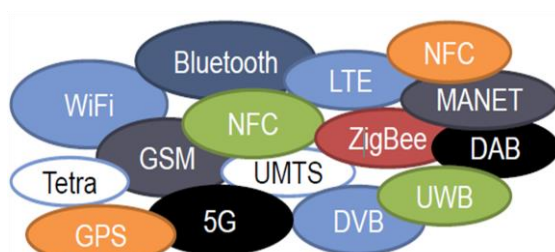


Politechnika Warszawska

**Transmisja bezprzewodowa  
i anteny (TBAT)**



**LABORATORIUM**

**Ćwiczenie T6**

# **EMISJE RADIOWE**

**INSTRUKCJA**

**v.2.6**

opracowanie  
**dr inż. Jacek Cichocki**



Instytut Radioelektroniki  
i Technik Multimedialnych



Pracownia Systemów  
Internetu Rzeczy

Warszawa, 2025 r.

# 1 Cel i zakres ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest praktyczne zapoznanie Studentek i Studentów z właściwościami wybranych sygnałów radiokomunikacyjnych i radiodifuzyjnych. Zakres ćwiczenia obejmuje badanie sygnałów emitowanych przez **nadajniki radiofoniczne i telewizyjne** oraz przez **nadajniki sieci radiokomunikacyjnych** (w tym komórkowych). W badaniach ograniczymy się do emisji występujących w zakresie od 50 do 2700 MHz.

W ćwiczeniu są wykorzystywane analizatory widma pobudzone przebiegami z anten odbiorczych. Pomiary są prowadzone **w dziedzinie częstotliwości** (pomiar widm) i **w dziedzinie czasu** (obserwacje zmian poziomów w funkcji czasu).

## Ważne informacje wstępne:

- 1) Ocena końcowa wynika z ocen częściowych: za kolokwium wstępne, przebieg ćwiczenia i za sprawozdanie (ocena końcowa nie jest sumą ocen częściowych, kolokwium wstępne ma wpływ największy; funkcja przeliczająca oceny częściowe na końcową jest nieliniowa).
- 2) Kolokwium wstępne trwa 16 minut, **piszący wybiera trzy pytania** (z czterech) oceniane w skali 0...2; wśród pytań są proste zadania obliczeniowe (kalkulator inżynierski może być przydatny). Zakres kolokwium wstępnego jest podany w p.5 instrukcji.
- 3) Ćwiczenie wykonywane jest w zespołach 3-osobowych (ew. 2-osobowych). W czasie realizacji ćwiczenia warto mieć „pod ręką” instrukcję (może trzeba będzie skorzystać).
- 4) Każdy zespół sporządza notatki, a po ćwiczeniu przygotowuje oddzielne (i **samodzielne**) **sprawozdanie**, które **należy przesłać pocztą elektroniczną** na adres prowadzącego w ciągu 5 dni akademickich po dniu wykonania ćwiczenia<sup>1</sup>. Opóźnione złożenie sprawozdania powoduje obniżenie oceny za sprawozdanie. Do czwartego dnia akademickiego po wykonaniu ćwiczenia można zgłosić się do jednego z prowadzących z konkretnymi pytaniami dotyczącymi ćwiczenia.
- 5) Oceny końcowe z ćwiczenia są **umieszczane na serwerze Studia**.
- 6) Studenci mogą zgłosić się do prowadzącego z wątpliwościami dotyczącymi oceny z ćwiczenia i (w szczególnych przypadkach) złożyć poprawione sprawozdanie.

**Dobra rada: Instrukcja jest obszerna** - proszę nie zostawiać lektury „na ostatnią chwilę” (i czytać ze zrozumieniem).  
Proszę zwrócić szczególną uwagę na Dodatek 7.1 (skale decybelowe) – prowadzący ćwiczenie oczekują od Państwa umiejętności obliczeniowych.

# 2 Przegląd emisji radiowych

## 2.1 Wprowadzenie

Przesyłanie informacji drogą radiową odbywa się dzięki falom elektromagnetycznym rozchodzącym się w wolnej przestrzeni. Do realizacji transmisji radiowej wykorzystywana jest możliwość uzależnienia wybranego parametru propagowanej fali od sygnału informacyjnego. Sygnał informacyjny jest celowo przekształcany do postaci dogodnej do transmisji przez **kanal radiowy**. Przekształcenie to zachodzi w **procesie modulacji**, w którym co najmniej jeden z parametrów **fali nośnej** zmieniany jest zgodnie ze zmianami sygnału informacyjnego (modulującego) [1,4].

W systemach z **ciągłą modulacją fali nośnej** przebiegiem nośnym jest przebieg monochromatyczny (sinusoidalny). Wśród technik modulacji analogowych wyróżnia się modulacje amplitudowe i kątowe [3,4]. W radiofonii i radiokomunikacji stosowane są różne odmiany tych metod. Niektóre właściwości modulacji częstotliwości (FM) są skrótowo przypomniane w p.2.4-2.6.

Zakres zastosowań modulacji analogowych stopniowo się zawęża, jednak nadal obejmuje:

- radiofonię (na falach długich, średnich i krótkich – z modulacją AM, a w zakresie UKF – z modulacją FM),
- profesjonalne radiotelefony i mikrofony bezprzewodowe (UKF-FM),
- łączność lotniczą (w większości z modulacją AM),
- urządzenia „CB-radio” (modulacje: AM i FM).

W wielu systemach łączności radiowej naturalne sygnały analogowe (np. sygnały mowy, muzyki i sygnał obrazu) przetwarzane są najpierw na postać cyfrową (próbkowane i kwantowane) a następnie kodowane i podawane na wejście **modulatora cyfrowego**. Wybrane modulacje cyfrowe są skrótowo przypomniane w p.2.8-2.10.

Transmisja sygnałów w kanale radiowym zachodzi w określonym **paśmie wokół częstotliwości fali nośnej**. Jedynie w przypadku braku sygnału modulującego emitowany jest sygnał monochromatyczny o widmie prążkowym (teoretycznie, bo w praktyce szumy fazowe generatora w nadajniku poszerzają widmo emitowanego sygnału).

<sup>1</sup> Każdy zespół otrzymuje (na kartce) wykaz zadań pomiarowych i gromadzi własne wyniki. Stronę tytułową sprawozdania stanowi wykaz zadań pomiarowych (z nazwiskiem prowadzącego zajęcia). Dopuszcza się złożenie wydruku sprawozdania (w pok. 27 lub 29).

W modulacjach analogowych pasmo zajmowane przez sygnał zmodulowany zależy przede wszystkim od pasma sygnału modulującego oraz od rodzaju i intensywności modulacji (w przypadku modulacji kąta – od maksymalnej dewiacji częstotliwości lub fazy). Poszerzając pasmo sygnału modulującego lub zwiększając maksymalną wartość dewiacji – zwiększamy pasmo emisji.

W modulacjach cyfrowych na zajmowane pasmo wpływają przede wszystkim: przepływność symbolowa transmisji oraz rodzaj filtracji zastosowanej w modulatorze ([1,3,5]).

W tabelicy 2.1 podano orientacyjne szerokości pasm emisji wybranych systemów: analogowych (A) i cyfrowych (C).

Tabela 2.1. **Przybliżone szerokości pasm wybranych emisji analogowych (A) i cyfrowych (C)**

Szerokość pasma emisji (w przybliżeniu)	rodzaj emisja	maksymalna liczba kanałów transmisyjnych w pojedynczym kanale radiowym (lub liczba programów)
9 [kHz]	A: radiofonia AM (fale długie)	(1)
10 [kHz]	A: CB-radio	1
10 lub 16 [kHz]	A: radiotelefonia analogowa	1
25 [kHz]	C: TETRA	4
200 [kHz]	A: radiofonia FM (UKF)	(1)
240 [kHz]	C: GSM (2G)	8 lub 16
1,5 [MHz]	C: radiofonia (DAB+)	(do 18)
1,7 [MHz]	C: DECT	12
4,2 [MHz]	C: UMTS (3G)	ponad 100
6,5 lub 7,5 [MHz]	C: telewizja (DVB-T2)	(8...15)
1,4; 3; 5; 10; 15; 20 [MHz]	C: LTE (4G)	kilkaset
od 5 do 100 [MHz]	C: 5G (New Radio)	

**Szerokość pasma emisji jest kompromisem** między koniecznością oszczędnego wykorzystania dostępnego zakresu częstotliwości (wąskie pasma emisji), a dążeniem do uzyskania dobrej jakości odbioru (szerokie pasma). Szerokości kanałów radiowych wykorzystywanych w radiokomunikacji zależą przede wszystkim od rodzaju usługi, techniki wielodostępu (por. p.2.3) i liczby abonentów, którzy mogą być obsługiwani jednocześnie w pojedynczym kanale radiowym (przez jedną stację bazową).

Warto przy tym zauważyć, że analogowe transmisje radiofoniczne prowadzone są zarówno w paśmie o szerokości ok. 9 kHz (z modulacją AM np. na falach długich) jak i w pasmach o szerokości około 200 kHz (z modulacją FM w zakresie UKF). Jak różną jakość odbioru uzyskuje się w tych przypadkach, można się przekonać na własne uszy...

W dodatku D2 (p.7.2) przedstawiono **zestawienie zakresów wybranych emisji radiowych**. Zestawienie to będzie przydatne w czasie wykonywania ćwiczenia.

## 2.2 Transmisja dwukierunkowa

W radiokomunikacji wymagana jest z reguły dwukierunkowa transmisja informacji (do abonenta i od abonenta). W najprostszych rozwiązaniach łączność w obu kierunkach odbywa się na tej samej częstotliwości, a od użytkownika wymaga się przełączania kierunku transmisji. W takiej sytuacji etapy nadawania (mówienia) i odbioru (słuchania) nie mogą przebiegać równocześnie, a moment zmiany kierunku musi być wyraźnie sygnalizowany. Taką technikę nazywamy **simpleksem**.

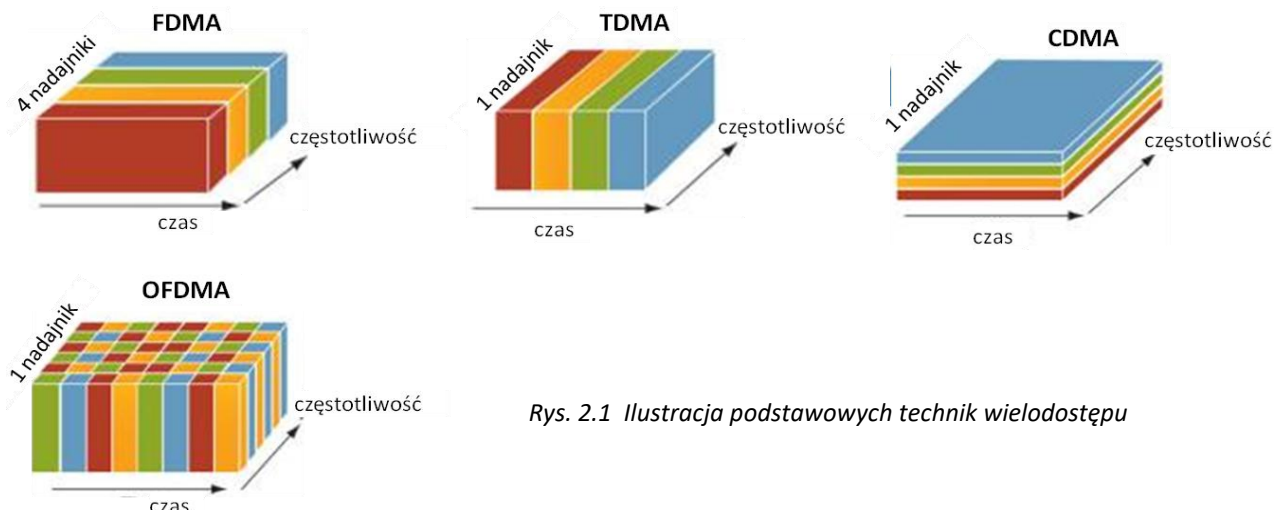
**Techniki duplexowe** pozwalają na prowadzenie rozmowy w sposób naturalny (z możliwością mówienia jednoczesnego). Najczęściej stosowany jest **dupleks częstotliwościowy (FDD – Frequency Division Duplex)**, w tej technice do transmisji wykorzystywane są pary kanałów radiowych na ogół o stałej różnicy częstotliwości (typowo stacja ruchoma nadaje na częstotliwości niższej a odbiera na wyższej<sup>2</sup>). Tę różnicę częstotliwości nazywa się **odstępem duplexowym**.

