obsługiwała dom, a do drugiego wyjścia antenowego podłączyć antenę panelową z odpowiednim kablem (Antena ATK-P1 – A7130). Antenę wyprowadzamy na zewnątrz domu lub instalujemy przy oknie kierując w stronę ogrodu. Przy takiej konfiguracji mamy możliwość korzystania z sieci bezprzewodowej w domu lub w ogrodzie. Zgodnie z tym, co napisano powyżej, nie będzie możliwa jednoczesna praca dwóch klientów bezprzewodowych – jednego w domu a drugiego w ogrodzie, gdyż punkt dostępowy będzie musiał wybierać, czy używać anteny prętowej czy panelowej. Efekt zwykle jest taki, że połączenie może być zestawione, ale będzie niestabilne. Jednak kilku użytkowników bezprzewodowych w domu może pracować jednocześnie, ponieważ wszystkich będzie obsługiwać ta sama antena. Podobnie nie powinno być problemów z obsługą większej liczby osób w ogrodzie.

#### **4.21.4 Jak skonfigurować karty bezprzewodowe?**

Konfiguracja karty bezprzewodowej nie jest trudnym zadaniem. Wykonując polecenia z instrukcji obsługi zainstalujemy odpowiednie sterowniki. Następnie należy ustawić odpowiedni adres IP, adres bramy (naszego rutera), tryb pracy z infrastrukturą, SSID punktu dostępowego, klucze szyfrujące. Wybierając karty należy zwrócić uwagę czy obsługują te same metody szyfrowania co punkt dostępowy. Zwykle jest to tylko starszy WEP, lub zarówno WEP jak i lepszy WPA. Jeżeli i karty i punkt dostępowy obsługują szyfrowanie WPA to tego należy używać.

#### **4.21.5 Tryb ad-hoc ?**

Karty bezprzewodowe mogą pracować również bez pośrednictwa punktu dostępowego. Tryb ad-hoc pozwala na bezpośrednie połączenie pomiędzy kartami bezprzewodowymi. Jeżeli korzystamy z Internetu na jednym komputerze stacjonarnym, a sporadycznie chcielibyśmy mieć możliwość podłączenia się do sieci laptopem z kartą bezprzewodową, to najtańszym rozwiązaniem będzie zainstalowanie w komputerze karty bezprzewodowej, skonfigurowanie jej w tryb ad-hoc, nadanie odpowiedniego SSID, kluczy szyfrujących, odpowiedniego adresu IP (z innej klasy niż adres IP nadany przez dostawcę Internetu). Następnie kartę bezprzewodową w laptopie konfigurujemy według tych samych zasad i na komputerze stacjonarnym uruchamiamy “udostępnianie połączenia internetowego” lub dowolny program pełniący rolę rutera programowego. W ten sposób możemy niskim kosztem zbudować prostą sieć bezprzewodową. Wadą tego rozwiązania jest fakt, że w trakcie korzystania z sieci na laptopie, cały czas musi być włączony komputer stacjonarny.



Przykładowe zastosowanie

## 5. Sieci transmisyjne

### 5.1. Telekomunikacja

„Telekomunikacja - dziedzina działalności ludzkiej dotycząca przekazywania na odległość wiadomości za pośrednictwem sygnałów (zwykle elektrycznych).” W telekomunikacji ograniczamy się do formy (kształtu) wiadomości, nie wchodząc w jej treść merytoryczną czy też zawartość uczuciową

Rodzaje wiadomości:

- znaki pisma
- mowa
- muzyka i inne dźwięki
- obrazy nieruchome
- obrazy ruchome
- dane alfa -n umeryczne
- sygnały pomiarowe

#### 5.1.1 Telegrafia

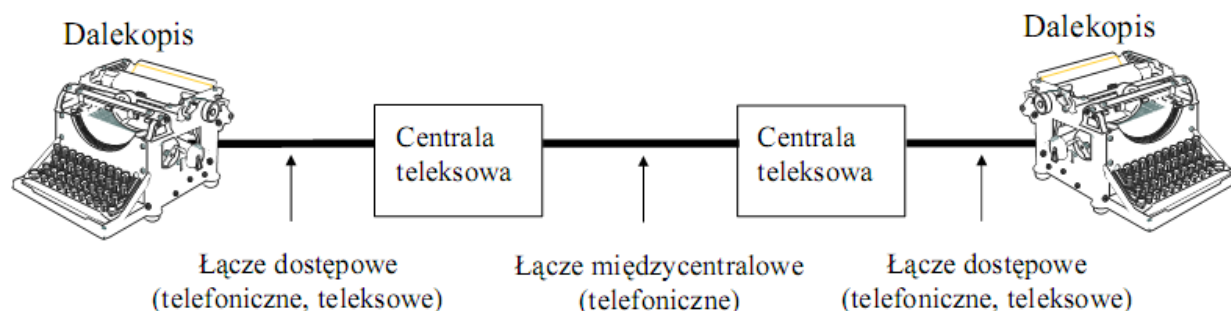
Telegrafia to telekomunikacja porozumiewawcza, której zadaniem jest (było) przekazywanie i reprodukcja treści dokumentów zawierających pismo drukowane, odręczne, rysunki itp.

Telegrafia dzieliła się na:

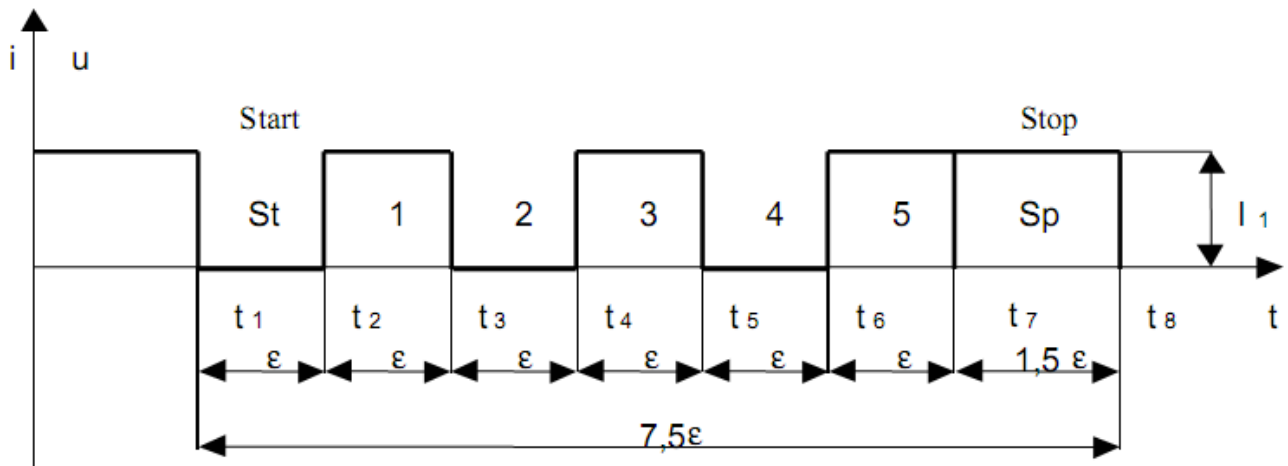
- telegrafię alfabetykową (potoczne - usługa telegraficzna, teleks),
- telegrafię kopiową (faksymilografia, telekopia).

Uwaga: dzisiaj funkcje te spełnia fax.

#### Łącze telegraficzne (teleksowe)



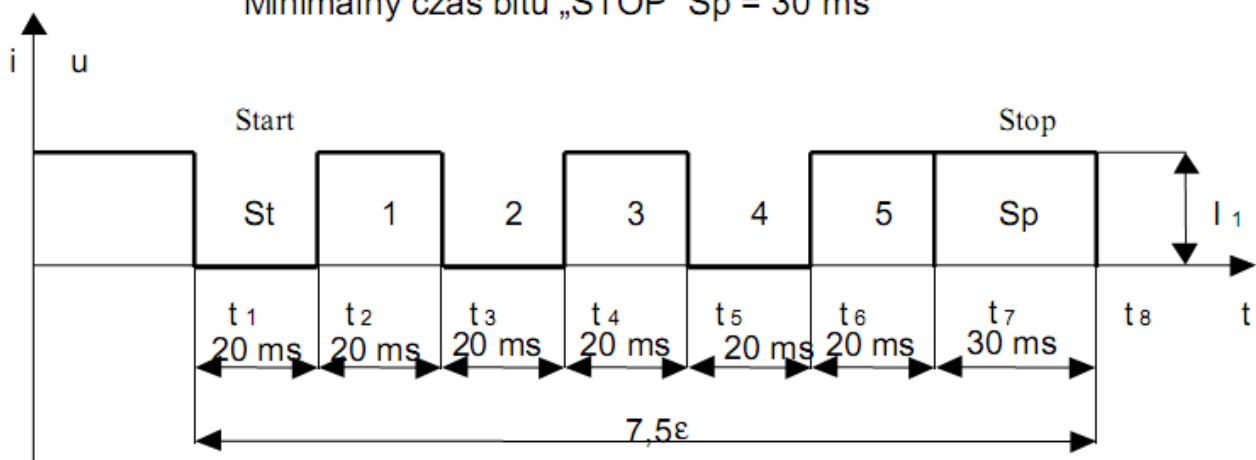
# SYGNAŁ TELEGRAFICZNY TG



## SZYBKOŚĆ TRANSMISJI TG

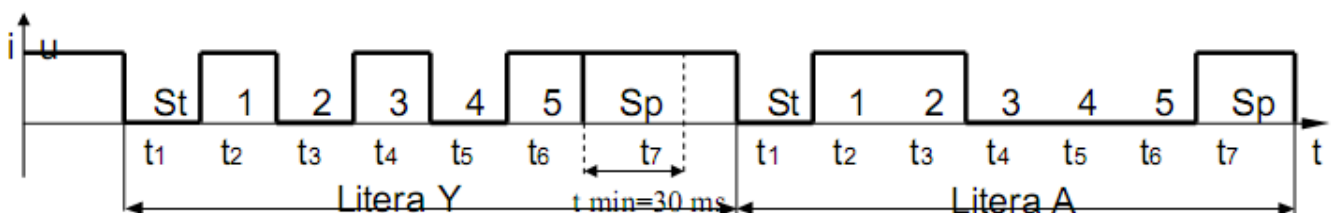
Minimalny czas pomiędzy momentami zmiennymi:  $e = 20 \text{ ms}$

Minimalny czas bitu „STOP”  $S_p = 30 \text{ ms}$



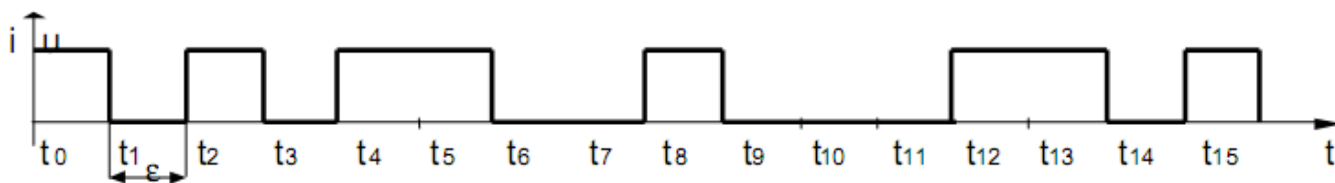
**Szybkość transmisji to odwrotność minimalnego czasu pomiędzy momentami zmiennymi.**

Charakter sygnału telegraficznego jest arytmiczny (występują między momentami zmiennymi odległości czasowe większe od  $20 \text{ ms}$  - np. STOP -  $t_{\min} = 30 \text{ ms}$ ). Szybkość transmisji w bodach (50 bodów).





Sygnal izochroniczny to sygnał o określonej stałej (ze zdefiniowaną dokładnością) minimalnej odległości czasowej pomiędzy momentami znamionymi. Szybkość transmisji wyrażana w bit/s.



Jakość przekazu w telegrafii:

wierność telegraficzna = znaki odebrane poprawnie / znaki nadane

zalecana wartość: 0,99997

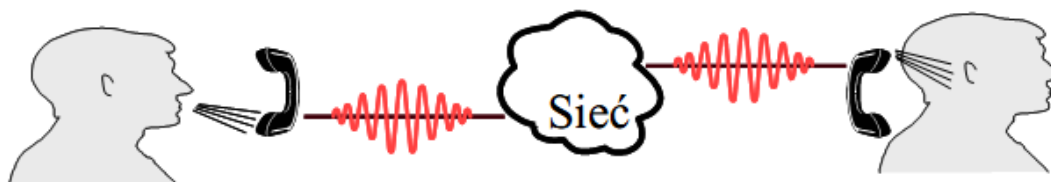
znakowa stopa błędów = znaki odebrane błędnie / znaki nadane

zalecana wartość:  $3 \cdot 10^{-3}$

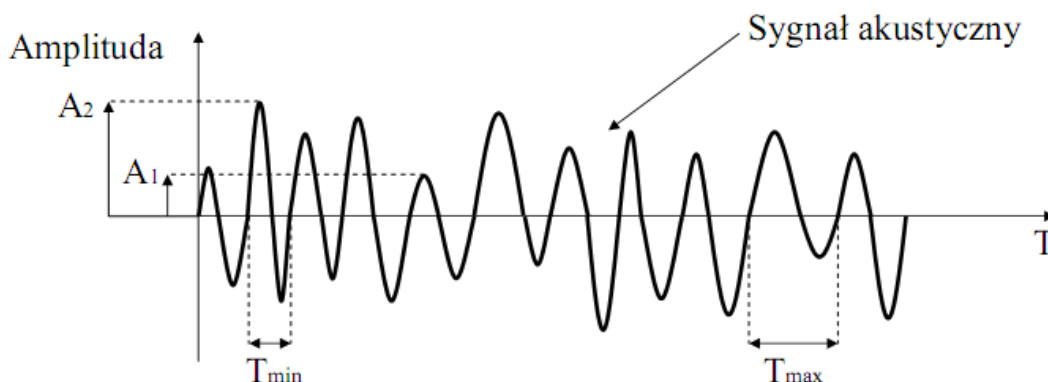
Wymagane pasmo do 0,8 Vm (40 Hz)

### 5.1.2 Telefonia

- ◆ Procedura przekazywania informacji- rozmowa
- ◆ Fala akustyczna ▲ mikrofon ▲ fala elektromagnetyczna ▲ sieć ▲ fala elektromagnetyczna ▲ słuchawka ▲ fala akustyczna



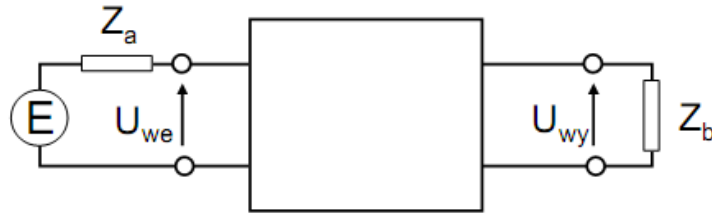
## CECHY FALI AKUSTYCZNEJ I SYGNAŁU TRANSMISYJNEGO



*Dynamika*      $D = \frac{A_2}{A_1}$      *Pasmo*      $\Delta f = f_{\max} - f_{\min} \quad [Hz]$

$f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}}$       $f_{\min} = \frac{1}{T_{\max}}$

# TŁUMIENNOŚĆ (czwórnika, toru)



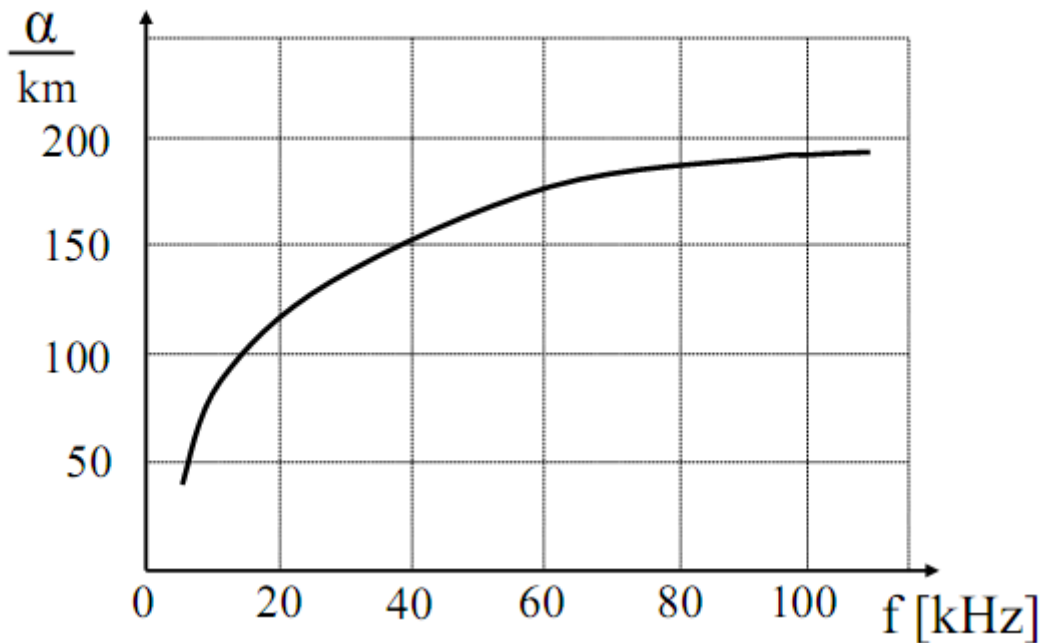
Tamowność  $\Gamma = A + jB$ ,  $A$  – tłumienność,  $B$  – przesuwność

$$A = 10 \lg \frac{|U_{we}|}{|U_{wy}|} [\text{dB}]$$

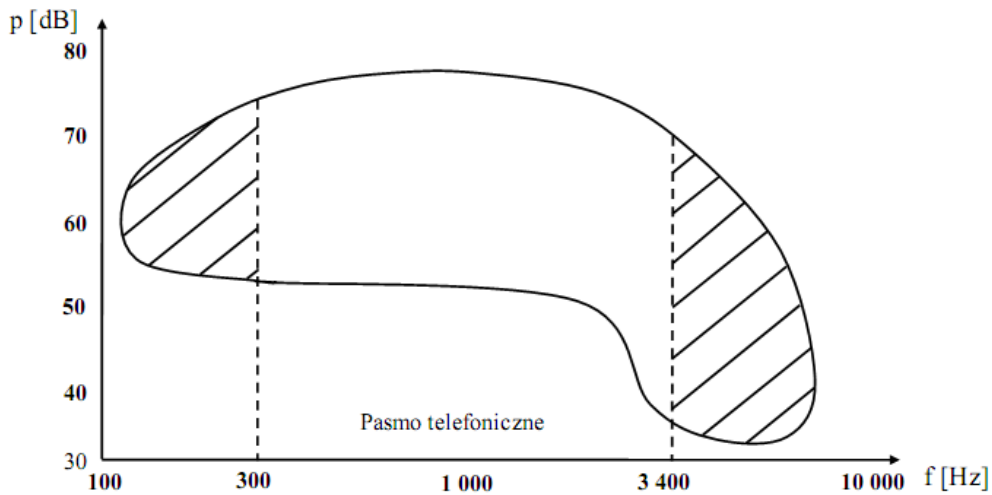
**Tłumienność i przesuwność jest funkcją częstotliwości  $f$**

Dla torów teletransmisyjnych określa się je dla odcinków kilometrowych jako tłumienność jednostkową  $\alpha$  w dB/km

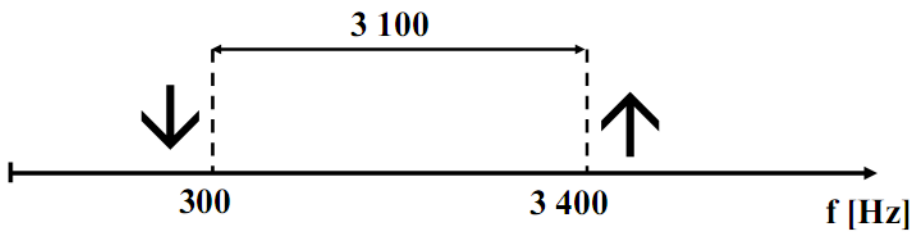
**Przykład dla toru kablowego, symetrycznego:**



# Przeciętny zakres słyszalności i poziomów natężeń dźwięków podczas mowy



## Pasma telefoniczne

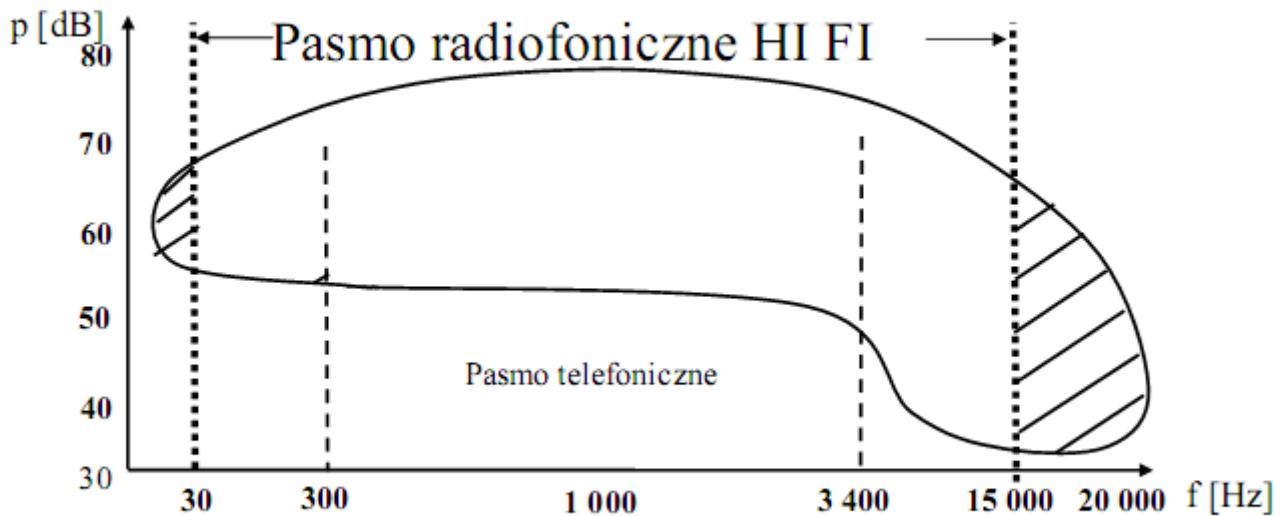


Przyjęto szerokość pasma telefonicznego podstawowego =

**4 kHz**

### 5.1.3 Radiofonia

# Radiofonia



◆ Kryterium jakości - naturalność dźwięków

### 5.1.4 Symilografia – fax

- Przesyłanie obrazów nieruchomych
- Pasma: 0 - 1000 Hz
- przyjmuje się pasmo telefoniczne

### 5.1.5 Telewizja

- Pasma wynika z bezwładności wzroku i konstrukcji obrazu
- Bezwładność oka: 1/15 sekundy
- Obraz: 625 linii 4/3 x 625 punktów w linii (obraz 4 x 3)
- $N = 520\,800$  elementów analizowane w czasie 1/25 sekundy
- Pasma: 25 Hz - 6,5 MHz (TV czarno biała)

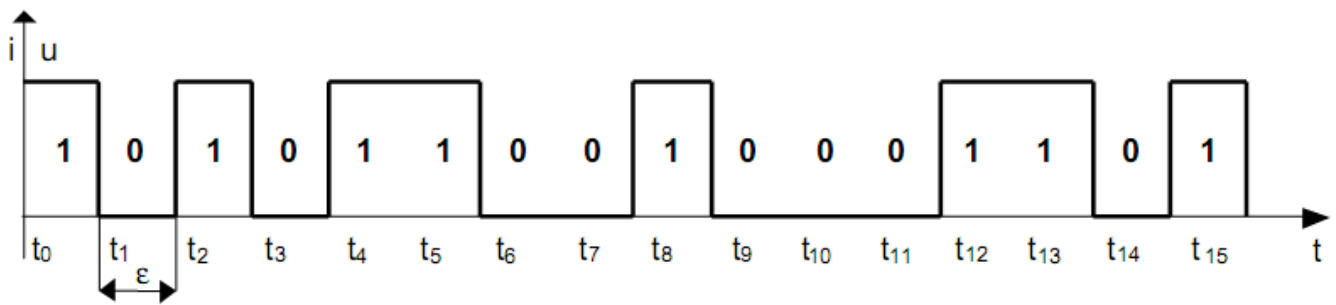
### 5.1.6 Transmisja danych

Transmisja danych to usługa transmisji pomiędzy urządzeniami (stacjami) końcowymi (abonentami), charakteryzującymi się impulsową postacią sygnałów wejściowych i wyjściowych.

Przykład: transmisja pomiędzy komputerami to transmisja danych.

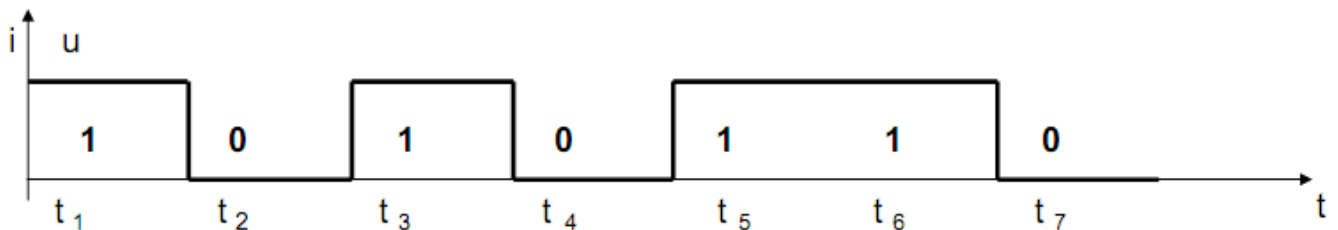
Przypomnienie: w telefonii sygnały wejściowe i wyjściowe urządzeń końcowych (aparatów telefonicznych) mają charakter analogowy (ciągły).

# SYGNAŁ TRANSMISJI DANYCH



Szybkość transmisji danych (bit/sek) to odwrotność odstępu jednostkowego wyrażonego w sek.  
Przykładowe szybkości: 200, 600, 1200, 2400, 9600, ... 48000 bit/sek.

# SZYBKOŚCI TRANSMISJI DANYCH



## 5.1.7 Współczynnik BER

<b>elementowa stopa błędów</b> = elementy odebrane błędnie / elementy nadane
--

wartości:  $10^{-6} \div 10^{-9}$

(w zależności od zastosowań)

Analogiczne

<b>bitowa stopa błędów</b> = bity odebrane błędnie / bity nadane
--

**Bit error ratio** (tłum. współczynnik błędnych bitów) - w telekomunikacji jest to współczynnik ilość bitów, elementów, znaków lub bloków błędnie otrzymanych do ogólnej liczby otrzymanych bitów, elementów, znaków lub bloków wysłanych podczas ustalonego interwału czasowego. Bit error ratio ( w skrócie **BER**) jest najczęściej wyrażane w notacji naukowej np. 2.5 błędnych bitów z 100,000 bitów ogólnego transferu zapisujemy  $2.5 \times 10^{-5}$  lub  $2.5 \times 10^{-5}$ . Niektóre programy mogą wyświetlać tą wartość jako "2.5e-05".

W dzisiejszych systemach telekomunikacyjnych, BER zależy od szybkości transmisji i od rezerwy mocy sygnału.

Przykładami BER są :

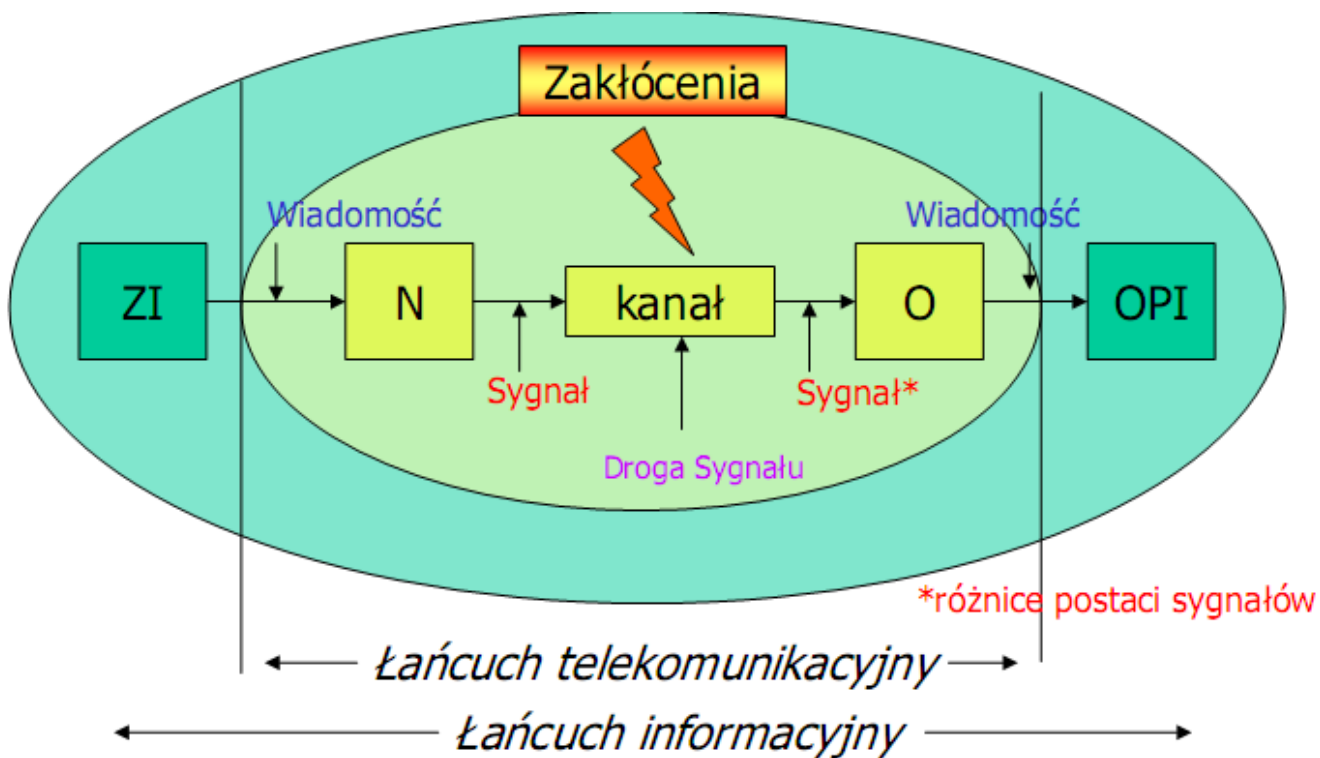
1. błędy transmisji np. liczba otrzymanych błędnych bitów podzielona przez liczbę wszystkich otrzymanych bitów.

2. błędy dekodowania np. liczba błędnie zdekodowanych bitów przez liczbę wszystkich zdekodowanych bitów.

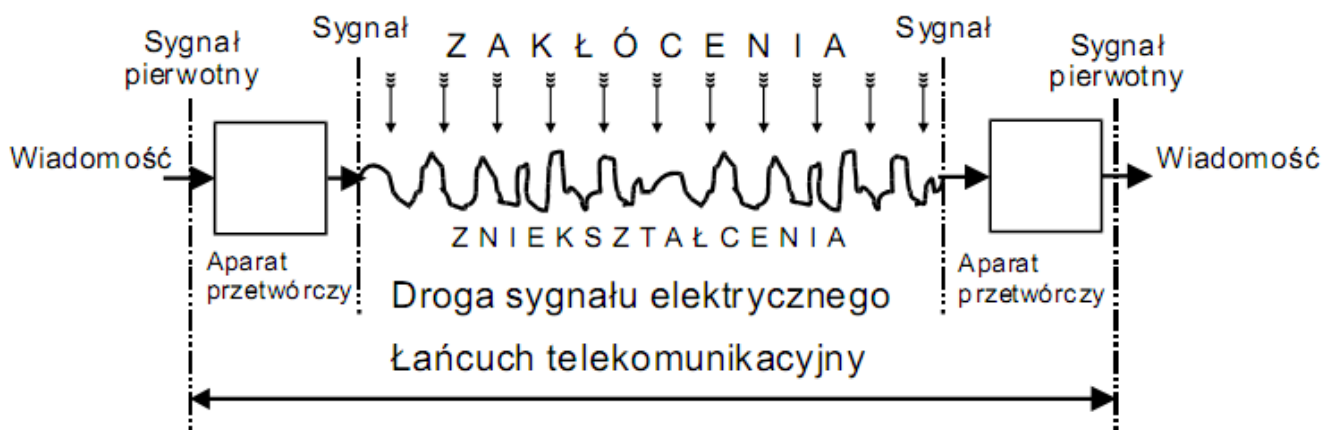
Przy dobrym połączeniu BER powinien być mniejszy od  $10^{-10}$ . Czas testowy dla poszczególnych szybkości łącza pokazany jest poniżej:

- 40 Gbit/s (STM-256 or OC-768): 1 s
- 10 Gbit/s (STM-64 or OC-192): 3 s
- 2.5 Gbit/s (STM-16 or OC-48): 12 s
- 622 Mbit/s (STM-4c or OC-12): 48 s
- 155 Mbit/s (STM-1 or OC-3): 3.2 min
- 64 Mbit/s (STM-1 or std) : 6.4 min

## 5.2. Łańcuch informacyjny i telekomunikacyjny

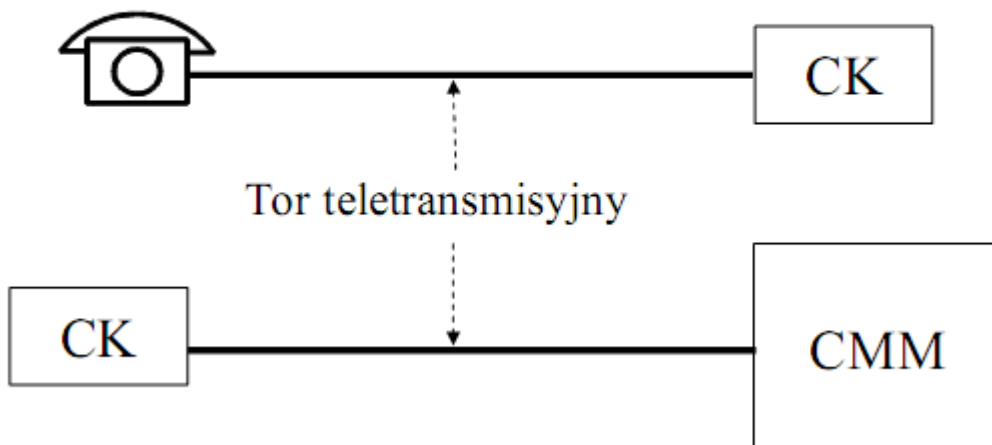


# Łańcuch telekomunikacyjny



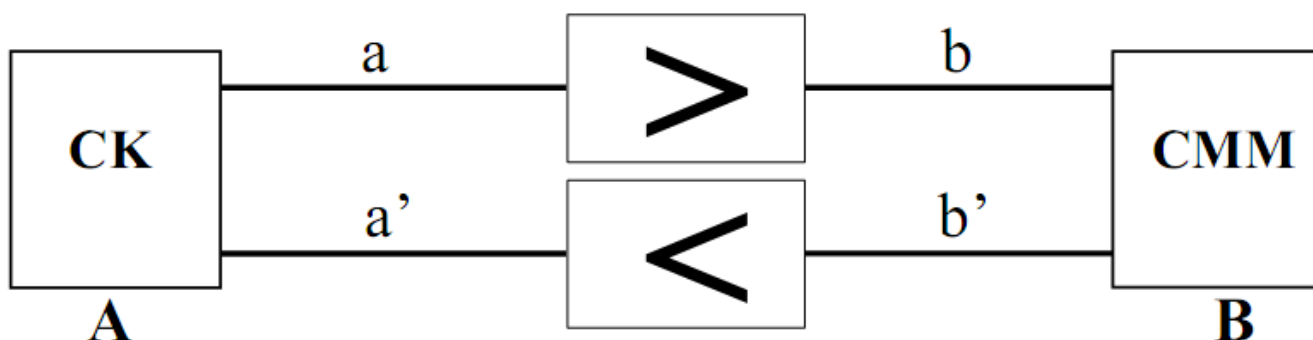
Tor teletransmisyjny - droga od jednego urządzenia sieciowego do drugiego urządzenia sieciowego.

## TOR TELETRANSMISYJNY



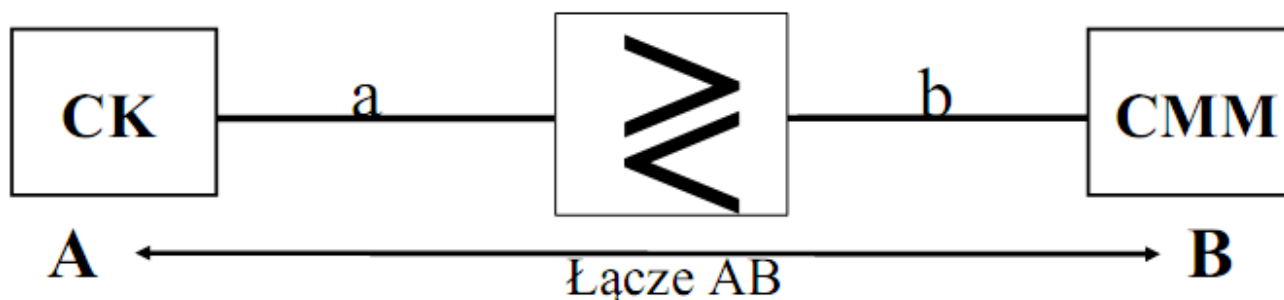
Kanał telekomunikacyjny jest to zespół środków technicznych umożliwiających przesyłanie sygnałów telekomunikacyjnych od punktu A do punktu B **ALBO** od punktu B do punktu A .

## KANAŁ TELEKOMUNIKACYJNY



Łącze telekomunikacyjne jest to zespół środków technicznych umożliwiających przesyłanie sygnałów telekomunikacyjnych od punktu A do punktu B **I** od punktu B do punktu A.

## ŁĄCZE TELEKOMUNIKACYJNE





**TELETRANSMISJA** (def.) - dział telekomunikacji odpowiedzialny za przesyłanie sygnałów telekomunikacyjnych od punktu do punktu drogą:

- przewodową (teletransmisja kablowa - miedziana, falowodowa, światłowodowa),
- radiową (teletransmisja radiowa wykorzystująca fale radiowe - radiolinie, urządzenia radiowe nadawczo-odbiorcze).

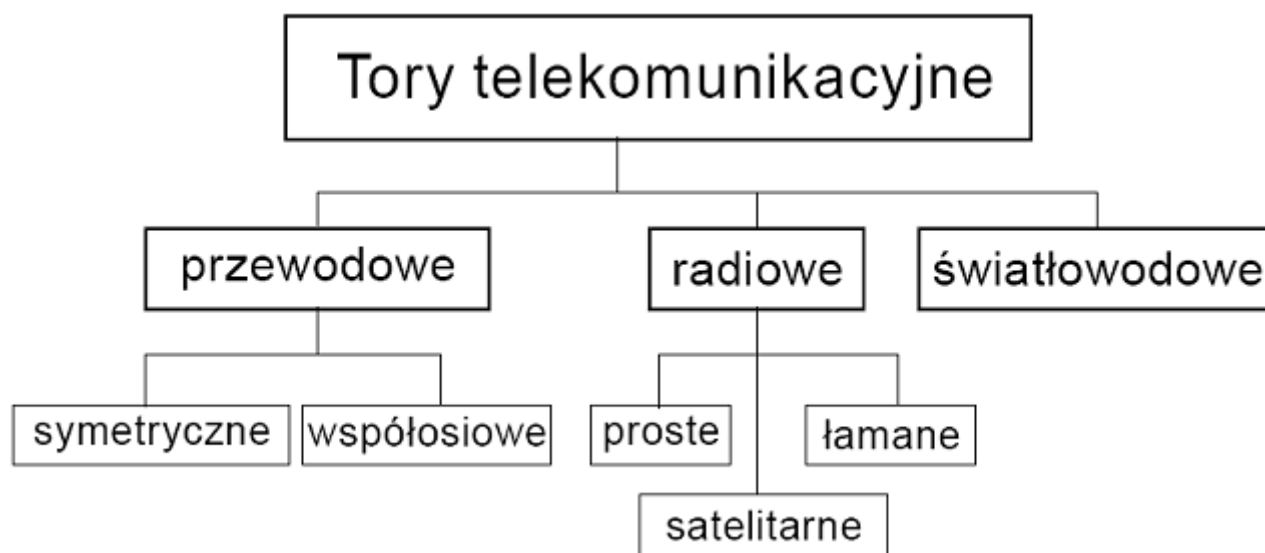
### 5.3. Tor teletransmisyjny

Tor telekomunikacyjny jest to urządzenie, będące układem biernym, umożliwiające ruch fal elektromagnetycznych (światlnych), w kanale przestrzennym w taki sposób, że energia tych fal zostaje skupiona w umyślnym walcu o dostatecznie małym promieniu.

Przykłady torów:

- przewodowe (symetryczne, koncentryczne),
- światłowodowe,
- radiowe (radiolinie),
- falowodowe.

### Klasyfikacja torów teletransmisyjnych:



### Rodzaje torów teletransmisyjnych – przykłady

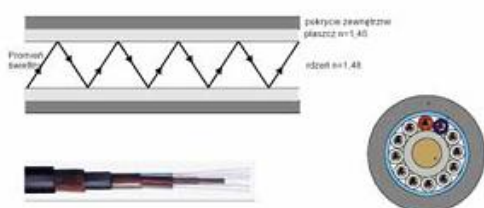
#### Tory symetryczne



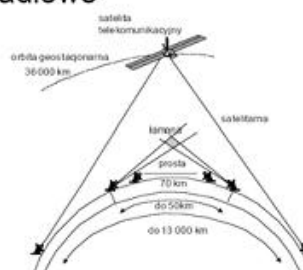
#### Tor koncentryczny



#### Tor światłowodowy



#### Tory Radiowe



# Tory symetryczne



Kabel miejscowy

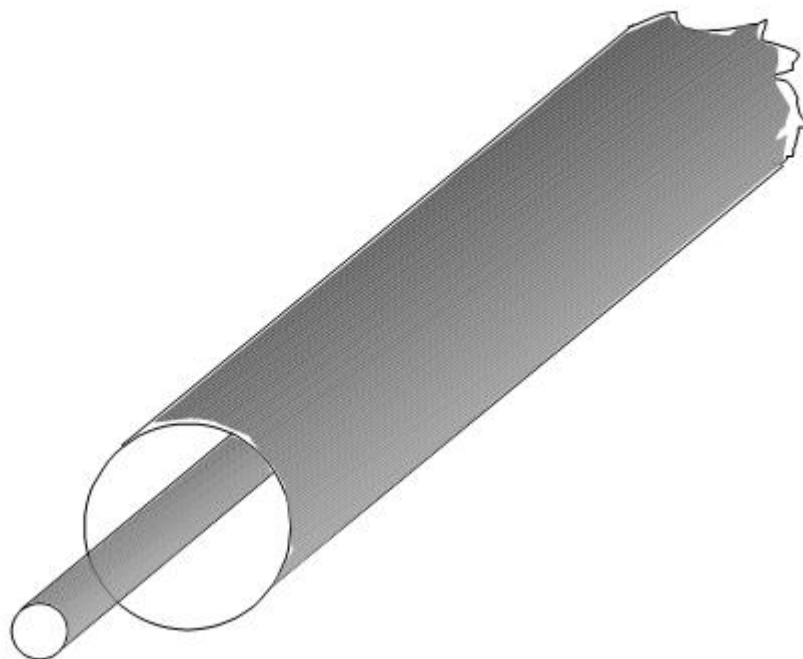


Kabel teleinformatyczny

Kabel dalekosiężny



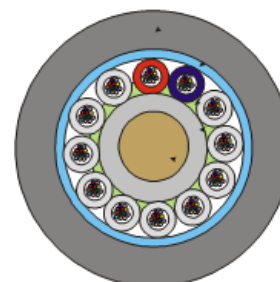
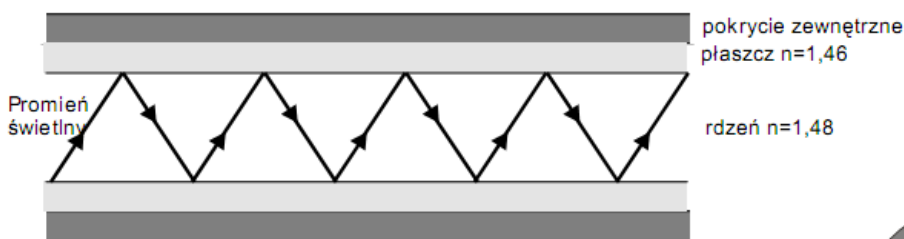
# Tor koncentryczny



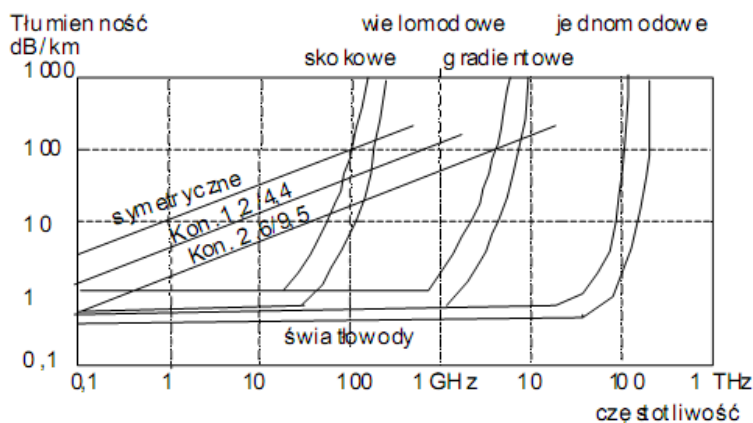
# Tor koncentryczny - zasięgi

Rodzaj toru współ- osiowego	Znamionowe długości odcinków [km]										
	Odcinki wzmacniakowe dla systemów analogowych [MHz]						Odcinki regeneratorem dla systemów cyfrowych [Mbit/s]				
	1,3	2,6	4	6	12	40÷60	2	8	34	150	560
2,6/9,5		9÷9,7	9÷9,7	9÷9,7	4,5÷4,8	1,5			9,5	5,5	2,8
1,2/4,4	6÷8		4	3	2			11	4	2,4	
0,7/2/9							13	6,5	2,5		

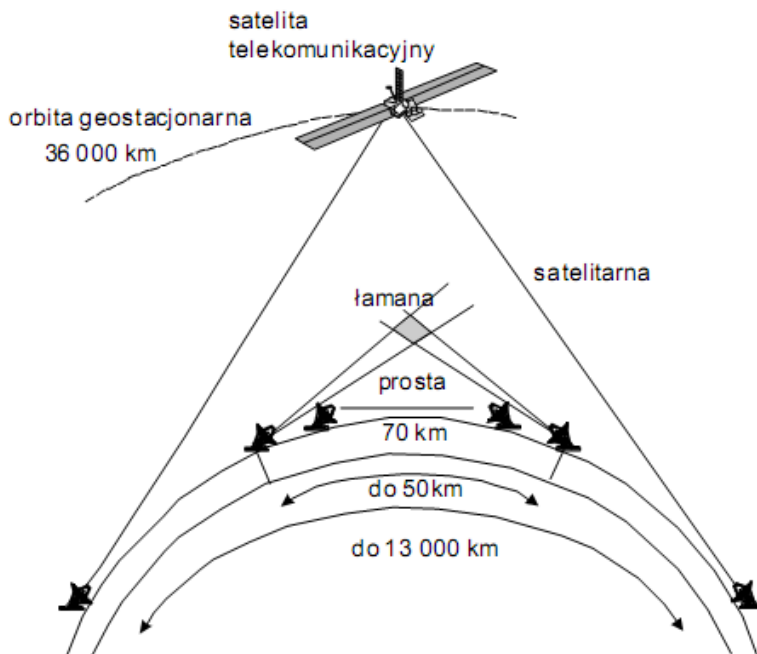
# Tor światłowodowy



# Tłumienności torów przewodowych



# Tory Radiowe



## 5.4. Natężenie ruchu telekomunikacyjnego.

**Erlang** – jednostka natężenia ruchu telekomunikacyjnego. Nazwa wywodzi się od nazwiska Agnera Krarupa Erlanga, autora teorii ruchu telekomunikacyjnego.

Dla danego systemu telekomunikacyjnego składającego się z 1 linii, i czasu obserwacji równego 1 godzinie (60 minut), jeśli linia ta zajęta jest cały czas przez pełną godzinę, to natężenie ruchu wynosi 1 Erlang; odpowiednio, jeśli linia ta zajęta jest przez 30 minut, natężenie to wynosi 0,5 Erlanga.

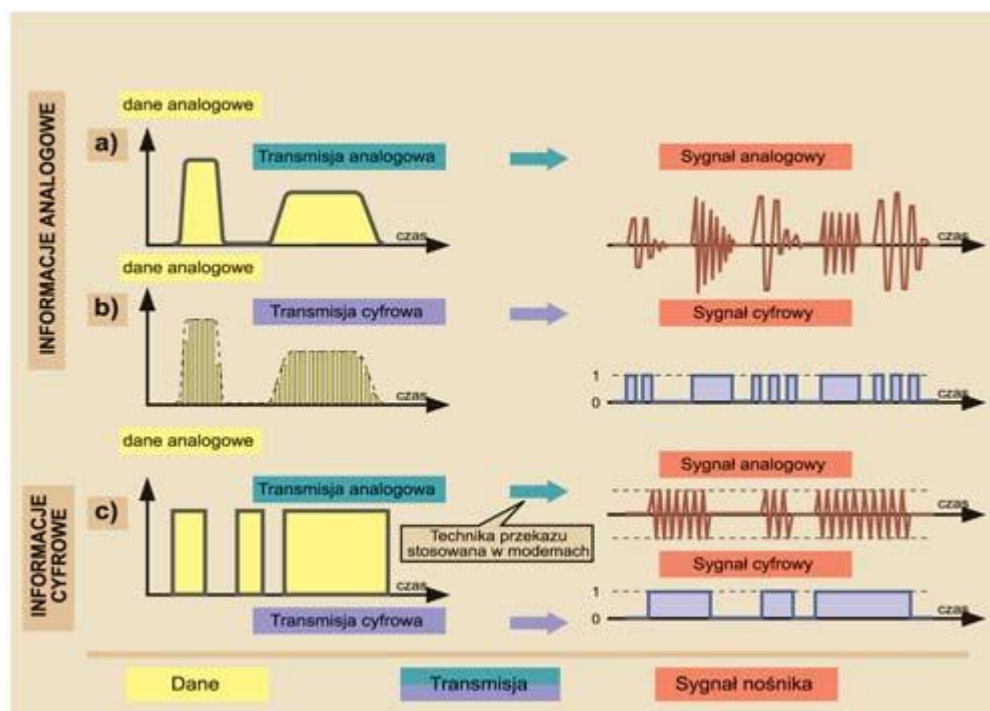
## 5.5. Transmisja analogowa a cyfrowa

Informacja może być przesyłana za pomocą sygnałów wytworzonych przez elektryczność, fale radiowe lub światło. Stosuje się dwie techniki transmisji sygnałów przez medium. Pierwsza z nich wykorzystuje analogową reprezentację sygnałów, druga - reprezentację cyfrową. Transmisja analogowa jest formą rozchodzenia się sinusoidalnej fali o określonej częstotliwości, amplitudzie i fazie. Informacje w postaci analogowej mogą być proste lub złożone. Przebiegi proste mają mocno wyróżnioną jedną częstotliwość (dźwięk jednego klawisza pianina) i niewielki lub żaden zestaw harmonicznych. Złożone przebiegi analogowe, takie jak głos człowieka czy dźwięk orkiestry, składają się z wielu częstotliwości o różnym natężeniu.

Głos, obraz, dane, a także inne rodzaje informacji mogą być bardziej efektywnie przesyłane przez przedstawienie ich w formie zbioru wartości binarnych i transmitowanie tych wartości w postaci impulsów elektrycznych. Proces zamiany przebiegów ciągłych (analogowych) na informacje cyfrowe (dyskretne), które mogą być przetwarzane komputerowo, nazywa się konwersją analogowo-cyfrową. W procesie konwersji sygnał analogowy jest próbkowany w regularnych odstępach czasu, a zmierzone wartości próbek zakodowane w postaci binarnej odpowiadają amplitudzie sygnału analogowego. Dokładność odwzorowania zależy od liczby bitów wykorzystanych do wyrażenia wartości binarnej oraz częstotliwości próbkowania.

Transmisja danych przez linie analogowe napotyka na trudności ograniczające ich użyteczność. Konieczne jest w tym przypadku przekształcenie sygnałów cyfrowych na sygnały analogowe w procesie modulacji, lecz szybkość transmisji ([przepływność](#)) jest ograniczona niewielką szerokością pasma do tej pory przeznaczonego do przekazów głosowych. Ponadto sygnał analogowy przesyłany na dalszą

odległość musi być okresowo wzmacniany (wzmacniaki telekomunikacyjne), łącznie z występującymi w torze zniekształceniami. Transmisje cyfrowe cechują się większym stopniem niezawodności niż analogowe, zwłaszcza na dłuższych dystansach. Jeśli zachodzi potrzeba wzmocnienia sygnału, sygnał jest regenerowany cyfrowo bez wzmacniania zniekształceń, co jest zasadniczą zaletą przekazów cyfrowych używanych w telekomunikacji.



## 5.6. Komutacja

### 5.6.1 Techniki komutacji

Techniką komutacji nazywamy sposób transferu informacji od węzła źródłowego do węzła końcowego poprzez węzły tranzytowe. Rozróżniamy następujące techniki [7]:

- komutację kanałów,
- komutację pakietów,
- komutację komórek,
- komutację ramek.

### 5.6.2 Komutacja kanałów

Technika komutacji kanałów nazywana jest także techniką komutacji łączy lub techniką komutacji obwodów. Charakteryzuje się przesyłaniem danych między dwoma terminalami po fazie zestawiania połączenia. Polega to na przydzieleniu danemu połączeniu dedykowanej sekwencji połączonych kanałów od terminala źródłowego do terminala docelowego i zarezerwowaniu jej na cały czas trwania połączenia. Przesyłanie informacji w takich sieciach dokonywane jest w trzech następujących po sobie etapach:

- ustanawianie połączenia,
- transfer danych,
- rozłączanie połączenia.

Widać zatem, że zanim nastąpi transmisja danych użytkowych musi nastąpić faza zestawiania połączenia a po zakończeniu przesyłania tych danych, faza jego rozłączania. Zajmuje to zasoby centrali na dodatkowy nie związany z samym transferem informacji czas. Zajęte kanały nie mogą być w tym czasie

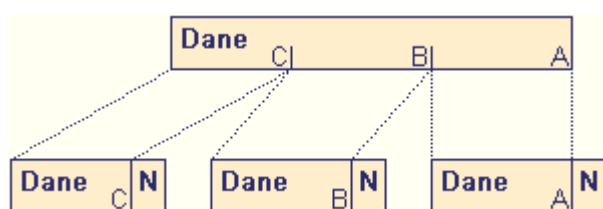


użytkowane przez inne połączenia. Efektywność takiego typu komutacji nie jest wysoka. Z drugiej strony daje to możliwość zapewnienia wysokiej jakości transmisji poprzez zestawiony i trwały kanał o nie zmiennych parametrach. Niestety koszty eksploatacji są wysokie.

### 5.6.3 Komutacja pakietów

Technika komutacji pakietów należy do najbardziej elastycznych technik komutacji stosowanych we współczesnych sieciach. Polega ona na przesyłaniu danych przez sieć w postaci pakietów. W odróżnieniu od techniki komutacji łączy pozwala użytkownikom nawiązywać połączenia z wieloma innymi użytkownikami jednocześnie.

Pakiety powstają w wyniku podzielenia informacji użytkownika na części o stałej długości (wyjątkiem jest ostatnia część, której długość może być mniejsza) i opatrzenie tych "wycinków" w nagłówki N, też o stałej długości (rys. 2.1). Nagłówek zawiera informacje, które umożliwiają pakietowi dojście z punktu źródłowego do docelowego, węzłom sieci sprawdzenie poprawności zawartych w pakiecie danych a w punkcie docelowym właściwie zestawić i odtworzyć podzieloną informację. W nagłówku zatem, w zależności od organizacji sieci, znajdują się następujące informacje: adresy źródłowy i docelowy, numer pakietu, wskaźnik ostatniego pakietu a także identyfikator zawartej w pakiecie informacji.



Rys.2.1. Podział informacji na pakiety

Transmisja pakietów od użytkownika źródłowego do użytkownika docelowego polega na przesyłaniu ich kolejno między węzłami sieci występującymi po drodze. Zanim pakiet zostanie nadany do następnego węzła w sieci musi być odebrany w całości przez dany węzeł i umieszczony w jego pamięci buforowej. Pamięć ta jest dzielona na części o jednakowej wielkości, równej maksymalnej długości pakietu. Dzięki takiej konstrukcji zostało znacznie uproszczone zarządzanie pamięcią. Gdy pakiet zostanie odebrany, sprawdzana jest jego poprawność. Jest to istotna właściwość techniki komutacji pakietów. Gdy pakiet nie zawiera błędów to, między innymi na podstawie informacji zawartych w nagłówku, kieruje się go do kolejnego węzła w sieci. Pakiety mogą być przesyłane przez sieć jedną z dwóch niżej opisanych metod:

- metodą połączeniową,
- metodą bezpołączeniową.

#### Metoda połączeniowa

Metoda połączeniowa charakteryzuje się tym, że przesyłanie pakietów jest poprzedzone zestawieniem połączenia wirtualnego, na które składa się sekwencja następujących po sobie węzłów i kanałów. Kanał logiczny powstały w ten sposób służy do przesyłania nim kolejno pakietów powstałych przez podzielenie informacji. Połączenie wirtualne, ma przypisany swój unikalny numer, który zastępuje konieczność stosowania w nagłówku informacji zawierających adres źródłowy i docelowy. W celu jednoznacznej identyfikacji pakietów w nagłówku musi zostać umieszczona informacja o numerze połączenia wirtualnego.

Aby pakiety należące do jednego połączenia wirtualnego zawsze były kierowane tą samą trasą, w poszczególnych węzłach sieci musi być zawarta informacja o adresach węzłów występujących w danym kanale logicznym przypisanych do przebiegających przez ten węzeł aktywnych kanałów wirtualnych. Węzeł potrafi jednoznacznie określić kolejny punkt, do którego należy przesłać odebrany pakiet.

Połączenia wirtualne mogą być zestawiane na dwa sposoby, jako wirtualne połączenia tymczasowe SVC (Switched Virtual Circuit) i wirtualne połączenia stałe PVC (Permanent Virtual Circuit).

## **Tymczasowe połączenie wirtualne SVC**

Tymczasowe połączenie wirtualne jest zestawiane na pewien określony czas. Istnieją trzy rozróżnialne fazy w czasie trwania takiego połączenia:

- faza zestawiania połączenia,
- faza transmisji pakietów zawierających dane,
- faza rozłączania.

Do ustanowienia połączenia wirtualnego służy specjalny pakiet służbowy, który wyznacza trasę przechodząc przez sieć od użytkownika źródłowego do użytkownika docelowego. Każdy węzeł będący na trasie zapamiętuje odpowiednie dane, w tym między innymi numer ustanawianego połączenia. Po ustanowieniu połączenia następuje transmisja pakietów z danymi. Pakiety należące do jednego połączenia są jednoznacznie identyfikowane dzięki jego numerowi zawartemu w nagłówku każdego z pakietów. Rozłączenie połączenia podobnie jak jego tworzenie odbywa się dzięki specjalnemu pakietowi służbowemu, który wędrując wzdłuż logicznego kanału powoduje usunięcie z węzłów informacji o numerze zestawionego wcześniej połączenia.

## **Stale połączenie wirtualne PVC**

Stale połączenia wirtualne są ustanawiane na dłuższy czas funkcjonowania sieci przez administratora między dwoma użytkownikami. Wyeliminowane zatem zostają fazy zestawiania połączenia i jego rozłączania. Między użytkownikami należącymi do jednego połączenia wirtualnego realizowany jest jedynie transfer plików. Jest to metoda efektywna ale i kosztowna. Przydatna jest dla procesów działających przez długi czas i/lub transmitujących pliki o dużej pojemności.

### **Metoda bezpołączeniowa**

Pakiety przesyłane metodą bezpołączeniową wędrują po sieci samodzielnie, nie będąc związane z żadnym kanałem wirtualnym. Węzły dobierając trasę dla pakietu korzystają z adresu docelowego zawartego w nagłówku pakietu. Może się zatem zdarzyć, że poszczególne pakiety składające się na jedną informację, będą wędrować po sieci różnymi drogami. Możliwa jest sytuacja, że pakiety będą docierać do punktu docelowego w innej kolejności niż zostały wysłane. Za odtworzenie poprawnej kolejności odpowiada system użytkownika docelowego, który jest także odpowiedzialny za wykrywanie pakietów zawierających błędy i pakietów utraconych oraz ewentualne żądanie ich retransmisji.

## **5.6.4 Komutacja ramek i komutacja komórek**

Techniki komutacji ramek i komórek można potraktować jako odmiany komutacji pakietów, przystosowane do sieci o strukturze zbudowanej na łączach o dobrej jakości, zwykle światłowodowych. Powstały one w wyniku dostosowania komutacji pakietów do nowych technik teletransmisyjnych, jakie pojawiły się po zdefiniowaniu techniki komutacji pakietów.

Dane przesyłane przy użyciu techniki komutacji ramek dzielone na przedziały zwane ramkami i przesyłane przez sieci podobnie komutacji pakietów, to znaczy, przez łącza wirtualne typu PVC i SVC. Podstawową cechą odróżniającą tę technikę od techniki komutacji pakietów jest redukcja mechanizmów pozwalających na korektę błędów i kontrolę przepływu. Kontrola poprawności danych dokonywana jest w urządzeniach końcowych, dzięki małowym prawdopodobieństwom przekłamań na drodze transmisyjnej. Pomimo możliwości sprawdzania ramek w węzłach sieci, ramki zawierające błędy nie są naprawiane lecz usuwane i to bez powiadamiania o tym użytkowników końcowych.

Technika komutacji komórek należy do szybkich technik transmisji. Przesyłane tą techniką dane, dzielone są na stałej długości porcje, zwane właśnie komórkami, które po opatrzeniu niewielkim nagłówkiem są przesyłane w sieci. Technika ta przeznaczona jest dla łączy o bardzo dobrej jakości, przede wszystkim światłowodowych. Sieć transmisji danych nie odpowiada za sprawdzanie poprawności przesyłanych w niej pakietów. Procedury ustalania kolejności, wykrywania uszkodzonych i zagubionych pakietów zostały przeniesione do systemów użytkowników końcowych. Technika ta korzysta zazwyczaj



z trybu połączeniowego do transmisji komórek. Dzielenie zasobów między wielu użytkowników jest dokonywane dzięki multipleksacji i komutacji danych.

### 5.6.5 Porównanie sieci z poszczególnymi technikami komutacji

Najpopularniejszymi przedstawicielami poszczególnych technik są sieci wymienione poniżej.

- Komutacja kanałów - PSTN, ISDN, GSM,
- komutacja komórek - ATM,
- komutacja ramek - Frame Relay,
- komutacja pakietów - TCP/IP, X.25.

Każda z powyższych technik komutacji została zaprojektowana z myślą o różnego typu usługach możliwych do realizowania. Niektóre z nich lepiej nadają się do transmisji ruchu o wolnozmiennym natężeniu, a inne do transmisji ruchu podlegającego częstym zmianom natężenia. Istotną cechą charakteryzującą te techniki, jest złożoność przetwarzania informacji w węzłach sieci. Rys.2.2 przedstawia uporządkowanie technik komutacji ze względu na wyżej wymienione cechy.



Rys.2.2. Uporządkowanie technik komutacji

Na przedstawionym rysunku można zauważyć, że skrajne pozycje zajmują najpopularniejsze sposoby komutacji, tj. komutacja kanałów i komutacja pakietów. Różnią się w sposób zasadniczy pod względem własności, jednak możliwe jest realizowanie jednakowych usług, w każdej z tych sieci pomimo ogromnych różnic jakie je dzielą.

### 5.6.6 Publiczna sieć telefoniczna PSTN

Najstarszą siecią telekomunikacyjną o charakterze publicznym jest sieć oparta na komutacji łączy nazywana siecią PSTN (Public Switched Telephone Network). Usługi obecnie oferowane przez wyżej wymienioną sieć można podzielić na trzy podgrupy:

- Podstawowe - zestawianie połączeń za pomocą aparatów telefonicznych z tarczą numerową lub z tarczą tonową DTMF, taryfikacja.
- Rozszerzone - rozmowy trójstronne, telekonferencje, przekierowywanie rozmów, gorąca linia, itp.
- Dodatkowe - poczta głosowa, poczta elektroniczna, usługa Centrex, usługi sieci inteligentnej IN.

### 5.6.7 Publiczna sieć pakietowa PDN

Przekaz danych przez publiczne sieci pakietowe odbywa się za pomocą komutacji pakietów (X.25), ramek (Frame Relay) lub komórek (ATM). Komutacja ramek i komutacja komórek są odmianami komutacji pakietów, dlatego sieci te opisuje się ogólną nazwą PDN (Packet Data Network). W publicznych sieciach PDN dane w postaci pakietów, korzystając z usług bezpołączeniowych, mogą być transmitowane do wielu uczestników jednocześnie, czyli nie zestawiając kanału komunikacyjnego przed transmisją. Sieć PDN jest tworzona z węzłów komunikacyjnych (exchange) interpretujących adresy pakietów, które przez wydzielone kanały wędrują z terminala źródłowego do terminala docelowego.

Możliwe jest także tworzenie łącza logicznego mającego w cechy podobne do sieci z komutacją łączy PSTN.

### 5.6.8 Klasyfikacja central

Istnieje kilka sposobów klasyfikacji systemów komutacyjnych. Ze względu na formę prezentacji przekazów głosowych rozróżnia się centrale:

- analogowe, z bezpośrednią komutacją sygnałów analogowych (pasmo 4 kHz);
- cyfrowe, z przetwarzaniem głosu na postać cyfrową PCM64 (64 kb/s);
- zintegrowane, w których oprócz cyfrowego przekazu głosu możliwa jest integracja wielu usług teledacyjnych (teleks, telefaks, poczta elektroniczna, poczta głosowa, usługi Internetu, usługi obrazowe, sieci komputerowe i inne).

Ze względu na realizowane funkcje istnieje bardziej szczegółowa specjalizacja uwzględniająca podział central na: abonenckie, miejskie, satelickie, wyniesione (oddalone), tandemowe, tranzytowe, międzymiastowe i międzynarodowe, jak też o mieszanym charakterze — łączące kilka podanych funkcji. Podział ten w miarę wzrostu integracji między siecią telekomunikacyjną i komputerową ulega stopniowemu zanikowi.

#### Centrale analogowe

Pierwsze systemy automatycznych central telefonicznych (analogowych) działały w systemie bezpośrednim opartym na impulsach wybierczych — nadawane tarczą numerową abonenta bez rejestracji numeru w centrali — wprost na wybieraki centrali komutującej. Poszczególne cyfry (serie impulsów wybierczych) powodowały bezpośrednio „krok po kroku” zestawianie trasy kolejnych odcinków, co prowadziło do usztywnienia funkcji trasowania całości połączenia. Zwiększenie elastyczności trasowania uzyskano w systemach rejestrowych, w których impulsy wybiercze są najpierw pamiętane w rejestrach, a po zakończeniu nadawania numeru służą do budowania w miarę bezkolizyjnej drogi połączeniowej. Największy postęp w automatyzacji central analogowych uzyskano przez wprowadzenie systemów elektronicznych do trasowania połączeń, wśród których wyróżnia się:

- quasi-elektroniczne — w których sterowanie jest elektroniczne, a wybieraki połączeń pozostają nadal elektromechaniczne (biegowe, podnosząco-obrotowe, krzyżowe);
- systemy całkowicie elektroniczne — o przestrzennym i czasowym rozdziale dróg rozmównych w polu komutacyjnym.
- Cechą charakterystyczną wszystkich central analogowych jest przekaz i komutacja sygnałów głosowych w postaci analogowej (bez cyfrowego przetwarzania głosu) w obrębie systemu komutacji.

#### Sieci tranzytowe

Początkowo telefoniczne sieci tranzytowe, działające między centrami komutacji, wykorzystywały telefonię nośną, zastępującą grube wiązki międzycentralowe z setkami par linii telefonicznych transmitujących przekazy głosowe w naturalnym pasmie kanału o szerokości 4 kHz (300-3400 kHz). W systemach telefonii nośnej następuje zwielokrotnienie częstotliwościowe kanałów rozmównych przez przesunięcie podstawowego pasma 4 kHz w odpowiednio wyższe zakresy częstotliwości, oddzielnie dla każdej rozmowy. Po stronie odbiorczej analogowa postać sygnałów mowy jest rozdzielana za pomocą filtrów pasmowych (4-8 kHz, 8—12 kHz, 12—16 kHz itp.) na pojedyncze kanały rozmówne. Kłopotliwy proces wzmacniania i filtracji kanałów analogowych telefonii wielokrotnej był jednym z głównych powodów niskiej jakości rozmów i przesłuchów, co doprowadziło do ewolucji tych łączy w kierunku tranzytowych sieci cyfrowych .

Funkcjonujące do tej pory pojęcie sieci tranzytowej opartej na centralach tranzytowych traci stopniowo na znaczeniu. Warstwowa struktura sieci transportowych PDH i SDH (także ATM) na najwyższych poziomach komutacji funkcjonuje obecnie za pomocą węzłów cyfrowych łączących poszczególne fragmenty sieci synchronicznych o różnych przepływnościach, poczynając od szybkości 155 Mb/s w górę. Instalacja krotnic synchronicznych DXC, SXC oraz różnorodnych typów multiplexerów ADM (Add Drop Multiplexer), działających bezpośrednio na torach optycznych ze zwielokrotnieniem falowym WDM, gwarantuje optymalne wykorzystanie przepustowości istniejących kanałów światłowodowych między systemami komutacji na różnych poziomach multipleksacji.

## Centrale cyfrowe

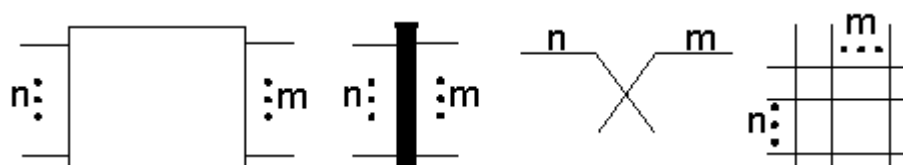
Określenie systemów komutacji nie jest obecnie jednoznaczne. Tradycyjnie obowiązujący do tej pory podział na systemy komutacji (centrale telefoniczne powyżej 10 000 abonenckich numerów NN) i centrale lokalne (prywatne, zakładowe) przestaje funkcjonować, gdyż wiele abonenckich systemów cyfrowych PABX może już obsługiwać trafik powyżej 25 000 numerów NN przejmując większość funkcji komunikacyjnych z nadrzędnych systemów komutacji i umożliwiając trafik powyżej 10 000 erlangów. Zasadniczym przełomem w rozwoju central i systemów komutacji było wprowadzenie do telekomunikacji cyfryzacji sygnałów głosowych za pomocą modulacji kodowo—impulsowej PCM. Dotychczasowe linie abonentów analogowych mogą być dołączone do centrali cyfrowej (cyfrowego systemu komutacji) przez kodek PCM znajdujący się na obrzeżu systemu komutacji, natomiast cyfrowe linie abonenckie są przyłączone bezpośrednio do portów wyjściowych traktowanych jako łącze główne systemu komunikacji. Kodek brzegowy PCM zamienia dwukierunkowy sygnał analogowy symetrycznej linii abonenckiej na dwa jednokierunkowe tory cyfrowe, każdy o przepływności 64 kb/s. Sygnały cyfrowe PCM64 mogą być komutowane bezpośrednio z innymi abonentami tego samego systemu lub podlegają zwielokrotnieniu przed ich przesłaniem do innego systemu komutacji. Taka koncepcja pozwala na całkowicie cyfrowe komutowanie, przetwarzanie i przesyłanie informacji oraz sygnalizacji na wszystkich poziomach wielowarstwowej sieci telekomunikacyjnej.

Rewolucyjne zmiany w cyfrowych systemach komutacji nastąpiły w momencie, gdy okazało się, że tanie sieci pakietowe pierwotnie przeznaczone do transmisji danych nadają się do przekazów głosowych prowadzonych w czasie rzeczywistym. Stało się to możliwe, dzięki znacznemu postępowi w technikach konwersji głosu do postaci cyfrowej PCM 64 kb/s (G.711), a następnie jego kompresji do strumienia o przepływności kanałowej: początkowo 32 kb/s (G.723), 16 kb/s (G.728), 8 kb/s (G.729) i 6,3 kb/s (G.723.1), a obecnie 5,3 kb/s (G.723.1). Są one uzyskiwane z wykorzystaniem szybkich procesorów sygnałowych DSP (Digital Signal Processing), jeszcze nie w pełni powszechnie dostępnych w rozwiązaniach komercyjnych.

### 5.7. Pole komutacyjne

Integralną cechą nowoczesnego systemu komutacji jest cyfrowe pole komutacyjne, umożliwiające przestrzenno-czasowy rozdział szczelin czasowych TDM (Time Division Multiplexing) między wszystkimi współpracującymi modułami komunikacyjnymi centrali komutującej. Zapewnienie bezkonfliktowej komutacji wymaga zwykle stosowania światłowodowego medium transmisyjnego o gigabitowej przepływności bitowej, w którym znajduje się kilkadziesiąt tysięcy przyporządkowanych na stałe lub zmiennych w czasie szczelin. Swobodna alokacja szczelin czasowych w topologii sieci komutującej jest najnowszym rozwiązaniem komutatorów przestrzenno-szczelinowych. Topologie sieci komutującej mogą przyjmować różne formy: cyfrowej sieci pierścieniowej, kratowej lub mieszanej; stosowane najczęściej topologie mieszane stanowią indywidualną i chronioną cechę każdego systemu komutacji.

**Pole komutacyjne** to urządzenie przełączające złożone z pojedynczych komutatorów (matryc komutacyjnych). Spotykane w literaturze symbole komutatorów przedstawia rys. 1.

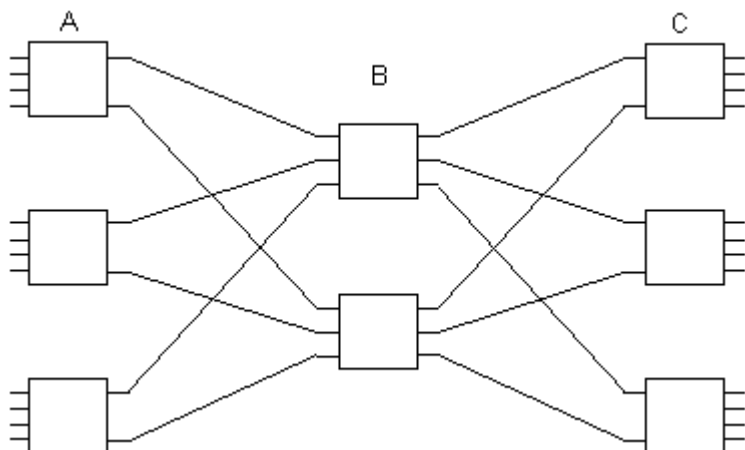


Rys. 1. Symbole komutatorów.

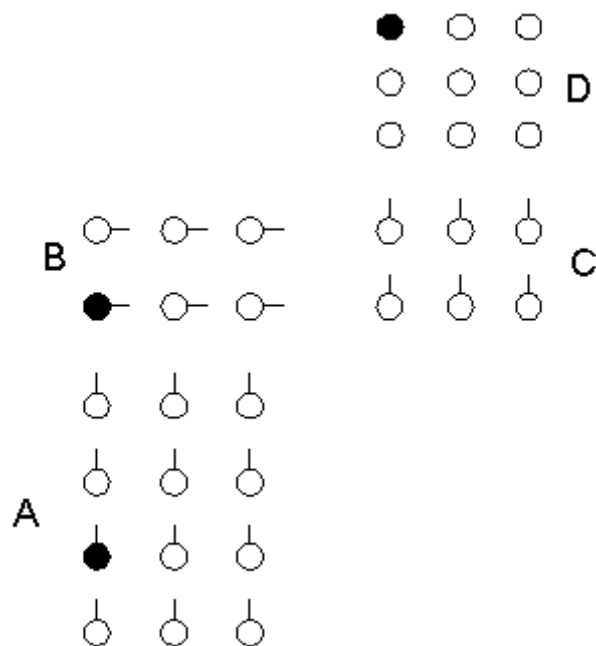
Pola komutacyjne przedstawia natomiast się trzema metodami:

- a. za pomocą komutatorów i łączy
- b. za pomocą symboliki szwedzkiej (Jacobeausa)
- c. za pomocą grafów pola i kanałowych.

Metody te zilustruję przedstawiając to samo pole komutacyjne przy pomocy każdej z nich.

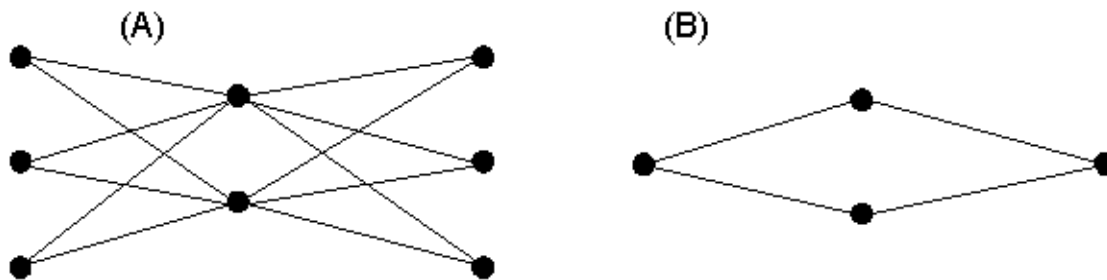


Rys. 2. Pole komutacyjne przedstawione za pomocą komutatorów i łączy.



Rys. 3. Pole z rys. 2. przedstawione w symbolice szwedzkiej.

Na rys. 3. litery A, B, i C oznaczają wejścia komutatorów odpowiednich sekcji, kreski wskazują kierunek łączy, a zaczernione kółka - zajęte organy połączeniowe.



Rys. 4. Graf polaz rys. 2. (a) i graf kanałowy (prawdopodobieństwowy) (b) dla pola rys. 2.

W grafie pola (a) wierzchołki odpowiadają komutatorom, a krawędzie - łączom międzysekcyjnym. Graf kanałowy jest podgrafem grafu pola. Pokazuje on wszystkie możliwe drogi połączeniowe między określonym wyjściem i wejściem pola.

W praktyce występują następujące rodzaje matryc komutacyjnych:

- w pełni wyposażone, umożliwiające połączenie każdego wolnego wejścia z każdym wolnym wyjściem
- częściowo wyposażone zestawienie połączenia tylko między niektórymi parami wolne wejście - wolne wyjście.

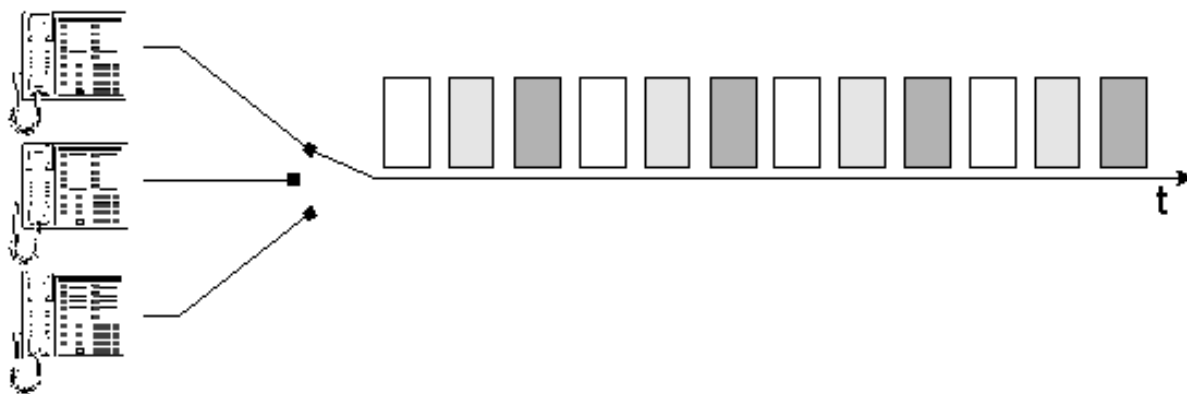
Należy w tym miejscu podkreślić, iż ilość punktów komutacyjnych jest kluczowym parametrem kształtującym cenę pola komutacyjnego. W świetle tego faktu sensowne staje się stosowanie matryc częściowo wyposażonych jeśli nie pogarsza to w istotnym stopniu jakości świadczonych usług.

### 5.7.1 Klasyfikacja pól komutacyjnych

Ponieważ istnieje bardzo wiele różnorodnych pól komutacyjnych i duża ilość cech je charakteryzujących istnieje wiele kryteriów klasyfikacji tych pól.

Ze względu na **sposób rozdziału dróg rozmównych** pola dzielimy na:

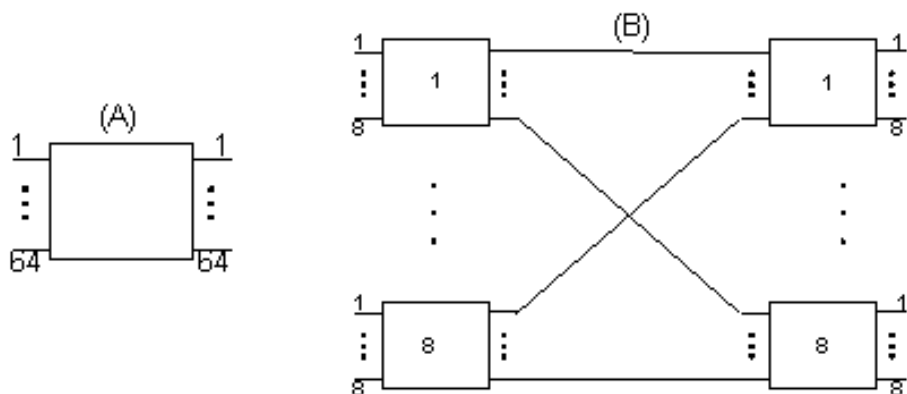
- pole z rozdziałem przestrzennym - wszystkie połączenia realizowane są przez fizycznie rozdzielone drogi połączeniowe
- pole z rozdziałem czasowym - wiele połączeń może być realizowanych w jednym łączu fizycznym; każdemu kanałowi przydzielana jest kolejno ramka czasowa; Istotę tego zagadnienia ilustruje rys. 5.
- z rozdziałem częstotliwościowym - wiele połączeń może być realizowanych w jednym łączu fizycznym poprzez przydzielenie każdemu kanałowi innej częstotliwości nośnej



Rys. 5. Ilustracja działania pola z rozdziałem czasowym.

Ze względu na **liczbę sekcji** pola dzielimy na:

- jednosekcyjne - połączenie żądanej pary wejście - wyjście jest realizowana za pomocą jednego punktu komutacyjnego np.: pojedynczy komutator prostokątny
- wielosekcyjne - wyjścia jednej grupy komutatorów (sekcji) są połączone z wejściami komutatorów innej sekcji



Rys. 6. Pole komutacyjna o pojemności 64x64 (a) jednosekcyjne, (b) wielosekcyjne

Co zyskujemy, a co tracimy zwiększając liczbę sekcji?

Zwiększając liczbę sekcji zmniejszamy ilość punktów komutacyjnych. Widać to choćby na przykładzie przedstawionym na rys. 6. W przypadku pola jednosekcyjnego (a) punktów tych jest  $64^2=4096$ , a w przypadku pola dwusekcyjnego o tej samej pojemności (b)  $16 \cdot 8^2=1024$ . Innym argumentem przemawiającym za konstruowaniem pól wielosekcyjnych jest możliwość uzyskiwania dużych pojemności, niemożliwych do zrealizowania w postaci pojedynczego komutatora, choćby ze względów technologicznych. Z drugiej jednak strony, nadmierne zwiększanie ilości sekcji powoduje trudności w sterowaniu takim polem.

Ze względu na **stosunek liczby wejść do liczby wyjść** pola dzielimy na:

- pola z kompresją - w tych polach liczba wejść jest większa od liczby wyjść
- pola z ekspansją - w tych polach liczba wyjść jest większa od liczby wejść
- pola rozdziału ruchu - w tych polach liczba wyjść jest równa liczbie wejść

Ze względu na **dostępność wyjść** pola dzielimy na:

- niepełnodostępne - konstrukcja pola uniemożliwia zestawienie połączenia pomiędzy dowolnym wejściem a dowolnym wyjściem
- pełnodostępne - możliwe jest zestawienie połączenia pomiędzy dowolnym wejściem a dowolnym wyjściem

Poprzez odpowiednie połączenie komutatorów pełnodostępnych można utworzyć pole niepełnodostępne jak i poprzez odpowiednie połączenie pól niepełnodostępnych można otrzymać pole pełnodostępne.

Ze względu na **występowanie stanów blokady** pola dzielimy na:

- nieblokwalne w wąskim sensie - można zestawić dowolne połączenie wolne wyjście - wolne wejście bez względu na stan pola, czyli istniejące już w nim połączenia
- nieblokwalne w szerokim sensie - możliwe jest ominięcie wszystkich stanów blokady (niemożności zestawienia połączenia między parą wejście - wyjście mimo istnienia dostępności) przy zastosowaniu określonego algorytmu wyboru drogi połączeniowej
- przestrajalne - można zestawić dowolne połączenie wolne wyjście - wolne wejście, lecz jeśli to konieczne, możliwe są w tym celu zmiany istniejących już dróg połączeniowych

- d. blokowalne - w zależności od stanu pola mogą wystąpić stany blokady mimo zastosowania wymienionych wyżej zabiegów

Chciałbym w tym miejscu podkreślić różnicę między polem *blokwalnym* a *niepełnodostępnym*. Niepełnodostępność wynika z uwarunkowań sprzętowych - braku fizycznej możliwości zestawienia danej drogi połączeniowej np. zbyt małej ilości punktów komutacyjnych. Stan blokady natomiast wynika ze *stanu pola*. Mówimy o nim wtedy, gdy mimo istnienia fizycznej możliwości zestawienia danego połączenia nie można go uzyskać, np. ze względu na zajętość łączy, jednak po odpowiedniej zmianie *stanu pola* zestawienie tego połączenia będzie możliwe.

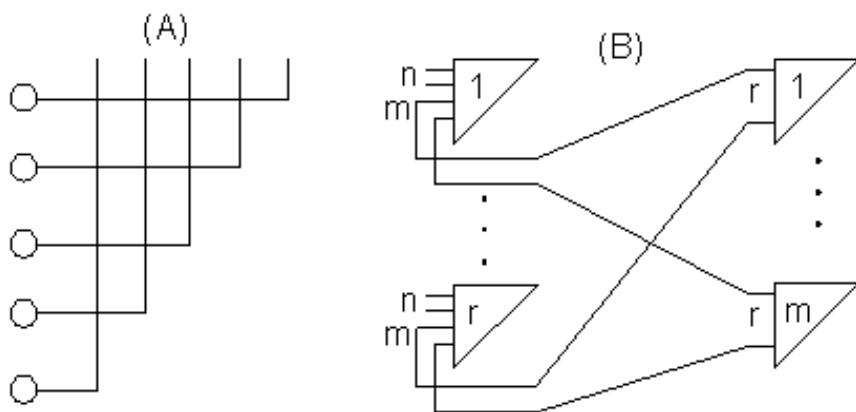
Ze względu na **liczbę łączy między komutatorami sąsiednich sekcji** pola dzielimy na:

- a. zupełne - komutatory sąsiednich sekcji połączone są co najwyżej jednym łączem międzysekcyjnym
- b. niezupełne - komutatory sąsiednich sekcji połączone są więcej niż jednym łączem międzysekcyjnym

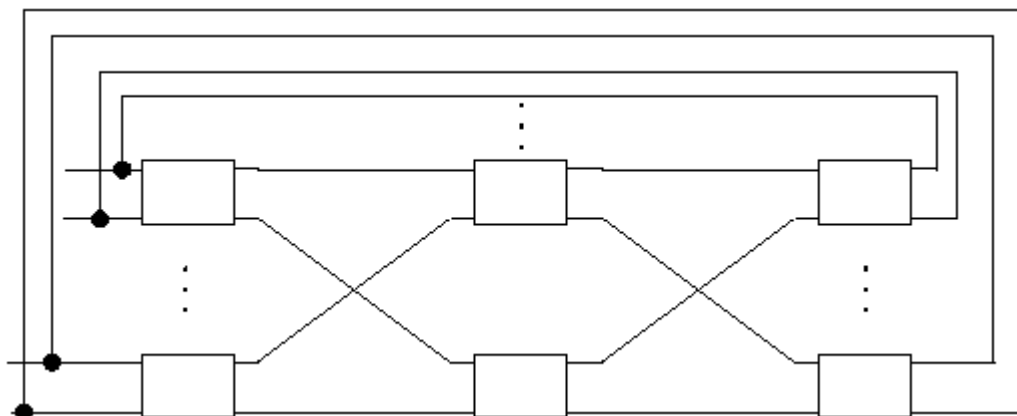
Ze względu na **sposób przyłączania urządzeń końcowych** pola dzielimy na:

- a. dwustronne - zbiory wejść i wyjść są rozłączone, a połączenia można realizować tylko między wejściami a wyjściami
- b. jednostronne - można realizować między dowolnymi końcówkami, każda końcówka może pełnić rolę zarówno rolę wejścia jak i wyjścia
- c. mieszane - część końcówek pełni rolę wejść część wyjść, a pozostałe realizują obie funkcje

Istnieje kilka sposobów realizacji pól jednostronnych. Jeden z nich zilustrowany jest na rys. 7. Zauważmy, że połączenie między końcówkami tego samego komutatora sekcji pierwszej odbywa się bez pośrednictwa sekcji drugiej.



Rys. 7 Jednostronne pole komutacyjne (a) jednosekcyjne, (b) dwusekcyjne zrealizowane na komutatorach trójkątnych.





Inny sposób utworzenia pola jednostronnego ilustruje rys. 8. Przekształcono tu pole dwustronne w jednostronne stosując tzw. połączenia pętlowe. Łączą one wejścia i wyjścia o tych samych numerach. W takim polu istnieją dwa sposoby zestawienia połączenia między dwiema końcówkami:

- a. połączenie typu 1. - od końcówki wywołującej przez pole komutacyjne do wyjścia komutatora ostatniej sekcji i przez pętlę do końcówki wywoływanej
- b. połączenie typu 2. - od końcówki wywołującej przez pętlę do wyjścia komutatora ostatniej sekcji i przez pole komutacyjne do końcówki wywoływanej

Ze względu na **przebieg informacji** pola dzielimy na:

- a. jednokierunkowe - informacje przesyłane są tylko w kierunku od wejść do wyjść pola
- b. dwukierunkowe - informacje przesyłane są w obu kierunkach

Należy w tym miejscu podkreślić różnicę pomiędzy polami *jednokierunkowymi* i *dwukierunkowymi* a *jednostronnymi* i *dwustronnymi*. Z informacji o tym czy pole jest jednostronne czy dwustronne dowiadujemy się z których końcówek możemy nawiązywać połączenie, a z których je odbierać, natomiast informacja o tym czy pole jest jednokierunkowe czy dwukierunkowe mówi nam w którą stronę możemy przesyłać dane po nawiązaniu połączenia.

Ze względu na **sposób wyboru wyjść** pola dzielimy na pola z selekcją:

P-P	punkt -punkt	G-P	grupa - punkt	W-P	Wszystkie - punkt
P-G	punkt - grupa	G-G	grupa - grupa	W-G	Wszystkie - grupa
P-W	punkt - wszystkie	G-W	grupa - wszystkie	W-W	Wszystkie - wszystkie

Inne określenia niektórych typów selekcji:

P-P indywidualny wybór wyjść - określone wejście łączymy z określonym wyjściem

P-G grupowy wybór wyjść - określone wejście łączymy z jednym z wyjść należącym do określonej grupy

P-W nieuwarunkowany (swobodny) wybór wyjść - określone wejście łączymy dowolnym wyjściem

Ze względu na **liczbę końcówek biorących udział w połączeniu** pola dzielimy na:

- a. jednopojęzaniowe - w połączeniu biorą udział tylko jedno wejście i jedno wyjście
- b. wielopojęzaniowe - w połączeniu może brać udział wiele wejść i wiele wyjść

Pole wielopojęzaniowe określone za pomocą parametrów:

- $q_1$  - ilość wejść mogących jednocześnie uczestniczyć w połączeniu z  $q_2$  wyjściami
- $q_2$  - ilość wyjść mogących jednocześnie uczestniczyć w połączeniu z  $q_1$  wejściami

nazywamy ( $q_1$ ,  $q_2$ )-połączeniowymi. Pola takie wykorzystywane są np. dla realizacji połączeń konferencyjnych. Szczególnym przypadkiem pola wielopojęzaniowego jest pole (1,  $q_2$ )-połączeniowe, zwane także *rozsiwczym*. Może być ono wykorzystywane do dystrybucji sygnału telewizyjnego przewodowej.