Możliwa jest również transmisja dwukierunkowa na tej samej częstotliwości, ale w różnych przedziałach czasu, tzw. **szczelinach czasowych (time-slots)**. Jeśli zmiana kierunku transmisji zachodzi dostatecznie często, użytkownik ma wrażenie jednoczesności nadawania i odbioru informacji. Technika **dupleksu czasowego (TDD – Time Division Duplex)** jest stosowana na ogół w połączeniu z wielodostępem czasowym (por. p.2.3).

## 2.3 Techniki wielodostępu

Powszechne wykorzystanie transmisji radiowej wywołuje konieczność oszczędnego gospodarowania zasobami widma elektromagnetycznego, a przestrzeganie zasad współużytkowania jest skutecznie egzekwowane. Wspólne wykorzystanie przez wielu użytkowników dostępnego zakresu częstotliwości opiera się na zastosowaniu jednej lub kilku technik wielodostępu. Na rys. 2.1 zilustrowano najważniejsze z nich (w kolejności chronologicznej).

<sup>2</sup> W LTE800 jest odwrotnie.



Rys. 2.1 Ilustracja podstawowych technik wielodostępu

### Wielodostęp częstotliwościowy (FDMA – Frequency Division Multiple Access)

Dostępny zakres częstotliwości jest dzielony na kanały radiowe, które są przydzielane poszczególnym użytkownikom (nadawcom). W radiokomunikacji możliwy jest przydział (w danej stacji bazowej) kanału radiowego nowemu użytkownikowi dopiero po zwolnieniu kanału przez aktywnego użytkownika.

I w radiofonii i w radiokomunikacji jest możliwe jednoczesne wykorzystanie tego samego kanału radiowego w innym miejscu (poza zasięgiem zakłóceń pozostałych nadawców).

### Wielodostęp czasowy (TDMA - Time Division Multiple Access)

W tej technice jest możliwe wykorzystanie jednego kanału radiowego do transmisji różnych informacji przeznaczonych dla różnych odbiorców. Czas transmisji dzielony jest na ściśle określone przedziały nazywane **szczelinami czasowymi**. W typowych rozwiązaniach szczelina czasowa jest przydzielana użytkownikowi cyklicznie.

Przy wykorzystaniu techniki TDMA niezbędne staje się gromadzenie informacji i jej transmisja w formie pakietów wysyłanych w ściśle określonym czasie. Wymaga to synchronizacji nadawania zgodnie ze schematem transmisji przyjętym w danym systemie.

Technika TDMA może być stosowana w połączeniu z duplexem czasowym (np. w systemie telefonii bezprzewodowej DECT) lub – z duplexem częstotliwościowym (jak w systemie GSM).

### Wielodostęp kodowy (CDMA - Code Division Multiple Access)

W tej technice informacje do wielu odbiorców przesyłane są w tym samym paśmie i w tym samym czasie. Ich rozróżnienie po stronie odbiorczej jest możliwe dzięki temu, że są kodowane różnymi ciągami kodowymi.

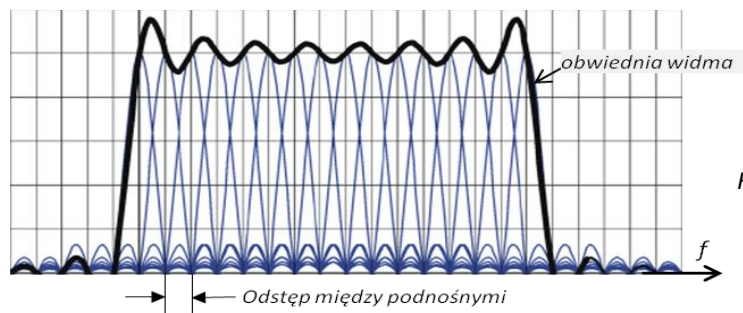
W systemach z **rozpraszaniem bezpośrednim DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)** każdy bit informacji jest wymnażany przez pseudolosowy ciąg składający się z wielu bitów (np. w UMTS: od 4 do 512). W wyniku tej operacji pasmo sygnału zostaje znacznie poszerzone (rozproszone); ale w tym samym paśmie może być przesyłanych jednocześnie wiele sygnałów do różnych odbiorców. Odtworzenie informacji oryginalnej w odbiorniku wymaga pomnożenia sygnału odebranego przez właściwy ciąg kodujący.

Technika CDMA-DSSS jest stosowana m.in. w systemach komórkowych trzeciej generacji (UMTS) i w najstarszych wersjach bezprzewodowych sieci komputerowych..

### Wielodostęp częstotliwościowy - wielotonowy (OFDMA – Orthogonal Frequency-Division Multiple Access)

Zasada wielodostępu OFDMA opiera się na wykorzystaniu koncepcji **modulacji wielotonowej**, której istotą jest rozdzielanie strumienia danych na dużą liczbę „podstrumieni” o znacznie niższej szybkości transmisji, a następnie - dokonanie modulacji osobnych podnośnych danymi z poszczególnych podstrumieni [5]. Mimo emisji (i odbioru) na wielu podnośnych nie jest konieczne stosowanie dla każdej z nich oddzielnego nadajnika (i odbiornika). Sygnał z modulacją wielotonową można bowiem obliczyć z wykorzystaniem **odwrotnego przekształcenia Fouriera** (algorytm IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*), a następnie tak przygotowanym przebiegiem zmodulować pojedynczą nośną uzyskując sygnał składający się z założonej liczby odpowiednio zmodulowanych podnośnych.

W systemach radiowych stosuje się obecnie emisje z setkami i tysiącami podnośnych, daje to możliwość przydzielania użytkownikom zasobów podzielonych zarówno w dziedzinie czasu jak i częstotliwości (poprzez przydział określonej liczby podnośnych).



Rys. 2.2 Przykładowe widmo sygnału OFDMA (z 16 podnośnymi)

Ponadto uzyskuje się w ten sposób pożądane właściwości widmowe emisji – stosunkowo równomierny przebieg gęstości widmowej sygnału w paśmie emisji i niewielkie poziomy emisji w kanałach sąsiednich (czyli tzw. **zwarte ukształtowanie widma**). Przykład widma sygnału OFDMA (z 16 podnośnymi) pokazano na rys. 2.2.

Technikę OFDMA stosuje się m.in. w bezprzewodowych sieciach komputerowych (wg norm IEEE 802.11a/g/n/ac/ax), w systemie komórkowym **LTE (Long Term Evolution)** i w systemach piątej generacji (**5G**).

## 2.4 Sygnały FM (modulacja analogowa)

W wyniku modulacji częstotliwości przebiegu nośnego o częstotliwości  $f_0$  sygnałem  $x(t)$  powstaje sygnał, którego częstotliwość chwilowa wynosi  $f(t) = f_0 + k_f x(t)$ ; (gdzie  $k_f$  – nachylenie charakterystyki modulatora).

Analiza sygnału FM zmodulowanego dowolnym sygnałem  $x(t)$  jest bardzo trudna, toteż w większości podręczników (np. [3] i [4]) analizowany jest szczegółowo jedynie przypadek modulacji przebiegiem kosinusoidalnym:

$$x(t) = A_m \cos(2\pi f_m t).$$

Jeśli przyjąć, że dewiacja maksymalna przebiegu zmodulowanego  $\Delta F = A_m k_f$ , to sygnał zmodulowany  $s(t)$ :

$$s(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + 2\pi k_f \int x(t) dt) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + m_f \sin 2\pi f_m t);$$

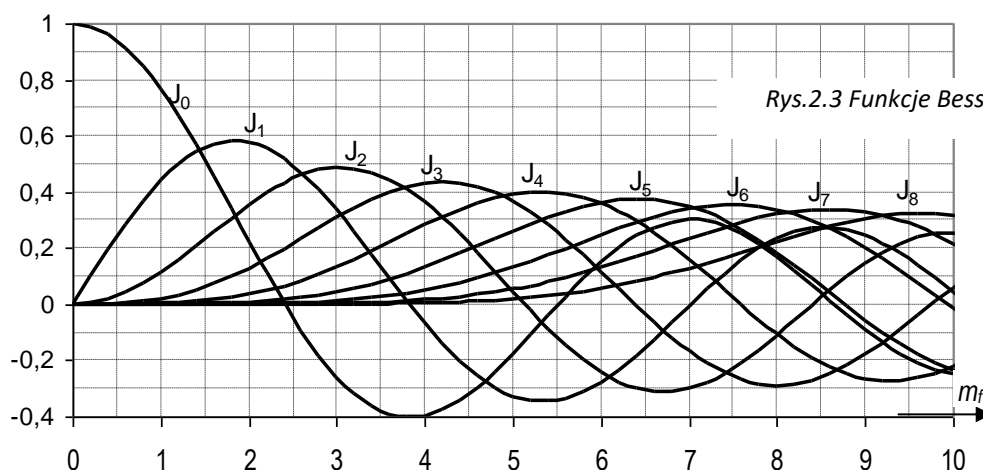
gdzie - wskaźnik modulacji  $m_f$  określony jest zależnością:

$$m_f = \frac{\Delta F}{f_m} = \frac{k_f A_m}{f_m}$$

Widmo tego sygnału będzie miało postać:  $S(f) = \frac{A_0}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) [\delta(f - f_0 - n f_m) + \delta(f - f_0 + n f_m)]$

gdzie:  $J_n(m_f)$  – wartość funkcji Bessela pierwszego rodzaju i  $n$ -tego rzędu w punkcie  $m_f$ .

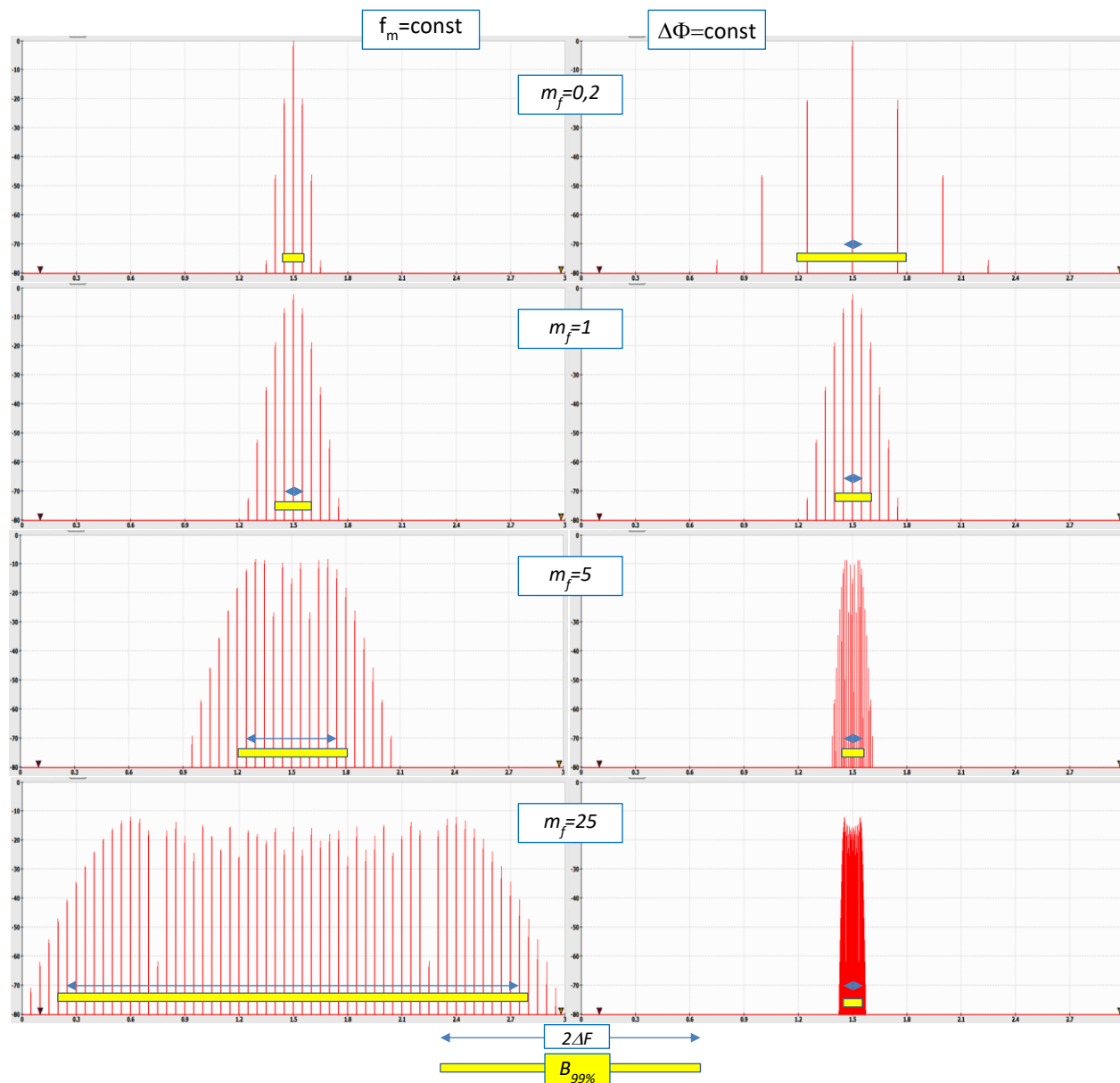
W takim idealizowanym przypadku widmo sygnału zmodulowanego zawiera prążek fali nośnej (o częstotliwości  $f_0$ ) oraz nieskończoną (teoretycznie) liczbę prążków bocznych. **Odstępy między prążkami równe są częstotliwości sygnału modulującego  $f_m$ . Amplitudy (napięcia) poszczególnych składowych (prążków) można obliczyć korzystając z wykresów funkcji Bessela (pierwszego rodzaju, rzędu  $n$  – rys.2.3), których argumentem jest wskaźnik modulacji  $m_f$ .**



Rys.2.3 Funkcje Bessela pierwszego rodzaju

**Na przykład:** Załóżmy, że amplituda fali nośnej wynosiła 1 V zanim podano sygnał modulujący. Jeśli modulacji dokonano sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 2 kHz wywołując dewiację maksymalną 2 kHz, to  $m_f = 1$ . Zatem (wg wykresu): amplituda nośnej wynosi teraz ok. 0,75 V (zmiana poziomu o ok. -2,5 dB), amplitudy składowych oddalonych od nośnej o  $\pm 2$  kHz wynoszą ok. 0,45 V (ok. -7 dB względem poziomu nośnej niemodulowanej), a amplitudy składowych oddalonych od nośnej o  $\pm 4$  kHz – ok. 0,1 V (ok. -20 dB względem poziomu nośnej niemodulowanej).