Podkreślimy różnicę pomiędzy polami z *indywidualnym*, *grupowym*, bądź *swobodnym* wyborem wyjść a polami *jedno-* i *wielopojęzaniowymi*. Pierwsze trzy pola określają z jakiej grupy wyjść należy wybrać wyjście docelowe dla danego wejścia podczas gdy pola z drugiej grupy umożliwiają

zdecydowanie między iloma i jakimi wejściami i wyjściami ma być zawiązane jednocześnie połączenie (konferencyjne). Liczność grupy tych wejść nie może być oczywiście większa od  $q_1$ , a wyjść od  $q_2$ .

Ze względu na **istnienie przelewu wewnętrznego** pola dzielimy na:

- a. pola z możliwością przelewu wewnętrznego (z łączami pomocy wzajemnej)
- b. pola bez możliwości przelewu wewnętrznego

Przelew wewnętrzny uzyskuje się poprzez połączenie ostatniego wyjścia pierwszego komutatora danej sekcji z pierwszym wejściem drugiego, ostatniego wyjścia drugiego komutatora tej sekcji z pierwszym wejściem trzeciego itd. Wprowadzenie przelewu wewnętrznego może zmniejszyć prawdopodobieństwo blokady.

## 5.7.2 Systemy komutacji w Polsce

W Polsce działa wiele typów sieci telekomunikacyjnych o charakterze publicznym:

- komutowane sieci telefoniczne PSTN (Public Switched Telephone Network);
- teledacyjne sieci z komutacją kanałów CSPDN (Circuit Switched Public Data Network);
- teledacyjne sieci z komutacją pakietów PSPDN (Public Switched Packet Data Network);
- sieci telegraficzne (Telex);
- radiotelefoniczne sieci komórkowe MT (Mobile Telephony), a także wiele sieci wydzielonych o charakterze lokalnym lub prywatnym (PABX, LAN, dyspozytorskie, specjalne).

W krajowej sieci telefonicznej PSTN funkcjonują jeszcze następujące systemy komutacji (analogowej i cyfrowej):

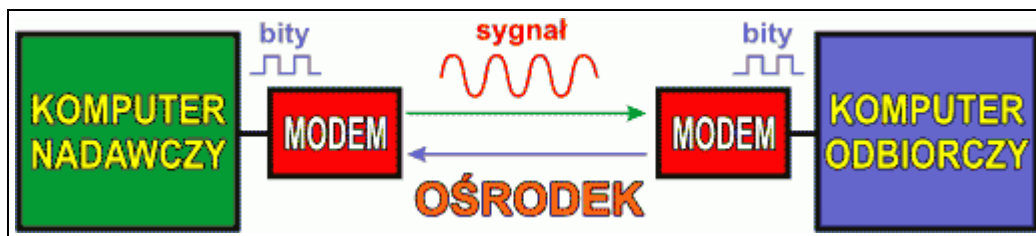
- system Strowgera (w zaniku) na poziomie central okręgowych,
- system krzyżowy (Pentaconta 1000C, K66, LNI) na poziomie central okręgowych, międzymiastowych, także zespolonych,
- system elektroniczny (E-10A) na poziomie central okręgowych,
- nowoczesne systemy komutacji cyfrowej (Alcatel 1000 S12, Lucent Technologies 5ESS-2000, 5ESS/7R/E, Siemens EWSD, krajowe DGT 3450) działające w najwyższych i środkowych warstwach sieci telekomunikacyjnej na poziomie łączy międzynarodowych, central międzymiastowych i niektórych central okręgowych i zespolonych.

## 5.8. Modulacja

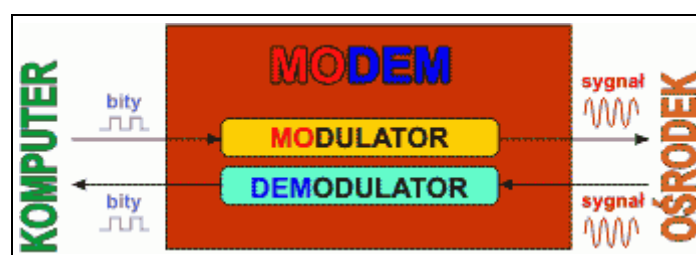
Transmisja cyfrowa polega na przesyłaniu informacji w postaci bitów pomiędzy dwoma urządzeniami cyfrowymi, np. komputerami. W rozdziale tym opiszemy podstawowe idee transmisji cyfrowej. Zaczniemy od budowy toru transmisyjnego.

### 5.8.1 Tor transmisyjny

Zadaniem toru transmisyjnego jest przesłanie informacji binarnej od komputera nadawczego do komputera odbiorczego. Typowy tor transmisji danych cyfrowych składa się z następujących elementów:



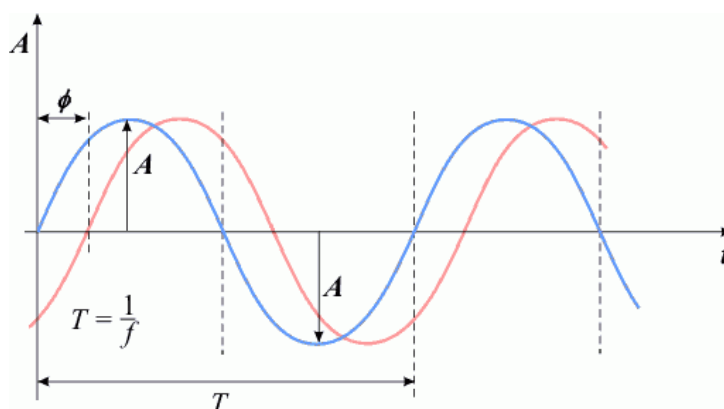
Komputer nadawczy przekazuje informację do przesłania modemowi nadawczemu. Modem jest specjalnym urządzeniem, które informację cyfrową w postaci bitów zamienia na odpowiedni dla danego ośrodka sygnał (falę radiową, prąd elektryczny, światło lasera itp). Sygnał przenosi się (propaguje) przez ośrodek transmisyjny (przestrzeń, przewód elektryczny, światłowód itp). Po drugiej stronie toru transmisyjnego sygnał dociera do modemu odbiorczego. Modem odbiorczy odczytuje sygnał i, odpowiednio go interpretując, wydobywa z niego informację cyfrową, którą nadał modem odbiorczy. Wydobytą informacja jest przekazywana do komputera odbiorczego. Kanał transmisyjny posiada zwykle łączność w obu kierunkach. Kanałem zwrotnym komputer odbiorczy może przekazywać potwierdzenie odbioru danych - tzw. transmisja z potwierdzeniem (ang. hand shaking transmission).



Nazwa **MODEM** pochodzi od nazw MODULATOR i DEMODULATOR. Modulator jest układem wewnątrz modemu, który odpowiednio kształtuje (moduluje) sygnał wysyłany do ośrodka w zależności od przesyłanej informacji cyfrowej. Sygnał ten nazywamy sygnałem nośnym (ang. carrier). Demodulator wykonuje zadanie odwrotne - odebrany z ośrodka sygnał przekształca (demoduluje) z powrotem w informację cyfrową dla komputera odbiorczego.

## 5.8.2 Modulacja sygnału

Słowo modulacja (ang. modulation) oznacza kształtowanie różnych parametrów sygnału propagującego się przez ośrodek za pomocą informacji cyfrowej, którą ten sygnał ma przenieść. Sygnał najczęściej ma formę zbliżoną do kształtu sinusoidy (wykres funkcji  $f(x) = \sin(x)$ ) i jest sygnałem okresowym (czyli takim, który powtarza się po określonym czasie). Fala sinusoidalna jest bardzo rozpowszechnionym rodzajem fali w przyrodzie. Jeśli wrzucisz do spokojnego stawu kamień, to powstałe, rozchodzące się fale będą właśnie falami sinusoidalnymi. Zobaczmy jakie parametry fali sinusoidalnej można modulować (kształtować):



Fala sinusoidalna zmienia się w czasie odchylając się w górę i w dół od położenia naturalnego. Wartość maksymalnego odchylenia od położenia równowagi nazywamy amplitudą sygnału i oznaczamy literką A:

$$f(t) = A \sin(\omega t)$$

Drugim istotnym parametrem sygnału sinusoidalnego jest okres T. Jest to czas, po upływie którego fala zaczyna się powtarzać - przyjmuje te same wartości wychylenia. Okres mierzymy w sekundach. Bezpośrednio z okresem związana jest częstotliwość fali, czyli liczba okresów w ciągu jednej sekundy. Jednostką częstotliwości jest Hz (Herz - od nazwiska niemieckiego pioniera techniki radiowej, Heinricha Rudolfa Herza). Np. fala, o okresie 0,2 sekundy ma częstotliwość 5 Hz, ponieważ w jednej sekundzie mieści się jej pięć okresów. Wyższe jednostki częstotliwości to:

1 kHz = 1000 Hz = 1000 okresów w ciągu jednej sekundy

1 MHz = 1000 kHz = 1.000.000 Hz

1 GHz = 1000 MHz = 1.000.000 kHz = 1.000.000.000 Hz

Trzecim parametrem jest przesunięcie fazowe  $\phi$ . Sygnał przesunięty fazowo posiada taką samą amplitudę oraz okres, lecz w stosunku do sygnału nie przesuniętego przyjmuje wartości wychylenia z pewnym opóźnieniem. Miarą przesunięcia fazowego jest kąt w radianach.

Mamy zatem trzy różne parametry sygnału, które można modulować:

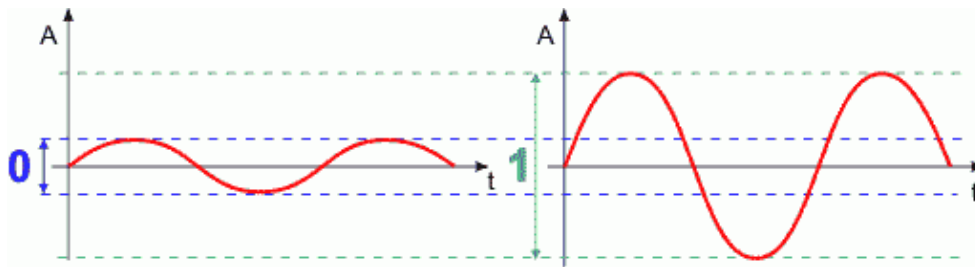
- amplitudę - modulacja amplitudy - AM (ang. Amplitude Modulation)
- częstotliwość - modulacja częstotliwości - FM (ang. Frequency Modulation)
- fazę - modulacja fazy - PM (ang. Phase Modulation)

Jeżeli zmieniamy (modulujemy) parametr fali nośnej sygnałem analogowym, to **mamy modulację analogową**. Jeżeli sygnał modulujący jest cyfrowy, to modulacja jest cyfrowa i często nazywamy ją **kluczowaniem**. Odpowiednio wyróżniamy wtedy modulację ASK, FSK i PSK.

Sygnał nośny (analogowy) zmodulowany cyfrowo przenosił będzie informację cyfrową, czyli bity. Transmisja pojedynczych bitów jest transmisją szeregową. Dla każdego bitu przewidziany jest pewien krótki czas transmisji zwany oknem transmisji bitu (ang. bit transmit window) lub ramką bitu (ang. bit transmit frame). Bity są przesyłane jeden po drugim.

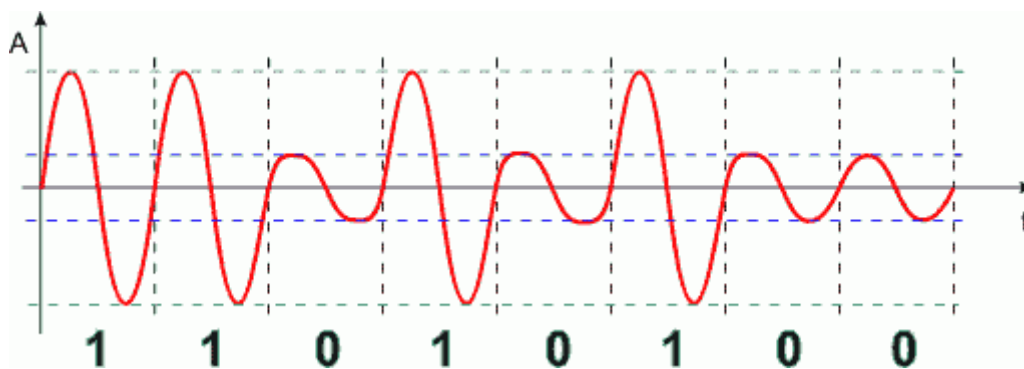
### 5.8.3 Cyfrowa Modulacja Amplitudy – ASK

W modulacji amplitudy kształtujemy amplitudę sygnału w zależności od przesyłanego bitu 0 lub 1. Umówmy się, iż bit 0 będzie reprezentowany sygnałem o małej amplitudzie, a bit 1 będzie reprezentowany sygnałem o amplitudzie dużej.

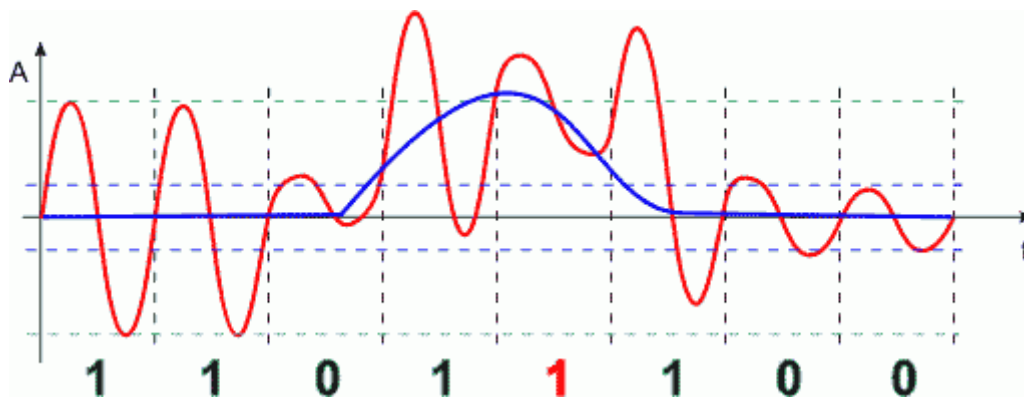


Amplitudy dla bitu 0 i 1 muszą być tak dobrane, aby łatwo dały się odróżnić od siebie po stronie odbiorczej toru transmisyjnego.

Modem odbiera od komputera nadawczego informację cyfrową w postaci bitów. Wykorzystując stany bitów modem nadawczy moduluje odpowiednio amplitudę sygnału nośnego i wysyła go do ośrodka transmisyjnego. Poniżej przedstawiamy w dużym uproszczeniu przykładowy kształt sygnału zmodulowanego amplitudowo dla informacji binarnej 11010100.



Transmisja z modulacją amplitudy jest mało odporna na zakłócenia. Przez zakłócenie rozumiemy obcy sygnał, który losowo pojawia się w kanale transmisyjnym i oddziałuje na sygnał nadawany. Zakłócenia powstają z różnych powodów - wyładowania atmosferyczne, praca różnych urządzeń elektrycznych, iskrzenia styków, promieniowanie kosmiczne tp. Sygnał zakłócający dodaje się do sygnału nadawanego zmieniając w ten sposób kształt fali.

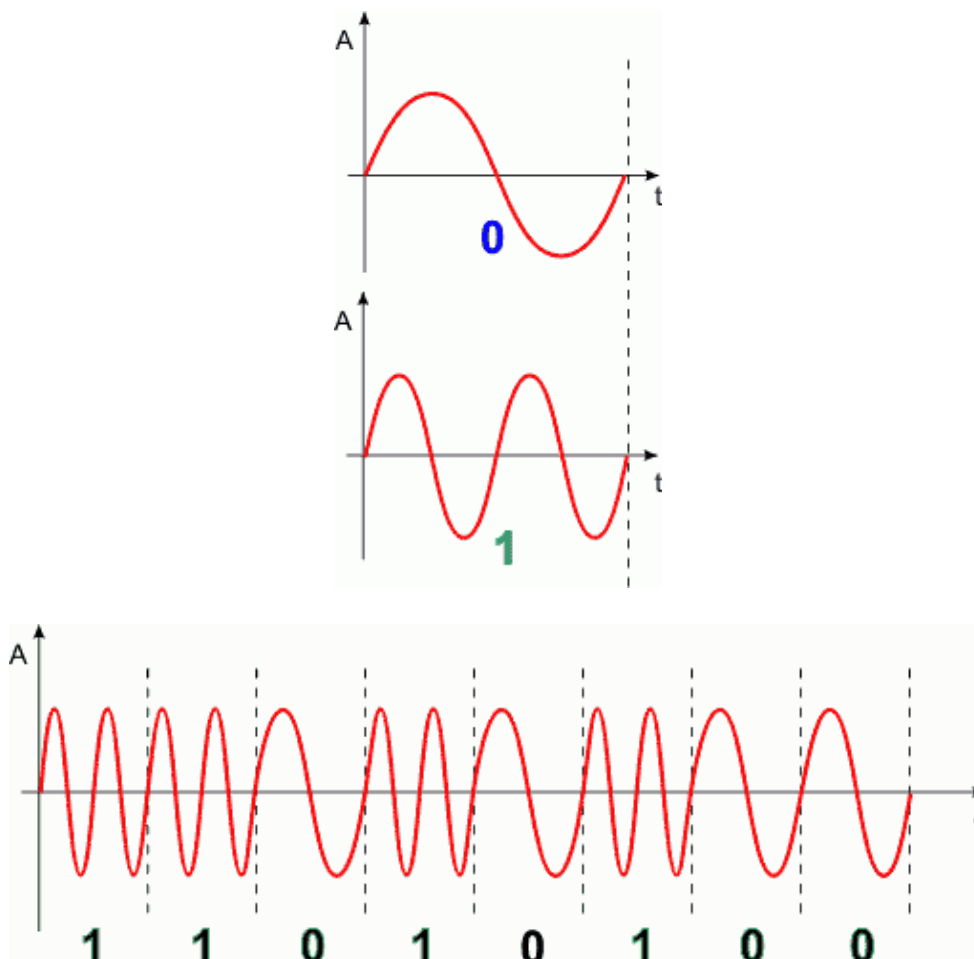


Na powyższym przykładzie sygnał zakłócający (niebieski) spowodował taką zmianę sygnału nadawanego, iż nastąpiło przekłamanie jednego bitu, zaznaczonego pod wykresem na czerwono.

#### 5.8.4 Cyfrowa Modulacja Częstotliwości – FSK

W modulacji częstotliwości kształtujemy częstotliwość sygnału (długość okresu). W oknie bitu 0 częstotliwość jest niska, w oknie bitu 1 częstotliwość jest wysoka.

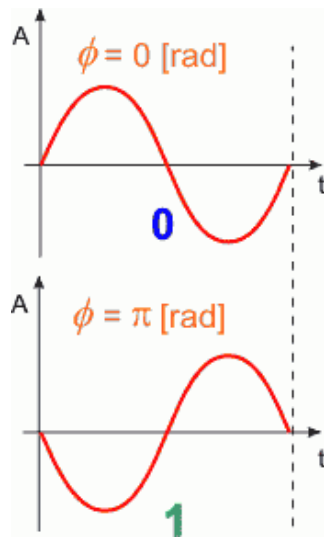
Częstotliwości dla bitu 0 i dla bitu 1 muszą być tak dobrane, aby bez problemu można było odróżnić od siebie te dwa sygnały. Na powyższym rysunku częstotliwość dla 1 jest dwa razy wyższa od częstotliwości dla 0. W praktyce stosunki tych częstotliwości są inne (ze względu na tzw. harmoniczne, czyli fale pochodne o częstotliwościach będących wielokrotnościami częstotliwości fali podstawowej), ale zasada pozostaje taka sama.



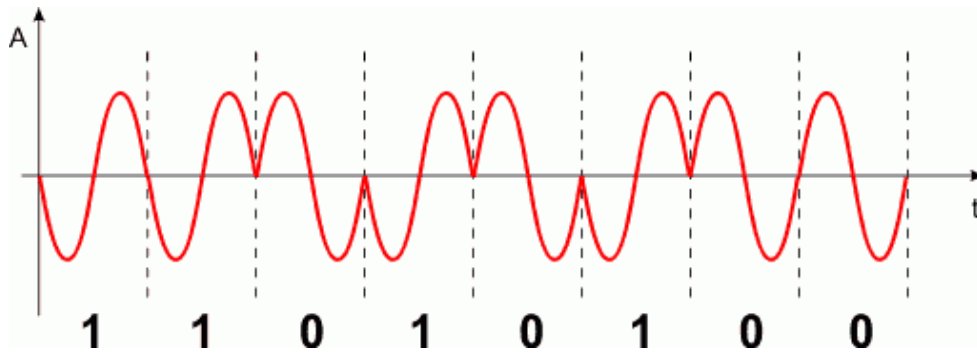
Powyżej widzimy kształt sygnału zmodulowanego częstotliwościowo dla danych binarnych 11010100. Ponieważ amplituda sygnału nie niesie informacji, zakłócenia amplitudowe do pewnego stopnia nie wpływają na przekazywaną informację. Dlatego modulacja FM jest dużo bardziej odporna na zakłócenia niż modulacja AM.

### 5.8.5 Cyfrowa Modulacja Fazy – PSK

W modulacji fazy kształtujemy przesunięcie fazowe. Umówmy się, iż dla bitu 0 przesunięcie wynosi 0 radianów, a dla bitu 1 przesunięcie wynosi  $\pi$  radianów (o takim sygnale mówimy, iż posiada fazę przeciwną).

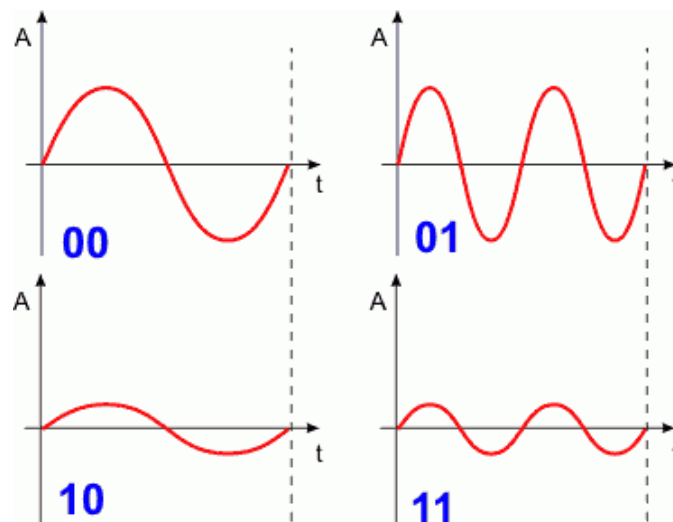


Poniżej przedstawiamy przebieg sygnału zmodulowanego fazowo dla danych binarnych 11010100. Zwróć uwagę, iż zmiana fazy występuje wtedy, gdy kolejne bity zmieniają swój stan np. z 1 na 0 lub z 0 na 1. Zamiast wykrywania przesunięć fazowych można jedynie wykrywać zmianę fazy (co jest dużo prostsze) i odpowiednio zmieniać stan odbieranych bitów.



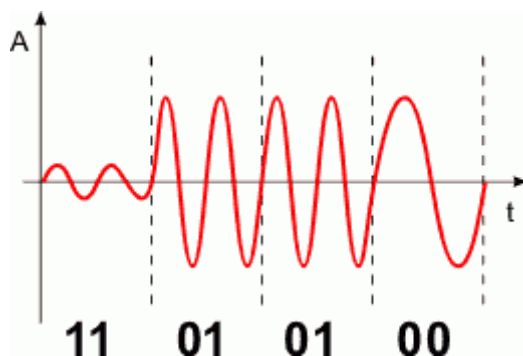
Transmisja PSK jest bardzo odporna na zakłócenia.

Aby zwiększyć przepustowość kanału transmisyjnego często łączy się ze sobą kilka modulacji (np. amplitudy i fazy). W ten sposób można z wielokrotnie postać sygnału, a co za tym idzie w oknie bitowym przesyłać nie pojedynczy bit lecz kilka bitów. Dla przykładu zademonstrujemy taką modulację **AM/FM**. Naraz będą przesyłane dwa bity wg schematu:





Sygnal modulujemy amplitudowo i częstotliwościowo wg dwóch bitów danych. Poniżej przedstawiamy przykładowy kształt sygnału dla danych binarnych 11010100. Zwróć uwagę, iż informację tą przesyłamy w dwa razy krótszym czasie niż w przypadku modulacji prostej. Z wielokrotniliśmy przepustowość kanału transmisyjnego.



Pokazane sposoby modulacji nie wyczerpują wszystkich stosowanych w praktyce metod kształtowania sygnału. Naszym celem było jedynie naszkicowanie problemów transmisji cyfrowej i sposobów ich rozwiązania.

Szybkość transmisji cyfrowej wyraża się w jednostkach zwanych bodami (ang. baud rate):  
1 bod = 1 bit w ciągu jednej sekundy

Większe jednostki to

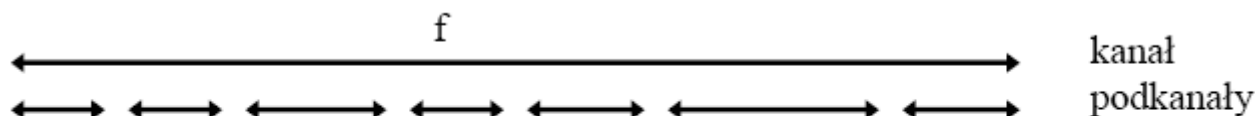
1 kilo bod = 1000 bitów / sekundę  
1 mega bod = 1000 kilo bodów = 1.000.000 bodów

## 5.9. Transmisja wąsko- i szerokopasmowa

Ponieważ przepływność kanału transmisyjnego jest zgodnie z prawem Shannona proporcjonalna do pasma tegoż kanału, współczesne media transmisyjne (w szczególności optyczne) zapewniają możliwość realizacji transmisji znacznie większej, szybszej niż wynika to z potrzeb łączonych w ten sposób sieci. Z tego powodu w kanałach transmisyjnych realizuje się zwielokrotnianie przesyłania poprzez wydzielenie niezależnych kanałów transmisyjnych.

Jeżeli w układzie transmisyjnym istnieje jeden, jedyny kanał transmisyjny, transmisja taka nosi nazwę **wąskopasmowej**. Jeżeli w kanale wydziela się wiele podkanałów mówimy o transmisji **szerokopasmowej**.

*Zazwyczaj wydzielenie kanałów dokonuje się wydzieleniem pasm częstotliwości i dlatego, gdy mowa o transmisji średniopasmowej oznacza to zakres częstotliwości, a nie ilość kanałów transmisyjnych.*



**Rys 2.5 Wydzielenie częstotliwościowe podkanałów**

Oprócz zwielokrotniania częstotliwościowego w telekomunikacji i sieciach komputerowych wykorzystywane są następujące typy zwielokrotniania:

- czasowe TDM
- kodowe RDM
- falowe WDM

- kierunkowe DDM
- przestrzenne DD

Każda z powyższych metod gwarantuje poprawę efektywności wykorzystania kanału transmisyjnego.

### Zwielokrotnienie (multiplexing)

W celu efektywnego wykorzystania łączy stosuje się wiele technik umożliwiających jednoczesne przenoszenie informacji pochodzących z kilku stacji. Wyróżniamy:

1. **Multipleksowanie z podziałem częstotliwości FDM** (frequency division multiplexing)
2. **Multipleksowanie z podziałem czasu TDM** (time division multiplexing)

**FDM** polega na **podziale** pasma przenoszenia łączy na kanały, każdemu kanałowi jest przypisana stała częstotliwość fali nośnej i dopuszczalny przedział modulacji częstotliwości tej fali. Umożliwia przenoszenie wielu sygnałów przez dany ośrodek. FDM można stosować przy przesyłaniu sygnałów kablem, drogą radiową lub światłowodem. Ponieważ fale o częstotliwości będącej wielokrotnością mogą się nakładać, stosuje się minimalną odległość między falami nośnymi. FDM jest używane tylko w kanałach o dużej przepustowości (duży zakres częstotliwości). FDM umożliwia jednoczesną komunikację przez wspólny ośrodek. Fala nośna ma inną częstotliwość dla każdej z par.

**Przesyłanie szerokopasmowe**, odmiana FDM – ten sam sygnał wysyłany na różnych częstotliwościach, zwiększenie niezawodności.

Przy transmisji przez światłowód stosuje się odmianę **multipleksowania z podziałem długości fali**.

**TDM** stosowane jest przy transmisji sygnałów cyfrowych w sieciach wyposażonych w bardzo szybkie łącza transmisji danych, szybsze od prędkości nadawania sygnałów przez stacje pracujące w sieci (światłowody). W przypadku **synchronicznego TDM** czas transmisji jest dzielony pomiędzy użytkowników na przedziały zwane szczelinami czasowymi (time slots). Nadchodzące sygnały od kolejnych użytkowników są wzajemnie przeplatane. Urządzenia używają schematu **dostępu cyklicznego** (mała ilość danych ze źródła 1, następnie z 2). Technika **synchronicznego TDM** jest wykorzystywana w komunikacji między cyfrowymi centralami abonenckimi (PABX). W sieciach LAN stosuje się **asynchroniczne TDM**, które polega na dynamicznym przydzielaniu niewielkiego czasu transmisji kolejno wszystkim stacjom oczekującym na wysłanie danych.

### Techniki transmisji:

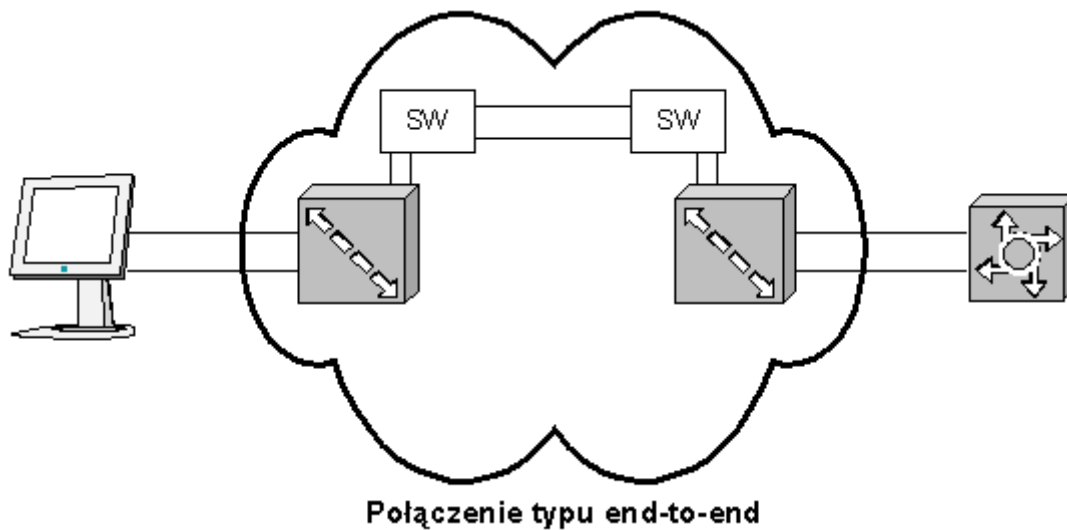
1. **szerokopasmowa (broadband technologie)** – jednoczesne prowadzenie wielu sesji komunikacyjnych po tym samym łączy przez zastosowanie wielu osobnych częstotliwości sygnału (**FDM**), sygnały analogowe (fala nośna), wymaga łączy o dużym paśmie przenoszenia (300-400Hz), optymalna szerokość pasma zależy od wymaganej szybkości przenoszenia sygnałów – im szersze pasmo, tym większe osiągane prędkości transmisji. Zaletą jest duży zasięg sieci (kilkadziesiąt km), sieci posiadają konfigurację drzewa, może być podwójne okablowanie, gdyż typowa sieć szerokopasmowa jest jednokierunkowa – sygnały wędrują w jednym kierunku
  - a. **sieć dwuprzewodowa** – dwa przewody do każdego urządzenia (nadajnik, odbiornik),
  - b. **sieć z dzielonym pasmem przenoszenia** – dwa kanały różniące się częstotliwością.
2. **wąskopasmowa (baseband technologie)** – w paśmie podstawowym, stosuje się wąskie pasmo, prowadzenie 1 sesji komunikacyjnej, sygnały są cyfrowe, stosowane **TDM**.

## 5.10. Standard ISDN

- ISDN jest bardziej rozległy niż DSL lub inne technologie kablowe
- Wiele firm i ISP stworzyło znaczące inwestycje w ISDN, wyposażenie i szkolenia oraz planuje kontynuować rozszerzenie inwestycji
- Biura zdalne używające ISDN mogą łączyć się do centrali bezpośrednio, bez przechodzenia przez publiczny Internet. Większość implementacji DSL i kablowych wymaga komunikacji zdalnego hosta z centralą używając VPN (Virtual Private Network).

### 5.10.1 Architektura ISDN

ISDN jest technologią cyfrową. Zastępuje ona urządzenia tradycyjnej technologii telefonii analogowej na wyposażenie urządzeń cyfrowych o wysokich prędkościach transmisji umożliwiającą poruszanie się użytkownikowi w cyfrowej pętli lokalnej. POTS używa technologię PCM, aby zakodować analogowy sygnał na cyfrowy dla transmisji cyfrowej. Powoduje to niepożądane opóźnienia i potencjalne szumy.



Zalety:

- Duża prędkość
- Szybsze zestawienie połączenia
- Tańsze niż łącze dzierżawione
- Możliwość przesyłania danych i głosu

Usługi

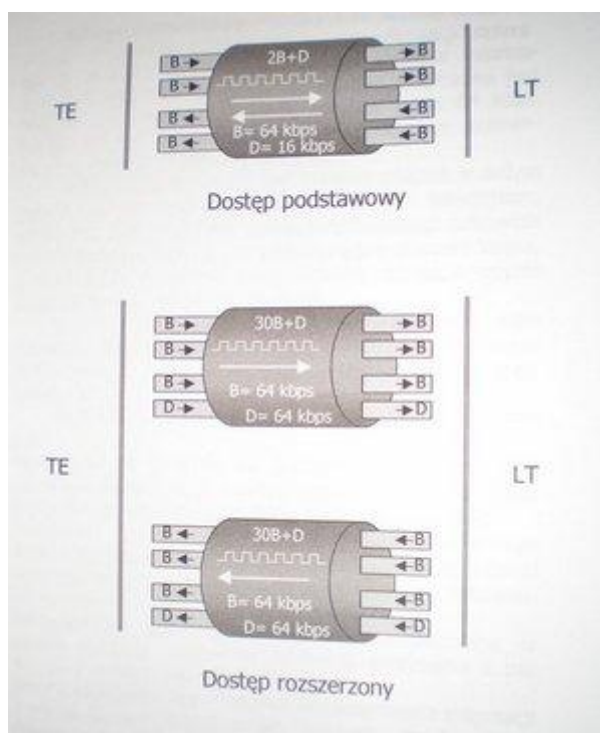
Są dwa rodzaje ISDN: BRI i PRI. Pojedynczy interfejs PRI lub BRI dostarcza multipleksowane wiązki kanałów B i D. Kanał B nazywany jest bearer channel, ponieważ przenosi głos, dane i transmisje fax. Przenosi informacje w postaci ramek używając protokołu warstwy 2 High Level Data Link (HDLC) lub Point-to-Point Protocol (PPP). Kanał D, delta channel, używany jest do sygnalizowania poza pasmem. Przenosi on wiadomości kontrolne takie jak zestawienie połączenia i rozłączenie. Zazwyczaj stosuje Link Access Protocol w warstwie 2. Usługa BRI jest dostarczana przez lokalną pętlę abonencką, która tradycyjnie przenosi usługi telefonii analogowej. Maksymalna długość lokalnej pętli ISDN w północnej Ameryce to 5,5 km.

### 5.10.2 Dostęp podstawowy BRI

- 2 kanały B, 2 x 64 kbps
- 1 kanał D 16 kbps

- 48 kbps na informację, synchronizowanie i ramkowanie
- pełna prędkość 192 kbps

ISDN PRI jest dostarczane przez dzierżawione linie T1 i E1 pomiędzy wyposażeniem siedziby klienta Customer Premise Equipment (CPE) a switchem ISDN. T1 jest odniesieniem do DS1, co stwarza aż do 24 kanałów DS0. Pojedynczy BRI to jeden kanał DS0.



### 5.10.3 Dostęp pierwotny PRI przez T1

- 23 kanały 64 kbps B
- 1 kanał 64 kbps D, przenoszony w szczelinie czasowej 24
- 8 kbps na synchronizowanie i ramkowanie
- całkowita prędkość 1,544 Mbps

Stosowany w USA.

### Dostęp pierwotny PRI przez E1

- 30 kanałów B 64 kbps
- 1 kanał D 64 kbps, przenoszony w szczelinie czasowej 16
- 64 kbps na synchronizację i ramkowanie
- całkowita prędkość 2,048 Mbps

Stosowany w Europie.

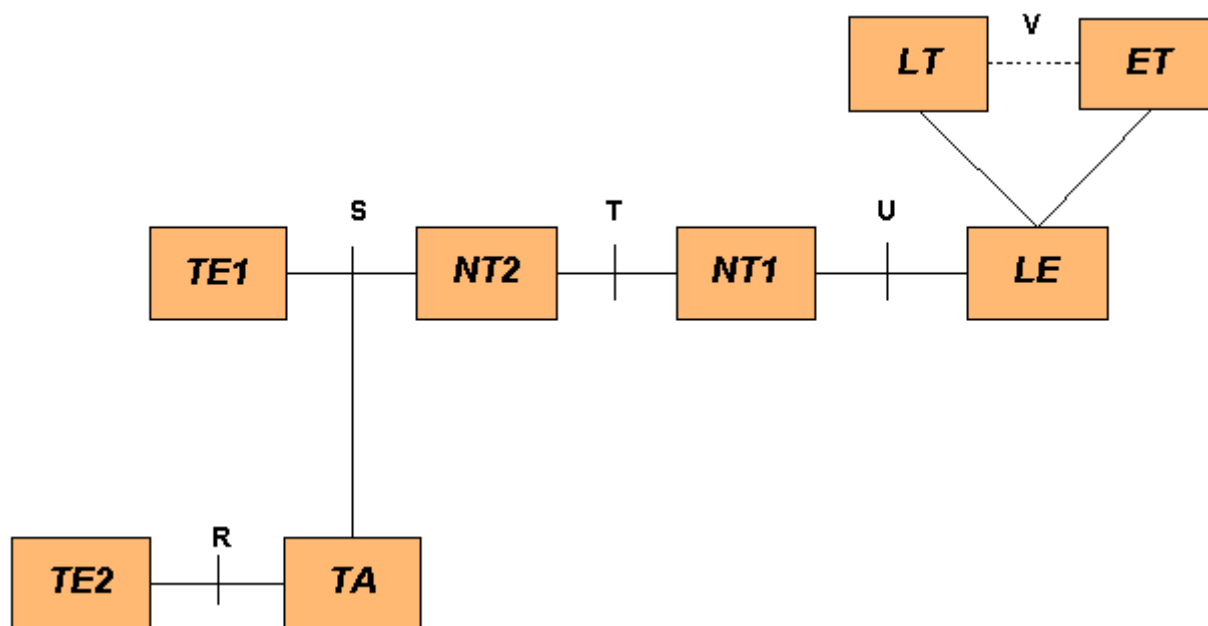
### 5.10.4 Proces połączenia BRI

Kiedy połączenie BRI jest inicjalizowane, CPE wysyła numer teleformu do lokalnego switcha ISDN używając kanału D. Lokalny switch używa protokołu Signaling System 7 (SS7) do zestawienia ścieżki pośród publicznej sieci telefonicznej a następnie numer wydzwaniany przechodzi do switcha końcowego. Switch ten podnosi kanał D do miejsca przeznaczenia. Należy pamiętać, że kanał D jest używany do zestawienia połączeń, sygnalizowania i zakończenia połączenia. Kiedy końcowy CPE odpowie, kanał B jest połączony typu end-to-end. Przenosi on rozmowę lub dane. Oba kanały mogą być

wykorzystane do tego samego miejsca lub innych miejsc przeznaczenia. SS7 wykorzystywany jest do kontroli połączenia pomiędzy switchami ISDN.

### 5.10.5 Struktura sieci ISDN

- Terminal Equipment 1 (TE1) to desygnowane urządzenia kompatybilne z siecią ISDN. Przykłady: telefony cyfrowe, ruter z interfejsem ISDN lub podobne urządzenie cyfrowe
- Terminal Equipment 2 (TE2) to desygnowane urządzenia, które nie są kompatybilne z ISDN i wymagają adaptera końcowego. Przykład: ruter bez interfejsu ISDN, telefon analogowy.
- Terminal Adapter (TA) - przekształca standard elektryczny sygnału na formę używaną przez ISDN. (analogowy na cyfrowy) Przykład konwersji: V.35 lub EIA/TIA-232 do ISDN.
- Network Termination type 1 (NT1) - łączy cztery parowe kable abonenta ISDN do dwu parowych kabli używanych przez urządzenia lokalnej pętli abonenckiej. NT1 jest częścią CPE w USA i częścią dostawcy w Europie. Jest to ekwiwalent gniazdka telefonicznego.
- Network Termination type 2 (NT2) - kieruje ruch z i do różnych urządzeń abonentów i z NT1. NT2 jest urządzeniem inteligentnym, które prowadzi switching i kontrole. Często PBX (lokalna centrala telefoniczna u abonenta) jest urządzeniem typu NT2.
- Line Termination (LT) - jest umieszczony od strony wymiany. Jego funkcja jest identyczna jak NT1.
- Exchange Termination (ET) - są kartami linii abonenckiej w wymianie ISDN. LT i ET są czasami odnoszone jako LE (local exchange)
- Local Exchange - jest biurem centralnym ISDN, w którym znajdują się switchy ISDN. LE implementuje protokół ISDN i jest częścią sieci.



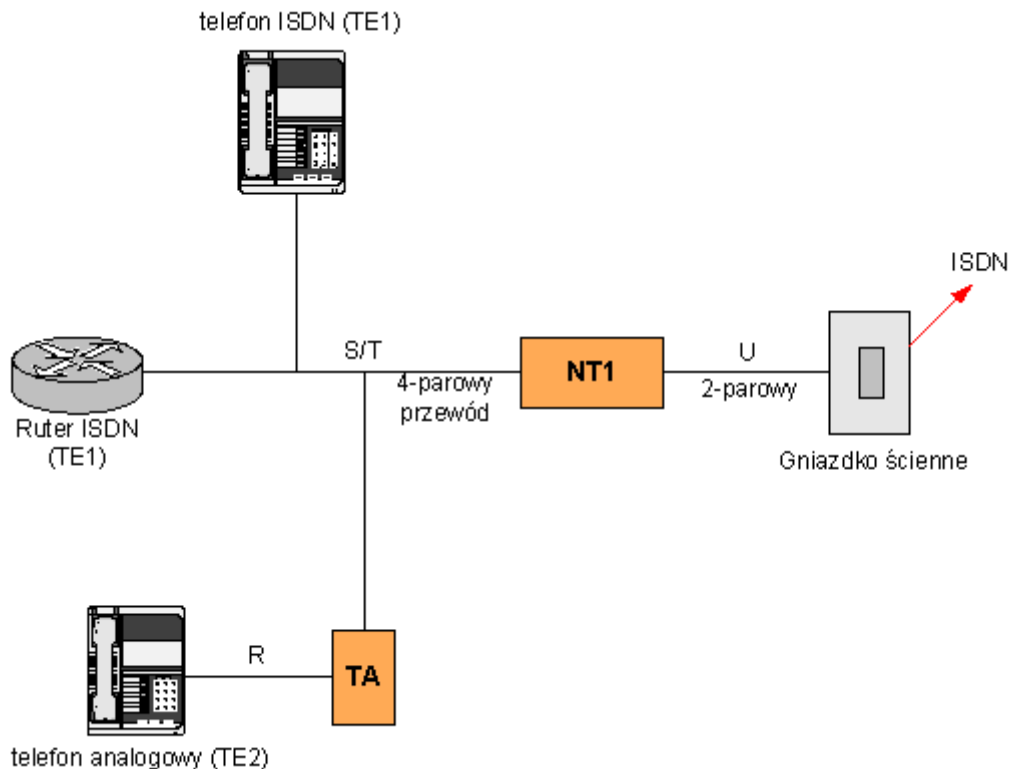
Urządzenia DTE to TE1 i TE2

BRI wymaga NT1, żeby połączyć się ze switchem ISDN. W Europie ISP utrzymuje NT1 a w Ameryce NT1 należy do użytkownika, który jest odpowiedzialny za zakup i instalację. Pewne urządzenia takie jak routery, mogą łączyć TE1 i NT1 w tym samym urządzeniu. Punkt odniesienia ISDN definiuje jak funkcjonują grupy, takie jak TE2 i TA, połączone ze sobą:

- U reference point (user reference point) - umieszczony pomiędzy NT1 i LE. Nie ma standardu IDU-T dla tego interfejsu. Jest to standard dla USA ANSI.

- T reference point (terminal) - pomiędzy NT1 i NT2 (lub NT1 i TE1 lub TA). W BRI interfejs T jest elektrycznie identyczny jak interfejs S. Zatem dwa odnoszące się punkty są zazwyczaj łączone w jeden interfejs, jako interfejs S/T. Magistrala S-T może mieć do 200 m.
- S reference point (system) - pomiędzy NT2 i TE1 lub TA. Łączy terminale do sieci ISDN. Jest to najbardziej ważny interfejs dla użytkownika. W BRI interfejs T jest elektrycznie identyczny jak interfejs S.
- R reference point (rate) - pomiędzy TA i TE2. TE2 łączy się do TA przez standardowy interfejs warstwy fizycznej. Standard zawiera EIA/TIA-232, V.24, S.21 i V.35.

### 5.10.6 Fizyczna reprezentacja BRI



S/T jest interfejsem czteroparowym (TX i RX). Jest to punkt-punkt i wielopunkt (pasywna szyna). Używa specyfikacji ITU I.430. S/T definiuje interfejs pomiędzy TE1 lub TA i NT. Interfejs U to dwuparowy interfejs pomiędzy NT a chmurą ISDN. Interfejs R definiuje interfejs pomiędzy TA i dołączonym urządzeniem nie ISDN-owym (TE2). Kiedy switch łączy się z wieloma urządzeniami, powoduje to pewne komplikacje i wymaga użycia tak zwanego service profile identifiers (SPIDs) i identyfikacji końcowej (EIDs). Punkt odniesienia PRI

W przypadku PRI należy wykorzystać do usługi kanału CSU/DSU, który dołączamy TE. Wewnętrzny CSU/DSU jest często wśród modułarnych ruterów.

- PRI jest bardziej prosty niż BRI, który musi zawierać numeryczne grupy funkcjonalne w konfiguracji wielopunktowej.
- DS1 - 1,544 Mbps - opisuje usługę cyfrową 1 i oferuje przenoszenie głosu na PBX. Każdy DS1 (T1) ma 24 kanały DS0 połączone razem, więc każda szczelina czasowa DS0 może być przypisana do różnego typu grupy międzymiastowej.
- PRI wspiera hybrydowy dostęp dial-up używając jednego numeru telefonu. Jeden PRI może przez T1 utrzymywać 23 połączenia dial-in, które mogą być także analogowe połączenia POTS lub cyfrowe ISDN BRI. Użytkownicy dzwonią pod ten sam numer telefonu, chociaż każdy z nich jest przypisany do innego kanału.
- PRI tworzy analogowe połączenia z prędkością 53.3 kbps. Jest to zadanie kanału D, żeby zidentyfikować czy połączenie jest analogowe czy cyfrowe.

### 5.10.7 Usługi bazowe

Stanowią podstawę do realizacji teleusług. Podstawowymi teleusługami są:

#### **Telefonia**

Zapewnia użytkownikom możliwość rozmowy (dwukierunkowej transmisji sygnałów mowy)

#### **Teleteks**

Umożliwia abonentom wymienianie korespondencji w formie dokumentów zawierających stosownie kodowane informacje (format Teleteks), na zasadzie automatycznego transferu z pamięci do pamięci poprzez sieć ISDN. Usługa Teleteks może być realizowana w oparciu o usługi bazowe trybu łączowego lub pakietowego.

#### **Telefax 4 oraz Telefax 2/3**

Umożliwia abonentom wymienianie korespondencji w formie dokumentów zawierających informacje typu facsimile, automatycznie poprzez sieć ISDN. Usługa Telefax 4 może być realizowana w oparciu o usługi bazowe trybu łączowego lub pakietowego. Pożądana jest możliwość współpracy terminali Telefax 4 (dołączonymi do sieci ISDN) z terminalami Telefax 3 (dołączonymi do sieci telefonicznej lub do ISDN)

#### **Tryb mieszany**

Umożliwia kombinowaną komunikację tekstową (Teleteks) i facsimile (Telefax 4) do przesyłania dokumentów zawierających przemieszane informacje tekstowe i nieruchome obrazy

#### **Videotex**

Usługa Videotex w ISDN jest rozszerzeniem istniejącej usługi Videotex o funkcje odzyskiwania informacji i funkcje "skrzynki pocztowej" dla informacji tekstowej (alfanumerycznej) i graficznej

### 5.10.8 Usługi dodatkowe ISDN

#### **Prezentacja numeru abonenta wywołującego (CLIP)**

Usługa oferowana jest stronie wywoływanej w celu uzyskania informacji o numerze abonenta wywołującego. Abonent wywoływany otrzymuje w chwili zestawienia połączenia pełny numer katalogowy abonenta, wystarczający do nawiązania połączenia w drugą stronę. Numer abonenta wywołującego nie jest przekazywany abonentowi wywoływanemu, gdy abonent wywołujący korzysta z usługi CLIR.

#### **Blokada prezentacji numeru abonenta wywołującego (CLIR)**

Usługa pozwalająca abonentowi na zabronienie podawania jego pełnego numeru katalogowego stronie, z którą nawiązuje on połączenie. Usługa może być aktywna dla wszystkich nawiązywanych połączeń (usługa uaktywniana w centrali), lub wywoływana z terminala zgodnie z żądaniem abonenta.

#### **CLIRO (Calling Line Identification Override)**

Omijanie blokady prezentacji numeru abonenta wywołującego. Usługa umożliwia uzyskanie informacji o numerze wywołującym w przypadku gdy ten ma aktywną usługę CLIR.

#### **Prezentacja numeru abonenta wywołanego (COLP)**

Usługa oferowana jest stronie nawiązującej połączenie dla uzyskania informacji o numerze abonenta, z którym zostało zrealizowane połączenie. Numer osiągnięty nie jest przekazywany gdy abonent, z którym zostało nawiązane połączenie korzysta z usługi COLR.

#### **Blokada prezentacji numeru abonenta wywołanego (COLR)**

Usługa pozwalająca abonentowi na zabronienie podawania jego pełnego numeru katalogowego stronie, która nawiązuje z nim połączenie



### **COLRO (Connected Line Identification Restriction Override)**

Omijanie blokady prezentacji numeru abonenta dołączonego. Usługa umożliwia uzyskanie informacji o numerze abonenta, na który są kierowane wywołania w przypadku gdy ten ma aktywną usługę COLR.

### **Wielokrotny numer abonenta (MSN)**

Usługa pozwalająca na zastosowanie więcej niż jednego numeru na tym samym łączy fizycznym. Usługę tą stosuje się w celu rozróżniania terminali dołączonych do jednego zakończenia sieciowego (NT1). Dzięki tej usłudze istnieje możliwość zdefiniowania oddzielnych zestawów usług dla poszczególnych terminali.

### **Przeñośność terminala (TP)**

Usługa umożliwiająca chwilowe zawieszenie aktualnego połączenia w celu:

- przeniesienia terminala do innego gniazdka w ramach tego samego dostępu podstawowego, a następnie przywrócenie połączenia z tego samego terminala;
- zmienienia jednego terminala na inny terminal dołączony do innego gniazdka w ramach tego samego dostępu podstawowego, a następnie przywrócenie z niego połączenia;
- zastąpienia terminala przez inny, dołączony do tego samego gniazdka i przywrócenie z niego połączenia;
- przywrócenia połączenia w terminie późniejszym z tego samego terminala.

### **Sygnalizacja abonent-abonent (UUS)**

Usługa pozwalająca dwóm abonentom ISDN na wzajemną wymianę krótkich informacji (w postaci ciągu znaków) podczas zestawiania lub rozłączania połączenia. Odebranie informacji nie wymaga podejmowania żadnych akcji ze strony abonenta wywoływanego, gdyż informacja jest zapamiętywana przez terminal. Maksymalna długość przesyłanych informacji wynosi 128 bajtów.

### **Połączenie oczekujące (CW)**

Połączenie oczekujące. Dzięki usłudze CW abonent prowadzący rozmowę telefoniczną, do którego kierowane jest kolejne wywołanie, może otrzymać informację o nowym wywołaniu. Wówczas abonent ten może wybrać jedną z następujących opcji:

- zignorować wywołanie oczekujące (abonent wywołujący otrzyma sygnał oczekiwania);
- odrzucić wywołanie oczekujące (abonent wywołujący otrzyma sygnał zajętości);
- przyjąć wywołanie oczekujące i zakończyć połączenie dotychczasowe;
- przyjąć wywołanie oczekujące i zawiesić połączenie dotychczasowe.

### **Połączenie zawieszono (CH)**

Usługa pozwalająca na zawieszanie dotychczasowego połączenia i ponowne jego uaktywnianie. Abonent może równocześnie zawiesić kilka połączeń i to niezależnie od tego czy jest stroną wywołującą czy wywoływana.

### **Podadresowanie (Subaddressing) (SUB)**

Usługa umożliwiająca odróżnienie terminali podłączonych do jednego zakończenia sieciowego poprzez subadres dołączony do numeru abonenta. Subadres może być również wykorzystywany do przesyłania podczas zestawiania połączenia dodatkowych informacji, których długość nie przekracza 20 bajtów.

### **Informacja o opłacie (AOC)**

Usługa pozwalająca abonentowi na kontrolę należności za aktualnie zestawione połączenie, zarówno w trakcie jego trwania, jak i po jego zakończeniu.

### **Blokada połączeń wychodzących (OCB)**

Usługa umożliwiająca zablokowanie realizacji niektórych połączeń wychodzących z danego aparatu, np. połączeń międzymiastowych lub połączeń międzynarodowych.

#### **CFU (Call Forwarding Unconditional)**

Bezwarunkowe przekierowanie wywołań. Usługa umożliwia natychmiastowe przekierowanie wywołań na inny, dowolnie wybrany numer, podany podczas aktywacji usługi.

#### **CFB (Call Forwarding Busy)**

Przekierowanie wywołań przy zajętości. Usługa polega na przekierowaniu połączeń przychodzących na inny numer, jeżeli nasza linia jest zajęta. Np. jeżeli rozmawiamy przez telefon, a ktoś w tym czasie do nas zadzwoni, jego połączenie zostanie skierowane na numer podany przy aktywacji usługi.

#### **CFNR (Call Forwarding No Reply)**

Przekierowanie wywołań przy braku odpowiedzi. Usługa polega na przekierowaniu połączeń przychodzących na inny numer, jeżeli abonent wywoływany nie zgłasza się.

### **5.11. Sieć SMDS**

SMDS (*Switched Multimegabit Data Service*) należy do rodziny technologii szybkich sieci pakietowych, w których kontrolą błędów zajmują się stacje końcowe. Pakiety z błędami są z założenia odrzucane. Bezpołączeniowy tryb pracy sieci zapewnia komunikację typu każdy z każdym bez konieczności nawiązywania połączenia i uruchamiania procedur rozłączania. Metodą dostępu jest DQDB, a najważniejszym protokołem komunikacyjnym - interfejs SIP. Do kanału dostępowego dopuszcza się pakiety po każdorazowym sprawdzeniu adresu źródłowego. Nośnikiem informacji mogą być światłowody lub przewody miedziane. Sieci oparte na technologii SMDS zapewniają:

- przepływności odpowiadające zwykle pięciu klasom dostępu: 4, 10, 16, 25 i 34 Mb/s, a coraz częściej - 45 i 140 Mb/s;
- transport pakietów o długości do 9188 bajtów;
- sprawdzanie adresów źródłowych;
- przesyłanie adresów źródłowych i docelowych;
- adresowanie grupowe;
- wsparcie SNMP (*Simple Network Management Protocol*).

SMDS charakteryzuje się wysoką dostępnością usług. Prawdopodobieństwo dostępności usługi w dowolnie wybranej chwili wynosi z założenia 0,999, a więc dużo więcej niż w typowej sieci lokalnej. Około 95 proc. transmisji najdłuższego pakietu między dwoma CPE pod systemem DS-3 nie powinno trwać dłużej niż 20 ms. Średni czas transferu danych jest niższy od 10 ms i sieć SMDS staje się praktycznie niewidoczna dla abonentów.

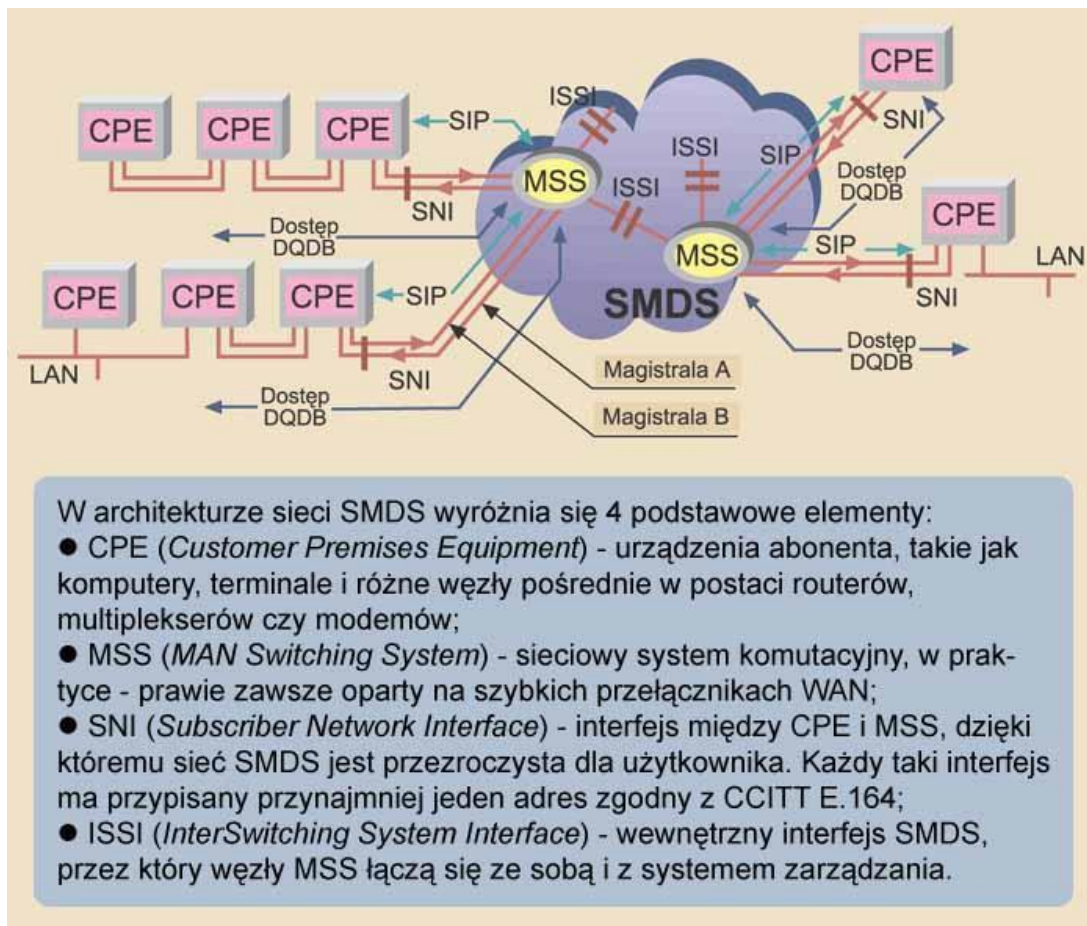
Technologia SMDS powstała w laboratoriach BELLCORE (*BELL COmmunications REsearch*). Upowszechnia się od 1989 r. jako technologia szybkich sieci pakietowych WAN z usługami bezpołączeniowymi.

SMDS i jej charakterystyczne elementy: dostęp DQDB bezpołączeniowy protokół SIP, przełącznik MSS oraz interfejsy SNI i ISSN W Europie upowszechnia się ekwiwalentna technologia o nazwie CBDS (*Connectionless Broadband Data Service*), zaakceptowana przez ETSI (*European Telecommunications Standard Institute*). Jest to w istocie pierwsza kompletna architektura, która implementuje usługę ATM i jest dobrze specyfikowana. Pierwsze sieci ATM spełniają specyfikacje CBDS. Obydwie technologie są identyczne przy dostępie na kanałach E1 lub E3. Czołowym europejskim dostawcą urządzeń zgodnych z protokołami SMDS/CBDS jest Siemens.

#### **Zastosowanie**

Do podstawowych zastosowań technologii SMDS zalicza się łączenie odległych sieci LAN i kampusowych oraz poszerzanie ich zasięgu na obszarze miasta lub większym. Inne zastosowania

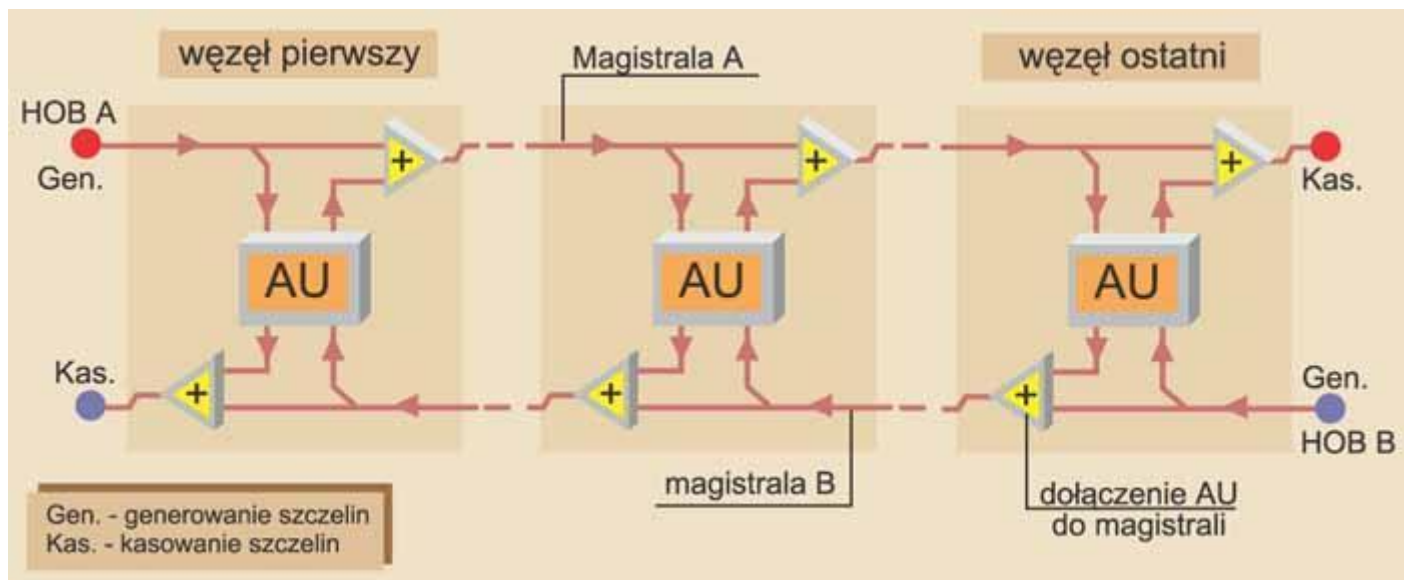
wynikają z typowych przymiotów połączeń komutowanych: komunikacja między stacjami roboczymi lub grupami użytkowników, połączenia dużych komputerów z terminalami itp.



#### Dostęp do SMDS: podsieć DQDB

Model DQDB na tle modelu OSI Protokół IEEE 802.6 DQDB (*Distributed Queue Dual Bas*) definiuje architekturę dwu jednokierunkowych magistral sterowanych przeciwbieżnie oraz metodę dostępu polegającą na cyklicznym generowaniu na początku każdej z magistral uporządkowanych ciągów pustych ramek, w których węzły mogą umieszczać swoje 53-bajtowe komórki, nazywane szczelinami. Magistrale sieci DQDB mogą przyjmować postać szyny lub otwartych pętli, a magistrale dostępne - tylko tę pierwszą. Jednostki AU (Access Unit) wykonują zadanie narzucone protokołem DQDB, a inne moduły odczytują dane z magistral lub kierują do nich dane przygotowane do wysłania.

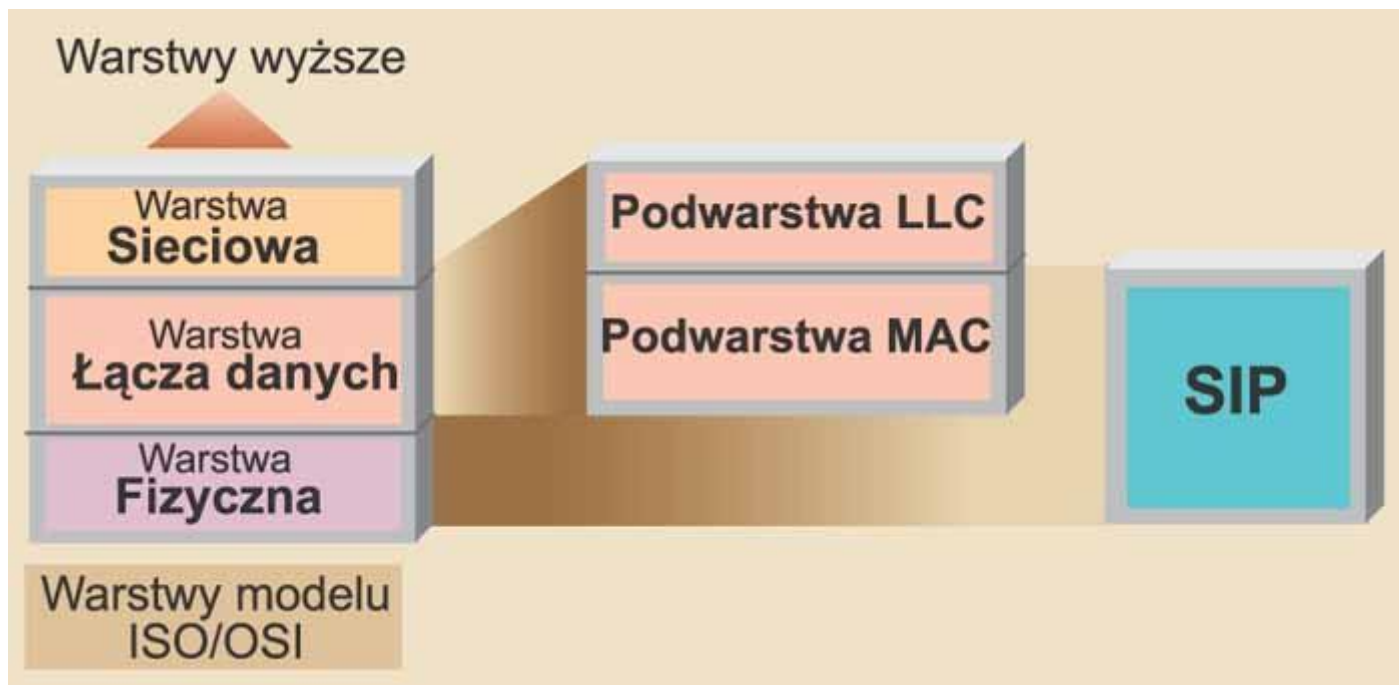
W warstwie fizycznej DQDB rozróżnia się: interfejs do łącza transmisyjnego, jednostkę zbieżności PLCF (*Physical Layer Convergence Function*) i blok fizyczny LMM (*Layer Management entity*). PLCF umożliwia tej warstwie wykonywanie typowej dla niej konwersji, niezależnie od używanego systemu transmisyjnego. LMM natomiast współpracuje z nadrzędnym systemem zarządzania, spełniając jednocześnie funkcje pokrewne zarządzaniu, jak detekcja błędów na łączach i w węzłach, izolowanie niesprawnego węzła i in.



Dostęp do sieci SMDS: DQDB z magistralami A i B w topologii szyny. AU - moduły nadawcze i odbiorcze. Najprostsza podsieć dostępowa do SMDS to dwa węzły połączone ze sobą szyną DQDB. Jednym z tych węzłów jest urządzenie CPE, a drugim - przełącznik sieci SMDS. DCE nie musi tu rywalizować o dostęp. Dużo trudniejszy jest dostęp wielowęzłowy. Wszystkie urządzenia CPE takiej złożonej podsieci muszą dysponować dodatkowo protokołem DQDB zarządzającym kolejkami i priorytetami. Urządzenia DCE mogą też komunikować się ze sobą lokalnie, ale pod kontrolą przełączników.

W aplikowanym systemie transmisyjnym DS-1 dostęp do sieci uzyskują tylko pojedyncze terminale, a w DS-3 pojedyncze terminale oraz ich grupy.

#### Protokół SIP



Protokół SIP na tle modelu ISO/OSI SIP (*SMDS Interface Protocol*) jest protokołem komunikacyjnym między CPE a przełącznikami sieci SMDS. Swoje usługi bezpołączeniowe realizuje za pośrednictwem interfejsu SNI. Należy do protokołów otwartych, wspierając wszystkie usługi SMDS łącznie z wnoszonymi przez technologię BISDN. Z tych względów jego więzi z IEEE 802.6 są bardzo ścisłe. Wyróżnia się strukturą trzypoziomową.



## 5.12. Asynchroniczny typ transferu danych ATM

### Technologia ATM łączy podstawowe zalety techniki synchronicznej STM i pakietowej PTM

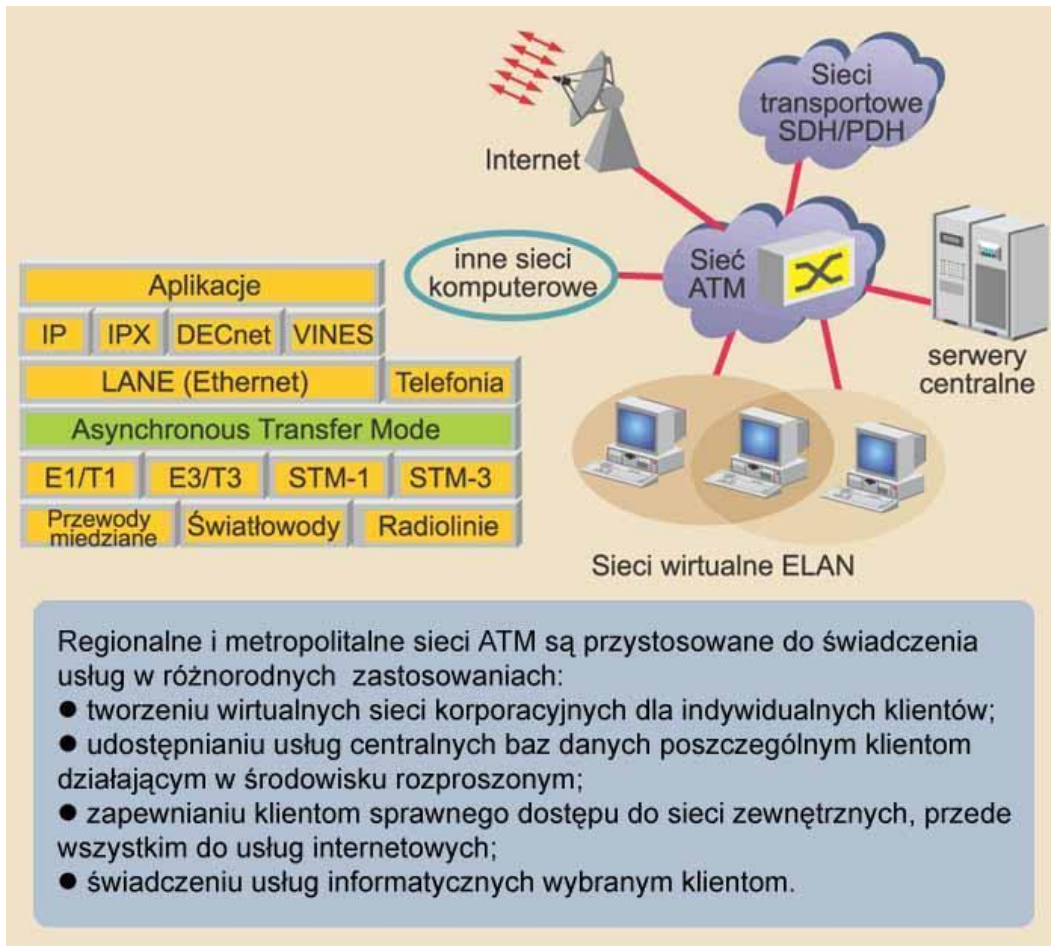
Podstawowe cechy	Główne zalety	Główne wady	Technika transmisji
<ul style="list-style-type: none"> <li>● komutacja łączy (szczeliny czasowe)</li> <li>● wymagana faza nawiązywania</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● duża szybkość transmisji</li> <li>● możliwość pracy w czasie rzeczywistym</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● nieefektywna gospodarka zasobami</li> </ul>	<b>STM (synchroniczna)</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>● komutacja pakietów</li> <li>● niepotrzebna faza nawiązywania połączenia</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● elastyczny przydział zasobów sieciowych</li> <li>● dynamiczny przydział pasma transmisji</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● brak możliwości pracy w czasie rzeczywistym</li> </ul>	<b>PTM (pakietowa)</b>
<b>ATM (asynchroniczna)</b>			

Technologia ATM łączy podstawowe zalety techniki synchronicznej STM i pakietowej PTM. Technologia ATM (*Asynchronous Transfer Mode*) powstała w wyniku kompromisu między dwoma już funkcjonującymi technikami cyfrowej transmisji szerokopasmowej: **STM** (*Synchronous Transfer Mode*) i **PTM** (*Packet Transfer Mode*), łącząc zalety istniejących technologii przy jednoczesnej eliminacji większości wad tych systemów. Technika STM jest stosowana w sieciach ISDN, PTM zaś w lokalnych sieciach komputerowych. Wywodząca się z telekomunikacji technologia ATM jest coraz częściej postrzegana jako technika łącząca standard przekazów telekomunikacyjnych sieci SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*) na poziomie warstwy fizycznej z różnymi sieciami komputerowymi.

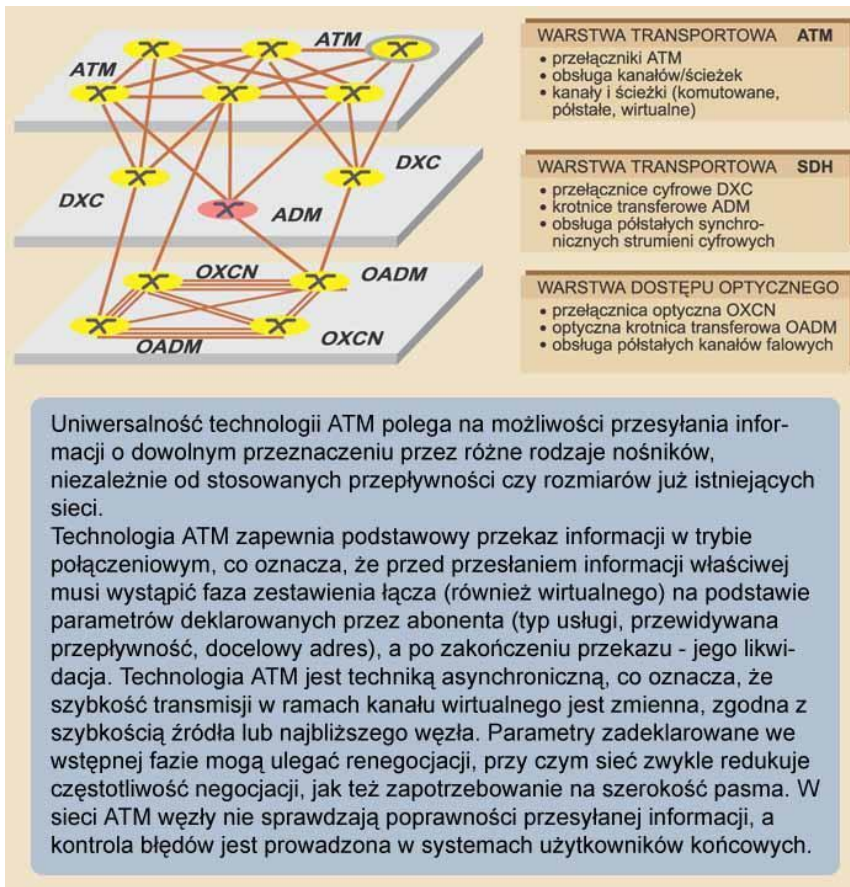
Współcześnie tworzone sieci ATM osiągają bardzo duże rozmiary zarówno ze względu na rozpiętość geograficzną, jak też liczbę podłączonych do niej urządzeń końcowych, powodując wzrost komplikacji budowanych struktur. ATM staje się obecnie najbardziej rozpowszechnianą technologią szkieletową dla złożonych sieci kampusowych, korporacyjnych, metropolitalnych i regionalnych.

Różnorodność zastosowań technologii ATM. Technologia ATM jest obecnie jedną z najbardziej efektywnych technologii przekazu z wirtualizacją kanałów komunikacyjnych przeznaczonych do przesyłania usług multimedialnych (głosu, obrazu i danych), a także jest uważana za docelową technikę transmisji w szerokopasmowych sieciach rozległych WAN. Łączy zalety techniki pakietowej z przekazami synchronicznymi przez sieci SDH.

Standard ATM, opracowany pierwotnie jako element specyfikacji BISDN (CCITT, 1988 r.), nie definiuje dokładnie konkretnego medium transmisyjnego między węzłami, lecz zasady komunikacji w sieci. Umożliwia to zastosowanie technologii ATM w różnorodnych już istniejących środowiskach transmisyjnych wykorzystujących jako medium zarówno przewody koncentryczne (sieci lokalne, sieci rozsiewcze), światłowodowe (sieci LAN, MAN), jak i bezprzewodowe (sieci globalne). Od 1993 r. wszyscy liczący się producenci implementują technologię ATM we własnych urządzeniach przełączających (huby, przełączniki, routery).



### Standard ATM



### Warstwy sieci szerokopasmowej

Do tej pory ukształtowały się następujące klasy przepływności w sieciach ATM: 25 Mb/s (w zaniku), 100 Mb/s, 155,52 Mb/s (powszechnie stosowane) oraz 622 Mb/s i 2,5 Gb/s dla sieci transportowych SDH.

Za pomocą technologii ATM są świadczone usługi na wielu poziomach:

- **sieci lokalnych ATM/LAN** - współpracujących bezpośrednio ze stacjami roboczymi w tradycyjnych technologiach komputerowych (Ethernet, Token Ring, FDDI);
- **sieci rozległych** - stosujących różne technologie dostępu (Frame Relay, SMDS) lub ATM, ale zapewniające przepływ danych w formacie ATM do urządzeń sieci publicznej;
- **urządzeń sieci publicznej** - jako centrale komutacyjne ATM współpracujące z siecią transmisyjną PDH, SDH lub SONET; początkowo jako sieć podkładowa, docelowo jako jednorodna forma transmisji globalnej ATM.

### ATM Forum

Uzgadnianiem i nieformalnym ustalaniem standardów sieci oraz zgodności urządzeń i przełączników ATM zajmuje się międzynarodowe konsorcjum **ATM Forum**, utworzone we wrześniu 1991 r. przy dużym udziale Cisco, NET, Northern Telecom i US Sprint. Obecnie ATM Forum skupia ponad 580 organizacji, w tym 168 członków aktywnych. Organizacja ta zaleca wykorzystanie w charakterze fizycznych interfejsów ATM - sieci dla kilku technologii o różnych przepływnościach informacji: FDDI (100 Mb/s), Fibre Channel (800 Mb/s), SONET (52 Mb/s), SDH (155 Mb/s, 622 Mb/s, 2,5 Gb/s, a ostatnio również 10 Gb/s) oraz T3 (45 Mb/s).

Dziedziny, w których ATM Forum wykazuje największą aktywność standaryzacyjną, obejmują:

- sygnalizację przez interfejs **UNI** (*User to Network Interface*): wersja 3.0 dla SVC (*Switched Virtual Circuit*), wersja 3.1 z uwzględnieniem skrętki UTP i łącza T1, wersja 4.0 uzupełniona o transmisję głosu;
- emulację **LANE** (*LAN Emulation*) według specyfikacji RFC 1483, wprowadzoną do emulowania sieci Ethernet/Token Ring w standardach ATM;
- standaryzację interfejsu **PNNI** (*Private Network to Network Interface*) - faza 0 i 1 z algorytmem dynamicznego routingu;
- **zarządzanie trafiką** przez sieć ATM (uszczegółowienie parametrów ABR, CBR, UBR i VBR), a także przepływnością na styku ATM-WAN;
- **zarządzanie siecią**: specyfikacja M3 do zarządzania na styku sieci publicznych i prywatnych, specyfikacja NM-SWG określająca elementy zarządzania MIB (*Management Information Bases*).

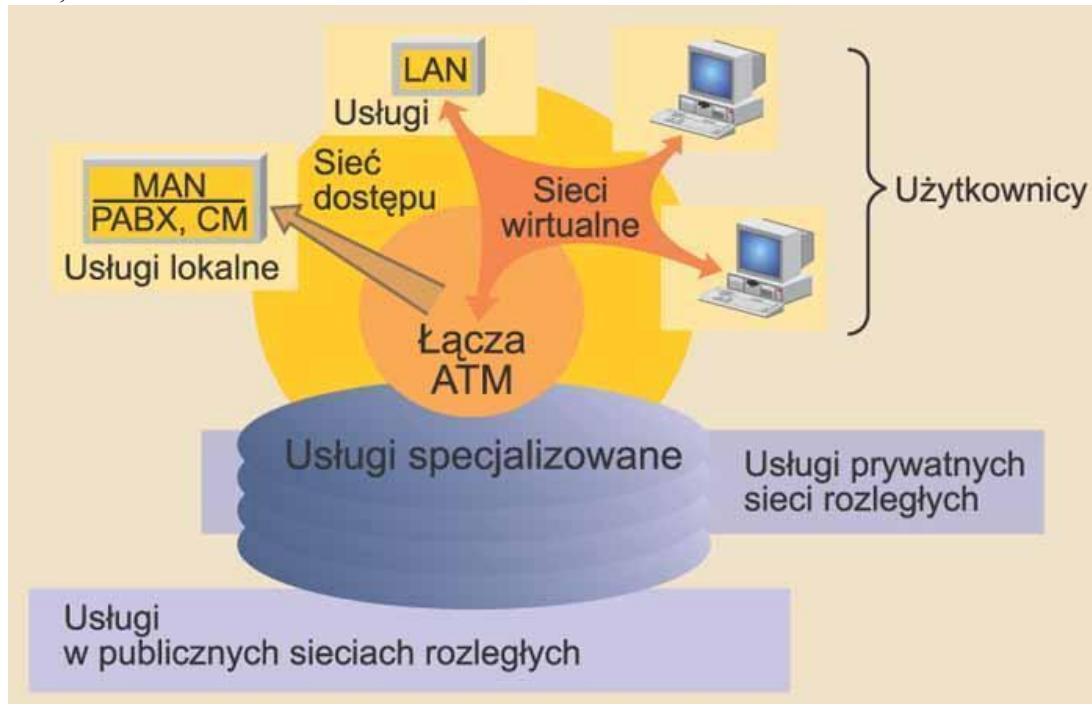
### 5.12.1 Cechy standardu ATM

Przekaz informacji w standardzie ATM charakteryzuje się następującymi właściwościami:

- przesyłaniem stałych porcji informacji o pojemności 53 bajty (w tym 48 bajtów informacji użytecznej), co ułatwia proces ich obróbki w węzłach sieci ATM;
- ustalaniem indywidualnych połączeń o dowolnej szybkości w obrębie przyjętych lub istniejących standardów (25 Mb/s, 100 Mb/s, 155 Mb/s, 622 Mb/s, 2500 Mb/s), dzięki przyporządkowaniu dowolnej liczby komórek do konkretnego połączenia użytkownika;
- obsługą transmisji izochronicznych (głos, obraz ruchomy, HDTV) z opóźnieniem nie większym niż 10 ms, przez zastosowanie przełączników ATM z szybkim przełączaniem komórek i połączeń;
- skalowaniem przepływności ścieżek i węzłów ATM, dzięki czemu wykorzystuje się w pełni maksymalną przepływność dowolnego medium transportowego. Wysoka przepływność torów światłowodowych w sieciach LAN i WAN stosowana do multipleksacji statystycznej poszczególnych kanałów pozwala na efektywne gospodarowanie łączem transmisyjnym;
- tworzeniem przekazów głównie w trybie połączeniowym, co oznacza, że przed wysłaniem informacji właściwej występuje faza zestawienia łącza - według parametrów deklarowanych przez abonenta (typ usługi, przewidywana przepływność, deklarowany adres), a po zakończeniu przekazu - jego likwidacja;
- wirtualizacją połączeń przez sieć zarówno dla pojedynczych kanałów, jak i definiowanych grup kanałów zwanych ścieżkami. Jest to możliwe dzięki istnieniu odpowiednich identyfikatorów **VCI**



(*Virtual Channel Identifier*) dla kanałów oraz identyfikatorów **VPI** (*Virtual Path Identifier*) dla ścieżek wirtualnych. Pola tych identyfikatorów znajdują się w nagłówku każdej komórki ATM przesyłanej przez sieć;



#### Struktura sieci i usług ATM

- adaptacją strumienia komórek ATM do dowolnej przepływności medium transportowego, przez wprowadzanie komórek pustych, pomijanych w węźle docelowym;
- przypisaniem komórkom ATM (kanałowi, ścieżce, połączeniu między użytkownikami) konkretnej usługi, której parametry mogą być dynamicznie zmieniane, zarówno w fazie nawiązywania łącza, jak i w trakcie działania usługi komunikacyjnej;
- zapewnianiem "przezroczystości" przenoszenia informacji przez sieć ATM, a więc dostosowanie pracy sieci z różnymi protokołami komunikacyjnymi i do realizacji różnych usług.

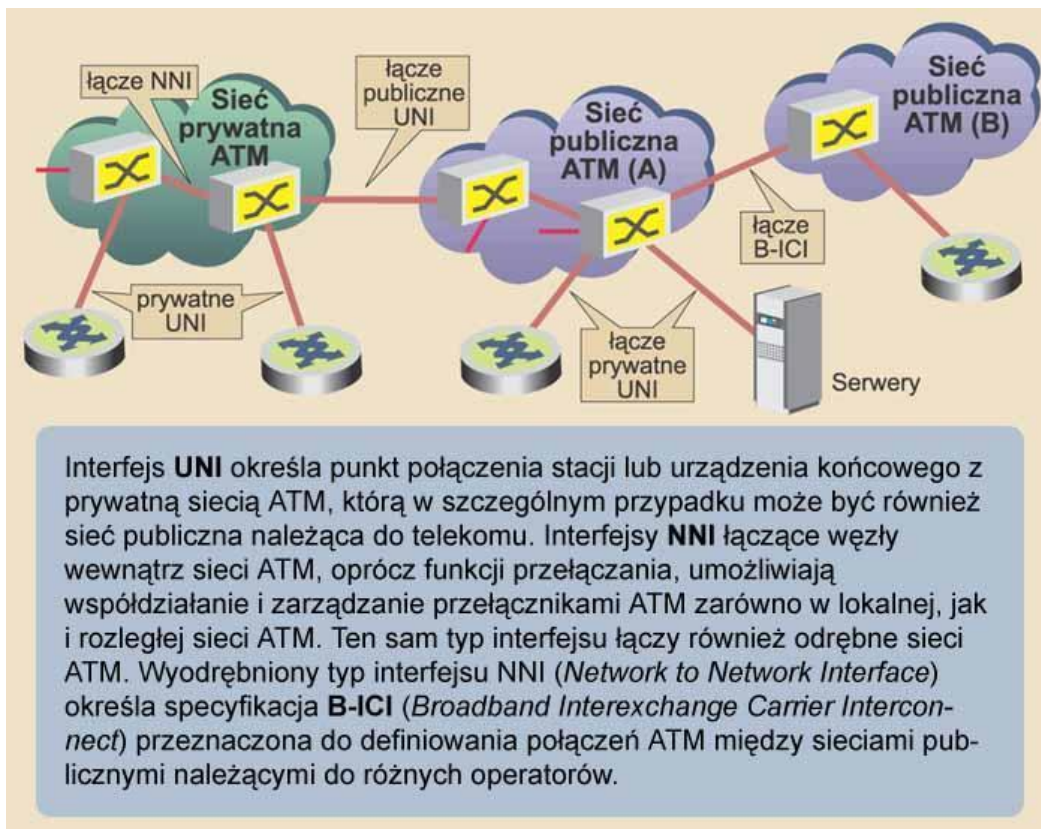
### 5.12.2 Interfejsy ATM

W sieci szerokopasmowej opartej na technologii ATM rozróżnia się dwie podstawowe klasy interfejsów:

- **styk użytkownika UNI** (*User to Network Interface*) z siecią szerokopasmową, znajdujący się między sprzętem użytkownika a zakończeniem sieci, w którym są realizowane protokoły dostępu do sieci (przełączniki dostępowe);
- **styk sieciowy NNI** (*Network to Network Interface*) znajdujący się między węzłami ATM lub między węzłami komutującymi tej samej sieci NNI (*Node to Node Interface*).

(Strona 26 z 30)

W celu zwiększenia zgodności przełączników pochodzących od różnych producentów i działających w odrębnych sieciach organizacja ATM Forum określiła dodatkowo (w 1995 r.) nowy interfejsowy **standard PNNI** (*Private Network to Network Interface*), definiujący szczegółowo współpracę przełączników ATM wraz z możliwością "uczenia się" topologii sieci, w której są instalowane. Przekaz i wzajemne pamiętanie w przełącznikach dodatkowych informacji o stanie i parametrach poszczególnych łączy (szerokość pasma, poziom QoS, opóźnienia przekazu komórek, uszkodzenia łączy itp.) obniża do minimum ilość przesyłanych informacji aktualizujących. Dzięki temu zestawianie tras jest optymalne, bez generowania zbędnego ruchu w sieci.

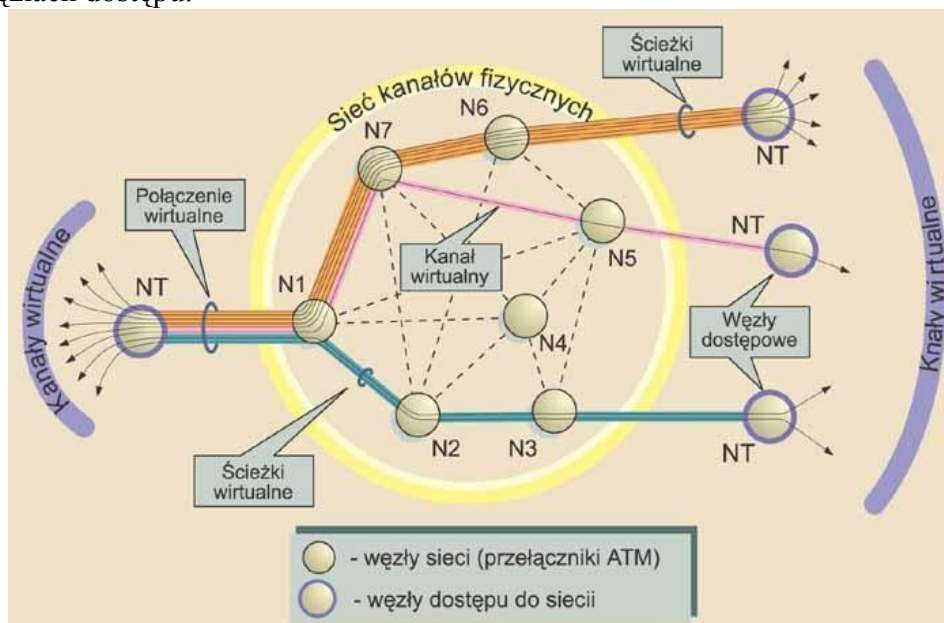


Specyfikacja interfejsu ATM (dla publicznych i prywatnych sieci)

### 5.12.3 Wirtualizacja połączeń

Dowolna topologia sieci fizycznej może być wybrana do tworzenia struktury sieciowej ATM przez organizację wirtualnych połączeń logicznych, charakterystycznych dla tej technologii. Rozróżnia się dwa typy połączeń wirtualnych:

- **kanal wirtualny VC** (*Virtual Channel*) jako jednokierunkowe połączenie logiczne przez sieć między dwiema stacjami końcowymi, ustanawiane i przełączane dynamicznie przez węzły pośredniczące sieci (fizyczne przełączniki ATM);
- **ścieżki wirtualne VP** (*Virtual Path*) jako wiązka kanałów wirtualnych przebiegająca tą samą trasą co kanały wirtualne i łącząca dwóch użytkowników lub grupę abonentów końcowych zainstalowanych w tych samych węzłach dostępu.