Szerokość pasma sygnału  $B_{99}$  (w którym jest zawarte 99% mocy sygnału) może być szacowana (na ogół z pewnym niedomiarem) z zależności Carsona:  $B_{99} \approx 2(\Delta F + f_m) = 2f_m(1 + m_f) = 2\Delta F(1 + 1/m_f)$  więc:  $B_{99} > 2f_m$  i  $B_{99} > 2\Delta F$ . Na rys. 2.4 przedstawiono przykładowe widma ilustrujące wpływ dewiacji  $\Delta F$  (przy stałej wartości  $f_m$ ) i wpływ częstotliwości modulującej  $f_m$  (przy stałej wartości dewiacji  $\Delta F$ ). Strzałkami zilustrowano wartości podwójnej dewiacji, a żółtymi prostokątami – szerokość pasma obliczoną ze wzoru Carsona.



Rys. 2.4 Przykładowe widma sygnałów FM (poziomy prążków podane w skali decybelowej):  
po lewej stronie: dla stałej wartości częstotliwości modulującej  $f_m$  i różnych wartości dewiacji  $\Delta F$  ( $\Delta F = m_f f_m$ );  
po prawej stronie dla stałej wartości dewiacji ( $\Delta F$ ) i różnych częstotliwości modulujących  $f_m$  ( $m_f = \Delta F / f_m$ );

Z przedstawionych powyżej zależności wynika, że:

- amplituda fali nośnej jest proporcjonalna do  $J_0(m_f)$  a więc zależy od częstotliwości i amplitudy przebiegu modulującego (por. powyższy przykład);
- całkowita moc sygnału zmodulowanego nie zależy od częstotliwości i amplitudy przebiegu modulującego; moc prążków bocznych powstaje kosztem mocy nośnej (FM charakteryzuje się stałą mocą sygnału zmodulowanego);
- w przypadku **modulacji wąskopasmowej** ( $m_f \ll 1$ ) o pasmie emisji decyduje wartość częstotliwości przebiegu modulującego  $f_m$ , natomiast w przypadku **modulacji szerokopasmowej** ( $m_f \gg 1$ ) - pasmo emisji jest w przybliżeniu równe zakresowi zmian częstotliwości chwilowej (a więc podwójnej dewiacji maksymalnej -  $2\Delta F$ ).

Widma sygnału FM powstającego w wyniku modulacji przebiegiem wieloczęstotliwościowym nie da się obliczyć przez superpozycję widm powstających w przypadkach modulacji poszczególnymi składowymi. Dlatego też znacznie trudniejsze jest wyznaczanie widma sygnału FM w przypadku modulacji rzeczywistym sygnałem mowy lub muzyki.



W dalszej części instrukcji ograniczono się do jakościowego omówienia cech widmowych przebiegu FM na podstawie znanych cech widmowych przebiegu modulującego oraz do oszacowania pasma emisji (maksymalne pasmo emisji określa się zazwyczaj dla maksymalnej dopuszczalnej dewiacji i maksymalnej częstotliwości przebiegu modulującego).

W warunkach pomiarowych jest możliwa obserwacja zmian widmowej gęstości emisji (widmo zmienia się, bo zależy od sygnału modulującego) oraz zapamiętanie maksymalnych obserwowanych wartości tej funkcji.

## 2.5 Sygnały radiokomunikacji analogowej UKF-FM

Analogowa transmisja sygnałów mowy z modulacją FM stosowana jest od dawna zarówno w wydzielonych (prywatnych) sieciach łączności ruchomej (PMR – *Private Mobile Radio*) jak i w **sieciach trunkingowych** [4] (współużytkowanych przez różne firmy, służby i organizacje).

W zakresach częstotliwości przeznaczonych dla tego rodzaju emisji stosowano pierwotnie **odstęp międzykanałowy** równy 25 kHz, obecnie prawie wyłącznie – 12,5 kHz (dwukrotnie mniejszy odstęp międzykanałowy daje możliwość przydzielenia w tym samym zakresie częstotliwości dwukrotnie większej liczby kanałów radiowych).

**Właściwości sygnału zmodulowanego** wynikają przede wszystkim z:

- **celowo zawężonego pasma sygnału modulującego** (zakłada się, że do dobrego odtworzenia mowy wystarczy przeniesienie składowych sygnału akustycznego zawartych w pasmie od 300 do 3000 Hz); oznacza to, że w poprawnie działającym nadajniku składowe sygnały modulującego leżące poza ww. pasmem (tzw. telefonicznym) są silnie tłumione w stopniach wejściowych modulatora<sup>3</sup>;
- **ograniczonego zakresu zmian częstotliwości chwilowej** (dopuszczalna wartość maksymalna dewiacji częstotliwości  $\Delta F_{max}$  – jest równa jednej piątej odstępu międzykanałowego, a więc dla odstępu 12,5 kHz -  $\Delta F_{max}=2,5$  kHz)

Korzystając ze wzoru Carsona **maksymalne pasmo emisji** można oszacować (dla  $\Delta F=\Delta F_{max}$  i maksymalnej częstotliwości pasma telefonicznego) na: 10,1 kHz (dla odstępu 12,5 kHz) i 16 kHz (dla odstępu 25 kHz).

## 2.6 Sygnały radiofonii analogowej UKF-FM

Podstawowe różnice we właściwościach widmowych sygnałów radiofonii analogowej UKF-FM i sygnałów radiokomunikacyjnych wynikają głównie z konieczności zapewnienia w radiofonii znacznie wyższej jakości odbieranego sygnału. Aby zapewnić słuchaczowi satysfakcję ze słuchania audycji muzycznych przyjęto następujące założenia:

- przekazuje się sygnały akustyczne zawierające się w paśmie od 30 Hz do 15 kHz (z bardzo niewielkimi zniekształceniami liniowymi i nieliniowymi);
- stosuje się szerokopasmową modulację FM ( $\Delta F_{max} \gg f_{m\ max}$ , a więc  $m_f \gg 1$ ), zapewniającą odpowiednio wysoki stosunek sygnału do szumu po stronie odbiorczej (w odtwarzanych sygnałach pasma akustycznego);
- aby dodatkowo poprawić stosunek sygnału do szumu – w nadajniku stosuje się **preemfazę** (silniejsze wzmocnienie) wyższych częstotliwości akustycznych, a w odbiorniku (odpowiednio) - **deemfazę** czyli (stłumienie tych składowych).

W systemie obecnie wykorzystywanym w Polsce (w paśmie 87,5...108 MHz) **maksymalna dopuszczalna dewiacja sygnału radiofonii UKF-FM wynosi 75 kHz<sup>4</sup>**.

W kolejnych etapach rozwoju zdecydowano się również na:

- transmisję sygnału stereofonicznego (z zachowaniem kompatybilności z urządzeniami monofonicznymi<sup>5</sup>),
- transmisję dodatkowych sygnałów informacyjnych i sterujących (m.in. **RDS** – *Radio Data System*).

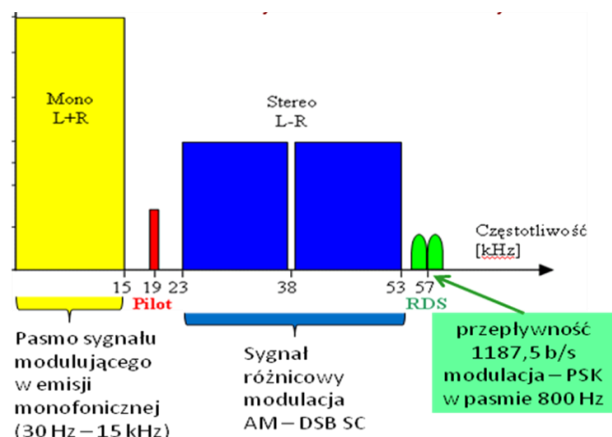
**W nadajnikach monofonicznych** pasmo sygnału modulującego (podawanego na wejście modulatora FM) jest ograniczone do zakresu od 30 Hz do 15 kHz. W tej sytuacji maksymalne pasmo sygnału zmodulowanego  $B_{max}$  obliczone z zależności Carsona (dla  $\Delta F=75$  kHz i  $f_m=15$  kHz) wynosi  $B_{max}=180$  kHz. W przypadku transmisji rzeczywistych sygnałów mowy i muzyki – pasmo emitowanego sygnału zmienia się w takt sygnału modulującego - od wartości bliskich zeru (w chwilach ciszy, gdy nośna jest modulowana jedynie niewielkimi szumami) do wartości mniejszych od  $B_{max}$ .

**W nadajnikach stereofonicznych** oddzielne sygnały obu kanałów (lewego i prawego oznaczanych dalej jako A i B) poddawane są w układzie koder stereo procesowi przekształceń, w wyniku których powstaje **złożony sygnał stereofoniczny MPX podawany następnie na wejście modulatora FM**. Ilustrację widma złożonego sygnału stereofonicznego MPX (na wejściu modulatora FM) przedstawiono na rys.2.5.

<sup>3</sup>Dla urządzeń pracujących z odstępem międzykanałowym równym 12,5 kHz – górna granica pasma sygnału modulującego została obniżona do 2,55 kHz.

<sup>4</sup> Preemfaza dokonywana jest w układzie filtru górnoprzepustowego o stałej czasu równej 50  $\mu$ s.

<sup>5</sup> Wymaganie to oznaczało, że sygnał stereofoniczny powinien być odbierany przez odbiorniki monofoniczne (jako monofoniczny), a sygnał monofoniczny - przez odbiorniki stereofoniczne.



Rys.2.5 Ilustracja cech pasmowych złożonego sygnału stereofonicznego MPX (podawanego na wejście modulatora FM w nadajniku)

Sygnał MPX jest ważoną sumą niżej omówionych sygnałów i formowany jest w sposób następujący:

- a) Tworzone są sygnały **sumacyjny**  $U_M$  i **różnicowy**  $U_R$  kanałów lewego i prawego według zależności:

$$U_M = 0,5k_k(U_A + U_B) \quad \text{ i } \quad U_R = 0,5k_k(U_A - U_B);$$

przy czym wartość współczynnika skali  $k_k$  dobierana jest tak, by maksymalna dopuszczalna wartość napięcia  $U_M$  wywoływała dewiację sygnału zmodulowanego równą 90 % dopuszczalnej dewiacji maksymalnej (czyli 67,5 kHz).