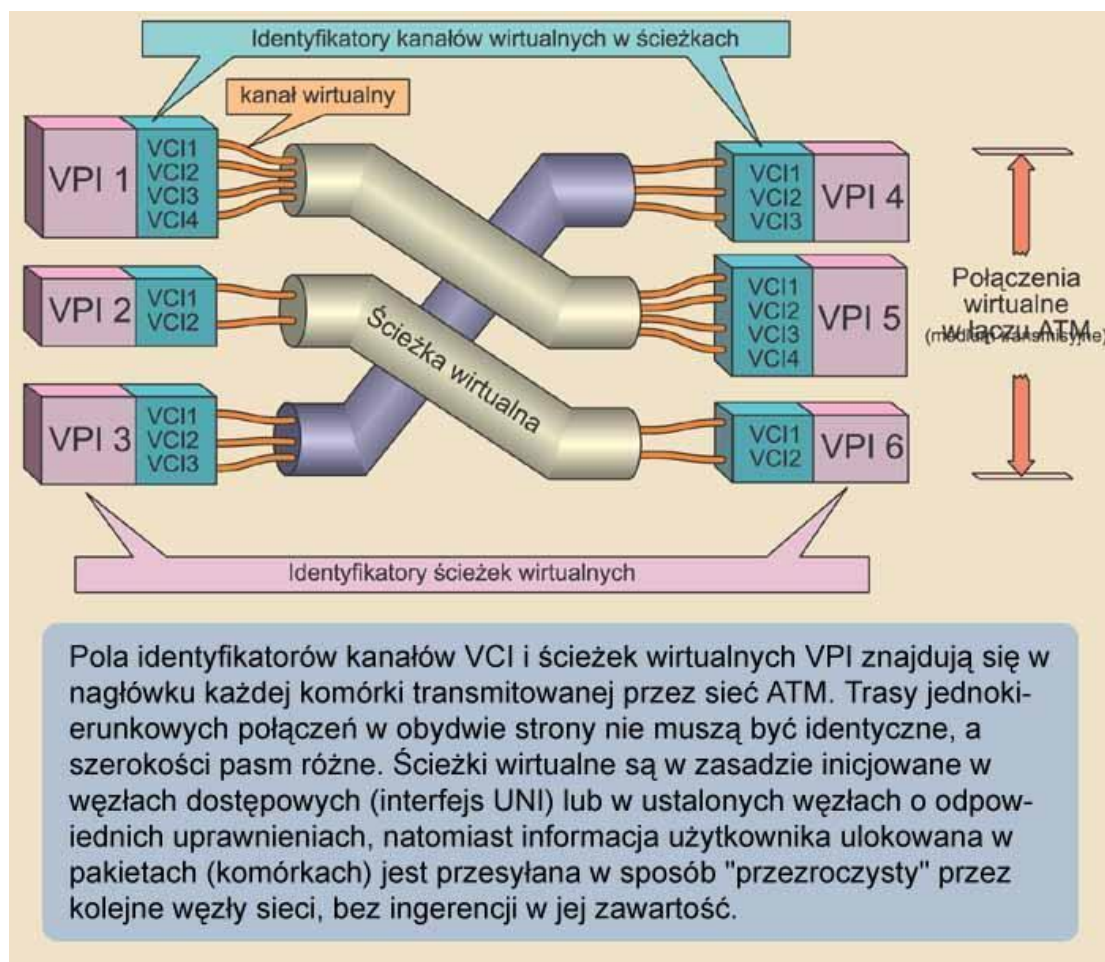
Ścieżki i kanały wirtualne sieci ATM

Główną zaletą takiego łączenia kanałów i ścieżek polega na prowadzeniu połączeń w sieci tą samą trasą, razem zgrupowanych i mogących być częściowo obsługiwanych wspólnie. Dodanie lub ujęcie kanału wirtualnego w ścieżce w razie zmiany zapotrzebowania na przepływność połączenia między abonentami lub końcowymi węzłami dostępu jest wtedy stosunkowo proste, gdyż nie trzeba powtarzać procedury ustalania przebiegu trasy. Zmiana przebiegu trasy całej ścieżki wirtualnej, spowodowana koniecznością uniknięcia przeciążenia węzła pośredniczącego lub związana z uszkodzeniem przełącznika ATM, powoduje automatycznie zmianę przebiegu wszystkich związanych z nią kanałów wirtualnych.

Realizacja koncepcji ścieżek i kanałów wirtualnych w istniejącej topologii sieci jest zapewniona przez przydzielenie im odpowiednich **identyfikatorów** ścieżki wirtualnej **VPI** (*Virtual Path Identifier*) oraz kanałów wirtualnych **VCI** (*Virtual Channel Identifier*) w obrębie każdej ścieżki. Pola identyfikatorów VPI oraz VCI, znajdujące się w nagłówku każdego pakietu przesyłanego przez sieć ATM, są zwykle wypełniane i kasowane w węzłach dostępowych sieci oraz modyfikowane przez węzły pośredniczące. Tak zdefiniowana sieć połączeń umożliwia dowolne konfigurowanie struktury, niezależnie od topologii sieci z uwzględnieniem relacji:

- **użytkownik-użytkownik**, w których połączenia wirtualne są zakończone u abonentów, zapewniając dużą przepływność magistralową przez sieć;
- **użytkownik-sieć**, co odpowiada koncepcji centrali abonentkiej PABX w strukturach klasycznych;
- **sieć-sieć**, w których zakończenia ścieżek wirtualnych znajdują się w węzłach dostępowych sieci ATM lub w węzłach sieci współpracujących.

Uzyskanie połączenia dwukierunkowego między abonentami wymaga zestawienia pary połączeń wirtualnych VC lub VP, przy czym połączenia te mogą być niesymetryczne, o strukturze jedno- lub wielopunktowej typu: **unicast** (*point to point*) - dwukierunkowo między dwoma użytkownikami, **multicast** (*point to multipoint*) stosowanej w obsłudze konferencyjnej lub **broadcast** niezbędnej w jednokierunkowych przekazach rozświecznych.



Identyfikacja ścieżek i kanałów wirtualnych w łączu ATM



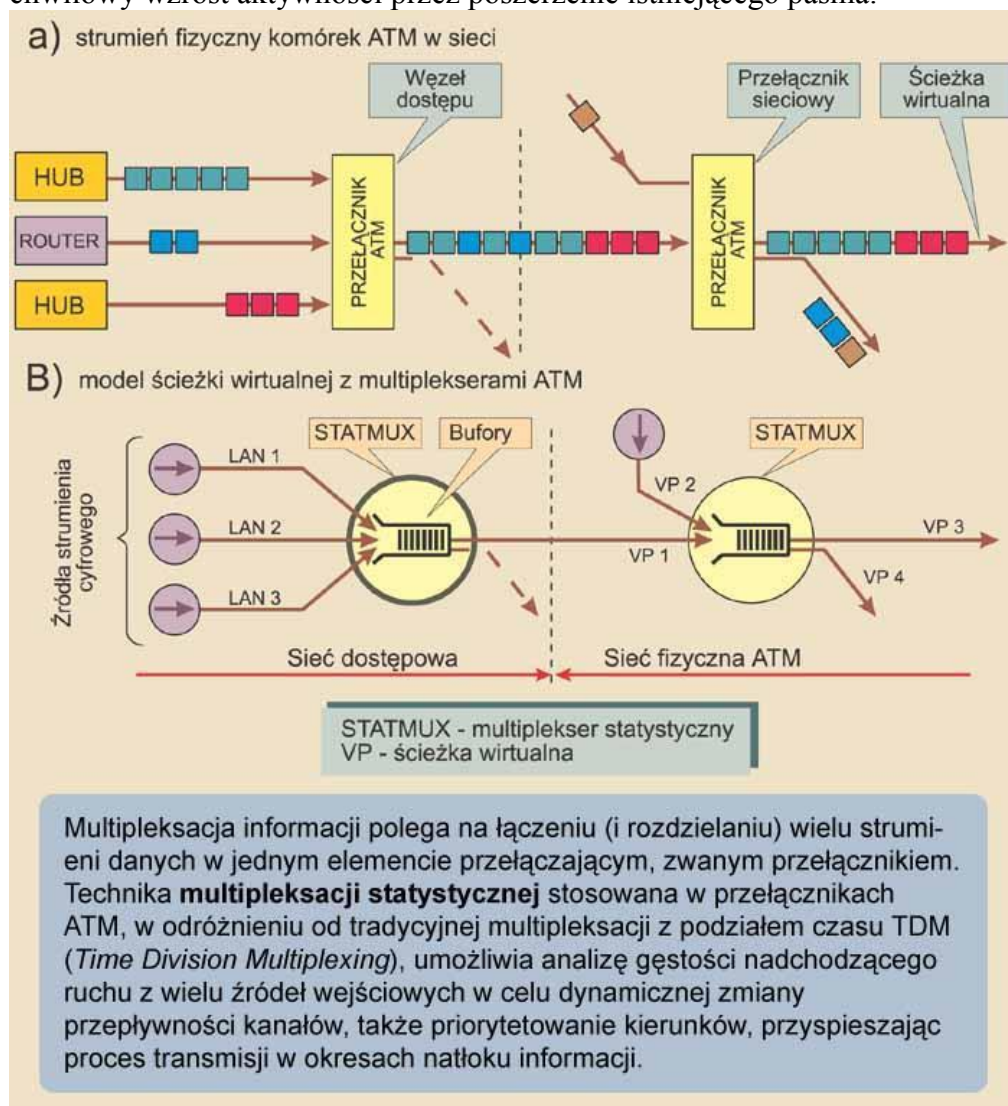
## 5.12.4 Struktura komórki

Struktura elementarnego pakietu, mającego postać komórki o stałej długości 53 bajtów, jest zdefiniowana w warstwie ATM. Stosowanie pakietów o jednakowych rozmiarach umożliwia przewidywanie wymagań aplikacji na określony zakres pasma, gwarantując dostarczenie uzgodnionego pasma w odpowiednim czasie.

Istnieją dwa typy pakietów związane z odmienną konstrukcją nagłówka: pakiety generowane w węzłach dostępu z przyłączonym interfejsem UNI oraz pozostałe, tworzone w przełącznikach sieciowych ATM. Istotną różnicę wnosi pole GFC (Generic Flow Control) umożliwiające wielu przyłączonym abonenckim stacjom roboczym korzystanie z tego samego interfejsu UNI w obrębie swojej prywatnej sieci. W innych przypadkach 4-bitowe pole GFC służy do określenia klasy usługi, ułatwiając sterowanie przepływem informacji przez sieć dla różnych poziomów jakości usług QoS (*Quality of Service*).

## 5.12.5 Multipleksacja i przełączanie komórek

Dynamiczne multipleksowanie wielu ścieżek i kanałów wirtualnych w jeden lub kilka strumieni cyfrowych, pomimo prostoty funkcji, jest najbardziej spektakularnym elementem całej sieci ATM. W odróżnieniu od znanej multipleksacji z podziałem czasu TDM (*Time Division Multiplexing*) w sieciach ATM stosuje się wyłącznie technikę **multipleksacji etykietowanej LM** (*Label Multiplexing*) interpretującej na bieżąco zawartość odpowiednich pól identyfikatorów VPI i VCI w komórkach nadchodzących asynchronicznie z wielu źródeł. W przypadkach spiętrzeń (*burstiness*) strumieni cyfrowych ponad deklarowaną średnią przepływność sieć (przełącznik ATM) jest przygotowana na chwilowy wzrost aktywności przez poszerzenie istniejącego pasma.



*Działanie multipleksacji etykietowanej (statystycznej) w sieci ATM*

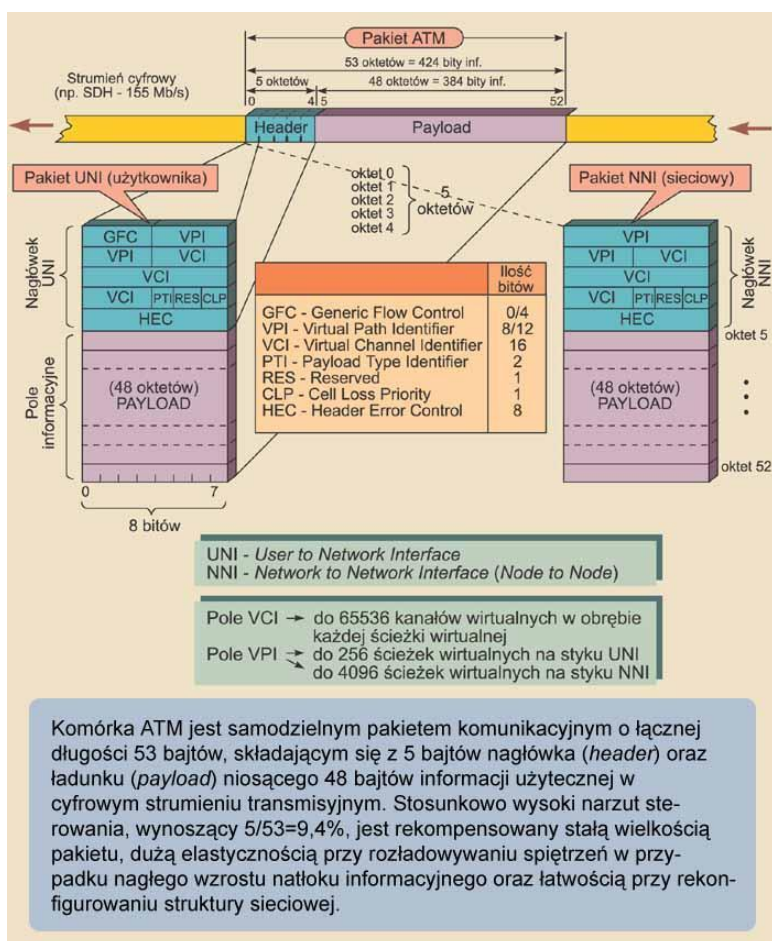
Funkcja skalowalności przełączników i ścieżek ATM stanowi integralną cechę węzłów dostępowych i sieciowych, na których opiera się szybka, przebiegająca prawie bez opóźnień komutacja usług multimedialnych w sieciach ATM. Dzięki temu również sieć ATM, wykorzystując w pełni wysoką przepływność kabli światłowodowych oraz dysponując odpowiednio zarezerwowaną szerokością pasma komutowaną przez przełączniki ATM, jest w stanie obsługiwać aplikacje działające w czasie rzeczywistym.

Dla maksymalizacji szybkości przekazu komórek przełączniki ATM nie mają warstwy sieciowej modelu odniesienia ISO/OSI, co oznacza, że przełączniki nie prowadzą kontroli błędów transmisyjnych, a stacja odbiorcza sama musi sprawdzić, czy przekaz był kompletny i poprawny. Sieć ATM, inaczej niż w sieciach typu X.25, nie odpowiada za błędne przesłanie komórki, gdyż założono, że urządzenia transmisyjne i media są bardzo dobrej jakości, a zatem mało podatne na zakłócenia i błędy.

### 5.12.6 Transportowe przełączniki ATM

W publicznych sieciach telekomunikacyjnych wyróżnia się następujące typy przełączników ATM:

- **węzły dostępowe**, które dokonują konwersji zróżnicowanych protokołów usługowych sieci lokalnych na jednolity schemat ATM, zapewniający efektywny transport danych przez zasoby publicznych sieci telekomunikacyjnych. Węzły dostępowe cechują się przepływnością na poziomie kilku Gb/s i są wyposażone w wiele interfejsów umożliwiających dołączanie sieci LAN, central PABX oraz terminali indywidualnych użytkowników,
- **przełączniki obszarowe**, dokonujące integracji i dystrybucji ruchu w obsługiwanej strefie dzięki wyposażeniu ich sterowania w możliwości sygnalizacyjne. Oprócz standardowych interfejsów PDH i SDH/SONET, umożliwiających współpracę z publiczną siecią podkładową, przełączniki obszarowe są wyposażone w możliwość realizacji typowych usług pakietowych, takich jak: X.25, Frame Relay i SMDS. Przepływności węzłów obszarowych sięgają dziesiątków Gb/s.



Struktura pakietów (komórek) ATM na styku UNI oraz NNI

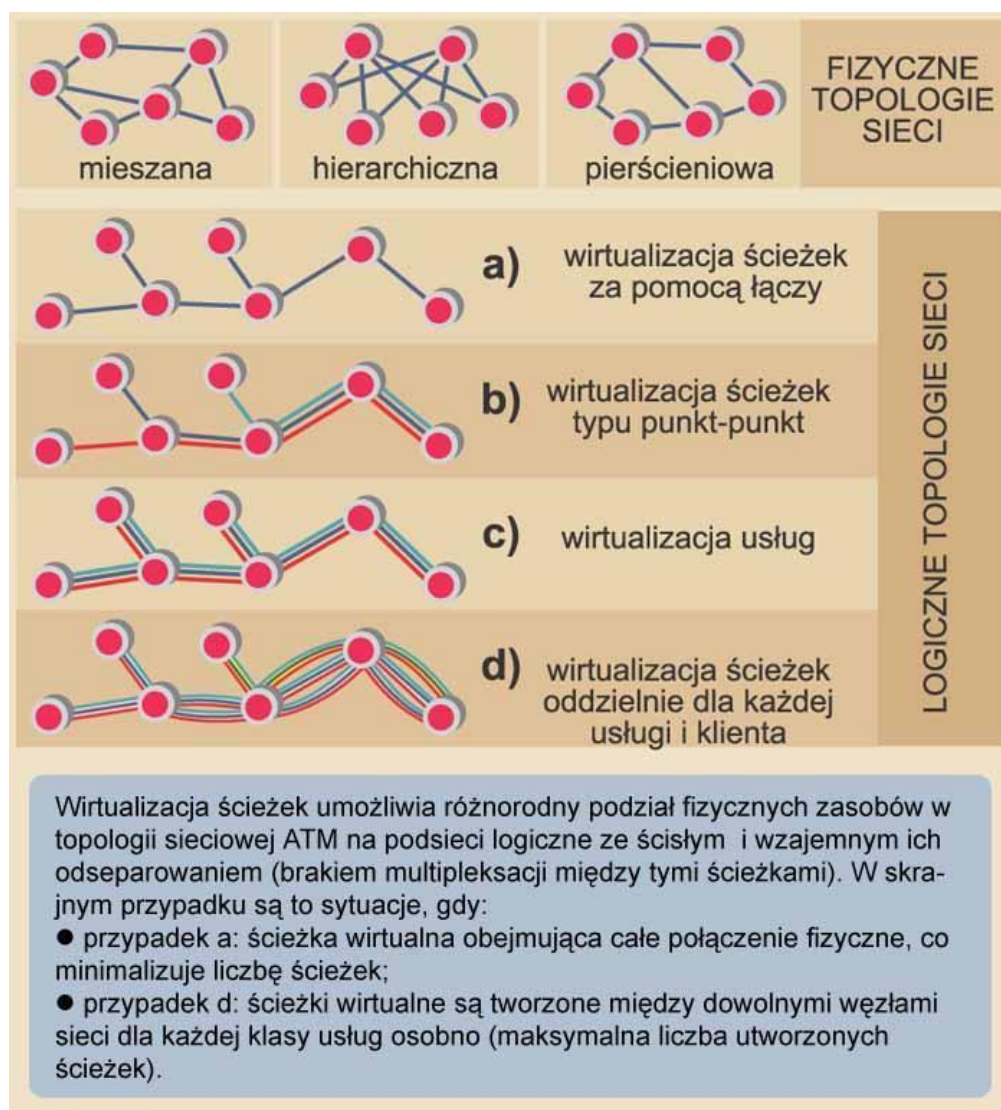




- **warstwę fizyczną** (*ATM Physical Layer*), w której są zgrupowane funkcje dostępu do medium transmisyjnego, bez definiowania konkretnego medium transmisyjnego;
- **warstwę ATM** (*ATM Layer*), zawierającą właściwe protokoły transmisji pakietów (komórek) i definicje routingu dla kanałów wirtualnych, bez względu na typ realizowanej usługi;
- **warstwę adaptacyjną AAL** (*ATM Adaptation Layer*), realizującą typowe funkcje dla różnych usług związanych z segmentacją (dzieleniem na fragmenty) i składaniem jednostek transmisyjnych między wyższymi warstwami a warstwą ATM.

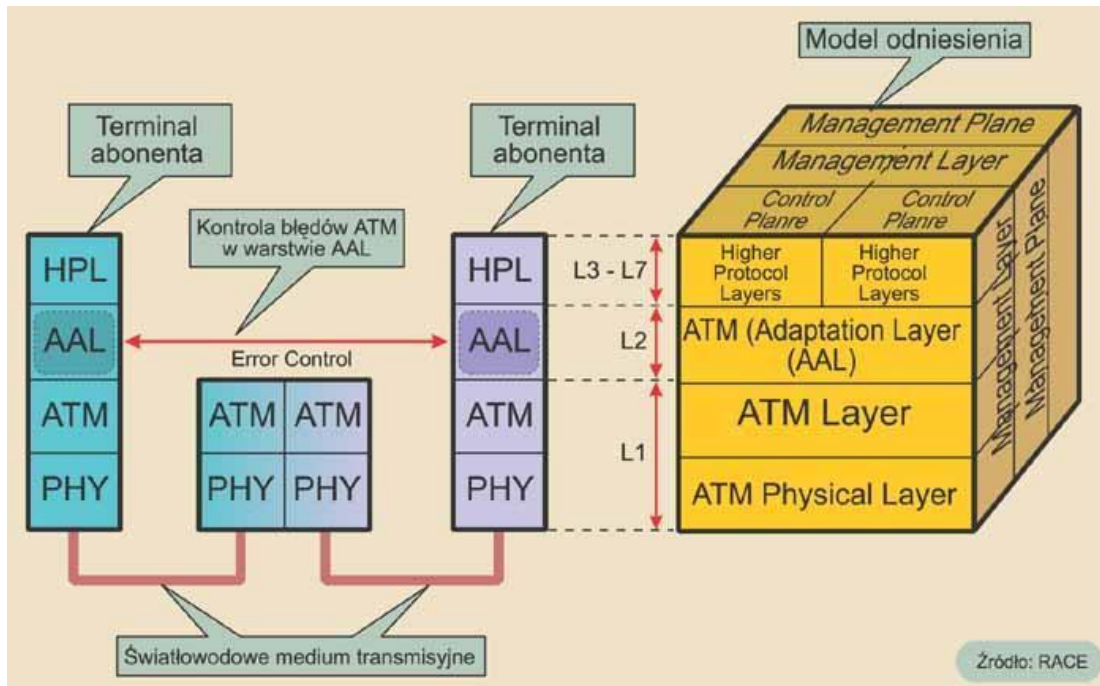
### 5.12.9 Funkcje warstwy adaptacyjnej AAL

Możliwości przełącznika określa warstwa adaptacyjna, w której mieszczą się protokoły (od AAL1 do AAL5) zgrupowane w trzy podwarstwy: zbieżności, adaptacji i segmentacji. Funkcje warstwy AAL umożliwiają wykrywanie i reakcję na błędy transmisji, rozpoznawanie zgubionych lub niesekwencyjnych pakietów, sterowanie przepływem i inne. Nie wszystkie możliwe funkcje warstwy AAL są implementowane w konkretnych urządzeniach ATM, co powoduje, że istnieje wiele różnorodnych węzłów i urządzeń transmisyjnych technologii ATM przeznaczonych do specjalizowanych funkcji w sieci.



Topologie logiczne ścieżek wirtualnych ATM

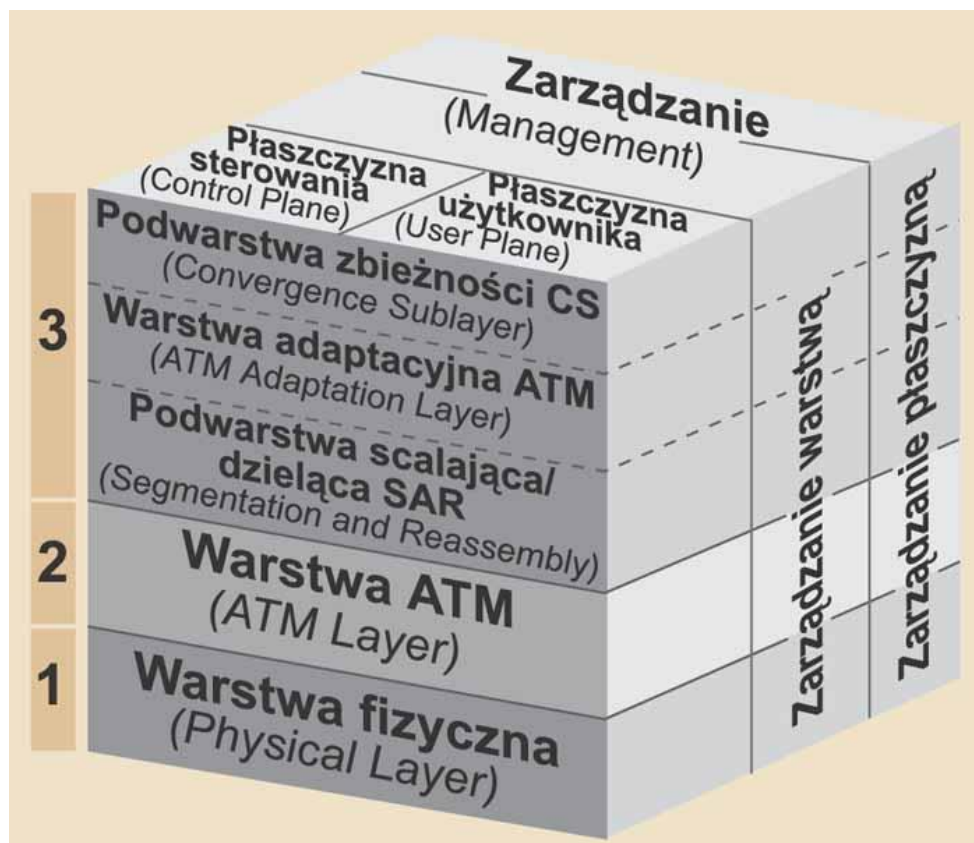




Protokół ATM (User to User) w modelu odniesienia ISO-OSI

### 5.12.10 Kategorie usług (klasy ruchowe)

Kategorie usług odnoszą się do połączeń w sieci ATM, czyli kanałów wirtualnych VC (*Virtual Channels*) oraz ścieżek VP (*Virtual Paths*). W ramach jednej ścieżki wirtualnej kanały wirtualne mogą dzielić asymetrycznie wspólne parametry jakościowe - takie jak CLR (*Cell Loss Rate*) - przez przyporządkowanie połączeniom odpowiedniej kategorii (klasy ruchu) usług, co w istotny sposób wpływa na przesyłanie strumienia komórek przez sieć.



Normalizacja warstw ATM

Stowarzyszenie ATM Forum wyodrębniło następujące klasy ruchowe dostarczające usługi ATM:

- **CBR** (*Constant Bit Rate*) - odnosi się do usług charakteryzujących się stałym zapotrzebowaniem na pasmo, takich jak emulacja łączy, transmisja głosu bez kompresji i mechanizmu wykrywania ciszy;
- **VBR** (*Variable Bit Rate*) - przeznaczona dla usług wymagających zmiennej przepływności, definiowanych przez podanie kilku parametrów. Kategoria ta występuje w dwóch wersjach: jedna z istotnym uzależnieniem czasowym (*real-time VBR*) odpowiednia dla ruchu o wybitnie nierównomiernym charakterze (burst), druga bez wyraźnego uzależnienia czasowego (*non-real VBR*) dla aplikacji wymagających tylko limitowanego czasu reakcji (transakcje bankowe, sygnalizacja w systemach nadzoru i in.);
- **ABR** (*Available Bit Rate*) - potrzebna podczas przekazu informacji w aplikacjach bez istotnych wymagań czasowych, ale z gwarancją pewnego minimalnego poziomu w dostępie do pasma oraz uzgodnionego poziomu CLR. Kategoria ABR jest stosowana w aplikacjach takich jak: poczta elektroniczna, transfer zbiorów i dostęp do Internetu, w których można dopuścić niższe wymagania odnośnie parametru QoS (Quality of Service);
- **UBR** (*Unspecified Bit Rate*) - wskazana dla usług bez jakichkolwiek gwarancji jakościowych, także dla transmisji nie wymagających określenia dopuszczalnego opóźnienia lub jego zmienności.

### 5.12.11 Klasy i typy usług ATM

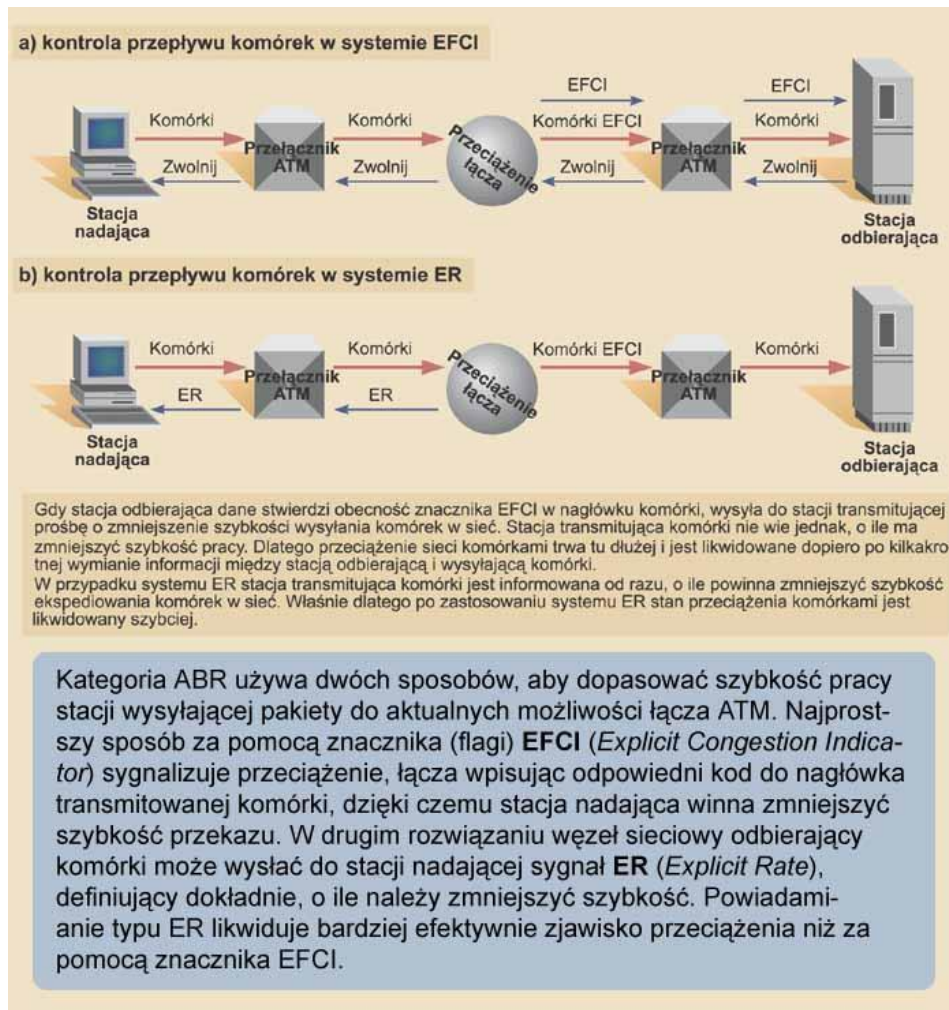
Typy warstwy	Funkcje warstwy AAL (ATM Adaptation Layer)
AAL1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Przekaz danych SDU (Service Data Unit) ze stałą szybkością CBR (Constant Bit Rate)</li> <li>• Zsynchronizowany przekaz informacji pomiędzy źródłem a odbiornikiem</li> <li>• Przekaz informacji o strukturze danych - Informowanie o danych utraconych lub błędnych</li> </ul>
AAL2	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Przekaz informacji ze zmienną szybkością binarną VBR (Variable Bit Rate)</li> <li>• Rejestracja poziomu zapełnienia komórek</li> </ul>
AAL3/4	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Przekaz danych wrażliwych na zdekompilowanie i nie opóźnionych</li> <li>• Dwa tryby pracy: wymiana komunikatów i transmisja ciągła (bez potwierzeń)</li> </ul>
AAL5	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Optymalizacja przekazów i minimalizacja przeciążeń bez uwzględniania multipleksacji, wskaźnika rozmiaru komórek i detekcji błędów.</li> <li>• Korekcja błędów przeprowadzana na poziomie podwarstwy CPCS (Common Part Convergence Sublayer)</li> <li>• Sygnalizacja: wspierająca IP (Internet Protocol) w ATM oraz sygnalizacja pomiędzy Frame Relay i ATM</li> </ul>

W szerokopasmowym środowisku ATM zdefiniowano wiele klas jakości QoS i powiązanych z nimi typów usług wynikających ze stosowania różnych kategorii, sposobu przesyłania bitów, wymaganej szerokości pasma i rodzaju połączeń:

- **klasa A** - usługi połączeniowe ze stałą chwilową szybkością transmisji CBR przeznaczone do zastosowań multimedialnych w czasie rzeczywistym (dźwięk, obraz, wideokonferencje);
- **klasa B** - usługi połączeniowe wyposażone w mechanizmy umożliwiające przesyłanie głosu i obrazów wideo ze zmienną chwilową szybkością transmisji VBR (*Variable Bit Rate*), skompresowane sekwencje wideo. Większość usług sieci ATM, działającej w trybie multipleksacji statystycznej, jest określana kategorią VBR;
- **klasa C** - usługi połączeniowe ze zmienną szybkością transmisji, bez synchronizacji czasowej (sieci X.25, Frame Relay, TCP/IP).
- **klasa D** - usługi bezpołączeniowe, nadające się do zastosowań w środowiskach, w których przepływ danych odbywa się ze zmienną szybkością, nie wymagając synchronizacji czasowej między węzłami końcowymi (sieci LAN, MAN).

Szeroki zakres usług oferowanych przez sieć ATM, spełniający wymagania niemal wszystkich rodzajów transmisji i usług multimedialnych, spowoduje prawdopodobnie jeszcze przed rokiem 2000 zlikwidowanie różnicy między komutowaniem łączy i komutowaniem pakietów.

## 5.12.12 Parametry jakościowe przekazu



### Usługa ABR - dwa sposoby zawiadywania ruchem komórek

Istnieją dwa określenia jakości obsługi telekomunikacyjnej: parametr GOS i parametr QoS. Parametr **GOS** (*Grade of Service*) dotyczy jakości usługi w warstwie połączenia (connection level) związanej z prawdopodobieństwem wystąpienia blokady zgłoszenia zarówno dla typu usługi, jak i dowolnego zgłoszenia; natomiast parametr **QoS** (*Quality of Service*) odnosi się do warstwy pakietowej (cell level). Jak dotychczas nie został sprecyzowany jednolity standard QoS odnośnie wymagań w sieciach ATM.

W trakcie transmisji przez sieć ATM wiele źródeł wykorzystuje wspólne zasoby transmisyjne o dużej przepływności, co wymaga odpowiedniego sterowania natłokiem w węzłach, aby zapewnić każdemu użytkownikowi wymagany poziom usług QoS. Sterowanie natłokiem zgłoszeń jest istotną funkcją węzłów ATM i obejmuje dwa podstawowe elementy: sterowanie **przyjęciem zgłoszenia CAC** (*Connection Admission Control*) oraz **nadzorowanie źródła SP** (*Source Policing*) w celu ograniczenia transmisji sygnałów źródłowych.

Istnieją różne kryteria odnośnie wymagań QoS dla sieci ATM proponowane przez organizacje standaryzujące ISO i ITU-T. Według ATM Forum najbardziej odpowiedni zestaw parametrów QoS dla podstawowych usług w sieciach ATM obejmuje trzy poziomy sterowania:

- **sterowanie łączem**, odpowiadające za zestawienie i zwolnienie połączenia. Odrzucenie połączenia dokonuje się w chwili żądania zestawienia, jeśli wymagane pasmo nie jest dostępne;
- **kontrola połączenia**, odpowiadająca za przydział zasobów w fazie transferu danych. Połączenie jest odrzucane, gdy nie ma dostępnej ścieżki lub kanału do punktu docelowego;
- **kontrola pakietów** (czyli komórek) odpowiadająca za fazę transmisji danych. Strumień pakietów w zaakceptowanym połączeniu jest nadzorowany w sposób ciągły, aby sprawdzić, czy użytkownik nie przekracza wartości zakontraktowanych w fazie ustalania połączenia. Przekroczenie uzgodnionego trafiku powoduje ustawienie przez przełącznik ATM bitu CLP (*Cell Loss Priority*), informującego źródło o możliwości utraty komórek.



## 5.13. Sieć GSM

### 5.13.1 Szyfrowanie w GSM

Wszyscy operatorzy systemów cyfrowej telefonii GSM w opisach swoich usług deklarują całkowitą poufność przesyłanych za ich pośrednictwem informacji i to zarówno zwykłych rozmów telefonicznych jak i transmisji danych, czy też faksów lub SMS-ów. Od czasu do czasu pojawiają się pytania, czy ta deklaracja jest w pełni prawdziwa. Niektórzy obawiają się, czy prowadzone przez nich rozmowy mogą być podsłuchiwane przez tak zwane "osoby trzecie". Poniżej spróbujemy odpowiedzieć na ich pytania, jednocześnie przybliżając Czytelnikom strukturę transmisji informacji pomiędzy użytkownikiem telefonu komórkowego (GSM), a dowolnym abonentem.

W przemijającym już okresie radiowej łączności bezprzewodowej opartej na analogowej obróbce i transmisji sygnału (modulacja amplitudy lub częstotliwości), problem, oczywiście od strony technicznej, podsłuchiwania przekazywanej informacji, praktycznie nie istniał. Wystarczyło mieć dostęp do odpowiedniej aparatury pomiarowej, takiej jak analizator widma, lub posiadać pewną dozę wiedzy elektronicznej i środki, aby zbudować sobie dowolny odbiornik, a świat eteru był w zasięgu ręki. Oczywiście, i w czasach "analogu" stosowano specjalne metody kodowania czy też szyfrowania przekazywanej informacji za pośrednictwem fal radiowych, lecz były to głównie techniki stosowane przez służby specjalne lub dyplomatyczne.

Rozwój technik cyfrowych pozwolił na stosowanie coraz to bardziej wysublimowanych sposobów utajniania informacji. Praktycznie rzecz biorąc rozwój dziedziny utajniania transmisji stymulowany był przez służby wojskowe, dla których to poufność informacji była (i jest) dziedziną priorytetową. To uczeni pracujący na rzecz rozwoju łączności specjalnej już dosyć dawno temu wynaleźli techniki, utrudniające zapoznanie się osób niepowołanych z treścią przekazywanej informacji.

Z biegiem czasu oferowane systemy ruchomej łączności bezprzewodowej, takie jak CB Radio (pasmo "obywatelskie" .27 MHz dostępne dla wszystkich), systemy dostępowe, systemy trunkingowe oraz telefonia komórkowa systemu analogowego (w Polsce NMT 450), nie mogły sprostać oczekiwaniom, związanym głównie z pojemnością sieci (ilością abonentów mogących jednorazowo korzystać z sieci) oraz z oczekiwaną jakością oferowanej usługi. Przy dużej ilości użytkowników graniczącej z fizyczną pojemnością sieci (czyli zdolnością danej sieci do pełnego obsłużenia danej ilości abonentów), sieć po prostu się "zatyka" i jej możliwości rozwoju są praktycznie rzecz biorąc zamknięte.

Ograniczanie pojemności determinowane jest głównie interfejsem radiowym, łączącym abonenta "z resztą świata". Zakres fal radiowych, dostępnych dla normalnego użytkownika, mieści się w zakresie od kilkudziesięciu kHz (kiloherców) do kilkudziesięciu GHz (gigaherców). Ze względu na fizyczne właściwości propagacji (rozchodzenia się) fal radiowych oraz możliwość korzystania z poszczególnych kanałów (zakresów), dla telefonii komórkowej przeznaczono pasma częstotliwości, mieszczące się w zakresach 450 MHz, 800 - 900 MHz czy 1800 - 1900 MHz. Im przydzielony zakres częstotliwości jest szerszy, tym system ma większą pojemność, lecz właściwości propagacyjne fal radiowych są gorsze, zwłaszcza w terenie o zróżnicowanej morfologii (np. tereny miast lub rejony góryste).

Utrudnianie lub wręcz uniemożliwianie dostępu osobom trzecim do informacji przekazywanej drogą radiową w systemie GSM ( 900 MHz jak i 1800 MHz ) odbywa się dwoma torami - wykorzystując techniki związane z eliminacją zakłóceń oraz techniki kryptograficzne, przeznaczone do utajnienia informacji.

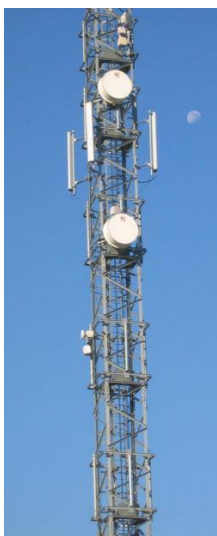
Ze zwiększaniem ilości działających jednocześnie kanałów radiowych wzrasta prawdopodobieństwo wystąpienia zakłóceń interferencyjnych (nakładania się częstotliwości lub ich harmonicznym). I tutaj znalazły zastosowanie techniki kodowania informacji, praktycznie rzecz biorąc nie po to, aby informację utajnić, lecz również w celu wyeliminowania zakłóceń i zapewnienia jak najbardziej wiernego przekazywania informacji.

Twórcy systemu GSM ustalając normy obowiązujące wszystkich operatorów, między innymi w zakresie interfejsu radiowego łączącego abonenta ze stacją bazową, sięgnęli po rozwiązania stosowane w technikach opracowanych m.in. dla służb wojskowych. Coraz to bardziej wysublimowana technologia półprzewodnikowa, umożliwiająca stosowanie skomplikowanych algorytmów kodowania i szyfrowania (technika mikroprocesorowa) spowodowała możliwość stosowania układów wielkiej skali integracji,

instalowanych w terminalach (aparatach przenośnych) w celu przemiany sygnału, aby był odporny na wszelkiego rodzaju zakłócenia, a informacja wychodząca od abonenta dotarła do odbiorcy w jak najmniej zniekształconej formie. Kodowanie informacji praktycznie zaczyna się już w torze małej częstotliwości, gdzie sygnał z mikrofonu zostaje poddany procesowi digitalizacji, czyli zamianie przebiegu analogowego na grupy impulsów zero-jedynkowych (cyfrowych). Informacja w postaci cyfrowej ma tę podstawową zaletę, że jest o wiele bardziej odporna na zakłócenia (zmiana np. amplitudy sygnału w dużym zakresie nie powoduje zmiany niesionej informacji), łatwo jest nią manipulować i zachowywać. Informacja w takiej postaci jest następnie poddawana procesowi właściwego kodowania przy zastosowaniu filtru z liniowym prognozowaniem, generalnie polegającym na tym, że generowany na wyjściu filtru (kodera) bit jest wynikiem liniowej kombinacji poprzednich ośmiu bitów, dostarczanych na wejście filtru. Następną czynnością, zmierzającą do maksymalnej eliminacji wpływu zakłóceń, szumów oraz błędów jest operacja kodowania kanałowego oraz przeplot. Dodatkowo ogranicza się prawdopodobieństwo wystąpienia zakłóceń poprzez stosowanie wysublimowanych technik modulacji sygnału oraz jego transmisji. Przypadkowość przydzielania przez stację bazową poszczególnych szczelin czasowych oraz fakt, że transmisja sygnału odbywa się tylko w czasie mówienia do mikrofonu aparatu (gdy się słucha rozmówcy, telefon nie emituje sygnału radiowego) dodatkowo utrudnia osobie chcącej podsłuchać rozmowę wstrojenie się do danej częstotliwości nośnej.

Aby wyeliminować możliwość przejęcia informacji przez osoby do tego nie powołane w trakcie prowadzenia rozmowy, operatorzy sieci stosują profesjonalne metody szyfrowania, których szczegóły znane są tylko wąskiej grupie projektantów. Szyfrowanie oparte jest o zasadę wykonywania operacji logicznej ExclusiveOR na dwóch 114-bitowych sekwencjach - szyfrującej i informacyjnej. Sekwencja szyfrująca generowana jest według specjalnego algorytmu i jest różna dla nadawania i odbioru. Algorytm generujący sekwencje szyfrujące wykorzystuje numer ramki TDMA (22 bity) zmieniający się co 4,615 ms - przesyłany przez system oraz klucz szyfrujący (64 bity), generowany w Centrum Identyfikacji systemu. Klucz szyfrujący generowany jest przy każdym połączeniu i ma charakter pseudolosowy, ponieważ do jego ustalania wykorzystywana jest liczba przybierająca przypadkowe wartości z zakresu od (0) do (2128 - 1). Jak widać, prawdopodobieństwo wygenerowania klucza szyfrującego wynosi w przybliżeniu  $2,9 \times 10^{-39}$ . Prawdopodobieństwo to jest jeszcze znacząco pomniejszane przez stosowanie specjalnego algorytmu tworzącego klucz (jak wyżej wspomniano, poprzez odpowiednie przetworzenie wygenerowanej liczby z numerem ramki TDMA), a przy prowadzeniu rozmowy klucz zmieniany jest ponad 216 razy na sekundę.

### 5.13.2 Historia GSM



**GSM** (ang. *Global System for Mobile Communications*, pierwotnie *Groupe Spécial Mobile*) jest najpopularniejszym obecnie standardem telefonii komórkowej. Sieci oparte na tym systemie telekomunikacji oferują usługi związane z transmisją głosu, danych (na przykład dostęp do Internetu) i wiadomości w formie tekstowej lub multimedialnej.

We wrześniu 2007 na świecie było ok. 2 mld unikatowych numerów abonenckich telefonii GSM, a sieci oparte na tej technologii zbudowane były w ponad 200 krajach. Dzięki możliwości międzynarodowego roamingu i umowom międzyoperatorskim abonent GSM może - bez podpisywania oddzielnych umów z każdym operatorem z osobna - korzystać z telefonu w wielu krajach. Usługi GSM mogą być udostępnione na zasadzie comiesięcznych opłat lub w formie przedpłaty, co znacznie zwiększa liczbę potencjalnych użytkowników.