- b) Tworzony jest **sygnał pilota stereo** o częstotliwości  $f_{pil} = 19 \text{ kHz}$  i pomocniczy (nieemitowany) **sygnał podnośnej stereo** o częstotliwości 38 kHz. Poziom sygnału pilota dobierany jest tak, by dewiacja częstotliwości sygnału nadajnika wywoływana sygnałem pilota wynosiła 10% dopuszczalnej dewiacji maksymalnej (czyli 7,5 kHz).
- c) Sygnał różnicowy  $U_R$  i przebieg podnośnej stereo (o częstotliwości 38 kHz) są podawane na wejście zrównoważonego modulatora amplitudy. Na jego wyjściu uzyskuje się **sygnał dwuwstęgowej modulacji amplitudy ze stłumioną nośną (DSB SC – Double Sideband, Suppressed Carrier)**. W ten sposób powstają dwie wstęgi zmodulowanego sygnału różnicowego zajmujące pasma od 23 do 37,97 kHz i od 38,03 do 53 kHz (przy czym najniższym częstotliwościom przebiegu dźwiękowego odpowiadają częstotliwości najbliższe częstotliwości podnośnej 38 kHz).
- d) Obecnie do sygnału MPX dodawany jest **sygnał transmisji informacji dodatkowych** (głównie **RDS**) przesyłany z wykorzystaniem podnośnej o częstotliwości **57 kHz** (zajmuje on pasmo  $\pm 2,4 \text{ kHz}$  wokół tej częstotliwości).
- e) Sygnały: sumacyjny, zmodulowany różnicowy, sygnał pilota i przekształcony sygnał RDS są sumowane i tworzą **złożony sygnał stereofoniczny MPX<sup>6</sup>**, który jest podawany na wejście modulatora FM wywołując modulację częstotliwości sygnału o zadanej częstotliwości nośnej.

Zatem pasmo sygnału modulującego podawanego na wejście modulatora FM w czasie transmisji sygnału stereofonicznego (i RDS) jest znacznie szersze niż w przypadku transmisji monofonicznej i sięga 59,4 kHz. Czy to oznacza, że proporcjonalnie zwiększa się również pasmo emisji? Oczywiście - nie (por. właściwości sygnałów FM dla modulacji szerokopasmowej przedstawione w p.2.4).

Rozważmy dwa najprostsze przypadki szczególne, dla ułatwienia zaniedbamy wpływ preemfazy i wpływ sygnału RDS:

- 1) „Cisza” czyli  $U_A = U_B = 0$ . Wtedy sygnał **MPX to tylko sygnał pilota** (19 kHz), który wywołuje modulację nośnej z dewiacją 7,5 kHz. Ponieważ  $f_m = f_{pil} = 19 \text{ kHz}$ ; to  $m_f = 0,395 \approx 0,4$ . Widmo sygnału zmodulowanego będzie składać się z prążków odległych od nośnej o  $\pm n \cdot 19 \text{ kHz}$  ( $n \in \mathbb{N}$ ), których poziomy łatwo wyznaczyć z funkcji Bessela (dla  $m_f = 0,395$ ).
- 2) Sygnał dźwiękowy o częstotliwości  $f_m$ , który odbiorca ma słyszeć ze środka między głośnikami (jak w przypadku emisji monofonicznej), czyli  $U_A = U_B \neq 0$ . Wtedy sygnał MPX składa się tylko z dwóch składowych:  $f_m$  i  $f_{pil} = 19 \text{ kHz}$ , a w widmie sygnału zmodulowanego pojawią się prążki odległe od nośnej o wielokrotności  $f_m$  i  $f_{pil}$ :  $\pm n f_m$  i  $\pm n f_{pil}$ .

Przypadków, w których sygnały akustyczne mają dobiegać do odbiorcy z innych kierunków, nie będziemy tu rozważać (i nie będą one przedmiotem pytań na kolokwium wstępnym).

Za pomocą analizatora widma jest przeprowadzana w ćwiczeniu obserwacja widma sygnału zmodulowanego, z możliwością zapamiętania widm o najszerszych i najwęższych pasmach.

## 2.7 Sygnały cyfrowych emisji radiofonicznych (DAB) i telewizyjnych (DVB-T)<sup>7</sup>

Do transmisji sygnałów naziemnej telewizji cyfrowej są wykorzystywane w Polsce zakresy: 174-230 MHz (emisja jednego multipleksu<sup>8</sup> w systemie DVB-T) oraz 470-694 MHz (emisje kilku multipleksów wg standardu **DVB-T2**).

<sup>6</sup> Sygnał pilota (zsynchronizowany z podnośną 38 kHz) jest przesyłany w celu zapewnienia właściwego odtworzenia podnośnej w odbiorniku (jest ona konieczna do zdemodulowania sygnału różnicowego).

<sup>7</sup> DAB – Digital Audio Broadcasting, DVB-T – Digital Video Broadcasting - Terrestrial

<sup>8</sup> Jeden multipleks zawiera typowo od 6 do kilkunastu niezależnych programów telewizyjnych.



Szerokość kanału emisji wynosi 8 MHz (w zakresie > 470 MHz) i 7 MHz (w zakresie 174-230 MHz). W DVB-T i DVB-T2 zastosowano technikę **OFDM**, w **DVB-T2** - z wykorzystaniem ponad 27 tysięcy podnośnych (odstęp między podnośnymi to tylko 279 Hz). W czasie ćwiczenia będzie można zaobserwować jak ukształtowane są obwiednie widm takich emisji.

Znacznie zaawansowana jest cyfryzacja emisji radiofonicznych w systemie **DAB+** również z wykorzystaniem techniki OFDM, emisje w systemie **DAB+** można znaleźć w tzw. 3. zakresie telewizyjnym (174-230 MHz).

## 2.8 Sygnały systemu TETRA

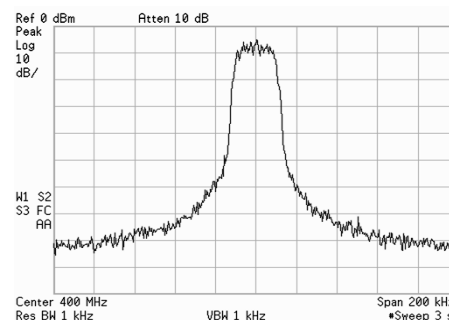
System **TETRA** (*TErestrial Trunked RADio*) należy do grupy systemów trunkingowych, służących do zapewnienia łączności zamkniętym grupom użytkowników (policja, pogotowie ratunkowe, firmy transportowe itp.). Istotą tych systemów jest automatyczny i dynamiczny przydział kanałów radiowych poszczególnym grupom użytkowników.

Tab. 2.3 Podstawowe parametry systemu TETRA .

przykładowe zakresy częstotliwości	380 - 400 MHz 410 - 430 MHz
odstęp dupleksowy	10 MHz
technika wielodostępu	TDMA (i FDMA)
odstęp międzykanałowy	25 kHz
czas trwania ramki (4 szczeliny)	56,67 ms (4-14,17 ms)
przepływność kanału radiowego	36 kbits/s

W systemie TETRA jest wykorzystywana **modulacja  $\pi/4$  DQPSK**. Jest to wariant czterowartościowej modulacji QPSK [3,4,5] który pozwala na efektywną transmisję informacji w wąskim paśmie (25 kHz).

Przykładowe widmo sygnału przedstawiono na rys. 2.6.



Rys.2.6 Przykładowe widmo sygnału TETRA.

## 2.9 Sygnały telefonii komórkowej w systemach GSM (2G), UMTS (3G) i LTE (4G)

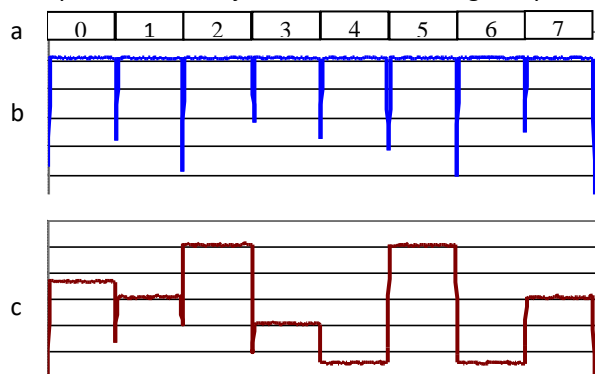
Do przesyłania sygnałów radiowych w systemie **GSM** (2G) [4] w Europie wykorzystuje się zakresy częstotliwości: 880...960 MHz (tzw. zakres GSM900) i 1710...1880 MHz. Obecnie w tych zakresach nadawane są w Polsce również sygnały innych systemów komórkowych (UMTS900, LTE900, LTE1800, 5G).

W systemie GSM jest stosowany wielodostęp czasowy TDMA<sup>9</sup> - informacje (zarówno dane jak i zakodowany cyfrowo sygnał mowy) są przesyłane w łączu radiowym systemu GSM w postaci **paketów radiowych** (*bursts*). Jeden pakiet jest nadawany **w czasie jednej szczeliny czasowej** (trwającej 577  $\mu$ s). Kolejne pakiety (wysyłane lub odbierane przez daną stację ruchomą) pojawiają się typowo co 4,615 ms (jest to czas trwania **ramki TDMA** złożonej z 8 szczelin).

	GSM 900	GSM 1800
częstotliwości nadawania stacji ruchomych	880 - 915	1710-1785
odstęp dupleksowy [MHz]	45	95
częstotliwości nadawania stacji bazowych	925 - 960	1805-1880
wielodostęp (liczba szczelin w ramce)	TDMA (8) i FDMA	
czas trwania 1 szczeliny czasowej	577 $\mu$ s	
czas trwania jednej ramki	4,615 ms (8*577 $\mu$ s)	
odstęp międzykanałowy [kHz]	200	
przepływność kanału radiowego [kbit/s]	270,833	
liczba kanałów radiowych	174	374

Tablica 2.2. Podstawowe parametry interfejsu radiowego systemu GSM

Na rys. 2.7 zilustrowano strukturę czasową sygnałów w łączu radiowym systemu GSM. Rysunki od 2.7a) do 2.7c) obejmują czas przesyłania jednej ramki TDMA (8 szczelin). Na rysunku 2.7b) przedstawiono specyfikę nadawania w tak zwanych **kanałach odniesienia**. W każdej stacji bazowej jest jeden taki kanał radiowy, transmisja jest realizowana w nim we wszystkich 8 szczelinach ze stałą mocą<sup>10</sup> (na rysunku jest widoczna szczelinowa struktura sygnału TDMA). W pozostałych kanałach radiowych danej stacji bazowej są wykorzystywane (na ogół) tylko te szczeliny, w których są przekazywane informacje do aktualnie obsługiwanych abonentów, a poziom emisji dostosowany jest do aktualnych



warunków propagacyjnych. (w przykładzie na rys. 2.7c szczeliny „4” i „6” nie są wykorzystywane).

Rys.2.7 Przykładowe przebiegi zmian poziomu sygnału stacji bazowej GSM:

- a) numery szczelin (każda szczelina trwa 577  $\mu$ s),
- b) zmiany poziomu sygnału w czasie transmisji 8 szczelin w kanale odniesienia,
- c) zmiany poziomu w czasie transmisji 8 szczelin w innym kanale (w takim, w którym realizowana jest regulacja mocy nadawania).

<sup>9</sup> także częstotliwościowy (FDMA) – wtedy, gdy stacja bazowa ma do dyspozycji więcej niż jeden w kanał radiowy

<sup>10</sup> Dopuszczalna jest regulacja mocy jedynie w zakresie 2-decybelowym.

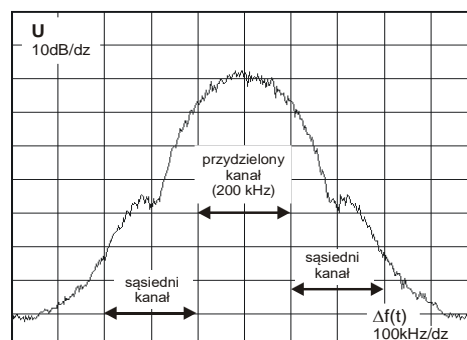
W systemie GSM jest wykorzystywana **modulacja 0.3GMSK** (ang. *Gaussian Minimum Shift Keying*). Modulacja GMSK to tzw. minimalne kluczkowanie częstotliwości z gaussowskim kształtowaniem impulsów<sup>11</sup>. Chwilowa częstotliwość nadawanego sygnału zmienia się z zakresie  $\pm 67,7$  kHz względem częstotliwości nośnej wybranego kanału radiowego. (Wartość 67,7 kHz odpowiada jednej czwartej przepływności kanału radiowego GSM wynoszącej 270,833 kb/s)<sup>12</sup>.

Typowe widmo sygnału łącz radiowego systemu GSM przedstawiono na rys. 2.8.

*Rys. 2.8 Przykładowe widmo sygnału GMSK wg standardu GSM (1 kanał); obserwacja widma w zakresie  $\pm 0,5$  MHz względem częstotliwości nośnej*

Za pomocą analizatora przeprowadzana jest w ćwiczeniu obserwacja widma sygnału. Można również przeprowadzić obserwacje zmian poziomu sygnału w funkcji czasu.

W czasie zajęć zostaną również przeprowadzone obserwacje sygnałów innych systemów komórkowych. W tabelicy 2.3 podano wybrane parametry sygnałów tych systemów (podane informacje ułatwią identyfikację emisji). Celowo nie są tu przedstawione wyniki przykładowe – rzeczywiste widma zostaną zmierzone w czasie ćwiczenia.



*Tabela 2.3 Podstawowe parametry interfejsu radiowego innych systemów komórkowych*

	UMTS/HSPA+	LTE
zakresy częstotliwości, w których można oczekiwać emisji stacji bazowych [MHz]	2110-2170 (925-960)	1805-1880 (791-821) [2620-2670] <925-960> i inne
pasmo pojedynczego kanału radiowego	ok. 4 MHz	1,4; 3; 5; 10; 15; 20
technika wielodostępu	CDMA	OFDMA
odstęp dwupłaskowy [MHz]	190 (45)	95 (-41) [120] <45> i inne <sup>13</sup>
stosowane modulacje	QPSK, 16QAM, 64QAM	mod. podnośnych: QPSK, 16QAM, 64QAM
odstęp między podnośnymi [kHz]		15

### 3 Wykorzystanie analizatora widma w badaniach emisji radiowych

Analizatory widma [6,7] służą do badania cech amplitudowo-częstotliwościowych sygnałów (przedstawienia sygnału w dziedzinie częstotliwości). Umożliwia to m.in. określanie:

- częstotliwości i poziomów - dla składowych dyskretnych.
- gęstości mocy w funkcji częstotliwości (widmowej gęstości mocy) - dla sygnałów o widmie ciągłym,
- cech pasmowych sygnałów.

Współczesny analizator stanowi w istocie rozbudowany system pomiarowy pozwalający na przeprowadzenie także wielu innych pomiarów np. na:

- obserwację zmian (w funkcji czasu) poziomu wybranej składowej częstotliwościowej sygnału,
- określenie parametrów modulacji, a także - demodulację i obserwację kształtu przebiegu zdemodulowanego,

Zastosowanie filtra pasmowego umożliwia wyselekcjonowanie ze złożonego sygnału składowych o częstotliwościach leżących w paśmie przepuszczania filtra.

#### 3.1 Zasada działania analizatora heterodynowego

Uproszczony układ blokowy heterodynowego analizatora widma pokazano na rys.3.1.

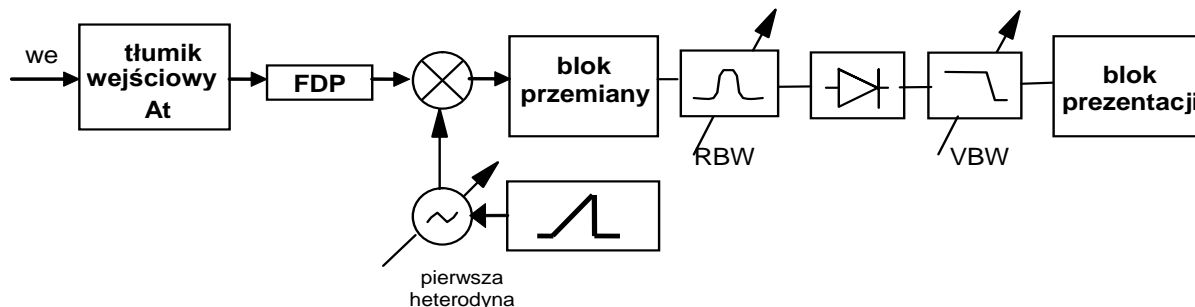
W analizatorze widma uniknięto konieczności stosowania przestrajanych filtrów pasmowych dzięki wykorzystaniu **przemiany częstotliwości z przestrajaniem generatorem lokalnym (heterodyną)**. Zdolność **selekcji częstotliwościowej** uzyskano poprzez zastosowanie filtrów pasmowych o stałych parametrach (na rys. 3.1 – blok RBW<sup>14</sup>) dostrojonych do ostatniej częstotliwości pośredniej bloku przemiany. W ten sposób uzyskano bardzo dobre właściwości selektywne filtrów (wąskie pasma, strome i stabilne charakterystyki przenoszenia), a dostrajanie przyrządu do mierzonych sygnałów realizowane jest poprzez dobranie częstotliwości pierwszej heterodyny.

<sup>11</sup> „Wygładzanie” impulsów za pomocą filtra gaussowskiego zastosowano w celu ograniczenia pasma emisji (zmniejszenia zakłóceń sąsiedniokanałowych). W modulacji **0.3GMSK**, iloczyn czasu trwania jednego bitu i pasma filtra gaussowskiego jest równy 0,3.

<sup>12</sup> Obecnie w systemie GSM (GSM-EDGE) stosowana jest również 8-wartościowa modulacja z kluczkowaniem fazy ( $3/8\pi$ Offset8PSK).

<sup>13</sup> W LTE (w zakresie 2570-2620 MHz) stosuje się dwupłaskowy (TDD).

<sup>14</sup> RBW – ang. *Resolution Bandwidth*



Rys.3.1. Uproszczony schemat blokowy heterodynowego analizatora widma (w bloku przemiany mogą być stosowane kolejne przemiany częstotliwości na kolejne częstotliwości pośrednie)

Jeśli pierwsza heterodyna jest przestrajana przebiegiem piłokształtnym, a jej częstotliwość rośnie liniowo w czasie trwania narastającego zbocza przebiegu piłokształtnego ( $f_{h1}=f_{ho}+\lambda t$ ), to częstotliwość dostrojenia analizatora  $f_s$  (ta, która przetwarzana jest na częstotliwość pośrednią  $f_{p2}$ ) również liniowo wzrasta w funkcji czasu. Dzięki temu możliwe jest **odzworowanie dziedziny częstotliwości na osi poziomej analizatora**.

Przy pobudzeniu wejścia analizatora sygnałem jednoczęstotliwościowym - sygnał pojawiający się na wejściu filtra RBW jest sygnałem o zmiennej (liniowo) częstotliwości. Jeśli zmiany te przebiegają dostatecznie wolno – na ekranie analizatora zostanie odzworowana charakterystyka przenoszenia filtra RBW. Tak więc **odzworowaniem sygnału jednoczęstotliwościowego** na ekranie heterodynowego analizatora widma **jest charakterystyka filtra RBW** (najwęższego filtra pasmowego w torze pomiarowym).

O częstotliwościowym **zakresie analizy** decyduje sygnał piłokształtny przestrajający pierwszą heterodynę (zakres analizy jest równy zakresowi przestrajania heterodyny, czas analizy - czasowi narastania przebiegu piłokształtnego).

Pasmo filtra RBW decydującego o częstotliwościowej zdolności rozdzielczej analizatora może być zmieniane w szerokim zakresie; np. od 10 Hz do 5...20 MHz. Najmniejsze szerokości pasma uzyskiwane są na ogół w wyniku zastosowania filtracji cyfrowej lub metodą obliczeniową - z wykorzystaniem FFT<sup>15</sup>.

Sygnał z wyjścia filtra pasmowego poddawany jest detekcji w bloku detektorów. Na ogół istnieje możliwość wyboru typu detektora. Sygnał jest po detekcji filtrowany za pomocą filtra dolnoprzepustowego (VBW<sup>16</sup>). Pasmo tego filtra jest regulowane w szerokim zakresie (typowo od 1...10 Hz do 5...20 MHz). Zastosowanie filtra o wąskim paśmie pozwala na lepsze "wygładzenie" widma (uśrednienie szumów i krótkotrwałych zakłóceń).

### 3.2 Zobrazowanie widma na ekranie analizatora

W bloku prezentacji jest realizowana zaawansowana obróbka cyfrowa widma, które ma być przedstawione na ekranie. Uwzględniane są m.in. poprawki związane z charakterystyką toru, są korygowane charakterystyki filtrów, realizowane są funkcje związane z ustawianiem i odczytem położenia znaczników itp. Współczesny analizator widma umożliwia realizację wielu złożonych operacji pomiarowych, zapamiętywanie, obróbkę i odtwarzanie widm.

Do odczytu parametrów wybranych punktów widma oglądanego na ekranie wykorzystuje się **znaczniki** (funkcja *MARKER*). Oprogramowanie analizatora umożliwia wyszukiwanie najwyższego prążka (*PEAK SEARCH* lub *SEARCH*) i przenoszenie znaczników na kolejne prążki. Kryterium porządkujące może stanowić poziom (*NEXT PEAK*) lub częstotliwość prążków (*NEXT PK RIGHT*, *NEXT PK LEFT*). Wykorzystanie znaczników różnicowych (*MARKER DELTA*); pozwala na odczyt różnicy częstotliwości i poziomów wybranych składowych widma.

### 3.3 Podstawowe właściwości analizatora

#### 3.3.1 Zdolność rozdzielcza analizatora

Założmy wstępnie, że wejście analizatora pobudzone jest przebiegiem jednoczęstotliwościowym a heterodyna jest przestrajana bardzo wolno. Po przemianie częstotliwości otrzymujemy przebieg o wolnozmienniej częstotliwości pobudzający filtr pasmowy. **Na wyjściu detektora zostanie odzworowana charakterystyka przenoszenia filtra**. Jeśli częstotliwość zmienia się na tyle wolno, że odtworzona charakterystyka jest identyczna z charakterystyką statyczną filtra (zdejmowaną "punkt po punkcie") mówimy o pracy analizatora w warunkach statycznych.

Parametrami filtra są typowo: **pasmo trzydecybelowe  $B_{3dB}$  RBW** (albo zastępcze pasmo szumowe  $B_{sz}$ ) oraz **współczynnik kształtu** filtra zdefiniowany jako stosunek szerokości pasm odpowiadających różnym tłumieniom.

Np. dla pasm określonych na poziomie tłumień 3 dB i 60 dB:  $W_{60/3} = \frac{B_{60dB}}{B_{3dB}}$ . (im mniej tym lepiej).

<sup>15</sup> FFT – Fast Fourier Transform

<sup>16</sup> VBW – ang. Video Bandwidth

W typowych realizacjach analogowych uzyskuje się  $W_{60/3} = 8 \dots 20$ , a dla filtrów cyfrowych -  $W_{60/3} = 3 \dots 9$ .<sup>17</sup>

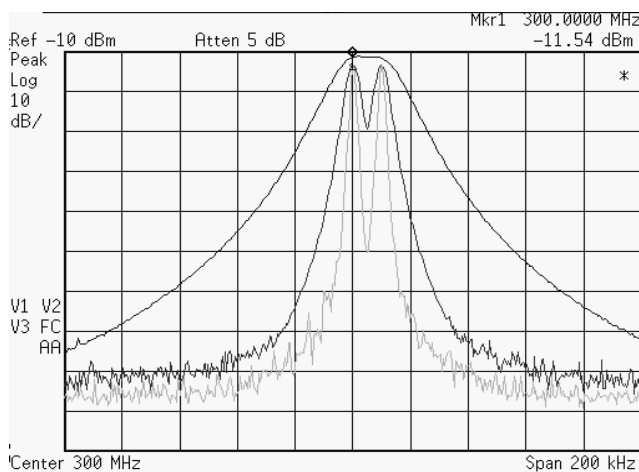
Załóżmy teraz, że wejście analizatora pobudzone jest sygnałem dwuczęstotliwościowym o bliskich sobie częstotliwościach. **Częstotliwościowa zdolność rozdzielcza analizatora** jest wyrażana poprzez najmniejszą różnicę  $\Delta F_{21}$  częstotliwości sygnałów, które zostaną rozróżnione na ekranie i zależy przede wszystkim od:

- charakterystyki filtra ( $K_f(f)$ ,  $B_{3dB}$ ,  $B_{60dB}$ )
- różnicy poziomów prążków, dla których jest określana:  $\Delta U_{21}[\text{dB}]$  ( $\Delta U_{21}[\text{dB}] = U_1[\text{dBm}] - U_2[\text{dBm}]$   $\Delta U_{21} \leq 0$ )

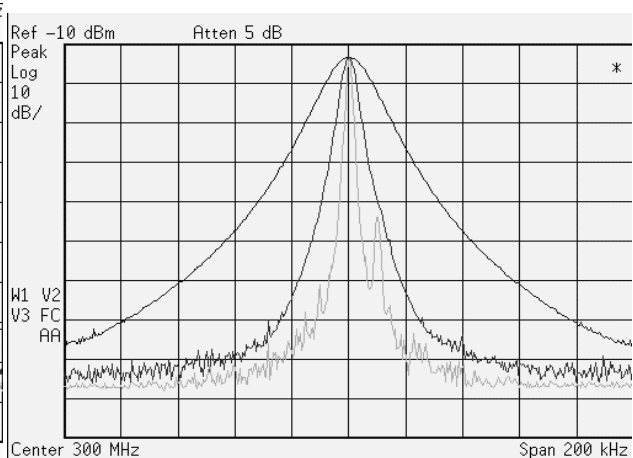
W praktyce przyjmuje się, że przy równych amplitudach ( $\Delta U_{21} = 0$ ) rozróżnienie jest możliwe, jeśli  $|\Delta F_{21}| > B_{3dB}$ . Przy znacząco różnych amplitudach - pasmo filtra musi być kilkakrotnie węższe od różnicy częstotliwości prążków.