*Stacja bazowa GSM*

#### **GSM 900 Phase 1**

GSM powstał dzięki europejskiej inicjatywie stworzenia jednego, otwartego standardu telefonii komórkowej. Pierwotnie miał to być standard obowiązujący na terenie dwunastu członków Europejskiej Wspólnoty Gospodarczej (EWG). W tym celu wewnątrz Europejskiej Konferencji Administracji Poczty i Telekomunikacji (CEPT) powołany został w 1982 r. instytut *Groupe Spécial Mobile* (GSM), który miał

za zadanie opracowanie standardu telefonii mobilnej działającej w paśmie 900 MHz. We wszystkich krajach członkowskich zarezerwowano te częstotliwości, w celu umożliwienia roamingu międzynarodowego. Stworzono prototypy urządzeń radiowych, przeprowadzono badania nad optymalnym sposobem dostępu do sieci. Ostateczne wyniki badań stały się podstawą do prac nad specyfikacją.

W 1984 r. Komisja Europejska zatwierdziła projekt wspólnego standardu, a w podpisanym 7 września 1987 r. Memorandum of Understanding 15 operatorów z 13 krajów zobowiązało się do zaimplementowania technologii GSM[1]. Pierwsza specyfikacja została opublikowana rok później (GSM 900 Phase 1). Znaczenie akronimu GSM zmieniono na Global System for Mobile Communications.

### **GSM Phase 2**

W 1989 r. prace nad rozwojem standardu przejął nowo utworzony Europejski Instytut Norm Telekomunikacyjnych (ETSI). W 1990 r. rozpoczęto definiowanie standardu GSM działającego w paśmie 1800 MHz (DCS). W 1992 r. w Finlandii powstała pierwsza komercyjna sieć w architekturze GSM, używała ona częstotliwości 900 MHz. Rok później w Wielkiej Brytanii powstała sieć DCS. Prace nad implementacją standardu rozpoczął też pierwszy operator spoza Europy - Telstra (Australia).

Pierwsze działające sieci obsługiwały tylko transmisję głosu, w 1994 r. dodano do nich także możliwość przesyłania danych. Prace nad fazą drugą specyfikacji GSM zakończyły się w roku 1995.

### **GSM Phase 2+**

ETSI kontynuowała pracę nad specyfikacją GSM pod nazwą Phase 2+. Uwzględniono technologie przesyłania danych High Speed Circuit Switched Data oraz CAMEL - funkcjonalność sieci umożliwiająca pełny roaming usług bazujących na platformie sieci inteligentnych. W 1997 częścią specyfikacji stała się technologia GPRS. Jednocześnie standard GSM stawał się coraz bardziej popularny także poza Europą. W USA ANSI dostosowało radiową część specyfikacji do lokalnych wymagań (pasmo 1800 MHz było już zajęte), tak powstał GSM 1900 (PCS). Ta specyfikacja uwzględniała też nowy sposób kodowania mowy przez telefon, Adaptive Multi Rate, przejęty później przez normy ETSI.

Ze względu na umiędzynarodowienie się standardu powołano 3rd Generation Partnership Project (3GPP), w którego skład weszły instytuty standaryzacyjne z wielu krajów spoza Europy. Od tej pory, ETSI miało wpływ na specyfikacje tylko jako jeden z równoprawnych członków 3GPP. Standard GSM nadal jest rozwijany, wprowadzona została nowa technologia przesyłania danych - EDGE, nowe rozwiązania związane z platformą Sieci Inteligentnych. Jednocześnie 3GPP rozwija specyfikacje telefonii 3G, w miarę postępu prac, w opisie funkcjonalności GSM uwzględniana jest też współpraca pomiędzy tymi dwiema rodzajami sieci (np. kwestia roamingu i handoveru).

## **5.13.3 Podstawowe założenia standardu GSM**

Podczas tworzenia standardu GSM opierano się na doświadczeniach związanych z rozwijaniem standardem ISDN, czyli cyfrową siecią stacjonarną z integracją usług, istnieje więc wiele podobieństw pomiędzy tymi sieciami:

W strukturze obu sieci znajdują się cyfrowe centrale telefoniczne, wykorzystujące tego samego rodzaju łącza do przenoszenia różnych typów informacji (głosu, faksu, danych) pomiędzy abonentami. Kontrola nad połączeniami wykonywana jest za pomocą protokołu sygnalizacyjnego SS7.

Głos o częstotliwości z zakresu 300 - 3400 Hz jest kodowany cyfrowo i w takiej postaci jest przesyłany do sieci.

Zdefiniowane są pewne usługi, które są zintegrowane z siecią. Należą do nich między innymi: przesyłanie faksu, krótkich wiadomości tekstowych, poczta głosowa, identyfikacja numeru dzwoniącego abonenta, itp.

Podstawowym założeniem podczas projektowania standardu GSM była pełna mobilność abonenta, aby ją uzyskać specyfikacja uwzględnia:

- dodatkowe elementy infrastruktury sieci odpowiedzialne za przechowywanie informacji o aktualnym położeniu abonenta, śledzenie jego zmian i utrzymywanie odpowiedniej jakości transmisji nawet podczas przemieszczania się użytkownika telefonu.
- roaming, czyli możliwość korzystania z obcych sieci GSM.
- połączenie telefonu z siecią dzięki systemowi stacji bazowych. Jako dostęp do kanału radiowego wybrano cyfrową transmisję za pomocą technologii FDMA i TDMA. Oznacza to, że transmisje odbywają się na wielu częstotliwościach, z których każda jest podzielona

na 8 tzw. szczelin czasowych. Jedna rozmowa może zajmować całą szczelinę lub jej połowę (kosztem pogorszenia się jakości dźwięku) – w konsekwencji na jednej częstotliwości może być obsługiwanych do 16 rozmów.

### 5.13.4 Standardy GSM

Istnieje pięć głównych standardów GSM, różniących się przede wszystkim używanym pasmem radiowym i rozmiarami komórek: GSM 400, GSM 850, GSM 900, GSM-1800 (nazywany także DCS), i GSM 1900 (nazywany także PCS). GSM 850 i GSM 1900 wykorzystywane są w większości państw Ameryki Północnej i Południowej. W pozostałej części świata, używany jest standard GSM 900/1800.

GSM 400 jest rozwiązaniem dla operatorów posiadających sieci NMT 450, którzy są już posiadaczami prawa do używania wykorzystywanych przez ten system częstotliwości, a w okresie przejściowym oba systemy mogą działać razem. Jest też technologia, którą można zastosować do pokrycia dużych niezamieszkałych obszarów.

#### Używane częstotliwości

Cecha \ System	GSM 400	GSM 850	GSM 900	GSM 1800	GSM 1900
Uplink [MHz]	450.4 - 457.6 lub 478.8 - 486	824 - 849	880 - 915	1710 - 1785	1850 - 1910
Downlink [MHz]	460.4 - 467.6 lub 488.8 - 496	869 - 894	925 - 960	1805 - 1880	1930 - 1990
Liczba częstotliwości	35	124	174	374	299

### 5.13.5 Rozmiary komórek

Maksymalny zasięg komórki wynikający ze specyfikacji GSM wynosi około 35 km. Okazuje się jednak, że energia konieczna do emitowania sygnału na częstotliwości 1800/1900 MHz jest tak duża, że rozmiar komórek zasięgu w tych standardach nie przekracza 8 km.

Możliwe jest też rozwiązanie extended range, w którym komórka zasięgu może mieć promień nawet do 120 km. Związane jest to jednak ze znacznym pogorszeniem "pojemności" sieci. Operatorzy mogą zastosować to rozwiązanie, gdy chcą obniżyć koszty pokrycia dużych, słabo zaludnionych obszarów. Najlepiej nadaje się do tego GSM 400, który ze względu na używane częstotliwości wymaga mniejszej energii do emitowania sygnału na tak duże odległości. Niektórzy dostawcy infrastruktury telekomunikacyjnej, oferują również taką możliwość dla standardu GSM 900.

Sieci GSM budowane na bazie dwóch standardów

Operatorzy posiadający licencje umożliwiające wykorzystywanie częstotliwości z dwóch zakresów (np. 900 MHz i 1800 MHz) najpierw starają się pokryć cały dostępny obszar za pomocą sieci GSM 900 (mniejszy koszt związany z pokryciem dużych obszarów), a następnie w regionach związanych z dużym natężeniem ruchu telekomunikacyjnego (np. centra miast, tereny atrakcyjne turystycznie) wdrażany jest też dodatkowo GSM 1800 (większa liczba dostępnych częstotliwości).

Oferowane telefony umożliwiają transmisję w obu zakresach, możliwe jest też przemieszczanie się podczas rozmowy pomiędzy stacjami bazowymi pracującymi w różnych standardach bez utraty połączenia (handover).

### 5.13.6 Transmisja sygnałów mowy

Do transmisji sygnałów mowy, telefon w systemie GSM używa cyfrowego kanału radiowego przydzielonego mu na czas połączenia przez Kontroler Stacji Bazowych. Każda z dostępnych częstotliwości podzielona jest na 8 szczelin czasowych, w których mogą być transmitowane pojedyncze rozmowy. W zależności od zajętości sieci w danej komórce (ang. cell), telefon może mieć przyznaną całą lub pół szczeliny czasowej, co wiąże się z pogorszeniem jakości transmisji. Podczas rozmowy wysyła do



sieci tzw. raporty pomiarowe (ang. measurement reports), w których zawarte są informacje o sile i jakości sygnału odbieranego z okolicznych stacji bazowych. Na podstawie tych raportów, Kontroler Stacji Bazowych może przyznać częstotliwość związaną z inną stacją, jeśli sygnał ze stacji, z którą telefon nawiązał połączenie staje się zbyt słaby, np. abonent oddala się poza zasięg nadajnika.

W celu poznania szczegółów kodowania i transmisji rozmowy zobacz artykuł: transmisja głosu w sieci GSM.

### **5.13.7 Transmisja danych**

Pierwsze specyfikacje GSM opisywały przesyłanie danych o prędkości transmisji 9,6 kb/s (Circuit Switched Data – CSD). Polegało to na zajęciu jednej szczeliny czasowej przyznanej przez Kontroler Stacji Bazowych dokładnie w ten sam sposób jak dla zwykłej rozmowy. Kolejne rozwiązanie nazywane High Speed Circuit Switched Data (HSCSD) dzięki innemu systemowi kodowania i korekcji błędów dawało możliwość osiągnięcia prędkości transmisji 14,4 kb/s w jednej szczelinie czasowej. Na potrzeby jednej transmisji można było ich przydzielić aż cztery, co dawało 57,6 kb/s. Tego typu rozwiązania miały jednak podstawową wadę: na czas połączenia przyznawane były całe kanały cyfrowe, użytkownik zajmował je nawet w momencie, gdy nie wysyłał ani nie odbierał danych, było to, więc rozwiązanie kosztowne.

Nowe możliwości pojawiły się wraz z rozwojem technologii GPRS, która została zintegrowana z siecią GSM i stała się częścią tego standardu. Oferuje ona pakietowe przesyłanie danych, dzięki czemu użytkownik nie zajmuje tylko dla siebie całego kanału cyfrowego i płaci za faktycznie wysłane/odebrane dane. Osiągana w praktyce prędkość transmisji to 30 – 80 kb/s. Rozszerzeniem technologii GPRS jest EDGE, który oferuje jeszcze większą prędkość transmisji i uważany za alternatywę dla telefonii UMTS, która nie wymaga inwestycji w licencje związane z nowymi częstotliwościami oraz w kosztowną rozbudowę sieci radiowych.

### **5.13.8 Messaging**

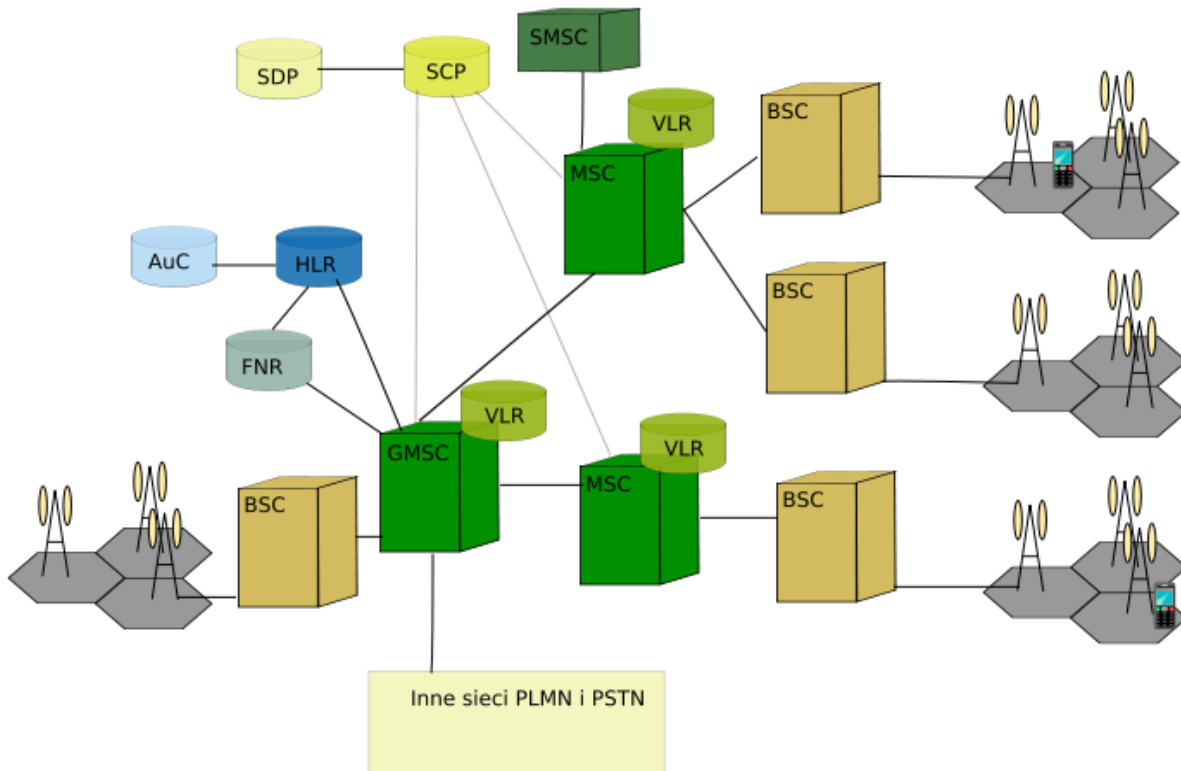
Usługa pozwalająca wysyłać i odbierać wiadomości w formatach SMS, EMS i MMS.

SMS to krótka (do 160 znaków) wiadomość tekstowa. Nieoczekiwanie dla operatorów ta forma komunikacji stała się jedną z najpopularniejszych usług w sieciach GSM, obecnie wysyła się setki miliardów SMS-ów rocznie.

Multimedialnym rozszerzeniem SMS jest EMS, który umożliwia zawarcie w treści SMS-a monochromatycznej grafiki oraz zdefiniowanych przez twórców standardu EMS dźwięku lub animacji.

Następcą standardu SMS jest MMS, bazujący na transmisji GPRS. Zawarta w nim informacja może mieć formę audiowizualną (dźwięk, obraz, sekwencje video).

### 5.13.9 Architektura sieci GSM



**Komórka** (ang. cell) jest obszarem obsługiwany przez stację bazową. Jej maksymalny rozmiar opisany jest w specyfikacji GSM (zobacz rozdział "Standardy GSM"). Faktyczny rozmiar i kształt zależy od warunków zewnętrznych (ukształtowanie terenu, wysokość maszty, warunki propagacji fal radiowych) oraz od konfiguracji parametrów stacji bazowej (np. moc nadawania sygnału). Operator dostosowuje rozmiar komórek do obserwowanego na danym terenie natężenia ruchu telekomunikacyjnego - tam gdzie ono jest większe, rozmiar komórek jest mniejszy (ilość rozmów obsługiwanych przez jedną stację bazową jest ograniczona).

System stacji bazowych (ang. Base Station System, BSS)

Stacja Bazowa (ang. Base Transceiver Station, BTS) jest elementem sieci (tzw. stacją przekaźnikową), który jest interfejsem pomiędzy telefonem komórkowym a siecią GSM. Dzięki systemowi anten transmituje i odbiera na kilku częstotliwościach (liczba zależąca od konfiguracji sprzętowej i oprogramowania) zakodowany cyfrowo sygnał (zobacz artykuły: transmisja głosu w sieci GSM i kanały radiowe w sieci GSM). Częstotliwości używane przez stacje bazowe obsługujące sąsiadujące komórki różnią się, aby nie dochodziło do interferencji fal radiowych. Zwykle od kilkudziesięciu do kilkuset stacji bazowych jest podłączonych do jednego Kontrolera Stacji Bazowych.

Kontroler Stacji Bazowych (ang. Base Station Controller, BSC) jest elementem sieci, odpowiedzialnym za zarządzanie stacjami bazowymi, oraz transmisję danych pomiędzy stacjami bazowymi a resztą sieci. Z poziomu BSC Operator zarządza radiową częścią sieci, zmieniając parametry poszczególnych stacji bazowych. BSC odpowiedzialne też jest za przydzielanie telefonowi komórkowemu wolnej szczeliny czasowej na odpowiedniej częstotliwości oraz za śledzenie jakości rozmowy. W razie jej pogorszenia, np. gdy abonent oddala się od obsługującej go stacji bazowej, zostanie przydzielona mu inna częstotliwość obsługiwana przez inną stację bazową, oraz odpowiednia szczelina czasowa. Mechanizm ten nazywa się handover. Kilka BSC jest podłączonych do jednego MSC.

Część komutacyjno sieciowa (ang. Network and Switching Subsystem - NSS)

Mobile Switching Centre (MSC) jest cyfrową centralą telefoniczną przystosowaną do pracy w sieci GSM. Jest odpowiedzialna za zestawianie połączeń i koordynację współpracy pomiędzy elementami sieci. Liczba MSC w sieci zależy od ilości abonentów i generowanego przez nich obciążenia sieci. Na przykład jeden z niemieckich operatorów ma około 200 MSC w swojej sieci.

Gateway Mobile Switching Centre (GMSC) jest to centrala MSC z dodatkową funkcjonalnością odpowiedzialną za kontaktowanie się z HLR. Każda rozmowa podczas zestawiania połączenia do abonenta danej sieci musi być przeroutowana do jednego z GMSC należącego do niej (nawet gdy abonent jest w tym czasie w roamingu w innej sieci) w celu zebrania informacji o użytkowniku, którego numer wybrano w celu rozpoczęcia rozmowy. Od operatora zależy, które (np. wybrane MSC lub wszystkie MSC w sieci) będą działać jako GMSC[2] (co zazwyczaj jest kwestią dodatkowej konfiguracji). Niektóre GMSC mogą działać jako centrale tranzytowe do innych sieci.

Home Location Register (HLR - rejestr stacji własnych) jest bazą danych, która przechowuje informacje o abonentach, którzy należą do danej sieci. Między innymi numer IMSI, MSISDN, informacje o wykupionych usługach, informacje o MSC, które aktualnie obsługuje abonent, informacje o jego statusie (np. telefon jest wyłączony, telefon jest włączony do sieci). Ilość HLR w sieci zależy od ilości abonentów, na przykład sieć jednego z dużych europejskich operatorów jest obsługiwana przez około 20 HLR.

Authentication Centre (AuC) to element sieciowy przechowujący dane abonentów danej sieci, na bazie których dokonuje uwierzytelnienia numeru IMSI i zezwala danemu abonentowi logującemu się do sieci na korzystanie z zasobów radiowych. Authentication Centre powiązane jest z HLR, ich liczba zależy od ilości użytkowników danej sieci.

Visitor Location Register (VLR - rejestr abonentów przyjezdnych) - baza danych związana z MSC. W sieci istnieją zawsze pary MSC-VLR. Baza ta przechowuje informacje o abonentach, którzy w danym momencie znajdują się na obszarze obsługiwany przez to MSC. Część z tych informacji jest kopiowana z HLR w momencie, gdy abonent pojawia się w "zasięgu" danego MSC, inne, takie jak jego lokalizacja są zmieniane już później.

Flexible Number Register (FNR) - opcjonalny element sieci wykorzystywany w mechanizmie Number Portability, znanym jako "przenoszenie numeru pomiędzy operatorami". Jest to baza danych wszystkich abonentów w sieciach GSM w danym kraju. Przechowuje informacje o numerze abonenta, który dzięki temu można zachować zmieniając sieć; aktualnym operatorze, którego abonent jest klientem; numer, pod który należy przekierować rozmowę (poprzez GMSC) do tego operatora.

SMS Center (SMSC) - element sieci biorący udział w przesyłaniu SMS-ów pomiędzy abonentami i przechowujący te wiadomości, które nie mogą być w danej chwili dostarczone. Np. abonent jest poza zasięgiem lub ma wyłączony telefon.

Service Control Point (SCP) - element sieci, na którym oparte są sieci inteligentne. Działające na nim serwisy związane są z usługami dodanymi, które mogą być wykupione przez abonenta, np. Virtual Private Network lub Prepaid. SCP komunikuje się z MSC dzięki protokołom SS7 i może wpływać na zestawianą rozmowę: wpływ na sposób naliczania opłat, przekierowanie do innego numeru, dołączenie do rozmowy dodatkowego abonenta itp. MSC może informować SCP o różnych zdarzeniach związanych z rozmową (np. abonent, do którego kierowana jest rozmowa, jest zajęty, nie podnosi słuchawki itp.) i na tej podstawie, podejmowane są dalsze decyzje co do tej rozmowy.

Service Data Point (SDP) - baza danych, która zawiera informacje o abonentach wykorzystywane przez programy działające na platformie Sieci Inteligentnych. Np. program Prepaid przechowuje tam informacje o ilości dostępnych impulsów.

Inne oznaczenia [edytuj]

PSTN (ang. Public Switched Telephone Network) - sieci stacjonarne. Początkowo bazujące na technologiach analogowych, obecnie zrealizowane prawie w całości w oparciu o technologie cyfrowe. Usługi PSTN obejmują usługi zarówno analogowe usługi POTS (ang. Plain Old Telephone Service), jak i cyfrowe ISDN.

PLMN (ang. Public Land Mobile Network) - sieci telefonii komórkowej.

### 5.13.10 Scenariusze GSM – włączenie telefonu

Telefon przeszukuje częstotliwości i wybiera tę, na której jest najlepsza jakość sygnału. Wysyła informację o włączeniu się do sieci do stacji bazowej, która jest związana z tą częstotliwością. Stacja bazowa przesyła ją do Kontrolera Stacji Bazowych, a ten do połączonego z nim MSC.

MSC zapisuje informację o tym abonencie w VLR, między innymi jego lokalizację w postaci Location Area (zobacz tabelkę poniżej). Następnie MSC wysyła informację ze swoim adresem do HLR-a zawierającego informacje o abonencie.

### 5.13.11 Scenariusze GSM - Abonent A, mający telefon w systemie abonamentowym dzwoni do abonenta B

Telefon wysyła poprzez stację bazową, która ma najsilniejszy w jego okolicy sygnał, żądanie połączenia z abonentem B.

Dociera ono do obsługującego tę stację bazową Kontrolera Stacji Bazowych, który przekazuje to do połączonego z nim MSC\_A.

MSC\_A routuje rozmowę do GMSC, które wysyła zapytanie do odpowiedniego HLR-a o MSC\_B, które kontroluje obszar, w którym znajduje się telefon abonenta B.

HLR zwraca tę informację i odpowiednie żądanie połączenia z numerem abonenta B jest przesyłane do MSC\_B.

MSC sprawdza w swoim VLR, Location Area, w którym znajduje się telefon identyfikowany przez numer abonenta B. Wysyła żądanie do odpowiedniego Kontrolera Stacji Bazowych, aby nakazał wszystkim zarządzanym przez niego stacjom bazowym kontrolującym komórki znajdującym się w tym Location Area rejestrację i przekazanie informacji o zestawianym połączeniu do abonenta B.

Jeśli telefon abonenta B jest włączony, odpowie na tę informację i połączenie zostanie zestawione. Po zakończeniu połączenia zostanie wygenerowany Call Data Record, który później będzie miał wpływ na comiesięczny rachunek abonenta A.

**Location Area (LA)** - obszar składający się zwykle z kilkudziesięciu lub kilkuset komórek sieci GSM. Każda z nich podczas definicji otrzymuje ten sam parametr *Location Area Identity (LAI)*. Za pomocą tego parametru VLR przechowuje informacje o położeniu Abonenta.

### 5.13.12 Scenariusze GSM - Abonent A, mający telefon w systemie prepaid, dzwoni do abonenta B –

Scenariusz jest podobny do powyższego, z jednym wyjątkiem.

VLR związany z MSC kontrolującym obszar, z którego dzwoni abonent A, zawiera informacje o nim, że ma on subskrypcje na serwis Prepaid. W tym momencie zestawianie rozmowy jest wstrzymywane, a kontrola nad nim jest przekazywana do odpowiedniego SCP, na którym istnieje program obsługujący serwis prepaid.

SCP wysyła zapytanie do SDP o maksymalny czas rozmowy, jaki wykupił abonent A, i na ten czas oddaje kontrolę nad rozmową do MSC, które dalej postępuje tak samo jak w przykładzie powyżej.

Jeśli rozmowa zostanie zakończona przed upływem wykupionego czasu rozmowy, MSC poinformuje o tym SCP, które wyśle żądanie do SDP w celu zmniejszenia konta abonenta A o czas przeprowadzonej rozmowy.

Jeśli upłynie maksymalny czas, MSC zwróci kontrolę nad rozmową do SCP, które wyśle żądanie do SDP w celu wyzerowania licznika abonenta A, oraz wyśle komendę do MSC powodującą natychmiastowe zakończenie rozmowy.

### 5.13.13 Scenariusze GSM - Użytkownik telefonu wysyła SMS

Użytkownik telefonu wysyła SMS, który poprzez stację bazową i Kontroler Stacji Bazowych dociera do MSC, na którego obszarze znajduje się telefon wysyłający wiadomość.

MSC przesyła tego SMS-a do SMSC.

SMSC wysyła zapytanie do HLR o adres MSC abonenta, do którego skierowany jest SMS.

HLR zwraca informację o adresie MSC i tam przesyłany jest SMS. Poprzez odpowiedni Kontroler Stacji Bazowych i stacje bazowe obsługujące komórki, w których może znajdować się adresat wiadomości rozgłaszana jest informacja o oczekującym SMS.

Jeśli telefon adresata informacji zgłosi się, SMS zostanie do niego przesłany, a raport o tym fakcie poprzez sieć dotrze do nadawcy, zaś treść SMS-a zostanie usunięta z twardego dysku serwisu SMSC.

Jeśli telefon adresata nie odpowie, informacja o tym fakcie dotrze do nadawcy, ale SMSC nie usunie SMS-a z twardego dysku, będzie on potem wykorzystany do ponownej próby dostarczenia wiadomości.

#### 5.13.14 GSM w Polsce

Koncesja na pierwszą sieć GSM w Polsce została przyznana w lutym 1996 r. firmie Polkomtel. Sieć została uruchomiona w październiku 1996 r. pod marką Plus GSM. Do końca roku korzystało z niej 50 tys. abonentów. Kolejny operator, PTC, koncesję uzyskał również w lutym 1996 r., sieć pod marką Era GSM została uruchomiona we wrześniu 1996 r.

W Polsce usługi w standardzie GSM na początku 2007 r. świadczyło trzech operatorów: Polska Telefonia Cyfrowa - sieci pod marką Era i Heyah, Polkomtel - sieci pod marką Plus i Sami Swoi oraz PTK Centertel - sieć pod marką Orange. W grudniu 2006 r. rozpoczął działalność pierwszy wirtualny operator telefonii komórkowej w Polsce - mBank mobile, korzystający z infrastruktury Polkomtela.

Pozostałe do rozdzielenia częstotliwości używane w standardzie GSM-1800 były w 2006 r. przedmiotem przetargu rozpisanego przez Urząd Komunikacji Elektronicznej (dawniej Urząd Regulacji Telekomunikacji i Poczty (URTiP)). W maju 2006 wygrała oferta Telekomunikacji Kolejowej (spółki skarbu państwa i PKP). Niestety później zrezygnowała z częstotliwości ze względu na brak środków do finansowania tak dużego przedsięwzięcia.

#### 5.14. Standard GPRS

**General Packet Radio Service (GPRS)** – technologia komunikacyjna stosowana w sieciach GSM do pakietowego przesyłania danych. Oferowana w praktyce prędkość transmisji rzędu 30-80 kb/s umożliwia korzystanie z Internetu lub z transmisji strumieniowej audio/wideo. Użytkownik płaci w niej za faktycznie wysłaną lub odebraną ilość bajtów, a nie za czas, w którym połączenie było aktywne. GPRS nazywane jest często technologią 2.5 G, ponieważ stanowi element ewolucji GSM (jako telefonii komórkowej drugiej generacji) do sieci w standardzie 3G.

Istnieje też pojęcie "Sieć GPRS". Mówi się o niej w kontekście infrastruktury telekomunikacyjnej, która umożliwia transmisję pakietową. Składa się ona ze stacji bazowych używanych w klasycznej sieci GSM do transmisji głosu i z niezależnie rozbudowywanej sieci szkieletowej, która łączy sieć radiową z zewnętrznymi sieciami IP lub X.25 oraz z innymi sieciami komórkowymi.

Specyfikacja GPRS jest rozwijana jako część standardu GSM przez konsorcjum standaryzacyjne 3GPP. Podstawowe założenia związane z technologią GPRS zawarto w specyfikacji 3GPP.

- Technologia ma umożliwiać przesyłanie danych pomiędzy dwoma punktami (*Point-To-Point*) lub rozsyłanie ich do większej ilości odbiorców (*Point-To-Multipoint*).
- Do transmisji danych pomiędzy telefonem komórkowym a siecią operatorzy mogą wykorzystywać istniejącą sieć radiową używaną do transmisji głosu w systemie GSM.
- Wewnątrz sieci GSM, centrale (MSC) używane do komutowania połączeń głosowych nie będą zaangażowane w przesyłanie danych, powstanie niezależna sieć, której elementy będą odpowiedzialne za komutację pakietów i za kontakt z zewnętrznymi sieciami (w tym z Internetem).
- Elastyczność w kształtowaniu taryf: sprzedaż usług korzystających z transmisji GPRS może bazować na naliczaniu opłat za ilość odebranych i przesłanych danych, na stałej, periodicznej opłacie, może również być zależna od źródła, z którego pobierane są dane.

## 5.14.1 GPRS na tle innych technologii używanych w GSM do przesyłania danych]

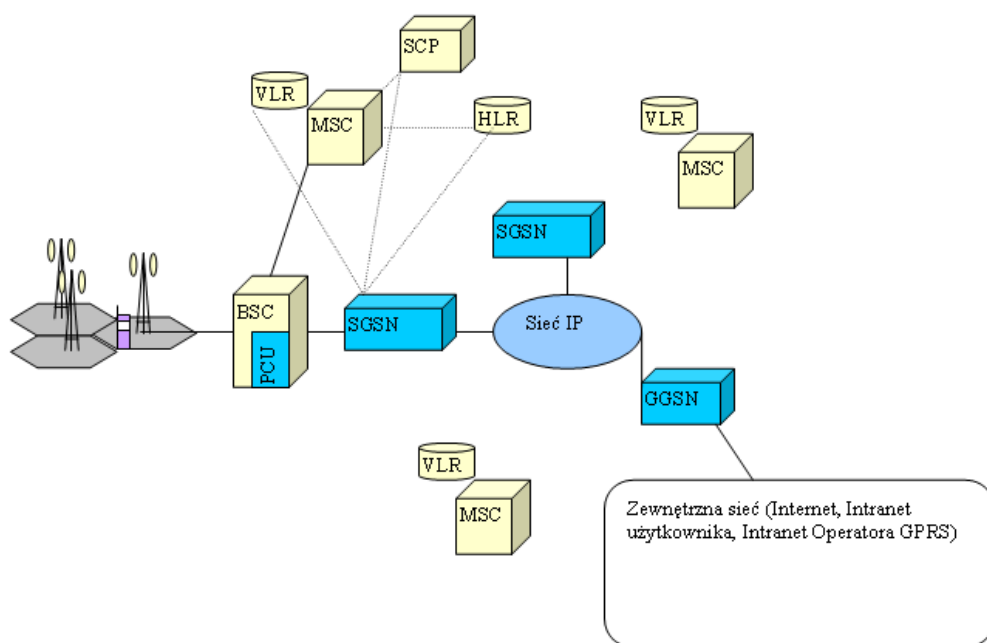
Sieć radiowa w GSM jest zbudowana na podstawie systemu stacji bazowych, których ważnymi elementami są anteny obsługujące kilka częstotliwości, na których może odbywać się komunikacja pomiędzy siecią a telefonami komórkowymi. Transmisja na każdej z częstotliwości podzielona jest na 8 szczelin czasowych (ang. time slot). Jedna rozmowa zajmuje zazwyczaj jedną szczelinę czasową do transmisji danych z telefonu komórkowego do stacji bazowej i jedną do transmisji w przeciwnym kierunku.



Pierwsza z technologii służących do przesyłania danych w GSM – Circuit Switched Data (CSD), polegała na zajęciu takiej pary szczelin czasowych jak w przypadku zwykłej rozmowy. Zamiast cyfrowej informacji, która mogła być zinterpretowana jako dźwięk, były przesyłane zwykłe dane o prędkości transmisji 9,6 kb/s. Po wprowadzeniu technologii High Speed Circuit Switched Data (HSCSD), zwiększono prędkość transmisji do 14,4 kb/s w jednej szczelinie czasowej. Dodatkowo można było zaalokować aż do 4 szczelin czasowych dla transmisji ze stacji bazowej w kierunku telefonu, co dawało teoretycznie transfer 57,6 kb/s. Rozwiązania te miały jednak podstawową wadę: szczelina czasowa, która mogła być przeznaczona na rozmowę była zajęta cały czas podczas połączenia, także wtedy, gdy nie były przesyłane żadne dane, co było nieefektywnym i kosztownym rozwiązaniem: na przykład podczas przeglądania stron WWW, przez większość czasu użytkownik zapoznając się z treścią, nie przesyła ani nie odbiera żadnych danych.

GPRS również umożliwia przesyłanie danych w kilku szczelinach czasowych (w obecnych implementacjach maksymalnie mogą być użyte cztery szczeliny). Jednak największą zaletą tej technologii jest fakt, że użytkownik nie zajmuje kanałów cały czas, a tylko w momencie przesyłania lub odbierania danych. Dzięki współdzieleniu kanałów przez wielu użytkowników następuje znaczna optymalizacja dostępnych zasobów sieci radiowej, a abonent płaci tylko za faktycznie przesłane i odebrane dane, a nie za cały czas połączenia wykonanego za pomocą transmisji GPRS.

Następca GPRS, technologia EDGE używa tej samej sieci szkieletowej (ang. Core Network), ale umożliwia szybszy transfer danych, dzięki ulepszonemu systemowi kodowania użytemu w sieci radiowej (ang. Radio Access Network).

## 5.14.2 Architektura GPRS



-  Elementy istniejące w klasycznej sieci GSM
-  Elementy dodane podczas implementacji technologii GPRS

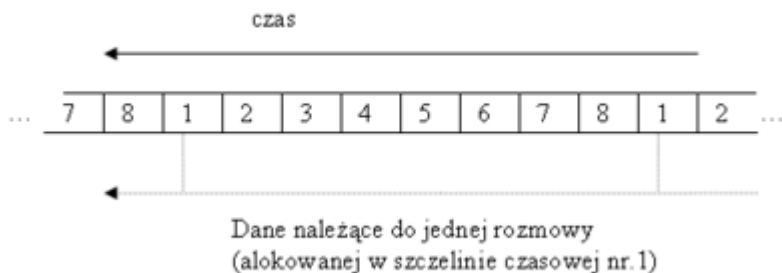


Elementy dodane podczas implementacji GPRS:

- **SGSN**- Serving GPRS Support Node jest elementem sieci GPRS odpowiedzialnym za zarządzanie terminalami będącymi na kontrolowanym przez siebie terenie. Teren ten podzielony jest na *Routing Area* (zobacz tabelkę obok). Jeśli terminal zmieni położenie i znajdzie się w innym *Routing Area*, fakt ten zostanie odnotowany w SGSN. Element ten jest też odpowiedzialny za uwierzytelnianie terminala włączającego się do sieci. Podczas transmisji uczestniczy w przesyłaniu pakietów (w obie strony) pomiędzy terminalem a siecią GPRS. Liczba SGSN w sieci zależy od ruchu pakietowego generowanego przez abonentów.
- **GGSN** – Gateway GPRS Support Node jest elementem sieci działającym jak router łączący sieć GPRS i zewnętrzną sieć (np. Internet lub sieć LAN użytkownika). Gdy użytkownik terminala chce skorzystać z zasobów zewnętrznej sieci, GGSN przydziela mu numer IP (z własnej puli numerów lub dostarczony przez serwer z zewnętrznej sieci), dodatkowo na czas sesji aktywuje tzw. PDP context[2], który zawiera numer IMSI terminala, przydzielony mu numer IP oraz adres IP SGSN, które kontroluje obszar, na którym znajduje się użytkownik. PDP context będzie przydatny podczas trasowania pakietów przychodzących z zewnętrznej sieci.
- **PCU** – Packet Control Unit jest odpowiedzialny za prawidłową obsługę ruchu pakietowego w radiowej części sieci. Przydziela terminalom GPRS kanały radiowe (zobacz rozdział Interfejs radiowy), buforuje dane przesłane przez SGSN, forwarduje je do odpowiedniej stacji bazowej dodając informację, która umożliwi terminalowi zidentyfikowanie 'swoich' danych. PCU może być (w zależności od dostawcy) zaimplementowany jako dodatkowy sprzęt w BSC bądź jako niezależny element sieci obsługujący jedno lub więcej BSC.

**Routing Area (RA)** – obszar składający się zwykle z kilkudziesięciu lub kilkuset komórek sieci GSM. Każda z tych komórek podczas definicji otrzymuje ten sam parametr *Routing Area Identity (RAI)*. Za pomocą tego parametru SGSN przechowuje informacje o położeniu Abonenta (który akurat nie ma otwartej sesji GPRS).

### 5.14.3 Alokacja zasobów radiowych



#### *Idea szczelin czasowych w GSM*

Do transmisji GPRS wykorzystuje się stacje bazowe używane w GSM do przesyłania głosu. Każda ze stacji nadaje i odbiera na kilku (kilkunastu) częstotliwościach (zawsze mamy do czynienia z parami częstotliwości: w każdej parze na jednej częstotliwości nadają telefony komórkowe, a na drugiej stacja bazowa).

Na każdej z częstotliwości cyfrowa transmisja odbywa się w 8 cyklicznie powtarzających się szczelinach czasowych. W GSM każdej rozmowie przyporządkowana jest jedna szczelina czasowa. W pierwszej szczeliny czasowej przez około 0,577 ms przesyłane są bity związane z pierwszą rozmową, w drugiej szczeliny z drugą rozmową, ... , w ósmej szczeliny z ósmą rozmową. Potem znowu następuje transmisja związana z pierwszą rozmową, itd.

Na czas transmisji GPRS, Package Control Unit (zobacz rozdział Elementy sieci GPRS) może przydzielić terminalowi kilka szczelin czasowych (w obecnie spotykanych rozwiązaniach – maksymalnie 4) oraz dodatkowy parametr TFI (Temporary Flow Identity). W GPRS każda ze szczelin czasowych może zawierać dane z wielu niezależnych transmisji (ponieważ parametr TFI jest 5 bitowy, do jednej szczeliny czasowej może być przyporządkowane maksymalnie 32 użytkowników). Terminal nasłuchuje na



przydzielonej mu częstotliwości i szczelinach czasowych. W pojawiających się pakietach danych porównuje zapisany z nich parametr TFI z tym przydzielonym mu przez System na czas transmisji. Jeśli są takie same, terminal uznaje pakiet za przeznaczony dla niego.

Ten sposób przyznawania i współdzielenia zasobów radiowych okazuje się bardzo efektywny. Dzięki wykorzystaniu kilku szczelin czasowych można zwielokrotnić szybkość transmisji. Dzięki przydzieleniu tych samych szczelin czasowych różnym terminalom, można na przykład zwiększyć liczbę użytkowników korzystających w tym samym czasie z Internetu, ponieważ nie wszyscy przeglądający strony w tym samym czasie, przesyłają lub odbierają dane (jeśli zdarzy się, że kilka terminali wykorzystujących te same zasoby radiowe dokona transmisji w tym samym czasie, zaowocuje to zmniejszeniem szybkości przesyłania danych, a nie zerwaniem połączenia).

Ilość szczelin czasowych przeznaczonych dla transmisji w stronę stacji bazowej (Uplink) oraz dla odbierania transmisji wysyłanej przez stację bazową (Downlink) zależy od klasy transmisji wielokanałowej (ang. GPRS multislot class) użytego terminala

Multislot Class	Downlink	Uplink	Maksimum (Uplink + Downlink)
1	1	1	2
2	2	1	3
3	2	2	3
4	3	1	4
5	2	2	4
6	3	2	4
7	3	3	4
8	4	1	5
9	3	2	5
10	4	2	5
11	4	3	5
12	4	4	5

Obecnie używane telefony komórkowe, w zależności od modelu potrafią pracować w trybie (Multislot Class) 2, 4, 6, 8 lub 10. Tryby 10 i 12 mogą być wykorzystywane na przykład przez modemy na karcie PCMCIA używanej w laptopach.

#### 5.14.4 Kodowanie

Do celów transmisji GPRS zdefiniowano 4 schematy kodowania (ang. Coding Schema): CS-1, CS-2, CS-3 i CS-4.

Poszczególne schematy charakteryzują się różnymi szybkościami transmisji i warunkami, w których mogą być użyte. Tzn. kodowanie według CS-1 umożliwia najwolniejszy transfer, ale umożliwia najlepszą korekcję błędów i w konsekwencji może być stosowane praktycznie wszędzie gdzie istnieje zasięg GSM. Kodowanie CS-4 umożliwia najszybszy transfer, ale jego stosowanie jest ograniczone do obszarów, gdzie siła i jakość sygnału jest najlepsza.

Obecnie produkowane terminale GPRS mają zaimplementowane wszystkie schematy kodowania (CS1- CS4). Ich używanie ograniczone jest jednak do tych metod, które mają zaimplementowane stacje bazowe wspomagające w danym miejscu transmisję GPRS. W zależności od używanej przez operatora infrastruktury sieci radiowej, mogą to być CS1-CS2, lub wszystkie cztery metody. Poniżej znajduje się tabelka opisująca szybkość transmisji (w jednej szczelinie czasowej) dla wszystkich metod

Kodowanie	Teoretyczna szybkość transmisji (kbit/s)	Realna szybkość transmisji (kbit/s)
CS-1	9.05	8
CS-2	13.4	12
CS-3	15.6	14.4
CS-4	21.4	20

Podana w tabelce teoretyczna przepływność w praktyce osiąga nieco niższe wartości użytkowe (patrz kolumna "Realna szybkość transmisji"), ponieważ część bitów używana jest do kodowania

nagłówków charakterystycznych dla zarządzania transmisją radiową w sieci GPRS, nie występujących w klasycznych sieciach takich jak Ethernet.

Przy sprzyjających warunkach (możliwość użycia kodowania CS-4) i przy wykorzystaniu maksymalnej liczby szczelin czasowych (obecnie 4, zobacz rozdział Alokacja zasobów radiowych) szybkość transmisji może osiągnąć około 80 kbit/s ( $4 * 20$  kbit/s).

## 5.15. UMTS

**UMTS** (ang. Universal Mobile Telecommunications System, pol. Uniwersalny System Telekomunikacji Ruchomej[1]) – najpopularniejszy obecnie standard telefonii komórkowej trzeciej generacji. Sieci budowane na bazie tego standardu oferują swoim użytkownikom możliwość wykonywania połączeń głosowych, wideorozmów, wysyłania wiadomości tekstowych oraz przesyłania danych. Dzięki zaimplementowanym w nich technologiom HSDPA i HSUPA (będących częścią standardu UMTS) użytkownicy mogą uzyskać transfer z przepływnością 1,46 Mbit/s podczas wysyłania informacji i 7,2 Mbit/s podczas odbierania danych.

UMTS jest następcą standardu GSM (oba standardy są rozwijane przez konsorcjum standaryzacyjne 3GPP), podczas jego projektowania pozostawiono bez większych zmian sieć szkieletową, wprowadzono natomiast zasadnicze zmiany w sieci radiowej. Dzięki nowemu interfejsowi radiowemu, możliwe jest lepsze wykorzystanie dostępnych zasobów radiowych, zapewnienie lepszego współczynnika Quality of Service i zaoferowanie lepszej przepływności danych. Najpopularniejszą technologią używaną dla potrzeb dostępu do sieci radiowej jest WCDMA dlatego często używa się określenia sieci WCDMA zamiennie z sieci UMTS (często stosuje się też nazwy typu sieci HSDPA dla sieci budowanych w standardzie UMTS, które mają zaimplementowane tę technologię).

Sieci w obu standardach mogą ze sobą współpracować, dostępne są telefony pracujące zarówno jako terminale GSM jak i UMTS, możliwy jest handover (czyli przeniesienie aktywnego połączenia bez zrywania rozmowy/transmisji) pomiędzy oboma rodzajami sieci dla poruszającego się użytkownika. Usługi dostępne w sieciach GSM są też dostępne w UMTS, większość usług zdefiniowanych dla użytkowników UMTS jest dostępna (niektóre z gorszą jakością) po zalogowaniu się do sieci GSM. Ponieważ GSM jest obecnie najpopularniejszym standardem sieci komórkowych, UMTS okazał się najczęściej wybieranym rozwiązaniem, na którym oparto budowę sieci trzeciej generacji.

W drugim kwartale 2008 istniało około 230 sieci w standardzie UMTS zbudowanych w ponad 90 krajach, zarejestrowanych było ponad 235 mln subskrypcji co stanowiło około 70% rynku systemów 3G

### 5.15.1 Sieci 2G a UMTS

Sieci UMTS są naturalnym następcą GSM. Konsorcjum 3GPP rozwija równocześnie oba standardy, wiele specyfikacji związanych z siecią szkieletową jest wspólnych. Cyfrowe centrale MSC, które służą do zestawiania połączeń głosowych w GSM, są też wykorzystywane do tego celu w sieciach UMTS. W okresie przejściowym, gdy usługi UMTS są dopiero uruchamiane, operatorzy mogą do zestawiania połączeń 3G wykorzystywać centrale z sieci GSM, potem budowana jest jednak osobna sieć szkieletowa, która przejmuje obsługę rozmów inicjowanych za pomocą sieci trzeciej generacji. Sieć szkieletowa zbudowana dla obsługi ruchu pakietowego generowanego przez zaimplementowane w GSM technologie GPRS/EDGE używana jest również w sieci UMTS. Gdy operator rozbudowuje równocześnie oba rodzaje sieci, używa jednej wspólnej sieci wspomagającej komutację pakietów. Także usługi bazujące na platformie sieci inteligentnych (np. serwisy prepaid) mogą działać tak samo dla obu rodzajów sieci dzięki technologii CAMEL.