Uwaga: **częstotliwościowa zdolność rozdzielcza analizatora jest tym lepsza im mniejsza jest wartość  $|\Delta F_{21}|$ , a więc tym lepsza im mniejsza jest szerokość pasma  $B_{3dB}$  (RBW) i im mniejsza jest wartość współczynnika kształtu  $W_{60/3}$ .**

Na rysunkach 3.2 i 3.3 zobrazowano widma sygnałów dwuprążkowych obserwowane na ekranie analizatora dla różnych filtrów RBW (zastosowano filtry: 10 kHz, 3 kHz i 1 kHz). Jak widać, w przypadku większej różnicy poziomów prążków, konieczne jest stosowanie węższych filtrów.



Rys.3.2. Widma sygnału dwuprążkowego (prążki o równych poziomach) zobrazowane dla różnych szerokości filtra RBW (pasmo 10 kHz, 3 kHz i 1 kHz; im filtr jest węższy - tym prążki są lepiej rozdzielane)



Rys.3.3. Widma sygnału dwuprążkowego (różnica poziomów 40 dB) zobrazowane dla różnych szerokości filtra RBW (pasmo 10 kHz, 3 kHz i 1 kHz)

Uwaga: Widmo obserwowane w zakresie  $D_f$  na ekranie (i w pamięci) analizatora jest reprezentowane w postaci M (400...1000) punktów. **Stosowanie bardzo wąskich pasm ( $B_{3dB} < D_f/M$ ) praktycznie nie poprawia rozdzielczości częstotliwościowej widma.**

### 3.3.2 Wpływ czasu analizy

Jeśli szybkość zmian częstotliwości heterodyny analizatora jest zbyt duża: czas pobudzania filtra RBW sygnałem o częstotliwościach leżących w jego paśmie jest zbyt krótki na to, by drgania narosły do poziomu ustalonego. Im szerokość pasma filtra jest mniejsza, tym **dłuższa** jest jego **odpowiedź impulsowa**, a więc – stany przejściowe trwają dłużej.

Skutkiem zjawisk bezwładnościowych jest **odkształcenie charakterystyki filtra obserwowanej na ekranie** co może skutkować pogorszeniem właściwości pomiarowych analizatora. Najczęściej obserwujemy obniżenie poziomów (a więc powstanie ujemnych błędów pomiaru poziomu), a przy bardzo szybkim przemiataniu - również pogorszenie częstotliwościowej zdolności rozdzielczej.

Układ sterowania analizatora umożliwia minimalizację ww. błędów przez automatyczny dobór czasu analizy  $T_a$  (tryb **SWEEP AUTO**). W przypadku filtrów analogowych wartość  $T_a$  wyliczana jest typowo z zależności  $T_a > \frac{k D_f}{(RBW)^2}$ ; <sup>18</sup>

gdzie  $D_f$  – zakres analizy  $k_f$  – stała zależna od kształtu charakterystyki filtra i dopuszczalnej wartości błędu pomiaru poziomu typowo  $k_f = 2 \dots 3$ .

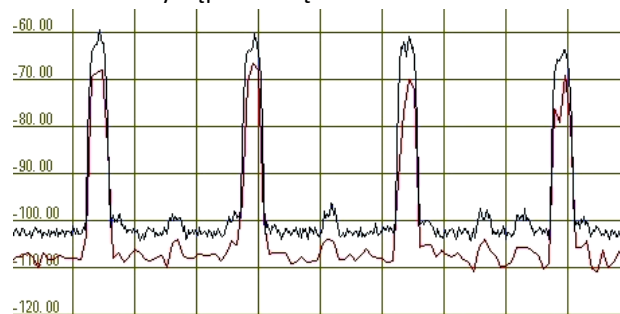
<sup>17</sup> Dla idealnego filtra o prostokątnej charakterystyce:  $W_{60/3} = 1$ , ale jak wiadomo (skądinąd...) filtr taki nie jest realizowalny.

<sup>18</sup> W przypadku filtracji cyfrowej i obliczania FFT jest to zależność (w przybliżeniu) odwrotnie proporcjonalna do RBW.

Jeśli czas analizy ustawiony ręcznie jest krótszy od optymalnego (ustawianego trybie automatycznym), na ekranie pojawia się napis *MeasUncal* lub *Uncal* – jest to ostrzeżenie o możliwości wystąpienia błędów.

Zmianę odwzorowania widma po 20-krotnym skróceniu czasu analizy zilustrowano na rys. 3.4. Jak widać poziomy wierzchołków w widmie uległy obniżeniu o ok. 6-10 dB.

Rys.3.4. Ilustracja skutków zbyt krótkiego czasu analizy (linia granatowo - odwzorowanie widma w warunkach kwazistatycznych, linia brązowa - odwzorowanie widma przy 20-krotnie krótszym czasie analizy)

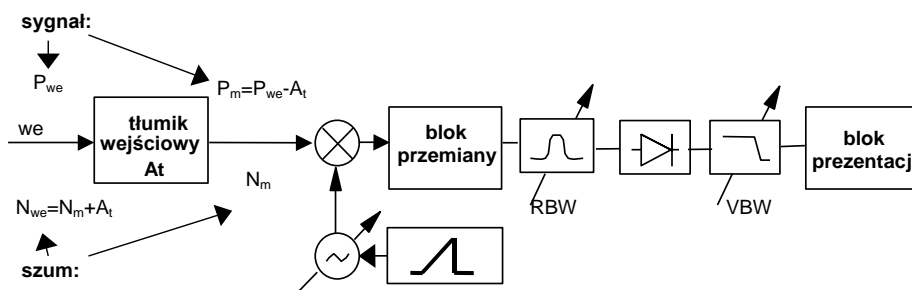


Jak łatwo zauważyć - istnieje **sprzeczność w doborze podstawowych parametrów analizy** - rozdzielczości i czasu analizy. Polepszając zdolność rozdzielczą analizy (zmniejszając *RBW*) musimy (na ogół) zwiększyć czas analizy (o ile chcemy utrzymać zadaną jakość pomiaru). Przyspieszając pomiar (zmniejszając *T<sub>a</sub>*) musimy wybrać szerszy filtr, czyli pogorszyć częstotliwościową zdolność rozdzielczą analizy.

### 3.3.2 Poziom szumów analizatora

Powstawanie szumów w układzie pomiarowym to zjawisko niepożądane ograniczające możliwość pomiaru słabych sygnałów. Poziom szumów obserwowany na ekranie analizatora zależy od konstrukcji przyrządu oraz (w znacznym stopniu) od wybranych przez użytkownika parametrów analizy (pasmo filtrów i tłumienia na wejściu analizatora).

Przyjmijmy, że poziom mocy sygnału pożądanego wąskopasmowego na wejściu pierwszego mieszacza analizatora wynosi *P<sub>m</sub>*, a poziom szumów aparatury sprowadzonych do tego miejsca - *N<sub>m</sub>* (rys.3.5).



Rys.3.5. Poziomy sygnał i szumów w układach wejściowych heterodynowego analizatora widma (*P<sub>we</sub>*, *P<sub>m</sub>*, *N<sub>we</sub>*, *N<sub>m</sub>* podano w [dBm], a *A<sub>t</sub>* – w [dB])

Własności szumowe toru pomiarowego analizatora (od wejścia mieszacza do detektora) mogą być scharakteryzowane poprzez poziom szumów na wejściu mieszacza (*N<sub>m</sub>*):

$$N_m [\text{dBm}] \approx NF [\text{dB}] + 10 \log(RBW [\text{Hz}]) + kT [\text{dBm} / \text{Hz}] \quad 19$$

np. 24 [dB]

-174 [dBm/Hz] (dla 300 K)

gdzie: *NF* – współczynnik szumów charakteryzujący właściwości szumowe analizatora,

*kT* – poziom gęstości mocy szumów cieplnych w temperaturze otoczenia *T*[K], *k* – stała Boltzmanna.

Z zależności jasno wynika, że **ograniczenie poziomu szumu można uzyskać zmniejszając pasmo filtru (*RBW*)**.

Przykładowe wartości poziomu *N<sub>m</sub>* dla analizatora o współczynniku szumów *NF*=24 dB podano w tablicy 3.1.

Tab. 3.1 Przykładowe wartości poziomu szumów analizatora odniesionego do wejścia pierwszego mieszacza

<i>RBW</i> [Hz]	10 <sup>6</sup>	10 <sup>5</sup>	10 <sup>4</sup>	10 <sup>3</sup>	100	30
<i>N<sub>m</sub></i> [dBm]	-90	-100	-110	-120	-130	-140

Poziom szumów analizatora obserwowany na ekranie jest większy od *N<sub>m</sub>* o wartość tłumienia *A<sub>t</sub>* tłumika wejściowego. Ponieważ pożądaną sygnał wejściowy *P<sub>we</sub>*[dBm] ma na wejściu mieszacza poziom *P<sub>m</sub>*[dBm]=*P<sub>we</sub>*[dBm]-*A<sub>t</sub>*[dB] - oprogramowanie analizatora wprowadza poprawkę uwzględniającą tłumienie *A<sub>t</sub>*. Stąd na ekranie obserwowany jest poziom szumów "sprowadzonych na wejście" wg zależności:  $N_{we} = N_m + A_t$ .

Przykładowe wartości *N<sub>we</sub>*(*A<sub>t</sub>*) podano w tablicy 3.2:

Tab. 3.2 Przykładowe wartości poziomu szumów analizatora sprowadzonych na wejście (dla *RBW*=1 kHz, *NF*=24 dB)

<i>A<sub>t</sub></i> [dB]	0	10	20	30	40
<i>N<sub>we</sub></i> [dBm]	-120	-110	-100	-90	-80

W praktyce tak należy dobrać *A<sub>t</sub>* i *RBW* aby poziom najmniejszego mierzzonego prążka *P<sub>we min</sub>* był większy od *N<sub>we</sub>* co najmniej o 6 dB.

<sup>19</sup> Ściślej – w tej zależności należałoby zamiast *RBW* uwzględnić tzw. zastępcze pasmo szumowe *B<sub>sz</sub>*. W praktyce przyjmuje się *B<sub>sz</sub>*=*RBW*, wynikający stąd błąd określenia poziomu szumów mieści się na ogół w przedziale <-0,6; 0 dB).

**Wybór wartości RBW musi być efektem kompromisu** między dążeniem do obniżenia poziomu  $N_{we}$  (zmniejszanie RBW) a czasem pomiaru.

### 3.3.3 Zniekształcenia nieliniowe w analizatorze.

Każdy aktywny układ wprowadza zniekształcenia nieliniowe. W przypadku analizatora oznacza to, że:

- przy dużych poziomach sygnału wejściowego występuje ograniczenie wzmocnienia toru pomiarowego w analizatorze powodując zaniżenie wyniku pomiaru;
- w analizatorze powstają harmoniczne i produkty intermodulacji silnych sygnałów podawanych na wejście; sygnały te mogą w szczególnych przypadkach maskować słabe składowe sygnały wejściowego (mierzzonego).

Powyższe zjawiska występują tym silniej im wyższy jest poziom sygnału na wejściu pierwszego mieszacza ( $P_m$ ). Sposobem przeciwdziałania powstawaniu w analizatorze składowych nieliniowych jest więc obniżanie tego poziomu – typowo poprzez zwiększenie tłumienia tłumika wejściowego ( $A_t$ ). Jak stąd wynika - **dobór tłumienia  $A_t$  powinien być więc kompromisem między dążeniem do obniżania poziomu szumów analizatora (małe tłumienia) a koniecznością zmniejszania skutków zjawisk nieliniowych (duże tłumienia).**

W naszym przypadku (pomiarów stosunkowo słabych sygnałów z wyjścia anteny) zagadnienie zniekształceń nieliniowych nie jest krytyczne i nie będzie szczegółowo omawiane. Tym niemniej, ze względu na ochronę układów wejściowych analizatora, nie należy całkowicie wyłączać tłumika. Przyjmijmy, że w czasie prowadzonych pomiarów tłumienie  $A_t$  będzie wynosiło co najmniej 5 dB.

### 3.4 Obserwacja zmian poziomu sygnału w funkcji czasu

Analizatory widma umożliwiają pracę z nieprzestrzajaną heterodyną (trwałe dostrojenie do wybranej częstotliwości). Ten tryb pracy uzyskuje się przez ustawienie zerowego zakresu analizy (ZERO SPAN). Możliwa jest wówczas **obserwacja zmian poziomu sygnału** w funkcji czasu (oczywiście jest to nadal pomiar selektywny - pomiarowe pasmo częstotliwości zależy od wartości RBW). Wyniki uzyskane w tym trybie pracy to już nie widma ale po prostu przebiegi.