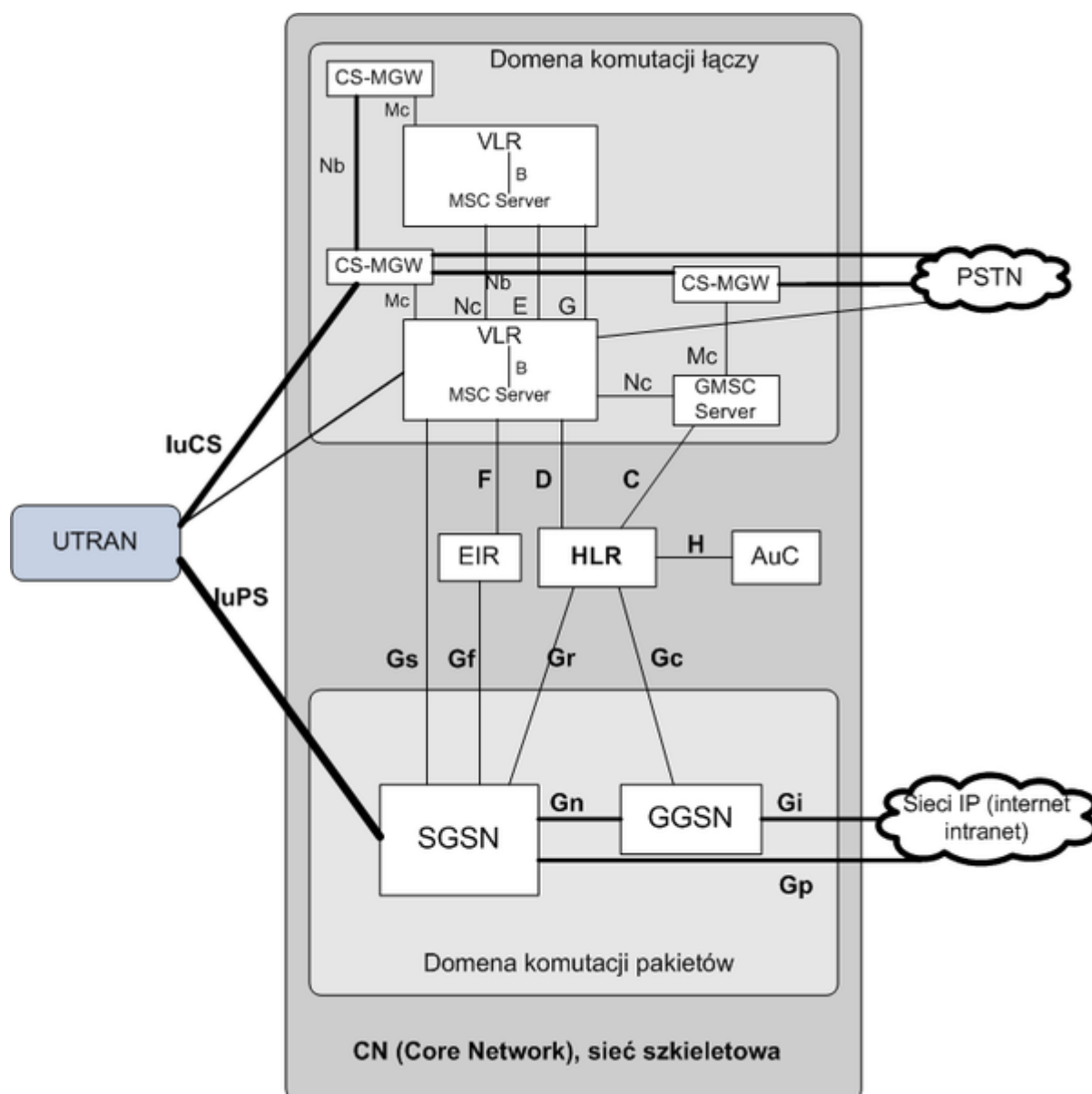
To co najbardziej odróżnia oba standardy to sieć radiowa. Zupełnie inne technologie użyte do jej budowy sprawiają, że dla obu rodzajów sieci rozbudowywany jest osobny system stacji bazowych.

Niestety podczas planowania struktury sieci radiowej UMTS, operator nie może oprzeć się na istniejącej infrastrukturze masztów używanych w GSM, ponieważ rozmiar komórki (ang. cell) w standardzie UMTS jest znacznie mniejszy. Oznacza to budowanie od podstaw nowej sieci masztów i nadajników.

Dla innych systemów 2G również przewidziany jest proces tzw. rolloutu sieci do standardu UMTS. Popularne w USA i Kanadzie sieci IS-136 (nazywane często sieciami TDMA) podlegają ciągłej ewolucji. Przesyłanie danych zostało w nich zaimplementowane na bazie stworzonej dla potrzeb GSM technologii EDGE, trwają prace nad dalszą rozbudową tych systemów i w konsekwencji nad migracją do UMTS. Podobny rozwój przewidziany jest dla popularnych w Japonii sieci Personal Digital Cellular (PDC).

Okazuje się, że także niektórzy operatorzy sieci w standardzie IS-95 (popularnie nazywanymi sieciami CDMA), dla których najprostszym modelem ewolucji jest rozbudowa sieci do standardu CDMA2000 (jeden ze standardów sieci 3G uwzględnionych przez ITU w założeniach IMT-2000), wybierają migrację do systemów GSM/EDGE/UMTS

### 5.15.2 Sieć szkieletowa



W sieci UMTS potrzeba dokonania **handoveru (przekazywania połączeń)** wynika z konieczności zapewnienia użytkownikowi systemu mobilności. Dokonuje się to, poprzez utrzymywanie kilku najlepszych połączeń radiowych (ang. radio link), tj. połączeń radiowych z tymi komórkami node'a-

B, których sygnał odebrany przez terminal jest najlepszy. Maksymalna liczba połączeń radiowych, zwana również rozmiarem Active Setu, najczęściej wynosi 3. Kryteria brane pod uwagę w procesie podejmowania decyzji o handoverze to: jakość sygnału kanału pilota ( $E_c/N_0$ ) i poziom sygnału kanału pilota (RSCP).

Sieć UMTS umożliwia wykonanie handoverów typu: hard i soft. W hard rozróżnia się interfrequency handover – zmiana kanału częstotliwościowego w UMTS – może być pomiędzy node'ami B, jak również w obrębie node'a B; intersystem – zmiana technologii dostępu radiowego (ang. RAT – radio access technology) np. z UMTS na GSM. Są 3 odmiany soft handoveru: soft – stan, w którym terminal komunikuje się jednocześnie z więcej niż jedną komórką UMTS i komórki te należą do różnych node'ów B; softer- stan, w którym terminal komunikuje się jednocześnie z więcej niż jedną komórką UMTS i komórki te należą do tego samego node'a B; soft-softer- gdy oba powyższe warunki są spełnione.

### 5.15.3 Usługi sieci UMTS:

- odpowiedniki usług sieci GSM (głos, wiadomość tekstowa wiadomość multimedialna)
- szybki dostęp do Internetu (od 384 kbps do 14,4 Mbps) - przy użyciu technologii MIMO - Multiple Input Multiple Output do 21 Mbps;
- połączenia wideo;
- telewizja, radio, muzyka, wideo;
- większa odporność na zakłócenia (zalety wykorzystania transmisji z rozpraszaniem widma)
- lepsze zarządzanie ruchem w komórkach, np. tak zwane oddychające komórki

UMTS jest standardem rozszerzalnym, zalecenie 3GPP zobowiązuje operatorów do wprowadzania nowych usług w taki sposób aby nie było potrzeby przeprogramowywania lub wymiany terminali.

## 5.16. Sieci pagerowe

**Pager** to elektroniczne urządzenie pracujące w sieciach przywoławczych, używane do komunikowania się poprzez krótkie informacje odczytywane z wyświetlacza.

Urządzenie powstało tuż przed telefonami komórkowymi, lecz podobnie używa transmisji radiowych do komunikacji z centrami. Różnica polega na sposobie transmisji. Duża część używanych pagerów nie jest w stanie wysłać danych, a jedynie je odbierać. Tym samym pager nie może potwierdzić odebrania wiadomości do centrum. Aby zwiększyć skuteczność dostarczania wiadomości, wysyłana jest ona kilkakrotnie w coraz większych odstępach czasowych. Po odebraniu i wyświetleniu danej wiadomości pager ignoruje kolejne dostarczane kopie.

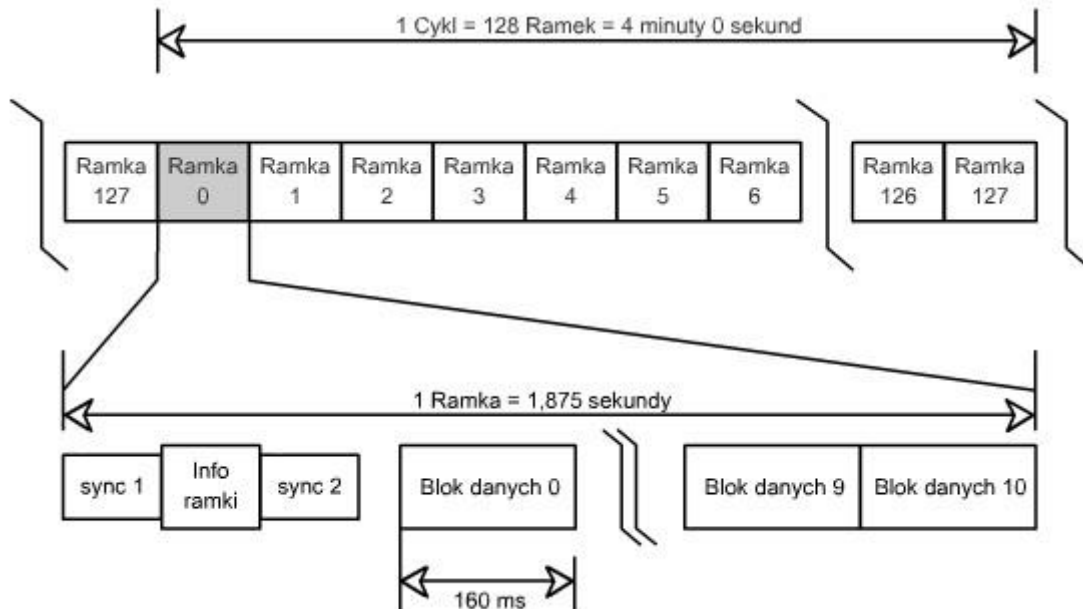
Aktualnie najpopularniejszym protokołem pagingowym jest **POCSAG**, lecz wiele współczesnych pagerów korzysta już z protokołu **FLEX**.

FLEX jest jednostronnym protokołem komunikacji cyfrowej wprowadzonym przez firmę Motorola i używanym w wielu pagerach. Umożliwia on odbieranie przez bezprzewodowe urządzenia przenośne (pagery), połączeń nadawanych z centrali telekomunikacyjnej. Prędkość transmisji w tych protokołach wynosiła 1600, 3200 lub 6400 bit/s i wykorzystywała cyfrową modulację FSK.

Na bazie tego protokołu powstał dwustronny protokół **ReFLEX**.

### 5.16.1 Struktura sygnału

Protokół FLEX dzieli przesyłane dane na 128 ramek numerowanych od 0 do 127. Niezależnie od szybkości protokołu czas transmisji jednej ramki trwa 1875 milisekund. Przesłanie wszystkich 128 ramek trwa 4 minuty i nazywa się cyklem FLEX-u. W jednej godzinie mamy 15 cykli a start pierwszego jest synchronizowany z godziną GPS.



Na początku każdej ramki znajduje się sygnał synchronizacji, następnie 11 bitowa informacja o numerze cyklu oraz ramki i ponownie sygnał synchronizacji który określa szybkość transmisji (1600, 3200 czy 6400 bit/s).

## 5.17. Sieciowe systemy satelitarne

Pomysł telekomunikacji satelitarnej liczy już sobie prawie pół wieku. W 1959 roku International Telecommunications Union przyznała pierwsze częstotliwości dla transmisji satelitarnej. Rok później na orbicie umieszczono pierwszego satelitę o zastosowaniu telekomunikacyjnym - Echo 1 - tylko odbijającego sygnały radiowe. Od tego czasu powstało wiele pomysłów systemów satelitarnych, wiele projektów zrealizowano, powstały też nowe standardy, a transmisji satelitarnej przydzielano nowe częstotliwości.

Co wyróżnia systemy satelitarne od innych systemów transmisji danych? Przede wszystkim osoba chcąca się połączyć z siecią nie jest do niej podłączona żadnymi kablami i nie jest tutaj istotna odległość od najbliższej infrastruktury sieciowej. Dane wysyłane są bezpośrednio do satelity kanałem radiowym, a stamtąd wędrują do punktu docelowego przez inne satelity lub przez sieć naziemną. W większości sieci terminal abonenta może być też przenośny.

### 5.17.1 Budowa systemu satelitarnego

Generalnie, w każdym systemie satelitarnym można wyróżnić trzy elementy składowe :

- moduł naziemny
- moduł kosmiczny
- kanał radiowy.

### 5.17.2 Moduł naziemny

Moduł naziemny stanowią terminale abonenckie - ruchome lub stacjonarne, szkieletowa sieć naziemna ze stacjami bazowymi, adaptory sieciowe i stacje kontrolne. Terminale abonenckie są zaopatrzone w antenę do nadawania i odbierania danych z satelity oraz urządzenia do przetwarzania sygnałów radiowych wysokiej częstotliwości na sygnały mowy, ramki określonego protokołu, itp. W satelitarnych systemach komunikacji osobistej S-PCN (Satellite Personal Communication Network) -

zakładających możliwość przemieszczania się abonenta z terminalem dąży się do minimalizacji terminali abonenckich, a więc jak najwięcej koniecznego przetwarzania sygnału przerzuca się na inne elementy sieci. W systemach z terminalami stacjonarnymi również istnieje tendencja do zmniejszania rozmiarów terminali, lecz nie jest to w tym przypadku aż tak istotne. Terminalem abonenckim może być również telefon przenośny z możliwością łączenia się z innymi sieciami, nie tylko telefonicznymi, np. GSM czy Internet. Takim terminalem może być też stacjonarny moduł dołączony do komputera, dla abonenta będący po prostu sieciowym łączem na świat. Na ten terminal mogą być wysyłane inne typy danych związane z innymi usługami multimedialnymi - przykładowo transmisja filmu video, telekonferencja, fakсы i inne. Generalnie nie ma żadnego ograniczenia, które powodowałoby, że usługi dostępne w sieciach stacjonarnych nie są dostępne przez sieci satelitarne.

Terminale abonenckie - chcąc przesłać dane - wysyłają je do najbliższego, w danej chwili dostępnego satelity. Ten przesyła dane dalej przez następne satelity, a często od razu do najbliższej lub po prostu odpowiadającej mu naziemnej stacji bazowej. Jeżeli przeznaczeniem tej wiadomości jest miejsce na Ziemi - w jednej z naziemnych sieci telekomunikacyjnych (np. abonencka sieć telefoniczna lub Internet) - stacja bazowa przesyła tę wiadomość dalej przez naziemną sieć szkieletową do punktu będącego połączeniem z tą naziemną siecią telekomunikacyjną. Punkt taki zwany jest adapterem sieciowym (gateway). Od tego punktu wiadomość przesyłana jest już według zasad obowiązujących w owej sieci naziemnej. Jeżeli jednak wiadomość ma być przesłana do innego posiadacza terminala abonenckiego sieci satelitarnej, wędruje ona przez naziemną sieć szkieletową do stacji bazowej najbliższej satelity, który z kolei będzie w stanie przetransmitować ją do owego terminala abonenckiego. W tym przypadku wiadomość musi 4 razy przebyć drogę Ziemia - satelita, w porównaniu z dwukrotną taką drogą dla poprzedniego przypadku.

W niektórych systemach (zwłaszcza systemy S-PCN) możliwe jest połączenie między dwoma terminalami abonenckimi sieci satelitarnej poprzez kanały transmisyjne między satelitami. Pozwala to na zredukowanie ilości transmisji Ziemia-satelita z czterech do dwóch. Fakt ten jest bardzo istotny ze względu na duże opóźnienia w transmisji wynikające z dużych odległości między Ziemią a satelitami.

Stacje kontrolne czuwają nad działaniem całego systemu, m.in. wykonują pomiary położenia satelitów na orbitach i wysyłają im informacje o koniecznych do wykonania manewrach.

### 5.17.3 Moduł kosmiczny i orbity

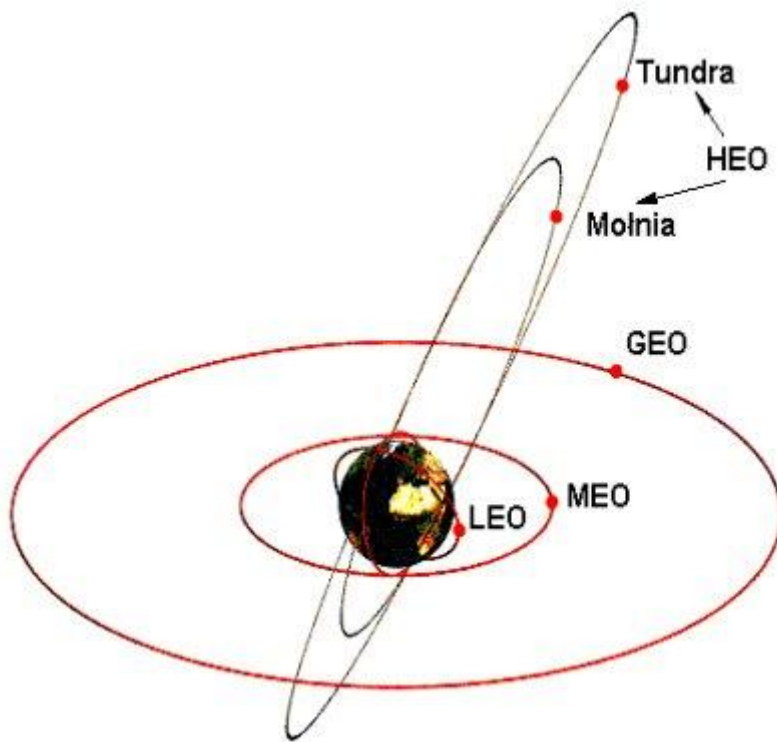
Na ten człon systemu składa się określona liczba satelitów umieszczonych na orbitach okołoziemskich. Satelity te do poprawnego działania potrzebują oczywiście energii, co zwykle rozwiązywane jest poprzez posiadane przez nie baterie słoneczne i paliwo dla silników rakietowych. W większości systemów wszystkie satelity krążą po orbitach tego samego typu - ta sama odległość od Ziemi i kąt nachylenia orbity - lecz nie jest to regułą: projekt Motoroli - Celestri był systemem hybrydowym, łączącym satelity różnych typów.

Satelity można klasyfikować właśnie ze względu na typy orbit. Wyróżnia się orbity:

- LEO (*Low Earth Orbit*) - orbity o wysokości od 500 do 2000 km nad powierzchnią Ziemi. Poniżej 500 km atmosfera jest zbyt gęsta i występowałyby zbyt duże tarcia w ruchu satelity, natomiast powyżej 2000 km zaczyna się pierwsza ze stref (pasów) Van Allena - obszarów występowania cząstek (protonów i elektronów) o bardzo dużych energiach, mogących spowodować uszkodzenie elektronicznych elementów satelity przebywającego w niej przez dłuższy czas. Mała wysokość lotu satelity oznacza jego dużą prędkość (siła odśrodkowa musi zrównoważyć siłę grawitacji), tak więc satelita przez krótki okres czasu pozostaje w zasięgu stacji naziemnej - czy to bazowej czy abonenckiej - około 10-30 minut. W przypadku transmisji danych czasu rzeczywistego (transmisja rozmowy telefonicznej lub filmu video) kluczowym staje się problem przełączeń dróg transmisji. Jednocześnie duża prędkość satelity rodzi problem proporcjonalnie dużych dopplerowskich zmian częstotliwości. Pojedynczy satelita krążący na tej wysokości ma w swoim zasięgu obszar na powierzchni Ziemi o promieniu nie większym niż 4000 km. Stworzenie systemu globalnego wymaga umieszczenia na orbicie wielu satelitów - np. kilkudziesięciu, krążących po różnych orbitach. Orbity LEO mogą być kołowe lub eliptyczne, jednak najczęściej stosowane są te

pierwsze. Mogą mieć też różne odchylenie od powierzchni równika - inklinację - od 0 do 90 stopni.

- MEO (*Medium Earth Orbit*) - wysokość nad powierzchnią Ziemi od 8 do 12 tys. km. Ograniczenia zarówno od góry jak i od dołu wynikają z istnienia pierwszej i drugiej strefy Van Allena. Pojedynczy satelita pozostaje nad horyzontem danego punktu kuli ziemskiej przez parę godzin. Budowa systemu globalnego wymaga od 10 do 20 satelitów krążących po kilku różnych orbitach. Czasy transmisji Ziemia - satelita odpowiednio większe w porównaniu z orbitami LEO. Podobnie jak w ich przypadku, MEO mogą być kołowe i eliptyczne, inklinacja od 0 do 90 stopni. Satelity MEO i LEO często określane są jednym mianem : LEO.
- HEO (*Highly Elliptical Orbit*) - orbity silnie eliptyczne : perygeum - od ok. 500 km, apogeum - do ok. 50 tys. km. Dzięki takim parametrom orbity satelita jest widoczny z danego obszaru na kuli ziemskiej jako prawie nieruchomy przez pewien okres czasu. Pozwala to na tworzenie systemów o podobnych cechach jak systemy oparte na satelitach geostacjonarnych, ale są to systemy regionalne. Jednocześnie satelita jest widoczny z Ziemi pod dużym kątem elewacji (kątem między kierunkiem z danego punktu powierzchni Ziemi na satelitę a powierzchnią Ziemi), co sprawia, że systemy takie dobrze się sprawdzają również w terenach górskich lub silnie zurbanizowanych. Dla stworzenia systemu regionalnego bazującego na orbitach HEO wystarcza od 2 do 10 satelitów. Obecnie, właściwie nie planuje się systemów HEO
- GEO (*GEOstationary orbit*) - orbity o wysokości 35 786 km w płaszczyźnie równikowej. Satelita krążący po takiej orbicie ma tą samą prędkość kątową co obracająca się Ziemia, dzięki czemu z jej powierzchni widziany jest cały czas w jednym miejscu. Do stworzenia systemu globalnego - nie obejmującego jednak swym zasięgiem obszarów podbiegunowych - wystarczają trzy satelity. Z drugiej strony duża odległość od powierzchni Ziemi oznacza duże opóźnienia w transmisji i konieczność stosowania dużych mocy sygnałów. Orbita ta jest jednak bardzo popularna i jednocześnie coraz bardziej eksploatowana - korzystają z niej m.in. systemy VSAT, Inmarsat i satelity transmitujące kanały telewizyjne.



Rys.1. Porównanie orbit różnych typów



Utrzymanie satelitów na wyznaczonych dla nich orbitach nie jest proste. Często to stacje bazowe pełnią jednocześnie rolę stacji kontrolnych. Wśród informacji sygnalizacyjnych wymienianych z każdym satelitą są dane dotyczące toru jego lotu. Na ich podstawie dokonywane są decyzje o ewentualnej korekcji trasy satelity, co jest możliwe, jako że każdy satelita posiada silnik i zapas paliwa.

Czas życia różnych satelitów ocenia się zwykle na kilka do kilkunastu, maksymalnie 20 lat. Ich naprawy nie bierze się pod uwagę. Właśnie paliwo jest jednym z głównych czynników decydujących o czasie życia satelity.

Wysokość orbity ma kluczowe znaczenie dla opóźnienia wiadomości przechodzącej przez system satelitarny. Opóźnienie to największe jest dla orbit geostacjonarnych i silnie eliptycznych. Przykładowo, transmisja sygnału z satelity geostacjonarnego do punktu na Ziemi leżącego dokładnie pod satelitą na równiku, a więc najbliższej satelity na powierzchni Ziemi, trwa :  $35786 \text{ km} / 300000 \text{ km/s} = 120 \text{ ms}$ .

Przy tak wysokiej orbicie zmiana punktu docelowego na powierzchni Ziemi nie wpływa już znacząco na rozmiar opóźnienia. Np. odległość między Krakowem -  $\varphi=50^\circ\text{N}$ ,  $\lambda=20^\circ\text{E}$  - a satelitą geostacjonarnym umieszczonym nad południkiem  $0^\circ$ , a więc "zawieszonym" nad punktem  $\varphi=0^\circ$ ,  $\lambda=0^\circ$  to 38644 km, a więc czas transmisji to 129 ms.

Odległość satelita - Ziemia jest jednak zawsze pokonywana przez sygnał dwukrotnie, a w przypadku połączenia dwóch terminali abonenckich systemu satelitarnego poprzez naziemną sieć szkieletową - czterokrotnie. W tym przypadku opóźnienie sygnału rośnie do ok. 0.5 s, do czego należy jeszcze doliczyć czas przetwarzania sygnału w różnych punktach trasy oraz opóźnienie jego przejścia przez sieć naziemną. Z jeszcze większymi czasami transmisji należy się liczyć w systemach z satelitami na orbitach HEO. Przy apogeum orbity do 50000 km, pojedynczy czas przesłania wiadomości satelita - Ziemia to okres nawet do 170 ms.

Problem opóźnień jest nieco mniejszy w przypadku satelitów krążących po niższych orbitach. Rozważmy system z orbitami na wysokości 1200 km. Gdy satelita znajduje się dokładnie nad stacją na Ziemi, z którą prowadzi transmisję, opóźnienie wynosi 4 ms. W przypadku gdy satelita jest widoczny np.  $20^\circ$  nad horyzontem, odległość do niego wynosi 2455 km, a więc opóźnienie to ok. 8 ms. Tak więc w systemach z satelitami krążącymi po niskich orbitach opóźnienia są wyraźnie mniejsze, ale ich zmiany względne są większe.

Dla satelity krążącego po orbicie kołowej o danej wysokości można w prosty sposób obliczyć jego prędkość. Na satelitę działają dwie siły : przyciąganie ziemskie i siła odśrodkowa. Aby satelita krążył po orbicie kołowej, siły te muszą być sobie równe :

$$G \cdot M \cdot m / r^2 = m \cdot v^2 / r$$

G - stała grawitacji,

M - masa Ziemi,

m - masa satelity,

r - odległość satelity od środka Ziemi (suma promienia Ziemi i wysokości orbity),

v - prędkość satelity.

Po przekształceniu tej zależności można otrzymać :

$$v = (G \cdot M / r)^{1/2}$$

Znając prędkość satelity można również obliczyć okres obiegu orbity :

$$T = 2 \cdot \pi \cdot r / v$$

## 5.17.4 Kanał radiowy

Kanał radiowy przewidziany do transmisji Ziemia - satelita nosi nazwę "uplink", zaś kanał do transmisji satelita - Ziemia to "downlink". W miarę rozwoju telekomunikacji satelitarnej wzrastały potrzeby na pasmo częstotliwości przydzielone tym kanałom. W związku z tym, na kolejnych światowych konferencjach radiowych WRC (World Radiocommunication Conference) przyznawane były coraz to nowe częstotliwości. Przyjęto następujący podział :

- pasmo L - 1-2 GHz
- pasmo S - 2-4 GHz
- pasmo C - 4-8 GHz
- pasmo X - 8-12 GHz -> przeznaczone głównie dla organizacji rządowych i wojska
- pasmo Ku - 12-18 GHz
- pasmo K - 18-27 GHz
- pasmo Ka - 27-40 GHz -> pasma K i Ka czasem określa się jedną nazwą Ka
- pasmo V - powyżej 40 GHz

Nie oznacza to, że cały zakres 1-40 GHz przewidziano dla łączności satelitarnej. W ramach każdego pasma tylko wybrane zakresy częstotliwości przeznaczono dla transmisji przez satelity - np. w paśmie L są to m.in. 1.215-1.240 GHz (GPS), 1.530-1.559 GHz i 1.6265-1.6605 GHz. W większości przypadków, zakresy częstotliwości przeznaczone na uplink i downlink mają taką samą szerokość. Wyjątkiem są systemy nawigacyjne, tam kanał "uplink" potrzebny jest jedynie do przesyłania informacji sterujących i nie musi mieć dużej przepustowości.

Ze szczegółowym przydziałem częstotliwości można się zapoznać na przykładzie przydziału obowiązującego dla Stanów Zjednoczonych.

Przykłady planów kanałów 500 MHz "w górę" (uplink) i "w dół" (downlink) w paśmie Ku.

## 5.17.5 Architektura sieci satelitarnej

Istnieją dwa typy architektur systemów satelitarnych i oczywiście wersje pośrednie.

W pierwszym przypadku satelity są tylko siecią dostępową. Sygnał z terminala abonenckiego jest transmitowany do satelity i zaraz z powrotem na Ziemię - do stacji bazowej. Dalej jest odpowiednio przetwarzany i przesyłany już w szkieletowej sieci naziemnej. W takim układzie satelita tylko retransmituje sygnał na Ziemię, nie przekształca go, jako że nie zna jego typu, nie jest też w stanie wzmacnić sygnału. W tym sygnale nie mogą być też przesyłane żadne informacje sterujące, potrzebny jest do tego osobny kanał od stacji bazowej do satelity. Większy ciężar położony jest na segment naziemny sieci. Większe też muszą być anteny terminali i stacji bazowych i moce sygnałów, jako że muszą uwzględnić wpływ szumów na drodze Ziemia - satelita i satelita - Ziemia.

Taka architektura jest bardzo popularna i chętnie stosowana z dwóch powodów :

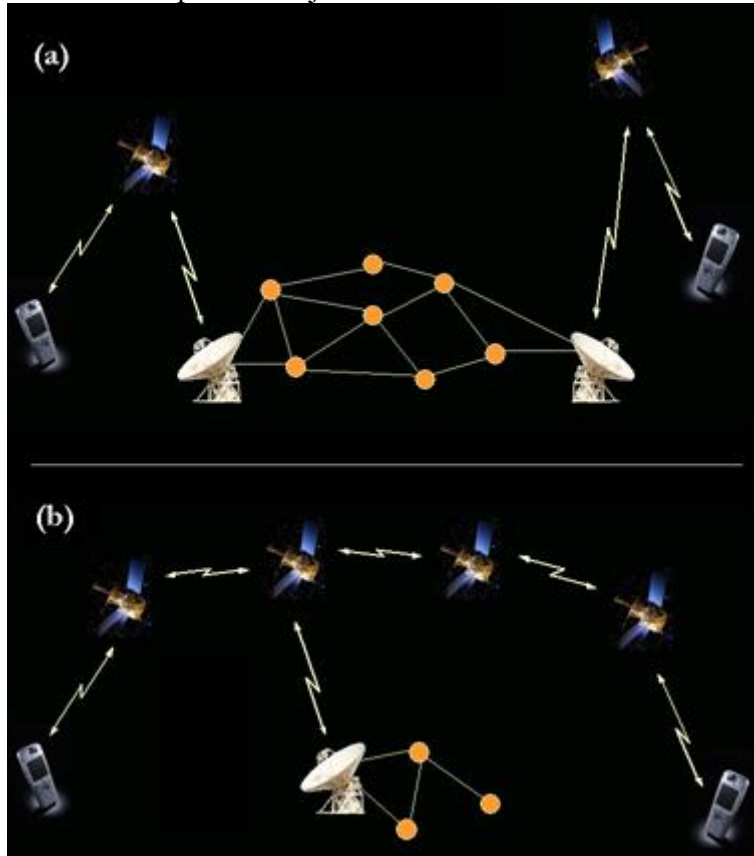
1. konstrukcja satelitów jest uproszczona, pozbawione są one elementów wzmacniających, przetwarzających i komutujących wiadomości. Prosta konstrukcja oznacza większą niezawodność.
2. transmisja sygnału przez satelitę jest przeźroczysta. Satelita nie zna typów przesyłanych wiadomości, nie ingeruje w nie. Oznacza to, że można przysyłać wiadomości dowolnego typu, nie ma konieczności zgodności protokołów transmisyjnych.

W drugim przypadku satelity stanowią zarówno sieć dostępową jak i szkieletową. Może również występować naziemna sieć szkieletowa (albo przynajmniej jej część) uzupełniająca działanie jej satelitarnego odpowiednika. Generalnie przetwarzanie i komutacja wiadomości następuje już w

satelitach. Do przesyłania wiadomości bezpośrednio między nimi służą łącza międzysatelitarne ISL (Inter Satellite Links).

Pomysł architektury tego typu wynika z dążenia do maksymalnego uproszczenia i zmniejszenia rozmiarów terminali abonenckich. W tym przypadku konieczne wielkości anten i moce transmitowanych sygnałów będą mniejsze. Jest to sprawa kluczowa przy projektowaniu sieci osobistych - S-PCN. Jednocześnie dzięki przesyłaniu wiadomości bezpośrednio między satelitami zmniejszają się opóźnienia w transmisji.

Taka konstrukcja systemów satelitarnych stała się możliwa dopiero niedawno, wraz z postępem techniki. Konieczne jest bowiem wyniesienie na orbitę satelitów zbudowanych w sposób dużo bardziej skomplikowany i zapewnienie im odpowiedniej niezawodności działania.



Rys.2. Architektura sieci satelitarnej: jako sieć dostępową (a) i sieć szkieletowo-dostępową (b).

## 5.18. Telefonia komputerowa

VOiP jest w pewnym sensie techniką przemieszczania w czasie rzeczywistym danych przez istniejącą infrastrukturę przełączanych sieci pakietowych ( IP ) np przez sieci lokalne, miejskie, a także Internet. Technika ta wykorzystywana jest najczęściej do przesyłania strumieni audio, co nie znaczy, że nie można by przesłać w podobny sposób np video, audio-video lub innych przekazów w czasie rzeczywistym.



Jak przesyła się dziś dźwięk i dane ?

- Voice Networks np Public Switched Telephone Network (PSTN)
  - Rezerwacja łącza ( 8kHz \* 8bits = 64kbps dźwięk )
  - Przesyłanie z punktu A do B odbywa się “ zawsze ” tą samą trasą
- Data Networks
  - Informacja dzielona jest na pakiety i każdy może “ powędrować ” inną trasą
  - Bazuje na przełączaniu pakietów

W sieciach PSTN istnieje bardzo duże zapotrzebowanie na przepustowość. Duża część zarezerwowanego kanału marnuje się na ciszę.

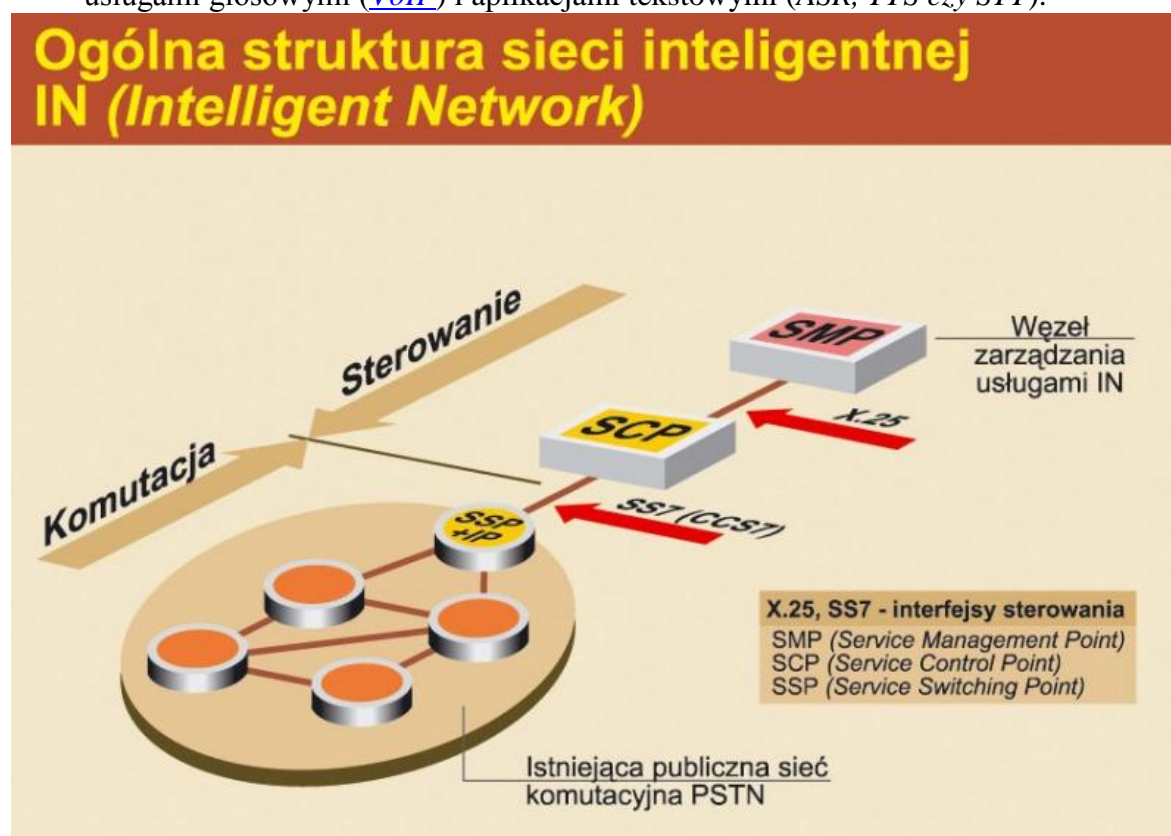
W sieciach VOiP można wyeliminować marnowanie łącza na przesyłanie ciszy. Wykorzystuje istniejącą architekturę sieci internetowych oraz Internet. Można znacznie obniżyć koszty z punktu widzenia odbiorcy końcowego jeśli chodzi o komunikację. Wykorzystuje istniejące protokoły sieciowe zestawu TCP/IP

## 5.19. Sieci inteligentne

Sieć inteligentna stanowi strukturę nakładkową, posadowioną na komutowanej sieci telefonicznej. Do jej funkcjonowania potrzebne są: węzły centralne (SMP) do zarządzania usługami, punkty sterowania usługami (SCP) oraz właściwe punkty (SSP) do komutowania połączeń usług inteligentnych. W punkcie sterowania zgromadzone są wszystkie dane i logika, potrzebne do realizacji poszczególnych usług IN. Węzły sterowania na podstawie zapytań i komunikatów nadchodzących z punktów komutacji usług interpretuje w czasie rzeczywistym tzw. skrypt usługi, w którym zdefiniowany jest scenariusz jej realizacji w sieci. Instalacja w sieci telekomunikacyjnej cyfrowych systemów komutacji, zastępujących dotychczasowe analogowe centrale telefoniczne, a także cyfryzacja łączy telekomunikacyjnych umożliwia świadczenie nowych usług, daleko wykraczających poza ofertę usług klasycznych. Od kilku lat w publicznych sieciach telekomunikacyjnych zaczęły funkcjonować nowoczesne usługi inteligentne – IN (*Intelligent Network*), polegające na instalacji nowego oprogramowania nakładkowego w już istniejących centralach cyfrowych i na wspieraniu ich wydzielonymi systemami komputerowymi do realizacji tych usług.

Istota telekomunikacyjnej sieci inteligentnej polega na oddzieleniu funkcji związanych z realizacją usług (*łączenie, nadawanie zapowiedzi słownych, inne*) od sterowania realizacją tych usług (*translacja numeru przez sieć*) i skoncentrowaniu wszystkich funkcji potrzebnych do realizacji usługi na niewielkiej liczbie „inteligentnych” elementów (*węzłów*) sieciowych. Zasadnicza koncepcja oraz sam termin sieci inteligentnej IN (*Intelligent Network*) zostały po raz pierwszy zaproponowane w 1984 r. przez amerykańską firmę Bellcore. W miarę rosnącego zainteresowania nowymi usługami idea sieci inteligentnej ulegała ewolucji, w której można wyróżnić następujące etapy:

- sieć scentralizowana IN/1 (*Bellcore 1986*);
- sieć o architekturze rozproszonej IN/2 (*Bellcore 1987*);
- rozwiązanie pośrednie IN/1+ (*Bellcore 1988*);
- zaawansowana sieć inteligentna AIN (*Advanced IN – Bellcore 1989*);
- model koncepcyjny architektury INCM (*Intelligent Network Conceptual Model*) wraz normalizacją podstawowego zestawu usług CS-1 (*ITU-T 1993*);
- protokół aplikacji Core INAP (*Intelligent Network Application Part – wg ETSI 1994*);
- nowa architektura IN i rozszerzony zestaw usług CS-2 (*ITU-T 1998*);
- współczesna architektura sieci IN z zestawem usług CS-3 oraz najnowszym zestawem CS-4 (2000 r.) przeznaczonym do tworzenia sieci szerokopasmowych z rozpoznawaniem mowy, z różnymi usługami głosowymi (*VoIP*) i aplikacjami tekstowymi (*ASR, TTS czy STT*).



Najbardziej popularną usługą sieci inteligentnej jest realizacja połączeń bezpłatnych (*numer 0800*) na dowolnie dużym obszarze sieci i z dowolnego terminalu komunikacyjnego, a także tworeznie połączeń sponsorowanych (*700*) oraz dostęp do ogólnokrajowej usługi teległosowania.

Najnowsze propozycje i rozwiązania sieci IN tworzą jednolitą koncepcję projektowania nawet najbardziej złożonych usług telekomunikacyjnych, a ich wdrażanie w „inteligentnej” infrastrukturze dokonuje się mniejszym kosztem i trwa znacznie krócej niż w obecnie działających sieciach publicznych starego typu. Unowocześnione centrale zapewniają wiele nowatorskich usług komunikacyjnych, do tej pory niedostępnych w centralach analogowych. Zasięg terytorialny oferty usług dodatkowych zwiększa się systematycznie dzięki już dokonanej wymianie wszystkich dotychczasowych central międzymiastowych i transferowych na centrale cyfrowe z programowaną strukturą oraz dzięki postępującej cyfryzacji sieci telekomunikacyjnej na coraz niższym poziomie infrastruktury, czyli bliżej abonenta. Z usług dodatkowych można korzystać mając aparat wyposażony w klawiaturę przyciskową i

telefon przyłączony do nowoczesnej komutowanej centrali cyfrowej, akceptującej wybieranie tonowe – DTMF (*Dual Tone Multifrequency Signalling*).

Podstawową cechą i zaletą sieci inteligentnych jest możliwość implementowania nowych usług dodatkowych w jednym miejscu sieci, bez zmuszającej konieczności ich instalowania w poszczególnych centralach objętych zasięgiem działania. Pracę tę wykonuje automatycznie protokół wymiany informacji w sieciach IN o nazwie **INAP** (*Intelligent Network Application Protocol*), który uzyskał (1990 r.) miano standardu ETSI. Standaryzacja INAP zapewnia również możliwość tworzenia nowych usług niezależnie od technologii wykonania central komutacyjnych. Istnieją trzy sposoby charakteryzowania sieci inteligentnej (*IN*):

- z punktu widzenia użytkownika – prosta w obsłudze sieć dostosowana do wyrafinowanych oczekiwań abonenta końcowego;
- z punktu widzenia operatora – sieć zapewniająca dodatkowe przychody przez wzrost generowanego ruchu, także znaczące obniżenie kosztów instalowania nowych usług oraz lepszą obsługę abonentów (*dzięki elastycznym narzędziom świadczenia tych usług*);
- od strony technologii – sieć komputerowa zapewniająca przetwarzanie i wymianę w czasie rzeczywistym danych między bazami danych a poszczególnymi elementami węzłowymi sieci teleinformatycznej.

Do najbardziej rozpowszechnionych i dostępnych w sieci krajowej nowych usług, oferowanych za dodatkową opłatą lub zmianą taryfikacji, należą: budzenie automatyczne, gorąca linia, informacja o połączeniu oczekującym, przenoszenie wywołań na dowolny numer w sieci krajowej, przenoszenie wywołań w przypadku niezgłoszenia się abonenta, przenoszenie wywołań w razie zajętości na inny wyznaczony numer, ograniczenie wychodzących połączeń automatycznych, przenoszenie wywołań do słownego komunikatu „proszę nie przeszkadzać” czy połączenia trójstronne. Ponadto abonenci sieci IN mają możliwość blokowania rozmów przychodzących z przeniesień, a z każdej takiej funkcji można korzystać wprowadzając określoną kombinację klawiszy we własnym telefonie.

### 5.19.1 Standaryzacja usług IN

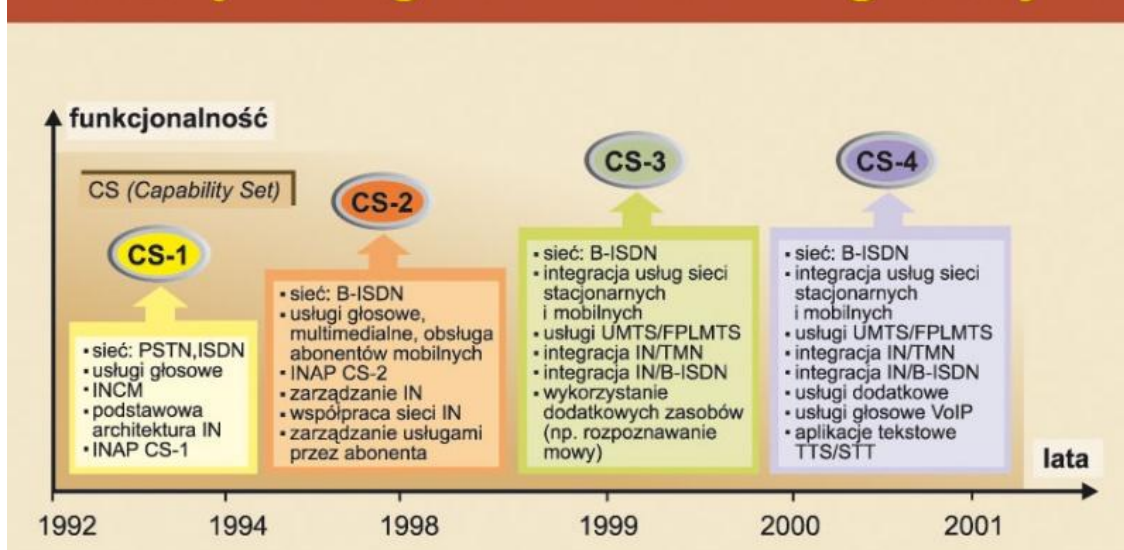
W warunkach liberalizacji rynku oraz w sytuacji, gdy sprzęt telekomunikacyjny może pochodzić od wielu dostawców, standaryzacja sprzętowa urządzeń transmisyjnych na potrzeby sieci inteligentnych, interfejsów i usług zaczyna odgrywać coraz większą rolę. Międzynarodowe uzgodnienia standaryzacyjne odnośnie sieci IN, przedstawione najpierw jako obowiązujące zalecenia przez ITU (*grupa 11*), a następnie jako normy ETSI (*NA6, SPS3*), zakończyły się zdefiniowaniem rekomendacji usług podstawowych dla tych sieci, zwanych w skrócie **zestawem CS-1** (*Capability Set 1*). Obecnie są one przedmiotem oferty wszystkich operatorów sieci IN, przy czym nie wszystkie wyszczególnione w zestawie usługi telekomunikacyjne cieszą się jednakowym zainteresowaniem wśród abonentów. Zestaw usług standardowych CS-1 ogranicza się do usług typowo komercyjnych, o dobrze zdefiniowanych mechanizmach współdziałania poszczególnych elementów sieci (*usługi głosowe lub przekaz danych*) – zwykle oferowanych za dodatkową opłatą. Ciągłe rozszerzanie architektury sieci IN spowodowało dalsze powiększenie zbioru usług podstawowych o kolejne klasy, określane odpowiednio jako zestawy CS-2, CS-3 i CS-4, z zachowaniem ciągłości ich świadczenia w stosunku do grup pierwotnych.