W przypadku sygnału o zmiennej amplitudzie, którego widmo “mieści się” w paśmie filtra RBW, na ekranie widoczna będzie obwiednia sygnału podawanego na wejście (zmiany poziomu w funkcji czasu). Jeśli analizator widma jest wyposażony w demodulator FM – można w tym trybie obserwować (i mierzyć) również zmiany częstotliwości chwilowej badanej emisji.

**Uwaga:** pracując w tym trybie ustawiamy z reguły **dość szerokie pasmo filtra RBW**, takie, aby cały sygnał, którego zmienność czasową chcemy obserwować, mieścił się w paśmie filtra i to w taki sposób by filtr nie wprowadzał niepotrzebnych tłumień składowych badanego sygnału.<sup>20</sup>

### 3.5 Niektóre funkcje pomocnicze analizatora.

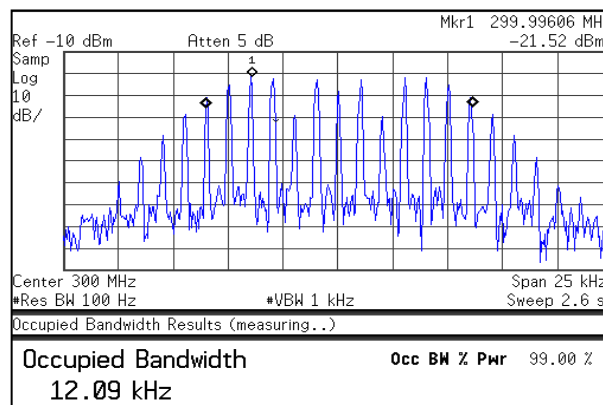
**Pomiar pasma odpowiadającego określonej części mocy sygnału** (najczęściej 99% całej mocy). Funkcja ta pozwala na określenie pasma zajmowanego przez sygnał (na rys.3.6. przedstawiono zobrazenie widma sygnału FM i wyniki pomiarów pasma B<sub>99</sub> uzyskane z wykorzystaniem tej funkcji pomocniczej).

**Pomiar mocy sygnału w określonych pasmach.** Funkcja ta umożliwia pomiar mocy w zadanym paśmie (np w kanale radiowym i kanałach przyległych).

Zmierzone widma mogą być zapamiętane: w pamięci wewnętrznej lub w pamięci dołączonego komputera. Możliwe jest przeprowadzenie obróbki zapamiętanego obrazu widma (operacje arytmetyczne, porównywanie z poprzednio zmierzonymi widmami).

### 3.6 Ocena wiarygodności wyniku.

Uzyskanie wyniku dobrze reprezentującego wybrany parametr sygnału podawanego na wejście analizatora wymaga przemyślanego doboru warunków pomiaru (parametrów analizy). Pełnienie błędu na tym etapie procesu pomiarowego może prowadzić do niewłaściwej interpretacji charakteru zobrazonego widma, a w konsekwencji - do uzyskania wyników niewiarygodnych.



Rys.3.6 Przykładowe widmo na ekranie analizatora w czasie pomiaru pasma emisji

<sup>20</sup> Jeśli pasmo filtra wynosi B[Hz], składowe odległe od częstotliwości środkowej o  $\pm B/2$  są tłumione już o ok. 3 dB

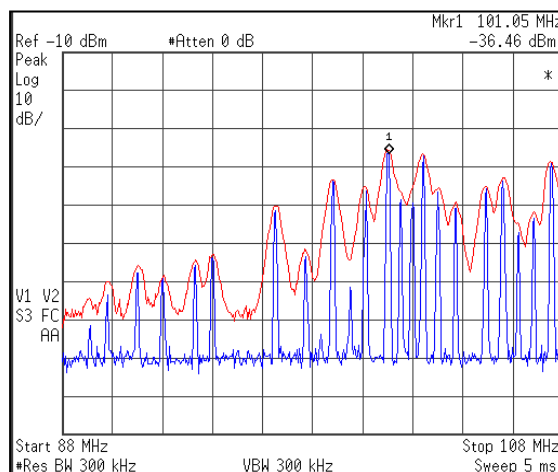


Warto w tym miejscu przypomnieć, że **analizatorem nie należy mierzyć**:

- składowych (prążków) przewyższających poziom odniesienia<sup>21</sup> (przy pomiarze silnych sygnałów należy ustawić odpowiednio wysoki poziom odniesienia);
- składowych prążków, które są wizualizowane w najniższej części skali poziomów analizatora czyli (typowo) poniżej poziomu  $-70$  dB względem poziomu odniesienia).

Użytkownikowi analizatora należy zalecić pewną nieufność w stosunku do widm (przebiegów) obserwowanych na ekranie. Kształt widma i parametry prążków warto porównać z uzyskanymi w nieco innych warunkach analizy (np. przy innym tłumieniu na wejściu, z innym pasmem RBW lub z celowo zwiększonym czasem analizy). Na rys. 3.7 zamieszczono przykładowo widma obrazujące emisje nadajników UKF-FM w paśmie 88-108 MHz odwzorowane na ekranie analizatora z wykorzystaniem różnych filtrów RBW. Jak widać zastosowanie filtra o zbyt szerokim pasmie utrudnia wykrywanie słabszych emisji.

Rys 3.7. Widmo emisji nadajników radiofonicznych UKF-FM obserwowane z wykorzystaniem dwóch różnych filtrów RBW



### 3.7 Wskazówki praktyczne (czyli podsumowanie...) !!!

- **Zmniejszanie pasma RBW** powoduje: poprawę częstotliwościowej zdolności rozdzielczej i obniżenie poziomu szumów ( $N_{we}$ ), efektem niepożądanym jest konieczność zwiększenia czasu analizy ( $T_a$ ). **W czasie typowych pomiarów widmowych stosujemy z reguły możliwie małe wartości RBW** (aby uzyskać dobrą rozdzielczość częstotliwościową wyników).
- **Zmniejszanie tłumienia tłumika wejściowego ( $A_t$ )** powoduje: zmniejszenie poziomu szumów odniesionych do wejścia ( $N_{we}$ ); jednocześnie jednak zwiększa poziom zniekształceń nieliniowych (harmonicznych i produktów intermodulacji) powstających w analizatorze.
- Niepewność określenia poziomu wzrasta w miarę oddalania się od poziomu odniesienia (przesuwania ku dołowi ekranu) - ostatnie 10..15 dB to **strefa niekalibrowana** (służąca do obserwacji, a nie pomiarów poziomów). Składowe o niskich poziomach mogą być mierzone po odpowiednim **obniżeniu poziomu odniesienia**.
- Nie należy również mierzyć poziomów prążków przewyższających poziom odniesienia analizatora (zapas dynamiki wynosi jedynie 1..2 dB); a tej sytuacji należy **podwyższyć poziom odniesienia**.
- Jeśli celem pomiaru jest wyznaczenie poziomów poszczególnych prążków lub pomiar pasma sygnału, trzeba pamiętać o ustawieniu **dostatecznie szerokiego zakresu analizy** (większego od oczekiwanej wartości  $B_{99}$ ).
- **Wykonując pomiary w dziedzinie czasu (Span Zero) stosujemy z reguły dość szerokie pasma RBW ( $RBW > B_{99}$ )**, tak aby cały sygnał, którego zmienność czasową mamy analizować, mieścił się w paśmie filtra.

## 4 Przykładowe zadania pomiarowe

Poszczególne zadania pomiarowe powinny być dokumentowane za pomocą obrazów odpowiednich widm (ew. przebiegów). W przypadkach, w których wymagane jest określenie cech ilościowych badanego sygnału - należy posługiwać się znacznikami. Te warunki analizy, które nie zostały podane wprost w zadaniach pomiarowych, należy ustawiać zgodnie z zasadami „sztuki pomiarowej” (opisanymi w rozdziale 3).

### 4.1 Obserwacja widm emisji w szerokich zakresach częstotliwości:

#### Przegląd widma w szerokim zakresie częstotliwości MHz

Ustawić zadany zakres analizy, obejrzeć i zapisać widmo emisji. Określić (wskazać na wykresie widma) granice zakresów: emisji radiofonicznych, telewizyjnych, GSM 900, GSM1800 (i, ewentualnie, innych).

#### Obserwacja widma w paśmie nadajników radiofonicznych

Ustawić zakres analizy: 87,5-108 MHz i RBW=30 kHz. Za pomocą znaczników określić częstotliwości i poziomy 10 najsilniejszych sygnałów odbieranych w tym paśmie,

#### Obserwacja widma sygnałów telewizyjnych w paśmie 470...700 MHz.

Ustawić RBW=30 kHz. Zapis widma. Wskazanie 3 najsilniej odbieranych emisji (bezpośrednio na rysunku).

<sup>21</sup> Poziom odniesienia **RefLvl** (podawany na ogół w [dBm]) to poziom odpowiadający górnej linii poziomej na skali analizatora.

### **Obserwacja widma sygnałów systemu TETRA (w zakresie 390...392 MHz).**

Ustawić RBW=3kHz. Określenie częstotliwości i poziomów 5 najsilniejszych emisji. Zapis widma. Interpretacja wyników.

### **Obserwacja widma sygnałów systemu ..... w zakresie 790....850 MHz.**

Ustawić RBW=3kHz. Określenie częstotliwości i poziomów 5 najsilniejszych emisji. Zapis widma. Interpretacja wyników.

### **Wyznaczenie widma emisji w zakresie stacji bazowych GSM900.**

Ustawić zakres analizy 925-960 MHz i RBW=100 kHz. Zapis widma bieżącego oraz wykresów uzyskanych w trybie zapamiętywania wartości minimalnych i maksymalnych. Wskazanie emisji szerokopasmowych (niepochodzących z nadajników GSM).

### **Wyznaczenie widma emisji w zakresie 880-915 MHz**

Ustawić stosowny zakres analizy i RBW=100 kHz. Obserwacja widma bieżącego i zapamiętanych wartości maksymalnych.

### **Wyznaczenie widma emisji sieci komórkowych w innych (zadanych) zakresach**

Ustawić stosowny zakres analizy i RBW=100 kHz. Zapis wykresów uzyskanych w trybie zapamiętywania wartości minimalnych i maksymalnych. Określenie rodzajów emisji i granic odpowiadających im zakresów częstotliwości.

## **4.2 Obserwacje i pomiary pasm wybranych emisji**

### **Obserwacja zmian widma sygnału wybranej stacji radiofonicznej .....[MHz].**

Ustawić częstotliwość środkową wybranej stacji, zakres analizy 250 kHz i filtr RBW=3 kHz. Zarejestrować widmo najwęższe (w chwili ciszy); określić częstotliwości i poziomy względne prążków widma; wskazać charakterystyczne składniki widma. Dokonać pomiarów szerokości pasma emisji.

### **Pomiary pasma sygnału emisji na częstotliwości 183,66 MHz lub 190,64 MHz lub 229,072 MHz.**

Ustawić właściwą częstotliwość środkową i zakres analizy 2 MHz. Określić przybliżone pasmo emisji. Podać rodzaj emisji i jej podstawowe właściwości (w sprawozdaniu).

### **Obserwacja widma sygnału w zakresie jednego kanału telewizji cyfrowej .**

Ustawienie zadanego zakresu analizy i odpowiednio małej wartości RBW. Zapis widma bieżącego, wyznaczenie pasma emisji

### **Pomiary pasm innych sygnałów na wskazanych częstotliwościach nośnych.**

Ustawić właściwą częstotliwość środkową i stosowny zakres analizy. Określić przybliżone pasmo emisji.

## **4.3 Pomiary sygnałów w dziedzinie czasu.**

### **Badania emisji stacji bazowej GSM pracującej w kanale odniesienia**

Praca w trybie dostrojenia analizatora do częstotliwości nośnej (*SpanZero*). Należy właściwie dobrać skalę czasu tak by na ekranie odwzorowana była zadana liczba szczylin czasowych; przydatne jest wyzwalanie poziomem badanego sygnału (*Trig....Video*).

## **4.4 Zadania domowe**

Porównanie cech widmowych emisji obserwowanych w ćwiczeniu. Omówienie widma przekazanego przez prowadzącego.

## **5 Zakres kolokwium wstępnego**

W czasie kolokwium wstępnego trwającego 16 minut należy odpowiedzieć pisemnie na 3 pytania. Poniżej podano zakres tematyczny tych pytań:

1. Podstawowe właściwości sygnałów z modulacją FM (w tym: właściwości pasmowe i określanie właściwości widma z wykorzystaniem funkcji Bessela)
2. Właściwości pasmowe sygnałów radiofonicznych i radiokomunikacyjnych (wymienionych w instrukcji)
3. Widmo sygnałów nadajników radiofonicznych UKF-FM
4. Podstawowe właściwości sygnału stacji bazowej GSM (w dziedzinie częstotliwości i czasu).
5. Zasada działania heterodynowego analizatora widma.
6. Dobór pasma filtru RBW w analizatorze widma w zależności od zadania pomiarowego (pomiary widm, pomiary zmian poziomu w funkcji czasu).
7. Wpływ tłumienia tłumika wejściowego na właściwości analizatora widma.
8. Przeliczanie napięć, mocy, wzmacnień i poziomów sygnałów.

Uwaga: Powyżej wskazano zagadnienia, których dotyczyć będą pytania. Na kolokwium wstępnym należy spodziewać się pytań sformułowanych bardziej szczegółowo, w tym prostych zadań obliczeniowych.

## **6 Lektury pomocnicze**

- [1] A. Jakubiak, Materiały pomocnicze do wykładu *Techniki modulacji i kodowania*
- [2] S. Haykin: *Systemy telekomunikacyjne*, WKiŁ, 1998
- [3] A. Dąbrowski, P. Dymarski (red.): *Podstawy transmisji cyfrowej*, wyd.3, Oficyna Wyd. PW, 2013
- [4] K. Wesołowski, *Systemy radiokomunikacji ruchomej*, wyd.3, WKiŁ, 2003.
- [5] K. Wesołowski, *Podstawy cyfrowych systemów telekomunikacyjnych*, WKiŁ, 2007.
- [6] J. Szóstka, *Miernictwo radiokomunikacyjne*, Wyd. Polit. Poznańskiej, 2021
- [7] Ch. Rauscher, *Fundamentals of Spectrum Analysis*, Rohde & Schwarz, wyd.9, 2016

## 7 Dodatki

### 7.1 Skale decybelowe

W technice radiowej intensywność sygnałów oraz wzmocnienie i tłumienie najczęściej wyrażamy posługując się decybelami, czyli korzystając z miar logarytmicznych.

Szerokie rozpowszechnienie miar logarytmicznych wynika m.in. z możliwości:

- zmniejszenia zakresu liczb reprezentujących mierzone wartości (napięć, mocy, tłumień...);  
Moce sygnałów mierzonych w radiokomunikacji sięgają od femtowatów (w technice odbiorczej) do kilowatów (moce nadajników). Jest to więc zakres osiemnastu rzędów wielkości (w watach), a w skali decybelowej - tylko 180 dB.
- ułatwienia obliczeń związanych z uwzględnieniem kolejnych wzmocnień i tłumień w kaskadowych torach transmisyjnych: wartości wyrażone w [W/W] lub [V/V] należałoby mnożyć (i ewentualnie dzielić), a wyrażone w [dB] należy dodawać (ew. odejmować);
- dobrego odwzorowania reakcji zmysłów człowieka na bodźce fizyczne (np. słuchu na moc dźwięku); reakcje te są w przybliżeniu proporcjonalne do logarytmu intensywności bodźca.

Aby wyrazić w decybelach stosunek mocy  $P_1$  i  $P_2$  dwóch sygnałów należy skorzystać

z zależności:

$$N[dB] = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}$$

Jeśli znane są wartości skuteczne napięć dwóch sygnałów to analogiczne obliczenie przeprowadzane

jest z zależności:

$$N[dB] = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}$$

Jeśli napięcie  $U_1$  i moc  $P_1$  są miarami intensywności tego samego sygnału (oraz analogicznie -  $U_2$  i  $P_2$ ) to z obu zależności uzyskamy ten sam wynik (wartość podaną w decybelach).

Znając wartość  $N[dB]$  możemy stwierdzić np., że ...wzmocnienie wynosi  $N[dB]$ ... i nie musimy dodawać czy określiliśmy wzmocnienie napięcia czy mocy (bo jest to ta sama wartość).

Inne sformułowania używane w przypadkach przytaczania wyniku wyrażonego w decybelach mogą brzmieć:

**względny poziom<sup>22</sup> sygnału wynosi  $N[dB]$**

**lub tłumienie wynosi ... (w przypadku tłumienia podajemy wartość przeciwną czyli „ $-N[dB]$ ”).**

Znając wzmocnienie (tłumienie, poziom względny) wyrażone w decybelach można obliczyć wzmocnienie mocy (wyrażone w [W/W]) lub wzmocnienie napięciowe [V/V] korzystając z następujących zależności:

$$\frac{P_1}{P_2} = 10^{\left(\frac{N[dB]}{10}\right)} \quad \text{lub} \quad \frac{U_1}{U_2} = 10^{\left(\frac{N[dB]}{20}\right)}$$

Miary decybelowe mogą być wykorzystane również do **wyrażenia bezwzględnej wartości intensywności sygnału**.

Poziom mocy lub poziom napięcia określa się w decybelach zaznaczając względem jakiej wartości (mocy lub napięcia) został on wyznaczony.

W technice radiowej **poziom mocy** podaje się najczęściej w [dB(mW)] lub, w skrócie, w [dBm]. Zapis taki oznacza, że wartość tę obliczono względem mocy  $P_0=1$  [mW], czyli z zależności:

$$P[dBm] = 10 \lg \frac{P[mW]}{P_0[mW]} = 10 \lg P[mW]$$

W technice odbiorczej **poziom napięcia** podaje się często w odniesieniu do napięcia  $U_0=1\mu V$ , wyznaczając go z zależności:

$$U[dB\mu V] = 20 \lg \frac{U[\mu V]}{U_0[\mu V]} = 20 \lg U[\mu V]$$

<sup>22</sup> Zazwyczaj używając określenia „poziom” (napięcia czy mocy) mamy na myśli wartość wyrażoną w decybelach.

Można również podać poziom napięcia w [dBm], trzeba jednak określić w jakiej rezystancji wydziela się moc odniesienia (1[mW]) i na tej podstawie obliczyć napięcie odniesienia  $U_{0dBm}$ .

Jeśli przyjąć  $R=50 [\Omega]$  (a tak przyjmuje się na ogół w technice radiowej), to

$$U_{0dBm} = \sqrt{0.001[W]50[\Omega]} \approx 0,224[V] \quad ^{23} \text{ i wtedy} \quad U[dBm] = 20\lg\left(\frac{U[V]}{0,224}\right)$$

Jeśli poziom  $U[dBm]$  został obliczony dla  $R=50 \Omega$  to zachodzi zależność:  $U[dB\mu V] \approx U[dBm] + 107$

Do wyznaczenia mocy [W] lub napięcia [V] na podstawie znanych wartości poziomu wykorzystuje się jedną z poniższych zależności:

$$P[mW] = 10^{0.1 \cdot P[dBm]}$$

$$\text{lub} \quad U[\mu V] = 10^{0.05 \cdot U[dB\mu V]} \quad \text{lub} \quad U[V] = U_{0dBm} \cdot 10^{0.05 \cdot U[dBm]}$$

Charakterystyczne (przybliżone) wartości poziomów napięć i mocy podano w tablicy 7.2. a w tablicy 7.3 - wybrane wartości poziomów względnych (wzmocnień):

Tab. 7.3 Przykładowe wartości poziomów napięć i mocy

P	U	P[dBm]	U[dBm]	U [dBμV]
1 mW	224 mV	0	0	107
2 mW	316 mV	3	3	110
4 mW	448 mV	6	6	113
5 mW	500 mV	7	7	114
10 mW	707 mV	10	10	117
20 mW	1 V	13	13	120
10 μW	22.4 mV	-20	-20	87
100 nW	2.24 mV	-40	-40	67
20 nW	1 mV	-47	-47	60
20 fW	1 μV	-107	-107	0

Tab. 7.3 Przykładowe wartości poziomów względnych

$U_1/U_2 [V/V]$	$P_1/P_2 [W/W]$	poziom względny [dB]
1	1	0
1,41	2	3
2	4	6
3,16	10	10
5	25	14
10	100	20
1000	1 000 000	60
1 000 000	$10^{12}$	120
0,5	0,25	-6
0,316	0,1	-10
0,1	0,01	-20
0,01	0,0001	-40

**W praktyce bardzo przydaje się umiejętność korzystania ze skal decybelowych**, zwłaszcza do szybkiego (nawet pamięciowego) szacowania wyników pomiarów, tłumień, wzmocnień itp.<sup>24</sup>

<sup>23</sup> Uwaga: w elektroakustyce przyjmuje się na ogół  $R=600 \Omega$  i wtedy:  $U_{0dBm} = \sqrt{0.001[W]600[\Omega]} \approx 0,775[V]$

<sup>24</sup> Przed ćwiczeniem warto rozwinąć własną sprawność obliczeniową....

## 7.2 Wybrane zakresy częstotliwości wykorzystywanych w radiokomunikacji i radiodifuzji

W tablicy 7.1 podano orientacyjnie wybrane podzakresy wykorzystywane w radiokomunikacji i radiodifuzji w zakresie od 70 MHz do 2,7 GHz (oznaczenia rodzaju transmisji dominującego w danym zakresie: **A** – transmisje analogowe, **C** - transmisje cyfrowe). Uwaga: w najbliższym czasie jest spodziewane pojawienie się innych emisji.

Tab. 7.1 Wybrane rodzaje emisji w zakresie od 70 do 2700 MHz

zakres [MHz]	zastosowanie	uwagi
71-86	Sieci dyspozytorskie (FM)	<b>A</b> Odstępy międzykanałowe 25 kHz i 12,5 kHz
87,5-108	Radiofonia UKF-FM	<b>A</b> $\Delta F_{\max}=75$ kHz
118-137	Radiokomunikacja lotnicza (AM)	<b>A</b> Odstępy międzykanałowe 25, 12,5 i 8,33 kHz
144-146	Pasmo radioamatorskie	Różne emisje
147-172	Sieci dyspozytorskie (FM)	<b>A</b> Odstępy międzykanałowe 25 kHz i 12,5 kHz
174-225	Radiofonia cyfrowa i telewizja cyfrowa	<b>C</b>
380-385, 412-416,2	TETRA – stacje ruchome	<b>C</b> Odstęp międzykanałowy 25 kHz
390-395, 422-426,2	TETRA – stacje bazowe	Odstęp dwupięsowy 10 MHz
416,2-420	Sieci dyspozytorskie (FM) – st. ruchome	<b>A</b> Odstępy międzykanałowe 12,5 kHz
426,2-430	Sieci dyspozytorskie (FM)- st. bazowe	Odstęp dwupięsowy 10 MHz
430-440	Pasmo radioamatorskie	Różne emisje
w tym: 433,05 - 434,79	Pasmo ISM (cele przemysłowe, naukowe, medyczne)	Różne emisje
457,5-460	Sieci dyspozytorskie (FM) – st. ruchome	<b>A</b> Odstęp międzykanałowy 12,5 kHz
467,5-470	Sieci dyspozytorskie (FM) – st. bazowe	Odstęp dwupięsowy 10 MHz
470-694	Telewizja cyfrowa	<b>C</b> Kanały 21-48 częstotliwość środkowa [MHz]: $306+8n$ (n-numer kanału)
694-791	???	<b>C</b> ..... ??
791-816	LTE800 – stacje bazowe	<b>C</b>
832-857	LTE800 – stacje ruchome	Odstęp dwupięsowy -41 MHz
868-870	Pasmo ISM (jak wyżej)	Różne emisje
880-915	GSM900 *) – stacje ruchome	<b>C</b> Odstęp międzykanałowy 200 kHz (GSM)
925-960	GSM900 *) – stacje bazowe	Odstęp dwupięsowy 45 MHz
1240-1300	Pasma radioamatorskie	Różne emisje
1710-1785	GSM1800 *) – stacje ruchome	<b>C</b>
1805-1880	GSM1800 *) – stacje bazowe	Odstęp dwupięsowy 95 MHz
1880-1900	DECT – telefonia bezprzewodowa	<b>C</b> TDD, TDMA, modulacja GFSK, odstępy międzykanałowe 1,728 MHz
1920-1980	UMTS**) – technika FDD st. ruchome	<b>C</b> Odstępy międzykanałowe 4,4...5,2 MHz,
2110-2170	UMTS **) – technika FDD st. bazowe	odstępy dwupięsowy 190 MHz
2400-2483	Pasmo ISM (cele przemysłowe, naukowe, medyczne), WiFi, Bluetooth	<b>C</b>
2500-2570	LTE/5G – technika FDD- st. ruchome	<b>C</b> odstępy dwupięsowy 120 MHz
2570-2620	LTE/5G – technika TDD	<b>C</b>
2620-2690	LTE/5G – technika FDD- st. bazowe	<b>C</b> odstępy dwupięsowy 120 MHz

\*) W zakresach GSM 900 i GSM 1800 – obecnie także emisje innych systemów komórkowych (UMTS, LTE, 5G)

\*\*) W zakresach UMTS2100 - obecnie przede wszystkim emisje LTE i 5G