**Zestaw usług CS-2** stanowi rozwinięcie zestawu CS-1 o funkcje i obszar działania sieci z uwzględnieniem potrzeb abonentów mobilnych i multimedialnych, a w szczególności o:

- sieci ruchome i szerokopasmowe BISDN (*dostęp bezprzewodowy i usługi multimedialne*);
- współdziałanie sieci o zasięgu międzynarodowym zarządzanych przez różnych operatorów;
- zarządzanie sieciami zgodnie ze standardem TMN (*Telecommunication Management Network*);
- jednolitą implementację usług na różnych platformach sprzętowych i oprogramowania.



# Ewolucja usług CS w sieci inteligentnej IN



W zestawie usług CS-2 zdefiniowano zasady współpracy i sygnalizację międzysieciową dla sieci IN należących do różnych operatorów, a także oddzielono funkcję sterowania wywołaniem (call control) od funkcji zestawiania połączeń (*connection control*). Kolejna wersja **usług CS-3**, obejmująca głównie aspekty multimedialne w sieci IN (*wideokonferencje, szerokopasmowe VPN, wideo na żądanie VOD, telewizja rozsiewcza DTV*), jest prowadzona w ramach projektów Eurescom i ACTS.

Zatwierdzony w 2000 r. zestaw **usług CS-4** (*standardy serii Q.1240*) rozszerza właściwości sieci IN o nowe usługi telekomunikacyjne, sposoby ich kreowania i zarządzania. Dotyczy on konwergencji i współdziałania sieci wykonanych w technologii komutowania kanałów i przełączania pakietów – z ofertą usług głosowych VoIP włącznie. Elementy standaryzacji obejmują przekaz informacji przez bramy internetowe (*gatekeeper*) i serwery pośredniczące (*proxy*), także przez serwery głosowe z usługami rozszerzonej telefonii. Są one potrzebne przy oferowaniu różnorodnych głosowych usług telefonicznych: klasycznych usług głosowych z przekierowaniem połączeń, mobilności indywidualnego numeru abonenta, realizacji połączeń bezpłatnych i z opłatą dzieloną oraz do tworzenia prywatnych sieci wirtualnych (VPN).

Zdolność sieci inteligentnych do świadczenia głosowych usług przez sieci IP (*VoIP*) jest najbardziej istotną ich cechą. Usługi dostarczane użytkownikowi końcowemu mogą być rozszerzane przez implementację interfejsu API (*Application Programming Interface*), opartego na uniwersalnych specyfikacjach CORBA czy JAVA lub innych platformach. Ostatnie propozycje w tej materii umożliwiają wdrażanie specjalizowanych funkcji SRF (*Specialized Resource Function*) oraz najnowszych konwersji tekstowych TTS (*Text to Speech*) i STT (*Speech to Text*) – aplikacje dopiero wchodzących na rynek teleinformatyczny. W sieciach inteligentnych usługi zarówno podstawowe, jak też dodatkowe (*VoIP*) mogą funkcjonować niezależnie od zainstalowanej przez dostawców sieciowych infrastruktury technicznej i programowej, czyli niezależnie od zastosowanych na trasie przesyłania różnego rodzaju przełączników i platform oprogramowania. Taka elastyczność umożliwia nie tylko realizację bieżącej oferty VoIP, ale stanowi także podstawę do serwowania w przyszłości innych, jeszcze nie zdefiniowanych aplikacji zarówno przez sieci IP, jak i przez sieci IN.

## 5.19.2 Cechy sieci IN

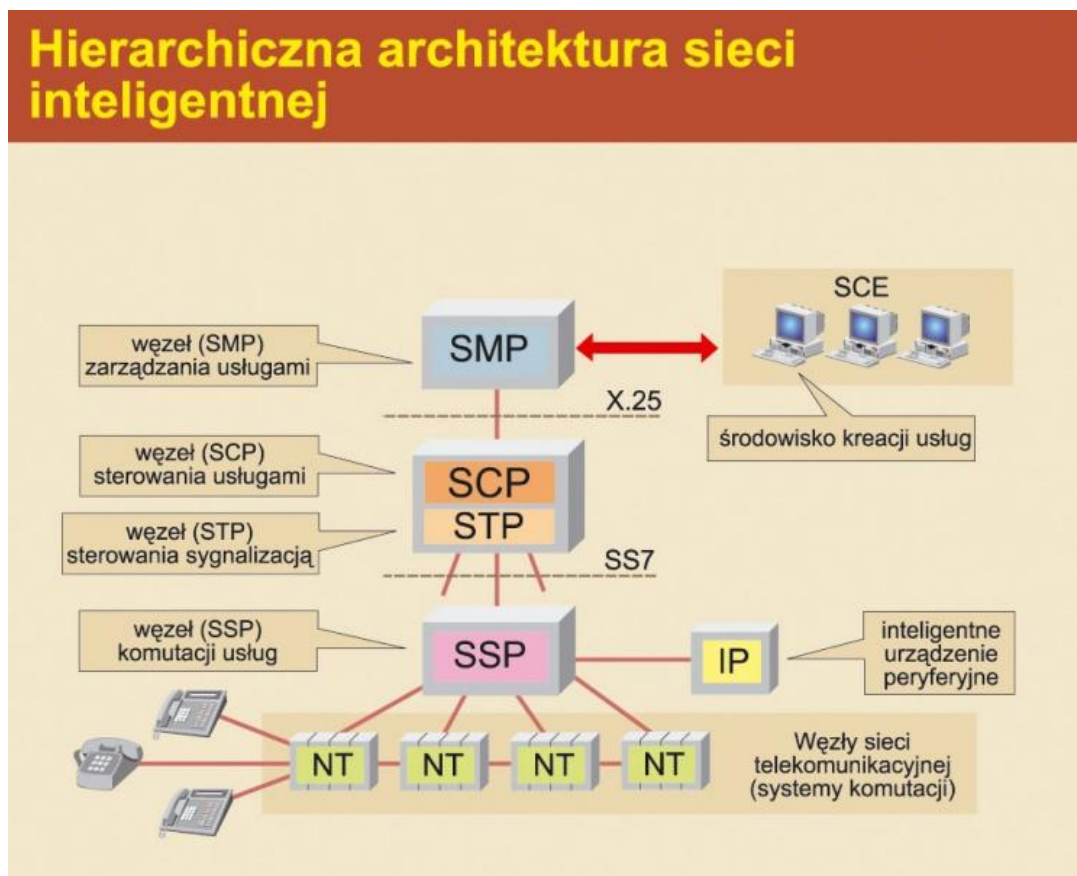
Charakterystyczną cechą sieci inteligentnych jest zasadnicza zmiana wyobrażenia o kilku dogmatach obowiązujących do tej pory w telekomunikacji. Chodzi o to, że: numer końcowy nie musi oznaczać ani konkretnego telefonu, ani jakiegokolwiek telefonu, opłaty zaś niekoniecznie ma ponosić abonent wywołujący połączenie, a końcowy numer abonenta nie jest związany z fizyczną lokalizacją aparatu lub końcowego urządzenia komunikacyjnego. Korzystając z wirtualnej i wydzielonej logicznie sieci wewnątrz sieci publicznej, można zapewnić prywatny plan numeracji, uproszczoną numerację, rozliczanie według specjalnych taryf, przekierowanie zgłoszeń, a także odbieranie połączeń spoza wirtualnej sieci i realizację połączeń zewnętrznych. Do realizacji „inteligentnych usług” w sieci (*nazwa*



jest klasycznym chwytem reklamowym serwowanym przez dostawców tych usług, z faktyczną inteligencją usługi te mają niewiele wspólnego) potrzebne są nowe funkcje sieci telekomunikacyjnej, umożliwiające:

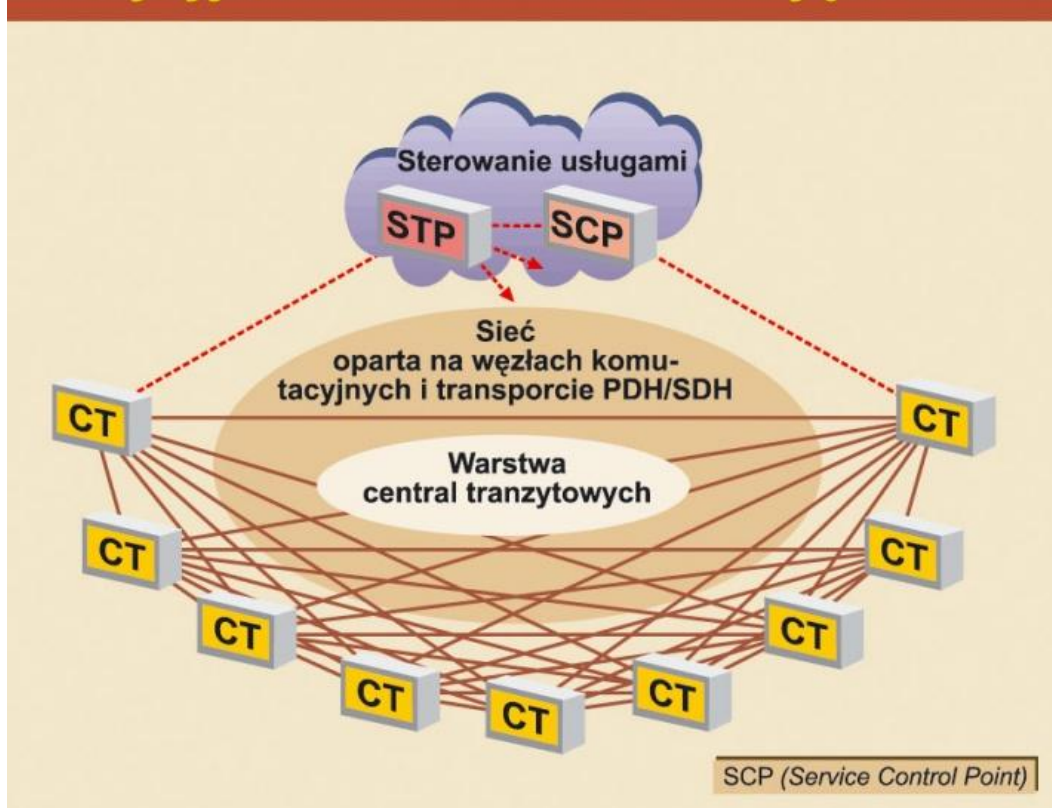
- współdziałanie węzłów komutacyjnych z wyróżnionymi węzłami „inteligentnymi”, które nadzorują, zarządzają i wspomagają realizację nowych usług;
- wykorzystywanie w połączeniach standardowych styków i protokołów sygnalizacyjnych: **DTMF**, **DSS1**, **SS7** (*INAP*, *TCAP*, *ISUP*, *SCCP*), także sygnalizacji w **X.25**;
- dostosowywanie parametrów usługowych sieci do indywidualnych wymagań i preferencji abonentów usług (np. *bezpłatne połączenia z przekazywaniem zgłoszeń przychodzących, uwarunkowanych lokalizacją geograficzną abonentów, porą dnia lub dniem tygodnia*);
- wirtualizację planów numeracyjnych aparatów końcowych;
- użytkownikom dostęp do wewnętrznych i indywidualnych usług oraz udogodnień z dowolnego miejsca w sieci.

### 5.19.3 Architektura sieci IN



Architektura sieci IN polega na wprowadzeniu do sieci telefonicznej niewielkiej liczby inteligentnych węzłów o specjalizowanych funkcjach, które przejmują na siebie przetwarzanie zgłoszeń wymagających dodatkowego, indywidualnego trybu obsługi. Idea sieci IN polega na oddzieleniu funkcji związanych z realizacją usługi (*łączenie, nadawanie zapowiedzi słownych, odbiór informacji DTMF przekazywanej od abonenta i in.*) od funkcji sterowania związanych z realizacją zgłoszeń abonenckich (*okresowa translacja numeru abonenta wywoływanego w zależności od pory dnia/tygodnia, numeracja uproszczona, inne*). Dzięki temu, że podstawowa sieć telefoniczna, realizująca tradycyjną transmisję i komutację połączeń telefonicznych, jest wzbogacona o wyspecjalizowane elementy sterowania (*sygnalizacja*) i algorytmy usługowe (*przekazy z bazy danych*), możliwe są usługi telekomunikacyjne o złożonych scenariuszach działania, tworzonych programowo, bez jakichkolwiek ograniczeń terytorialnych.

## Tradycyjna sieć PSTN z komutacją kanałów



W rezultacie, zamiast długotrwałej i pracochłonnej metody wprowadzania każdej nowej usługi oddzielnie, a następnie testowania sprawności ich przebiegu w kolejnych (*wszystkich*) centrach komutacji, od razu uzyskuje się:

- szybkie i łatwe wprowadzanie nowych i złożonych usług telekomunikacyjnych;
- dostęp do usług IN od razu w całej sieci;
- elastyczne skalowanie i zarządzanie usługami;
- kontrola parametrów usług zarówno przez operatora, jak i samych subskrybentów usług.

Zgodnie z zaleceniami międzynarodowych organizacji standaryzacyjnych ITU-T/ETSI, sieć inteligentna została zdefiniowana przez zbiór konkretnych i złożonych funkcji operujących na różnych płaszczyznach sieci i realizowanych przez elementy (*węzły*) fizyczne. Sieć zbudowana w sposób modułarny umożliwia stosunkowo prostą rozbudowę, łatwe doposażenie o nowe funkcje, a także pozwala integrować różne środowiska sieciowe przez zunifikowany system sygnalizacji cyfrowej SS7 (CCS7).

### 5.19.4 Komponenty struktury sieci

Podstawowe elementy sieci IN stanowią rozproszone terytorialnie ogniwa sieci inteligentnej, nakładające się na istniejącą infrastrukturę telekomunikacyjną. Do najistotniejszych węzłów, wspólnych dla sieci pochodzących od różnych producentów, należą:

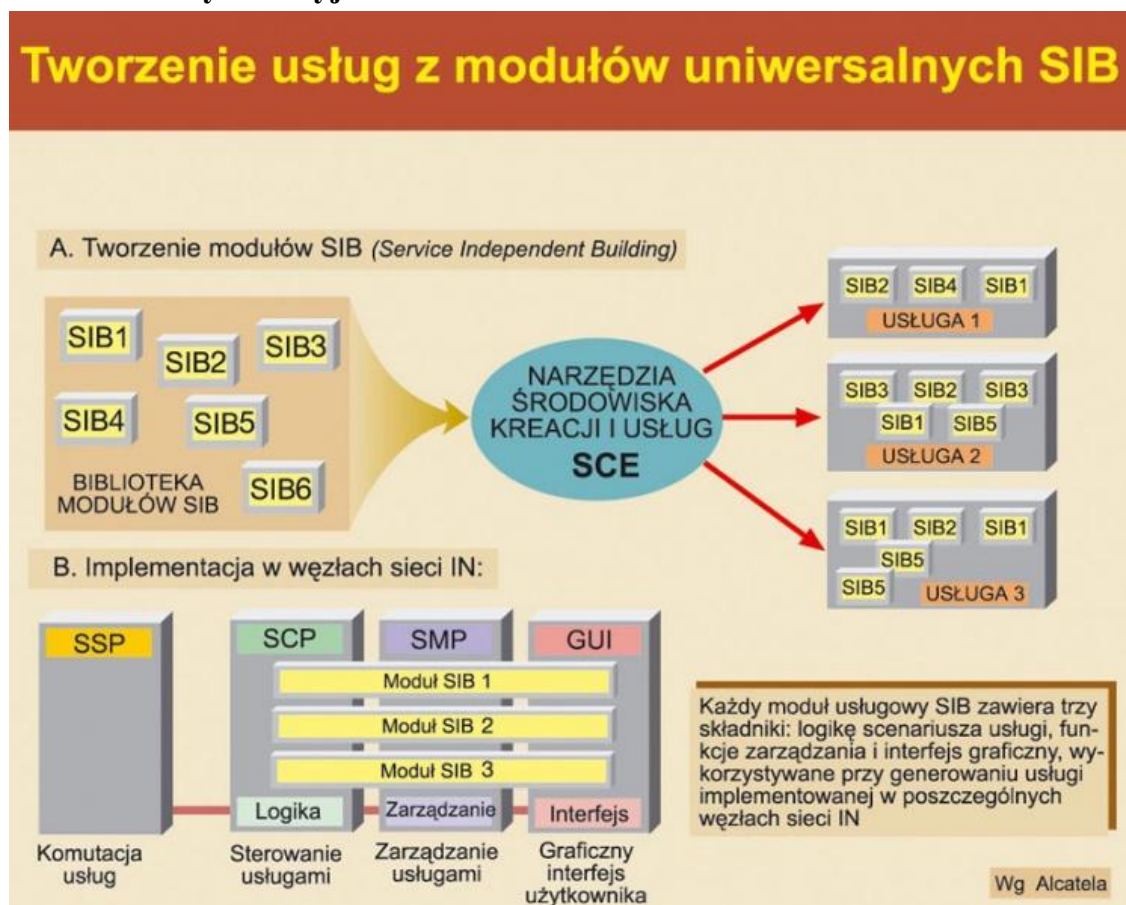
- **Węzeł SSP** (*Service Switching Point*), którego podstawowym zadaniem jest wykrywanie zgłoszeń wymagających obsługi przez sieć inteligentną. Węzeł zapewnia przełączanie zasobów, sygnalizację i połączenia do innych komponentów sieci. Po rozpoznaniu wywołania usługi inteligentnej węzeł SSP komunikuje się z odpowiednim węzłem sterującym realizacją usługi (*SCP*) w celu uzyskania informacji o przebiegu obsługi zgłoszenia. Zwykle dzieje się to za pomocą sygnalizacji SS7, a zwłaszcza jej fragmentu [INAP](#) (*Intelligent Network Application Part*). Węzeł SSP jest odpowiedzialny za współpracę z siecią telekomunikacyjną na najniższym szczeblu hierarchii telekomunikacyjnej. Funkcję węzła SSP w sieci fizycznej spełnia odpowiednio oprogramowana centrala cyfrowa, umożliwiająca abonentom sieci publicznej dostęp do usług oferowanych przez sieć inteligentną.

- **Węzeł SCP** (*Service Control Point*), stanowi punkt centralny sieci i steruje właściwą realizacją usług sieci inteligentnej o funkcjach przechowywanych w sieciowej bazie danych (*translacje planów numeracji*). Węzeł winien zapewnić w czasie rzeczywistym obsługę znacznego trafiku, przy zachowaniu wysokiego poziomu dostępności, oraz łatwą rozbudowę modułową. Implementacja nowej usługi (*scenariusza*) polega na załadowaniu odpowiedniego programu usługi oraz dostępu do właściwej bazy danych (*lub baz danych działających w trybie rozproszonym*). Ustalone i przetestowane programy usług oraz dane są przekazywane do węzła SCP za pośrednictwem systemu zarządzania SMS. Węzły SCP (*komputery*) są budowane z wykorzystaniem najnowszych technik i technologii informatycznych o specjalistycznych zastosowaniach i dużych mocach obliczeniowych (*procesory RISC, architektura klient-serwer*). Mając na uwadze zwiększenie dyspozycyjności systemu, węzły SCP – stanowiące jądro sieci inteligentnej – są zwykle dublowane i rozproszone terytorialnie, co zapobiega załamaniu się systemu w razie lokalnej awarii czy kataklizmu.
- **Węzeł SMS** (*Service Management System*) zarządza usługami IN przez komunikowanie się ze wszystkimi elementami sieci. Umożliwia aktualizację danych i programów w węzłach SCP, ładowanie nowych funkcji usługowych, a także sporządzanie raportów. Wszystkie modyfikacje programów i konfiguracje w sieci wymagają potwierdzenia przez operatora i są monitorowane oraz archiwizowane. Istotną cechą węzła jest obsługa wielu transakcji, co wymaga wysokiej wydajności oprogramowania (*procesy wielowątkowe*).
- **Węzeł SCE** (*Service Creation Environment*) stanowi środowisko kreowania usług, zapewniające możliwość definiowania nowych rodzajów usług na potrzeby abonentów sieci telekomunikacyjnej, również ich weryfikację i testowanie. Generowanie usług polega na opracowaniu projektu nowej usługi, określeniu logiki jej działania oraz funkcji zarządzania wraz z interfejsem do użytkownika. Wdrażanie nowych usług do sieci fizycznej jest poprzedzane procesem symulacji tych usług w sieci odniesienia, stanowiącej model rzeczywistej IN. Do symulacji nowych usług wykorzystuje się graficzne narzędzia projektowe opisujące scenariusz usług (*za pomocą modułów SIB*), działające w systemie UNIX i dopiero po uzyskaniu pozytywnych wyników testów usługi są wprowadzane do węzła SMP, a następnie do właściwych węzłów sieci IN. Komunikację operatora z węzłami SCE zapewniają zwykle komputery klasy PC z Windows i współpracujące z systemem zarządzania usługami (*SMP*).
- **Węzeł SMP** (*Service Management Point*) zapewnia funkcję zarządzania usługami, umożliwia kontrolę wprowadzania usług do eksploatacji, ich udostępnianie oraz aktualizację danych we wszystkich węzłach konkretnej sieci IN. Scentralizowana struktura usług IN wymaga zarządzania ogromnymi ilościami danych. Większość z nich jest rozproszona w wielu fizycznych węzłach sieci (*zarówno w węzłach SMP, jak i węzłach SCP*), a nad ich poprawnością i spójnością (*w odniesieniu do całego obszaru sieci*) czuwa węzeł SMP. Za pomocą sygnalizacji SS7 lub protokołu X.25 węzeł SMP dodatkowo umożliwia operatorowi dostęp do baz danych, a w niektórych przypadkach także abonentom, oraz modyfikację niektórych parametrów i wgląd w statystyki przekazów.
- **Węzeł IP** (*Intelligent Peripheral*) jest inteligentnym urządzeniem pomocniczym wykorzystywanym przy realizacji tylko niektórych usług (*odtworzenie specjalnych komunikatów głosowych niezbędnych przy identyfikacji abonenta, wyposażenie do rozpoznawania głosu i sygnałów mowy, specjalne zapowiedzi słowne i inne*). Węzeł IP pomaga użytkownikowi (*słowne prowadzenie abonenta*) w operacjach wymagających złożonych i długich manipulacji, wyłącznie w trakcie realizacji żądanej usługi IN.

Oprócz wymienionych, najczęściej spotykanych modułów składających się na podstawową infrastrukturę sieci inteligentnych, istnieją jeszcze inne, specyficzne dla danej konstrukcji sieci IN, pochodzące od konkretnego producenta.



## 5.19.5 Moduły funkcyjne SIB



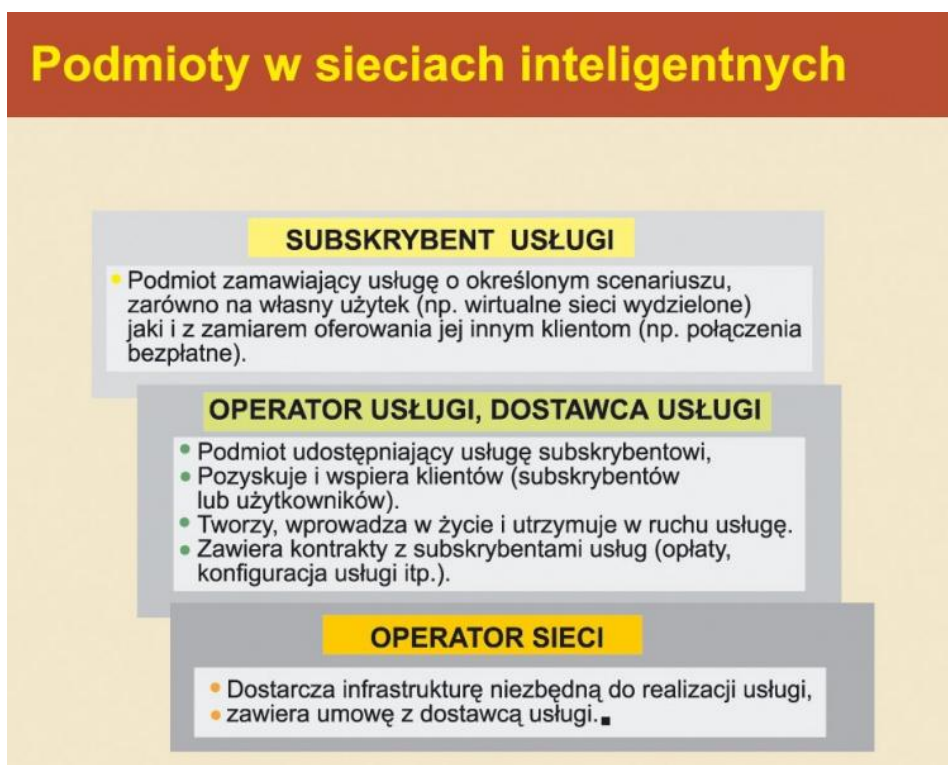
Dostosowanie funkcji sieci IN do specyficznych i różnorodnych wymagań abonentów wymaga modularnej konstrukcji usług. Elastyczność ich rozbudowy osiągnięto dzięki zastosowaniu unikatowej koncepcji modułowych bloków SIB (*Service Independent Building Blocks*). Stanowią one specjalizowane fragmenty oprogramowania zawierające funkcje elementarne, z których składa się każdy rodzaj usługi IN. Zbiór tych gotowych i już zdefiniowanych elementarnych modułów jest rodzajem funkcjonalnego „tworzywa”, z którego powstają najbardziej wyrafinowane usługi sieciowe. Funkcje usług IN są tworzone przez łączenie ze sobą odpowiednich modułów SIB, zdefiniowanie ich parametrów i sposobu wzajemnych powiązań. Poszczególne elementy mogą być stosowane wielokrotnie i w różny sposób w konkretnej usłudze IN, ograniczając koszty i oszczędzając czas operatora podczas modernizacji infrastruktury sieci lub przy zmianie funkcji usług inteligentnych.

## 5.19.6 Podmioty w sieci IN

Oferta i udostępnianie nowych niestandardowych usług, często adaptowanych na indywidualne potrzeby abonentów, wymagają ukształtowania innego podziału współdziałających podmiotów – z podziałem ról odmiennych od tradycyjnie stosowanych w środowisku telekomunikacyjnym. W ofercie usług sieci IN identyfikuje się kilka grup niezależnych podmiotów, wśród których wyróżniają się:

- subskrybent usługi (*service subscriber*) – abonent (*firma lub osoba prywatna*) zamawiający usługę i uiszczający z tego tytułu odpowiednie opłaty na rzecz operatora sieci;
- dostawca usług (*service provider*) – jednostka projektująca i implementująca konkretną usługę z wykorzystaniem sprzętu i infrastruktury operatora sieci. Finansowe warunki użytkowania są uzgadniane z operatorem sieci;
- użytkownik usługi (*service user*) – korzystający z usługi bez jej abonowania i ewentualnie (w zależności od rodzaju tej usługi) ponoszący odpowiednie opłaty na rzecz operatora czy abonenta;
- operator sieci (*network or service operator*) – operator uprawniony do realizowania i utrzymywania usług w sieci telekomunikacyjnej IN, a także do dokonywania związanych z tym rozliczeń finansowych z oferentami, abonentami i użytkownikami usług;

- producent sprzętu (*product supplier*) – dostarczający wszelkiego rodzaju urządzeń dla sieci IN (*systemy komutacji, systemy bazy danych, komputery do zarządzania i kreowania usług wraz z oprogramowaniem*).



## 6. Model ISO-OSI

OSI (ang. Open System Interconnection) lub Model OSI (pełna nazwa ISO OSI RM, ang. ISO OSI Reference Model – model odniesienia łączenia systemów otwartych) – standard zdefiniowany przez ISO oraz ITU-T opisujący strukturę komunikacji sieciowej.

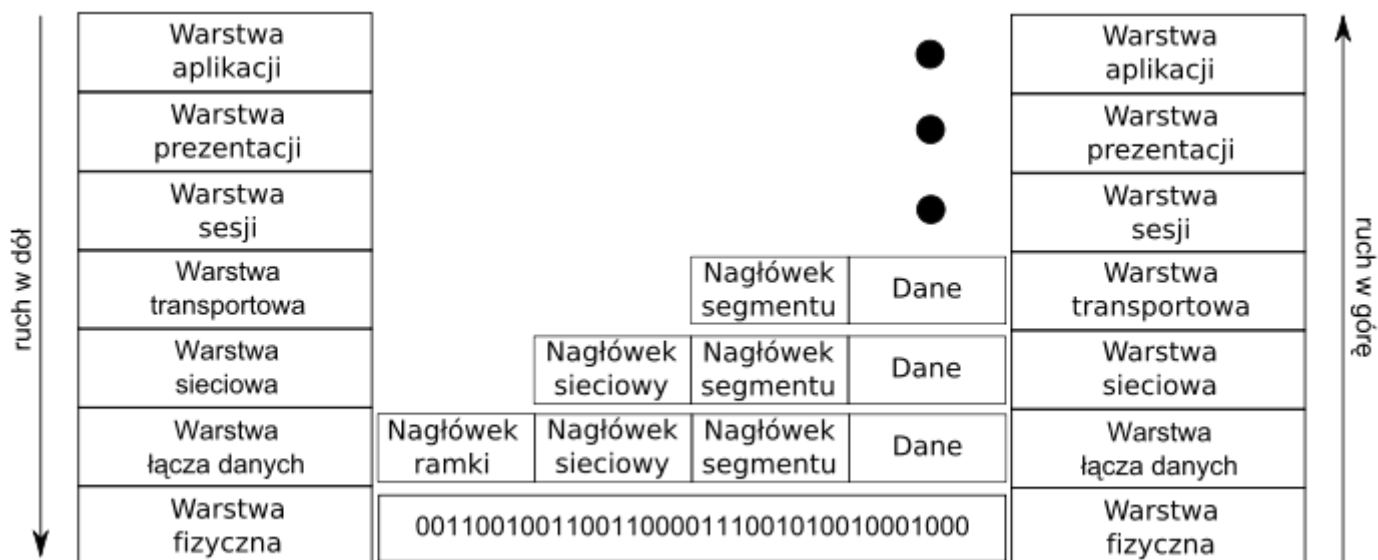
Międzynarodowa Organizacja Normalizacyjna (ang. International Organization for Standardization) na początku lat osiemdziesiątych dostrzegła potrzebę stworzenia modelu sieciowego, dzięki któremu producenci mogliby opracowywać współpracujące ze sobą rozwiązania sieciowe. W taki sposób powstała specyfikacja Open Systems Interconnection Reference Model, która do polskich norm została zaadaptowana w 1995 roku.

Model ISO OSI RM jest traktowany jako model odniesienia (wzorzec) dla większości rodzin protokołów komunikacyjnych. Podstawowym założeniem modelu jest podział systemów sieciowych na 7 warstw (ang. layers) współpracujących ze sobą w ściśle określony sposób. Został przyjęty przez ISO w 1984 roku a najbardziej interesującym organem jest wspólny komitet powołany przez ISO/IEC, zwany Joint Technical Committee 1- Information Technology (JTC1). Formalnie dzieli się jeszcze na podkomitety SC.

Dla Internetu sformułowano uproszczony Model TCP/IP, który ma tylko 4 warstwy.

### 6.1.Kapsułkowanie danych

Model OSI opisuje drogę danych od aplikacji w systemie jednej stacji roboczej do aplikacji w systemie drugiej. Przed wysłaniem dane wraz z przekazywaniem do niższych warstw sieci zmieniają swój format, co nosi nazwę procesu kapsułkowania.



Na rysunku można zauważyć jak wraz z przenoszeniem kombinacji składającej się z danych i nagłówka warstwy poprzedniej w dół stacji wysyłającej (lewa strona) ulega ona kapsułkowaniu pod nagłówkiem warstwy kolejnej. W warstwie transportu dane obejmują właściwe dane oraz nagłówek segmentu, natomiast w warstwie sieciowej dane oprócz właściwych danych i nagłówka segmentu dodatkowo wzbogacone są o nagłówek sieciowy, który zawiera adresy logiczne: źródłowy i docelowy. Adresy te pozwalają wyznaczyć drogę tych pakietów między dwoma stacjami, które pracują w odległych sieciach. W warstwie łącza danych pakiet z poprzedniej warstwy wzbogacony jest dodatkowo o nagłówek ramki, który określa sposób przekazania danych przez interfejs sieciowy do sieci fizycznej. Ostatnia warstwa – fizyczna – pakiet z poprzedniej warstwy przekształca do postaci pozwalającej przesłać informację przewodem sieciowym lub za pomocą innego nośnika. Dane wędrują do stacji docelowej i tam są ponownie przekształcane, najpierw z bitów na nagłówek ramki oraz pozostałe dane. Kiedy dane wędrują do wyższych warstw, to właśnie nagłówki są wykorzystywane do określenia w jaki sposób dane mają zostać przekazane wyższym warstwom. W związku z tym, po dotarciu danych do wyższej warstwy nagłówki warstwy poprzedniej jest zdejmowany.

## 6.2. Organizacja warstwowa

Model OSI definiuje jakie zadania oraz rodzaje danych mogą być przesyłane między warstwami w całkowitym oderwaniu od ich fizycznej i algorytmicznej realizacji, czyli zakłada istnienie warstw abstrakcji w medium transmisyjnym, sprzęcie oraz oprogramowaniu i wokół tych warstw orientuje specyficzne dla nich protokoły, realizowane przez te protokoły usługi świadczone wyższym warstwom oraz posiadane interfejsy, umożliwiające dostęp do warstwy przez procesy z innych warstw. Mimo, iż każda z warstw sama nie jest funkcjonalna, to możliwe jest projektowanie warstwy w całkowitym oderwaniu od pozostałych. Jest to realne, jeżeli wcześniej zdefiniuje się protokoły wymiany danych pomiędzy poszczególnymi warstwami.

## 6.3. Warstwy górne

Wyróżniamy trzy warstwy górne, czyli warstwę aplikacji, prezentacji i sesji. Ich zadaniem jest współpraca z oprogramowaniem realizującym zadania zlecane przez użytkownika systemu komputerowego. Tworzą one pewien interfejs, który pozwala na komunikację z warstwami niższymi. Ta sama warstwa realizuje dokładnie odwrotne zadanie w zależności od kierunku przepływu danych. Dla ustalenia uwagi założymy, że dane przepływają w dół Modelu OSI, kiedy płyną od użytkownika do urządzeń sieciowych oraz w górę w przeciwnym wypadku.

### **6.3.1 Warstwa aplikacji**

Warstwa aplikacji jest warstwą najwyższą, zajmuje się specyfikacją interfejsu, który wykorzystują aplikacje do przesyłania danych do sieci (poprzez kolejne warstwy modelu ISO/OSI). W przypadku sieci komputerowych aplikacje są zwykle procesami uruchomionymi na odległych hostach. Interfejs udostępniający programistom usługi dostarczane przez warstwę aplikacji opiera się na obiektach nazywanych gniazdami (ang. socket).

Jeżeli użytkownik posługuje się oprogramowaniem działającym w architekturze klient-serwer, zwykle po jego stronie znajduje się klient, a serwer działa na maszynie podłączonej do sieci świadczącej usługi równocześnie wielu osobom. Zarówno serwer jak i klient znajdują się w warstwie aplikacji. Komunikacja nigdy nie odbywa się bezpośrednio między tymi programami. Kiedy klient chce przesłać żądanie do serwera, przekazuje komunikat w dół do warstw niższych, które fizycznie przesyłają go do odpowiedniej maszyny, gdzie informacje ponownie wędrują w górę i są ostatecznie odbierane przez serwer.

### **6.3.2 Warstwa prezentacji**

Podczas ruchu w dół zadaniem warstwy prezentacji jest przetworzenie danych od aplikacji do postaci kanonicznej (ang. canonical representation) zgodnej ze specyfikacją OSI-RM, dzięki czemu niższe warstwy zawsze otrzymują dane w tym samym formacie. Kiedy informacje płyną w górę, warstwa prezentacji tłumaczy format otrzymywanych danych na zgodny z wewnętrzną reprezentacją systemu docelowego. Wynika to ze zróżnicowania systemów komputerowych, które mogą w różny sposób interpretować te same dane. Dla przykładu bity w bajcie danych w niektórych procesorach są interpretowane w odwrotnej kolejności niż w innych.

### **6.3.3 Warstwa sesji**

Warstwa sesji otrzymuje od różnych aplikacji dane, które muszą zostać odpowiednio zsynchronizowane. Synchronizacja występuje między warstwami sesji systemu nadawcy i odbiorcy. Warstwa sesji "wie", która aplikacja łączy się z którą, dzięki czemu może zapewnić właściwy kierunek przepływu danych – nadzoruje połączenie. Wznawia je po przerwaniu.

## **6.4. Warstwy dolne**

Najniższe warstwy zajmują się odnajdywaniem odpowiedniej drogi do celu, gdzie ma być przekazana konkretna informacja. Dzielą również dane na odpowiednie dla urządzeń sieciowych pakiety określone często skrótem PDU (ang. Protocol Data Unit). Dodatkowo zapewniają weryfikację bezbłędności przesyłanych danych. Ważną cechą warstw dolnych jest całkowite ignorowanie sensu przesyłanych danych. Dla warstw dolnych nie istnieją aplikacje, tylko pakiety / ramki danych. Warstwy dolne to warstwa transportowa, sieciowa, łączy danych oraz fizyczna.

### **6.4.1 Warstwa transportowa**

Warstwa transportowa segmentuje dane oraz składa je w tzw. strumień. Warstwa ta zapewnia całościowe połączenie między stacjami: źródłową oraz docelową, które obejmuje całą drogę transmisji. Następuje tutaj podział danych na części, które są kolejno numerowane i wysyłane do docelowej stacji. Stacja docelowa po odebraniu segmentu wysyła potwierdzenie odbioru. W wyniku niedotarcia któregoś z segmentów stacja docelowa ma prawo zlecić ponowną jego wysyłkę (kontrola błędów transportu).

### **6.4.2 Warstwa sieciowa**

Warstwa sieciowa jako jedyna dysponuje wiedzą dotyczącą fizycznej topologii sieci. Rozpoznaje, jakie drogi łączą poszczególne komputery (trasowanie) i decyduje, ile informacji należy przesłać jednym



z połączeń, a ile innym. Jeżeli danych do przesłania jest zbyt wiele, to warstwa sieciowa po prostu je ignoruje. Ona nie musi zapewniać pewności transmisji, więc w razie błędu pomija niepoprawne pakiety danych. Standardowa paczka danych w tej warstwie czasami oznaczana jest jako NPDU (ang. Network Protocol Data Unit). Nie znajdują się w nim żadne użyteczne dla użytkowników aplikacje. Jedyne jego zadanie, to zapewnienie sprawnej łączności między bardzo odległymi punktami sieci. Routery są podstawą budowy rozległych sieci informatycznych takich jak Internet, bo potrafią odnaleźć najlepszą drogę do przekazania informacji. Warstwa sieciowa podczas ruchu w dół umieszcza dane wewnątrz pakietów zrozumiałych dla warstw niższych (enkapsulacja).

### 6.4.3 Warstwa łączy danych

Warstwa łączy danych jest czasami nazywana warstwą liniową. Ma ona nadzorować jakość przekazywanych informacji. Nadzór ten dotyczy wyłącznie warstwy niższej. Warstwa łączy danych ma możliwość zmiany parametrów pracy warstwy fizycznej, tak aby obniżyć liczbę pojawiających się podczas przekazu błędów. Zajmuje się pakowaniem danych w ramki i wysyłaniem do warstwy fizycznej. Rozpoznaje błędy związane z niedotarciem pakietu oraz uszkodzeniem ramek i zajmuje się ich naprawą. Podczas ruchu w dół w warstwie łączy danych zachodzi enkapsulacja pakietów z warstwy sieciowej tak, aby uzyskać ramki zgodne ze standardem. Czasami są one oznaczane jako LPDU (ang. data Link Protocol Data Unit).

Ramka danych przeważnie składa się z:

- ID odbiorcy – najczęściej adres MAC stacji docelowej lub bramy domyślnej,
- ID nadawcy – najczęściej adres MAC stacji źródłowej,
- informacja sterująca – zawiera dane o typie ramki, trasowaniu, segmentacji, itp.,
- CRC (ang. Cyclic Redundancy Check) – kod kontroli cyklicznej – odpowiada za korekcję błędów i weryfikację poprawności danych otrzymywanych przez stację docelową.

Warstwa łączy danych dzieli się na dwie podwarstwy:

- LLC (ang. logical link control) – sterowania łączem danych – kontroluje poprawność transmisji i współpracuje przede wszystkim z warstwą sieciową w obsłudze usług połączeniowych i bezpołączeniowych.
- MAC (ang. media access control) – sterowania dostępem do nośnika – zapewnia dostęp do nośnika sieci lokalnej i współpracuje przede wszystkim z warstwą fizyczną.

Urządzenia działające w tej warstwie to: most i przełącznik.

### 6.4.4 Warstwa fizyczna

Fundamentem, na którym zbudowany jest model referencyjny OSI, jest jego warstwa fizyczna. Określa ona wszystkie składniki sieci niezbędne do obsługi elektrycznego, optycznego, radiowego wysyłania i odbierania sygnałów. Warstwa fizyczna składa się z czterech obszarów funkcjonalnych:

- mechanicznego,
- elektrycznego,
- funkcjonalnego,
- proceduralnego.

Wspólnie obejmują one wszystkie mechanizmy potrzebne do obsługi transmisji danych, takie jak techniki sygnalizacyjne, Napięcie elektryczne powodujące przepływ prądu elektrycznego przenoszącego sygnał, rodzaje nośników i odpowiadające im właściwości impedancji, elektroniczne składniki kart sieciowych, a nawet fizyczny kształt złącza używanego do terminacji nośnika. Specyficznymi

przykładami mechanizmów, które potrzebne są do obsługi przesyłania danych, lecz które nie należą do zakresu warstwy fizycznej, są:

- nośniki fizyczne,
- koncentratory.

Warstwa fizyczna przesyła i odbiera sygnały zaadresowane dla wszystkich protokołów jej stosu oraz aplikacji, które je wykorzystują. Musi ona więc wykonywać kilka istotnych funkcji – w szczególności:

Aby móc nadawać dane, musi ona:

- zamieniać dane znajdujące się w ramach na strumienie binarne,
- wykonywać taką metodę dostępu do nośnika, jakiej żąda warstwa łącza danych,
- przysyłać ramki danych szeregowo (czyli bit po bicie) w postaci strumieni binarnych.

W celu odbierania danych konieczne jest natomiast:

- oczekiwanie na transmisje przychodzące do urządzenia hosta i do niego zaadresowane,
- odbiór odpowiednio zaadresowanych strumieni,
- przesyłanie binarnych strumieni do warstwy danych w celu złożenia ich z powrotem w ramki.

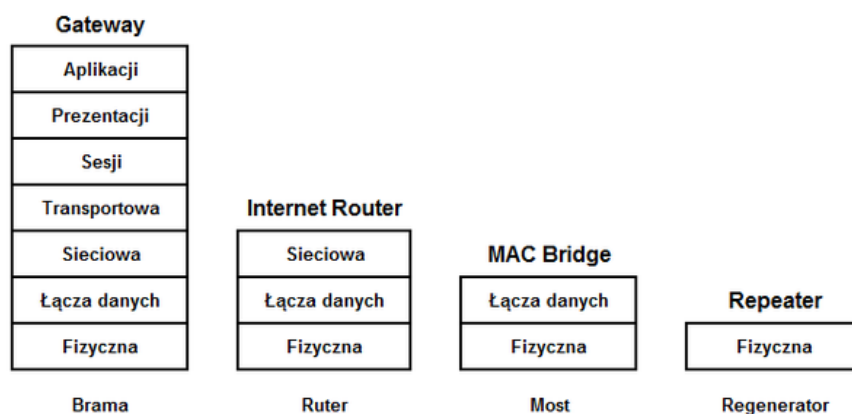
Lista ta, jak widać, nie obejmuje żadnych sposobów weryfikowania integralności danych. Warstwa fizyczna nie posiada bowiem mechanizmu służącego rozpoznawaniu znaczenia wysyłanych jak też otrzymywanych danych. Służy wyłącznie przesyłaniu jedynek i zer.

Warstwa fizyczna, w postaci określonej przez Model Referencyjny OSI, składa się ze wszystkich procesów, mechanizmów, elektroniki oraz protokołów, które potrzebne są urządzeniu obliczającemu w celu wysłania i odbierania binarnych strumieni danych. W specyfikacji warstwy fizycznej technologii LAN zamieszczone są oczekiwania odnośnie wydajności nośnika łączącego komunikujące się ze sobą urządzenia. Model jednak nie określa samego rodzaju nośnika.

## 6.5. Praktyczne znaczenie Modelu OSI [\[edytuj\]](#)

W praktyce Model OSI został częściowo zmodyfikowany. Najczęstszą zmianą było połączenie warstwy fizycznej oraz łącza danych w jedną. Wynikało to z praktycznych cech tych warstw, które powodowały, że nie dało się odseparować ich pracy od siebie. Nie należy mylić Modelu OSI-RM z TCP/IP. Mimo pewnego podobieństwa, oba te modele nie są w pełni zgodne.

Pakiety przechodząc przez różne urządzenia sieciowe dochodzą do różnych warstw modelu OSI. Zasięg pakietu w urządzeniu przedstawia rysunek:



*Zasięg pakietu w urządzeniu*